

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ
И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ» (ТУСУР)

АО «НАУЧНО-ПРОИЗВОДСТВЕННАЯ ФИРМА «МИКРАН»

На правах рукописи



Христенко Алексей Викторович

**Обнаружение низколетящих малоразмерных целей методом
фоновой радиолокации**

Специальность 05.12.14
Радиолокация и радионавигация

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель
кандидат тех. наук, Ровкин Михаил Евгеньевич

Томск – 2019

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	4
1 МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ МБПЛА.....	11
1.1 Современные системы обнаружения МБПЛА	11
1.2 Радиолокационные методы повышения характеристик обнаружения МБПЛА на фоне подстилающей поверхности	15
1.3 Фоновая радиолокация	26
1.4 Постановка задачи обнаружения МБПЛА при реализации метода фоновой радиолокации.....	36
1.5 Выводы.....	38
2 СИНТЕЗ ФОНОВОГО РАДИОЛОКАТОРА В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ МБПЛА	39
2.1 Структурная схема фоновой радиолокации.....	39
2.2 Моделирование бистатической ЭПР МБПЛА	49
2.3 Модель принятого радиолокатором сигнала.....	53
2.4 Метод обнаружения МБПЛА.....	67
2.5 Структурная схема обнаружителя МБПЛА фоновой радиолокации	78
2.6 Исследование амплитуды отклика согласованного фильтра обнаружителя при рассогласовании параметров полезного сигнала	79
2.7 Оценка ширины функции отклика согласованного фильтра в зависимости от параметров полезного сигнала.....	95
2.8 Оценка количества согласованных фильтров обнаружителя МБПЛА.....	105
2.9 Фильтрация полезного сигнала в задаче обнаружения МБПЛА фоновой радиолокации	107
2.10 Моделирование обнаружителя МБПЛА фоновой радиолокации	111
2.11 Выводы	123
3 НАТУРНЫЕ ИСПЫТАНИЯ МЕТОДА ОБНАРУЖЕНИЯ ФОНОВОЙ РАДИОЛОКАЦИИ	124
3.1 Описание макета Х-диапазона фоновой радиолокации	124
3.2 Оценка бистатической ЭПР МБПЛА на «просвет» в Х-диапазоне фоновым методом	128
3.3 Описание сценариев и методика натурных испытаний фоновой радиолокации Х-диапазона	134

3.4 Результаты натурного исследования возможности обнаружения МБПЛА фоновым радиолокатором X-диапазона	137
3.5 Выводы.....	146
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	147
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ.....	149
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	150
ПРИЛОЖЕНИЕ А (Обязательное) Патент на изобретение и сведения о внедрении	165

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Достижения в области материаловедения и прогресс микроэлектроники обеспечили появление в 2006 году на рынке первых беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) немецкой компании MikroKopter. Удобство управления, мобильность, легкость и неприхотливость разработки в эксплуатации обеспечили ее повсеместное использование в разных сферах деятельности человека.

Первые БПЛА являлись узкоспециализированными, либо применялись в сфере досуга. Совершенствование характеристик и модификаций летательных аппаратов привели к использованию их не только в гражданских, но и военных целях. На сегодняшний день, уже известны разработки автоматического беспилотного такси и доставки грузов, появляются разработки полноценных боевых машин [1-8], способных выполнять не только разведывательные функции, но и участвовать непосредственно в военных действиях. Такое развитие БПЛА получили из-за специфических аэродинамических и технических характеристик, а также отсутствия для них необходимости в управлении человеком и наличие высокотехнологического оборудования, способного решать широкий диапазон универсальных военно-прикладных задач. Это вызвало высокий интерес к БПЛА не только у гражданских, но и у военных организаций в части их адаптации и усовершенствования для решения прикладных задач [9, 10]. Широкое распространение БПЛА среди гражданского населения привело к проблеме государственного регулирования их применения, усовершенствованию систем охраны объектов повышенной опасности, таких как АЭС, ГЭС, аэропорты, военные объекты и др. В связи с этим на сегодняшний день большое количество научных работ [11-16] посвящаются проблемам борьбы с БПЛА.

В настоящее время достаточно высокая эффективность обнаружения и борьбы с низколетящими воздушными целями с применением современных ЗРК, ЗАК, ПЗРК и ЗПРК достигается при своевременном обнаружении и обстреле БПЛА средних и больших размеров. Однако наибольшие трудности проявляются при организации и ведении борьбы зенитных средств с современными МБПЛА. Это обусловлено малой радиолокационной заметностью (ЭПР БПЛА находится в пределах от 0,001 до 0,01 м² [17-23]), визуальной заметностью менее 100 м (при идеальных погодных условиях) и малой ИК-сигнатурой (0,5 Вт/стер.) при высоте ведения разведки от 100 до 1000 м.

Цель диссертационной работы – предложить методы и устройство обнаружения низколетящего МБПЛА для стационарного наземного фоновго радиолокатора на основе исследований синтезированной модели полезного сигнала, а также дать рекомендации по изменению структуры данного устройства для произвольной дальности до фона в пределах прямой видимости.

Объектом исследования являются однопозиционные стационарные наземные фоновые радиолокационные средства охраны, использующие в качестве входного сигнала обнаружителя последовательность амплитуд пачки радиосигналов сантиметрового диапазона.

Предметом исследования является модель полезного сигнала фоновых радиолокаторов, а также анализ ее характеристик для разработки устройства и анализа характеристик обнаружения МБПЛА для фоновых радиолокаторов.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие **основные задачи исследования**:

- предложить структурную схему радиолокатора и на ее основе разработать математическую модель полезного сигнала фоновых радиолокаторов;
- оценить неизвестные параметры математической модели полезного сигнала экспериментально и путем моделирования;
- исследовать характеристики полезного радиосигнала при различных дальностях до фона, до цели и параметров ее движения;
- на основе математической модели полезного сигнала предложить метод и устройство обнаружения МБПЛА;
- путем моделирования проверить работоспособность обнаружителя и оценить его характеристики;
- предложить рекомендации по изменению структуры обнаружителя для произвольной дальности до фона в пределах прямой видимости;
- проверить работоспособность предложенного метода обнаружения экспериментально по реальным сигналам для конкретных условий на приземных трассах прямой видимости.

Методы исследования. В диссертационной работе для проверки обнаружителя использовались экспериментальные данные о характеристиках фона и цели, а также реальные зарегистрированные сигналы. Синтез модели полезного сигнала и оценки характеристик выполнялись теоретически для заданной трассы распространения радиоволн.

В диссертационной работе использованы экспериментальные данные, полученные в ходе следующих работ:

- «Создание на основе собственной СВЧ-элементной базы системы мониторинга верхней полусферы охраняемых объектов для предотвращения несанкционированного проникновения сверхмалоразмерных летательных аппаратов (типа "Дрон") в охраняемую зону» в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы» соглашение от 27.10.2014 г. №14.577.21.0188 идентификатор RFMEF157715X0188 (2014 – 2017 гг.);

– «Прикладные исследования и экспериментальная разработка многочастотных радиолокационных станций дистанционного зондирования Земли на платформах легкомоторной и беспилотной авиации для решения задач мониторинга и противодействия техногенным и биогенным угрозам» в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2014-2020 годы» соглашение от 26.09.2017 г. №14.577.21.0279, идентификатор RFMEFI57717X0279;

– «Разработка и организация высокотехнологичного производства твердотельных радаров миллиметрового диапазона с применением электронной компонентной базы собственной разработки и создание на этой основе комплексированных систем мониторинга выделенных пространственных зон», выполнявшейся по Договору АО «НПФ «Микран» с Минобрнауки России от 23 мая 2013 г. № 02.G25.31.0091 в рамках постановления правительства РФ №218 от 09.04.2010 г., договор между ТУСУР и АО «НПФ «Микран» № 10/13;

– «Анализ и прогнозирование искажений СВЧ радиоволн и звуковых волн при их распространении в неоднородной тропосфере над неоднородной и неровной земной поверхностью», государственный контракт № 02.740.11.0232 в рамках федеральной целевой программы «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009-2013 годы. – Томск: ТУСУР, (2009 – 2011 гг.).

Математические модели исследовались в среде «MathCad 11. Обработка экспериментальных данных выполнялась в среде MatLAB 2009. Математическое моделирование многоуровневым быстрым мультипольным методом ЭПР МБПЛА проводился в программном электродинамическом пакете CST Microwave Studio 2016. Для решения поставленных задач использовались методы системного анализа, аналитической геометрии, теории вероятностей, теории сигналов и статистической радиотехники.

Научная новизна диссертации состоит в том, что в ней:

а) предложена математическая модель полезного сигнала, учитывающая характеристики приемо-передающей антенны, цели и фона, а также выявлены ее параметры, существенные для обнаружения;

б) проанализированы энергетические характеристики сигналов на входе обнаружителя фоновых радиолокатора для различных характеристик антенны радиолокатора, цели, фона и сценариев траектории полета цели;

в) рассмотрены отклики согласованных фильтров при рассогласовании по существенным в задаче обнаружения параметрам полезного сигнала;

г) получены зависимости коэффициента сжатия полезного сигнала от дальности до цели для фоновых радиолокатора, учитывающие индикатрису рассеяния цели;

д) получены оценки характеристик обнаружения МБПЛА для фоновых радиолокаторов при наличии флуктуаций характеристик фона.

Достоверность результатов диссертационной работы обеспечивается корректностью постановки задачи и исходных предпосылок, строгостью математических преобразований в процессе вывода аналитических выражений, сравнением теоретических данных с результатами полунатурных экспериментов, применением апробированных методов моделирования, а также обсуждением полученных результатов на различных конференциях и при рецензировании публикаций.

Практическая значимость результатов диссертационной работы состоит в том, что разработанная модель полезного сигнала может быть использована для совершенствования существующих типов обнаружителей для различных типов радиолокационных целей, а также в использовании предложенного метода и устройства обнаружения для различных типов фоновых радиолокаторов, и возможности адаптации полученных результатов к различным условиям.

Результаты диссертационной работы реализованы и внедрены в АО «НПФ «Микран» г. Томск, о чем свидетельствуют три акта внедрения (см. Приложение А).

Научные положения, выносимые на защиту:

1. Параметры опорной функции, с которой согласован фильтр “пространственной” фильтрации обнаружителя фоновых радиолокаторов, слабо зависят от дальности до объекта в протяженной центральной части трассы и сильно меняются на краях трассы фоновых радиолокаторов.

2. Коэффициент сжатия полезного интерферирующего сигнала, отраженного фоном, вызванного движением малоразмерной цели, минимален при перпендикулярном пересечении объектом линии визирования «фон-радиолокатор» и возрастает по полиномиальной зависимости третьей степени при изменении курсового угла объекта от 0° до $\pm 70^\circ$ относительно перпендикуляра к линии визирования.

3. Вероятность правильного обнаружения подвижного малоразмерного летательного аппарата фоновым радиолокатором по превышению порога сигнала на выходе согласованного фильтра нелинейно возрастает с приближением цели к фону.

Апробация работы. Основные результаты диссертационной работы обсуждались и докладывались:

- на всероссийской научно-технической конференции «Шарыгинские чтения (г. Томск, 2019 г.);
- на международной научно-технической конференции «Ural Symposium on Biomedical Engineering, Radioelectronics and Information Technology» (г. Екатеринбург, 2018 г.);

– на международной научно-технической конференции «International Siberian conference on control and communications, SIBCON» (г. Астана, 2017 г.).

Публикации. В рамках выполнения диссертационной работы основные научные результаты опубликованы в **11 научных работах**, из них **5 статей** в рецензируемом журнале, **6** – в сборниках докладов международных и всероссийских конференций.

Личный вклад. При написании диссертационной работы автор лично получил все новые аналитические выражения и теоретические зависимости, участвовал в проведении экспериментов. Автором обработаны экспериментальные данные, оценены характеристики обнаружения МБПЛА. Также автор ставил задачи для численного моделирования индикатрисы рассеяния БПЛА и формулировал выводы, полученные в результате моделирования. Автор принимал основное участие в разработке приемо-передающего модуля для макета фоновой радиолокатора. В работах, опубликованных в соавторстве, диссертанту принадлежат постановка задачи, планирование и проведение экспериментальных работ, обработка полученных данных, основное содержание статей и докладов, а также выводы.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, трех глав основного текста, заключения, приложения и списка литературы. Объем диссертационной работы составляет 168 страниц, содержит 167 рисунков, 5 таблиц. Список литературы содержит 177 источников.

Основное содержание диссертационной работы.

Во введении обосновывается актуальность темы диссертационной работы, определена цель и сформулированы задачи исследования, приведен краткий обзор содержания глав диссертационной работы, а также отмечены новые научные результаты и сведения о практической реализации результатов исследований.

В первой главе приведены основные результаты исследований в области фоновой радиолокации. Первые теоретико-экспериментальные исследования метода фоновой радиолокации проводились Ф.С. Алымовым, В.Н. Саблиным, В.В. Разевигом и В.В. Чапурским применительно к задаче обнаружения самолета и крылатой ракеты с ЭПР не выше $0,01 \text{ м}^2$ и движущихся со скоростью 200 м/с. В результате этих исследований получены уравнение фоновой радиолокации, аналитические выражения для мощности отраженных фоном радиосигналов, метод обнаружения слабо рассеивающей движущейся цели по различию спектров отраженных от фона радиосигналов при наличии и отсутствии цели, определены зоны обнаружения указанных целей в вертикальной плоскости и показано, что они зависят от формы и ширины главного лепестка бистатической ЭПР цели.

Более детально метод фоновой радиолокации исследовался в работе В.Е. Турова для условий закрытого помещения применительно к обнаружению вращающейся по кругу мало-

размерной цели по отражениям зондирующих сверхширокополосных сигналов. Оказалось, что для эффективного обнаружения движущихся слабо рассеивающих целей необходимо извлекать информацию о цели путем анализа временных изменений параметров радиосигналов с помощью алгоритмов сопровождения целей (завязки траектории), а также методов, основанных на обработке радиолокационных изображений с помощью преобразований Радона, Хафа и т.д. Однако эффективность этих методов обнаружения сравнима с методами цифрового накопления.

Анализ указанных и других рассмотренных результатов показал, что их недостаточно для разработки фоновой радиолокатора для обнаружения движущегося МБПЛА.

Автор диссертационной работы предложил реализацию метода фоновой радиолокации в задаче обнаружения движущегося над подстилающей поверхностью МБПЛА по сигналу биемний однопозиционного наземного стационарного радиолокатора с зондирующим квазинепрерывным ЛЧМ радиосигналом сантиметрового диапазона длин волн.

Во второй главе дано определение фоновой радиолокатора. Фоновый радиолокатор – это техническое средство извлечения информации о движущейся цели из модулированных ею отраженных сигналов объектами местности и относящимися к разным, в общем случае, элементам разрешения. Автором предложена классификация радиолокационных средств на основе двух признаков: по расположению в пространстве пунктов передачи и приема радиолокатора и по способу формирования целью информативного радиосигнала в пункте приема.

Для разработки алгоритма обнаружения МБПЛА рассмотрена обобщенная структурная схема однопозиционного фоновой радиолокатора.

Разработка метода обнаружения МБПЛА основана на предложенной автором диссертационной работы модели полезного сигнала. С помощью данной модели решалась задача бинарного обнаружения МБПЛА на фоне собственного шума приемного тракта активного радиолокатора, для решения которой была разработана соответствующая структурная схема квадратурного блока обнаружения параллельного вида, настроенного на полезный сигнал известной формы и отвечающая параметрам движения МБПЛА.

Для определения количества блоков обнаружителя определялись двумерные зависимости амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от двух параметров цели, таких как дальность и скорость, дальность и угол вхождения цели, скорость и угол вхождения цели, а также сечения этих зависимостей вдоль одной из осей при нулевом значении второго параметра. По результатам расчета были найдены зависимости, на основе которых был разработан алгоритм определения количества блоков обнаружителя.

Далее в работе был исследован коэффициент сжатия полезного сигнала, вычислены в зависимости от параметров цели вероятностные характеристики блока обнаружения и промоделирована его работа.

В третьей главе приведены результаты натурных испытаний фонового радиолокатора. Для этого описан макет фонового радиолокатора, в который входит однопозиционный ЛЧМ-радар X-диапазона «MRS-1000» производства АО «НПФ «Микран». Для оценки работоспособности обнаружителя, описанного во второй главе, измерена плотность распределения вероятности ЭПР подстилающей поверхности для различного фона. По критерию Неймана-Пирсона задан порог для вероятности ложной тревоги. Пропущен сигнал через обнаружитель в момент времени, когда есть цель и когда ее нет. После полученных результатов оценена работоспособность обнаружителя по срабатыванию порога для различных фона и дальностей. Для оценки вероятностных характеристик обнаружения фонового радиолокатора путем моделирования построены графики зависимости вероятности правильного обнаружения от дальности до фона для измеренных сценариев. Измерены статистические параметры ЭПР фона. Показаны результаты моделирования и результаты натурных испытаний обнаружителя.

В заключении приведены основные результаты работы и указаны пути дальнейших исследований.

1 МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ МБПЛА

1.1 Современные системы обнаружения МБПЛА

Большое разнообразие областей применения МБПЛА порождает многочисленные виды таких летательных аппаратов [1-8], адаптированных к различным условиям и местностям эксплуатации. В связи с этим, МБПЛА зачастую требуется обнаруживать на высотах менее 10 м от поверхности земли, а также в городском ландшафте, в окружении высотных зданий и другой городской инфраструктуры, среди многочисленных подвижных объектов, то есть в условиях сложной помеховой обстановки. Малые демаскирующие свойства МБПЛА в радиочастотных и других диапазонах, характеризующиеся, например, ЭПР, для МБПЛА типа "квадрокоптер" по величине близкой $0,01 \text{ м}^2$ [17-23], приводят к тому, что для всех типов охраняемых объектов и служб контроля воздушным движением не существует общего решения по обнаружению МБПЛА современными радиолокационными и другими системами обнаружения. Данное обстоятельство приводит к большому разнообразию электронных систем обнаружения МБПЛА, обладающих различными тактико-техническими характеристиками и, как следствие, широким ценовым диапазоном.

Все существующие на сегодня системы, способные обнаружить МБПЛА, можно разделить на два класса: системы противодействия военному нападению и системы гражданского применения для служб охраны и контроля воздушного движения МБПЛА.

К системам противодействия военному нападению относятся современные системы ПВО, малогабаритные мобильные РЛС обнаружения низколетящих целей, различные РЛС для ведения разведки местности и артиллерийских позиций противника.

Все системы ПВО делятся на комплексы ближней, малой, средней и большой дальности. Для борьбы с МБПЛА по критерию «стоимость-эффективность» не рассматривают системы большой дальности типа «(ЗРК) С-400 «Триумф» [24], предназначенные для обнаружения и поражения целей на больших дальностях, так как они дороги, поэтому нецелесообразно использовать их для противодействия сравнительно недорогим МБПЛА. Поэтому для эшелонного прикрытия комплексов большой дальности, прикрытия войсковых частей и других стратегически важных малоразмерных промышленных и военных объектов для борьбы с МБПЛА используют системы ближней, малой и средней дальности. К ним относятся: ЗРК «БУК-М2», ЗРС «Тор-М2», ЗРПК «Панцирь-С1», ЗРК «ОСА-АКМ», ЗРПК «Тунгуска-М», ЗРК «Стрела-10МН» и ЗРК «Сосна» [25]. По данным [10] дальность обнаружения МБПЛА всех систем варьируется в пределах от 0,1 до 5,0 км для радиосистем различных длин волн и тепло-оптических датчиков.

Для повышения радиолокационного информационного обеспечения подразделения ПВО оснащаются малогабаритными мобильными РЛС. Такие системы необходимы для комплексов, не имеющих всепогодных средств радиолокационного наблюдения. К таким дополнительным средствам относят ЗРК «Стрела-10МН», ЗРК «Сосна». Малогабаритные мобильные РЛС отличаются повышенной надежностью обнаружения низколетящих целей, а также хорошим подавлением пассивных помех. К таким системам, например, относятся доплеровские радиолокационные станции L-радиодиапазона «1Л122-1Е» и «1Л122-2Е», заявленные дальности обнаружения которых составляют 1 – 40 км и 1 – 80 км соответственно. За счет подъема фазового центра антенны малогабаритной РЛС на высоту более 10 м, дальность обнаружения для целей, летящих на предельно малых высотах 25 – 100 м над «слегка холмистой равниной» можно увеличивать в среднем в два раза [26]. Поэтому ЗРК «БУК-М2» с РЛС «9С36М» подсвета целей и наведения ракет и малогабаритная мобильная РЛС «1Л122-2Е» имеют преимущества по дальности обнаружения низколетящих целей за счет возможности подъема фазового центра антенн.

Существуют также трех-координатные артиллерийские радиолокационные комплексы разведки, которые могут обнаруживать МБПЛА на расстоянии 3 – 12 км [9]. К данным системам относятся радиолокационные комплексы «1Л260» и «1Л219М «Зоопарк-1», а также переносные РЛС малой и ближней дальности «1Л277» и «1Л271 «Аистенок».

В таблице 1.1 приведены комплексы, специализирующиеся на обнаружении и противодействии МБПЛА. Данные типы комплексов могут использоваться для военного и гражданского применения. Большинство комплексов используют комбинированные системы обнаружения МБПЛА. Например, в состав комплекса «Dedron» входят видеокамера, акустические датчики, ИК-датчик, сканер радиочастот Wi-Fi диапазона, дополнительно комплекс может оснащаться радиолокатором и тепловизором. Применение для обнаружения МБПЛА датчиков, работающих на различных взаимно дополняющих друг друга принципах, увеличивает вероятность правильного обнаружения для различных сценариев окружающей обстановки и полета МБПЛА. В связи с этим, большое количество работ посвящены тому или другому принципу обнаружения МБПЛА.

Таблица 1.1 – Специализированные комплексы для обнаружения МБПЛА

Название системы	Дальность действия, км	Видео-камера	Тепловизор	Пеленгатор	Рабочая частота, ГГц
Dedrone (США)	0,5	+	+	+	2,4 – 5,8
ИНТАР (Турция)	5	+	+	–	10 – 13
АНТИДРОН (Россия)	0,5 – 1,0	–	–	+	
ЕНОТ (Россия)	1,8	+	–	–	

Продолжение таблицы 1.1

Название системы	Дальность действия, км	Видео-камера	Тепловизор	Пеленгатор	Рабочая частота, ГГц
Радескан (Россия)	1,5	+	+	+	
Aaronia (Германия)	7	–	–	–	0,68 – 6,00
AUDS (Великобритания)	10	+	+	–	10 – 13
Стопдрон – горнизон (Россия)	10	+	+	–	10 – 13, 17
Соловей-2 (Россия)	1,5	–	–	+	
Снегирь (Россия)	1,5	–	–	+	
Сапсан – Бекас (Россия)	10	+	+	+	
Red Sky 2 (Израиль)	5	+	+	–	8 – 12
Ardronis (Германия)		+	–	+	
MHR (Израиль)	10	–	–	–	
Примечание – Условные обозначения: «+» – наличие в составе системы данного оборудования, «–» – отсутствие в составе системы данного оборудования.					

Современные акустические системы обнаружения используют частоты до 100 кГц. Как показано в исследованиях [27-38], для увеличения дальности обнаружения акустическим методом и для эффективного выделения полезного сигнала над фоновым шумом требуется знать точную сигнатуру шума МБПЛА или его подвижных частей. Для всей совокупности летательных аппаратов выявить сигнатуры невозможно, а любые приближения ухудшают дальностные параметры обнаружения акустических систем. При все большем количестве исследований в области акустических систем обнаружения БПЛА достичь желаемых дальностей обнаружения с требуемыми вероятностями правильного обнаружения весьма проблематично, что обусловлено как высокой мощностью естественных помех окружающей среды, так и усилиями разработчиков по созданию малошумящих МБПЛА, а также внедрением методов подавления их акустического шума [39-44]. Поэтому акустические системы обнаружения применяются только совместно с другими сенсорами и их применимость ограничена дальностью обнаружения и зоной ответственности таких систем. Наилучшие результаты обнаружения акустическим методом заявляются в комплексе «Dedrone», в котором используется высоконаправленный акустический датчик с дальностью обнаружения МБПЛА до 1 км.

Совершенно по-другому обстоит дело с системами на электромагнитных принципах обнаружения МБПЛА. Электромагнитные волны различных частотных диапазонов обладают от-

личительными друг от друга обнаруживающими свойствами, на основе которых разработаны различные методы, применяемые в большом количестве многочисленных электронных системах обнаружения МБПЛА. Для обнаружения МБПЛА используют следующие частотные диапазоны электромагнитных волн [45]:

- оптический диапазон ЭМ волн (видеокамеры);
- ИК-диапазон ЭМ волн (тепловизоры);
- радиодиапазон ЭМ волн (радиолокационные системы, системы радиомониторинга).

В оптическом диапазоне существуют активные и пассивные методы. К активным методам относятся метод анаглифов и метод определения координат в пространстве. К пассивным методам относятся методы визуального наблюдения и комбинированного стереозффекта [46]. Основные недостатки пассивных оптических методов – это ограниченная видимость и неработоспособность в темное время суток. Пассивным методам эффективно противодействует электронное цветовое камуфлирование летательных аппаратов [47-50].

Методы теплового обнаружения ИК-диапазона работают и в светлое, и в темное время суток, и в условиях ограниченной видимости, но из-за большого разнообразия ИК-сигнатур существующих МБПЛА, обнаружение ИК-системами имеет невысокие характеристики, кроме того, такие устройства реагируют, формируя ложные тревоги, на различные выбросы высокотемпературных газов и шлейфов [51]. Поэтому на практике термовизуальные (ИК) методы обнаружения объединяют с методами «видимого» оптического обнаружения. К системам указанного типа относится наиболее продвинутый отечественный ЗРК «Сосна», использующий телевизионный и тепловизионный каналы совместно с радиопеленгационной системой.

В оптическом и ИК методах широко распространены методы постобработки [52-54], например, используют нейросетевые алгоритмы.

Системы радиочастотного диапазона электромагнитных волн устойчивы к условиям ограниченной видимости, ослабления радионаблюдаемости за счет ослабления в гидрометеорологических условиях, и работают в темное время суток. В радиодиапазоне МБПЛА формируют существенно больше демаскирующих электромагнитных излучений относительно оптического и ИК-диапазонов длин волн. К ним относятся сигналы, излучаемые внутренними системами МБПЛА, служащими обеспечению полета и поддерживающими функционированием "полезной нагрузки" МБПЛА, а также сигналы, излучаемые всевозможными внешними радиосистемами (телевизионные ретрансляторы, базовые станции сотовой связи, системы связи канала управления МБПЛА, радиолокационные системы) и переотраженные корпусом МБПЛА, [9, 55]. Такое разнообразие электромагнитного излучения радиодиапазона и свойства его распространения в тропосфере приводят к тому, что большинство алгоритмов в системах обнаружения МБПЛА работают по принципу – основной сенсор работает в радиодиапазоне, а все остальные выпол-

няют вспомогательную функцию, например, уточняют координаты цели, или дублируют обнаружение, увеличивая вероятность правильного обнаружения в наиболее ответственных зонах.

1.2 Радиолокационные методы повышения характеристик обнаружения МБПЛА на фоне подстилающей поверхности

Для обнаружения МБПЛА в радиодиапазоне используются пассивные и активные методы радиолокации. К пассивным методам относятся пеленгационные системы в совокупности с системами радиомониторинга. Такие системы осуществляют изучение радиообстановки, поиск, обнаружение и контроль различных каналов связи и других источников радиоизлучения [56, 57]. В то же время, внедрение в бортовую аппаратуру МБПЛА инерциальных систем навигации позволяет создавать автономные МБПЛА, которые не создают никаких демаскирующих электромагнитных излучений, либо снизить их мощность до уровней, не позволяющих достичь приемлемой дальности обнаружения [58]. Поэтому основным методом для обнаружения МБПЛА в радиодиапазоне является активная радиолокация.

Физической основой для обнаружения в активной радиолокации является способность радиоволн отражаться от границ раздела двух сред с различной проводимостью либо коэффициентом преломления. Обнаружение целей происходит путем фиксации факта отражения. [59, 60]. Способность тела отражать электромагнитную волну характеризуется таким параметром, как ЭПР. В радиолокационных задачах обнаружения целей на фоне подстилающей поверхности основной проблемой являются пассивные помехи, к которым относят отражения сигнала радиолокатора от элементов ландшафта и растительности, а также от антропогенных объектов. Для целей типа МБПЛА в реальных условиях их эксплуатации ЭПР пассивных помех больше или соизмерима с ЭПР данного вида целей, таким образом, факт отражения от цели маскируется помеховыми сигналами от подстилающей поверхности, например, в [61] рассмотрена дальность действия обнаружения РЛС на фоне подстилающей поверхности.

Существует ряд методов повышения эффективности радиолокационного обнаружения МБПЛА на фоне подстилающей поверхности. Но не все из них используются для обнаружения МБПЛА. Не используются для обнаружения МБПЛА поляризационные методы выделения обнаруживаемого объекта [62, 63], методы нелинейной радиолокации [64, 65]. Причинами, мешающими применению данных методов, является либо малый выигрыш при больших затратах, например, в случае реализации поляризационных методов выделения, либо низкая мощность побочных гармонических составляющих несущей рассеянного сигнала от обнаруживаемой цели, что приводит в нелинейной радиолокации к малой дальности обнаружения МБПЛА.

К другим методам повышения эффективности радиолокационного обнаружения относятся методы многообразного наблюдения (траекторные алгоритмы обнаружения) или в иностранной литературе их называют Track-before-detect. Данные методы основываются на цифровой пост обработке при достаточно большом увеличении времени наблюдения [66-73], что в ряде случаев недопустимо.

Для оценки современных возможностей обнаружения МБПЛА рассмотрим исследования в данной области для трех наиболее распространенных радиолокационных методов выделения полезного сигнала на фоне пассивных помех, отраженных от подстилающей поверхности.

Первый метод повышения характеристик обнаружения малоразмерных целей направлен на увеличение отношения ЭПР цели $\sigma_{ц}$ к ЭПР подстилающей поверхности σ_{nn} . Подстилающая поверхность является поверхностно-распределенной целью. [59, 74, 75]. Геометрические размеры такой цели больше элемента разрешения РЛС. Отраженный сигнал от поверхностно-распределенной цели можно рассматривать в виде сигналов, отраженных от множества точечных целей, характер распределения которых зависит от природы отражающих поверхностей. Каждая из таких целей расположена таким образом, что в элементе разрешения РЛС содержится много отдельных рассеивающих точек. Поэтому подстилающую поверхность характеризуют удельной эффективной поверхностью рассеивания, т.е. ЭПР на единицу площади поверхности рассеивающего образования. Исходя из этого, ЭПР подстилающей поверхности рассчитывается по формуле, например, из работы [60],

$$\sigma_{nn} = \sigma_0 \cdot ds = \sigma_0 \cdot R \cdot \Theta \cdot \frac{dR}{\cos(\beta)}, \quad (1.1)$$

где σ_0 – удельная ЭПР;

ds – элемент поверхностного разрешения РЛС, м²;

R – расстояние от РЛС до элемента разрешения, м;

Θ – ширина ДН РЛС по азимуту, рад;

dR – элемент разрешения РЛС по дальности, м;

β – угол падения электромагнитной волны, рад.

Из формулы (1.1) следует, что ЭПР подстилающей поверхности можно уменьшить путем уменьшения поверхностного элемента разрешения РЛС. При условии, что ЭПР цели не зависит от разрешающей способности РЛС, отношение $\sigma_{ц}$ к σ_{nn} можно увеличить путем увеличения разрешающей способности по пространственным координатам.

Результаты измерения подстилающей поверхности, в рамках выполнения проектов [76, 77, 78] и отображены в таблице 1.2. В данных измерениях применялись радиолокационные системы сантиметрового (Х) и миллиметрового (Ка) радиодиапазонов (производство

АО «НПФ «Микран») [79, 80, 81]. Обе РЛС формируют квазинепрерывный сигнал с ЛЧМ и работают на горизонтальной поляризации. В этих РЛС реализована гомодинная [82, 83] обработка принимаемого сигнала с периодом зондирования τ_n равного 3,5 мс. Разрешающая способность обеих РЛС по дальности δR составляла 1,5 м (ширина полосы сигнала 200 МГц), а по азимуту и углу места – 1° и 30° соответственно, уровень боковых лепестков не превышал относительного уровня минус 20 дБ.

Таблица 1.2 –Среднее значение ЭПР подстилающих поверхностей

Объект	Радиодиапазон	Время года	ЭПР, м ²
Склон с деревьями	Х	Лето	0,052
		Зима	0,769
	Ка	Лето	9,102
		Зима	3,336
Речной лед	Х	Зима	0,537
	Ка		2,431
Береговая линия	Х	Лето	0,383
		Зима	0,558
	Ка	Лето	15,559
		Зима	2,032
Поле	Х	Лето	0,021
		Зима	0,006
	Ка	Лето	2,319
		Зима	1,250
Лиственный лес	Х	Лето	0,256
		Зима	2,497

Разрешающая способность по дальности [59, 60] для ЛЧМ-радаров рассчитывается по формуле

$$dR_d = \frac{c}{2 \cdot \Delta f}, \quad (1.2)$$

где c – скорость света равная $3 \cdot 10^8$, м/с;

Δf – девиация частоты сигнала, Гц.

Разрешающая способность по азимуту рассчитывается по формуле:

$$dR_A = \frac{R \cdot \Theta}{\cos(\beta)}, \quad (1.3)$$

Усреднив значения ЭПР, приведенные в таблице 1.2, для разных типов подстилающей поверхности, получим оценку усредненной ЭПР подстилающих поверхностей, равную $0,751 \text{ м}^2$. Чтобы получить вероятность правильного обнаружения в свободном пространстве 95% и ложной тревоги 10^{-6} , требуется обеспечить отношение «сигнал-помеха», а значит и отношение ЭПР цели $\sigma_{ц}$ к ЭПР элемента подстилающей поверхности $\sigma_{пп}$, не меньшее 14 дБ [59, 84]. Тогда для МБПЛА с ЭПР равной $0,01 \text{ м}^2$ требуется снизить ЭПР подстилающей поверхности до $0,0004 \text{ м}^2$, что в 1886 раз меньше реального значения, определяемого удельной ЭПР реальной подстилающей поверхности и реальным разрешением РЛС. Исходя из формул (1.1) – (1.3), следует, что невозможно обеспечить требуемые девиацию частоты и/или ширину ДН в азимутальной плоскости. Однако даже с учетом невозможности обеспечения данных требований в задачах построения РЛС для обнаружения МБПЛА, при их построении стараются реализовать максимально возможное разрешение, о чем свидетельствуют работы по исследованию широкополосных радаров высокого разрешения [85-89]. Существуют несколько работ по совершенствованию обнаружения БПЛА в данном направлении [90, 91]. В [90] используют широкополосные сигналы с девиацией частоты в пределах 8 – 12 ГГц, а в [91] используют сигналы с длительностью 10 нс, но экспериментальные результаты приведены только для обнаружения МБПЛА на фоне зеркальных подстилающих поверхностей, типа асфальт. В [91, 92, 93] утверждается, что при использовании сверх-короткоимпульсного сигнала имеется преимущество, заключающееся в том, что данный вид сигнала не имеет боковых лепестков функции селекции по дальности, что позволяет наблюдать малоразмерную цель в непосредственной близости от крупных объектов, при перепаде ЭПР на 30 и более дБ. Там же указано на применимость для таких сигналов специального метода межобзорной СДЦ (или СДЦ по положению), суть которого заключается в том, что при малом импульсном [94] объеме можно зафиксировать перемещение цели за счет перехода цели из строба в строб дальности, не используя при этом фазовых соотношений в отраженном сигнале. К недостатку таких радиосистем можно указать сравнительно небольшие дальности обнаружения из-за малого времени контакта с целью.

Известно, что для достижения углового сверхразрешения применяют системы с синтезированной апертурой [95, 96]. Данное решение для наземных неподвижных радиосистем не применимо, поэтому рассматриваться не будет. Также для уменьшения влияния земной поверхности на характеристики обнаружения радиолокатора по низколетящим целям применяют изодальностные, изовысотные (косекансные) и игольчатые формы ДН антенн [75, 97]. Данное решение направлено на компромисс между минимальной высотой обнаружения цели и степенью влияния подстилающей поверхности. Фактически МБПЛА могут летать на сверхмалых (почти нулевых) высотах, поэтому данное решение также рассматриваться не будет.

При анализе существующих методов, основанных на увеличении разрешающей способности РЛС, не было найдено способа решения ряда очевидных проблем. Например, при увеличении разрешающей способности РЛС цель типа МБПЛА переходит из разряда точечных целей в пространственно-распределенные, в соответствии с чем меняется ее ЭПР [98]. В данном случае радар начинает различать блестящие точки каждого элемента конструкции МБПЛА, что может приводить к уменьшению ЭПР, а значит, отношение $\sigma_{ц}$ к σ_{m} не увеличивается с увеличением разрешающей способности радара. Основным ограничением использования широкополосных сигналов является законодательный запрет ГКРЧ на широкополосное (свыше 1200 МГц) излучение в области частот до 40 ГГц. Поэтому в данной области перспективны работы по исследованию характеристик систем с рабочими частотами свыше 40 ГГц, например [99]. Но при увеличении рабочей частоты сигналов, линейно увеличивается ЭПР не только целей, но и подстилающей поверхности. Данный факт виден из таблицы 1.2: среднее значение ЭПР подстилающей поверхности в Х-радиодиапазоне, равное 0,751 м², увеличивается до 5,147 м² в Ка-радиодиапазоне (почти на десятичный порядок). В совокупности с проблемами высокого затухания в гидрометеорах сигналов с частотами свыше 40 ГГц, и с проблемами в формировании сигнала излучения высокой мощности, применение РЛС миллиметровых диапазонов на практике ограничено. Поэтому для радиосистем обнаружения МБПЛА с широкополосными сигналами, например, [100], требуется отдельная проработка оценки ЭПР МБПЛА и подстилающей поверхности, а также оценки максимальной дальности обнаружения таких систем и влияния канала распространения радиоволн на широкополосные радиосигналы, например, методами, описанными в [101, 102, 103, 104].

Второй метод повышения характеристик обнаружения малоразмерных целей основан на применении известного метода селекции движущихся целей (СДЦ), осуществляющего разделение сигналов, отраженных движущимися целями, и мешающих отражений на основе различия их спектральных характеристик. Данный метод основан на эффекте Доплера, который заключается в смещении частоты сигналов, отраженных от подвижных целей, на величину, рассчитываемую по формуле

$$Fd = \frac{2 \cdot Vc}{\lambda} = \frac{2 \cdot Vc \cdot f}{c}, \quad (1.4)$$

где Vd – скорость обнаруживаемой цели, м/с;

λ – длина волны сигнала, м;

f – частота несущей электромагнитной волны, Гц;

c – скорость света, м/с.

Для оценки работоспособности метода СДЦ в вопросах обнаружения МБПЛА воспользуемся результатами работ [21, 76, 77, 78], приведенных на рисунках 1.1 и 1.2.

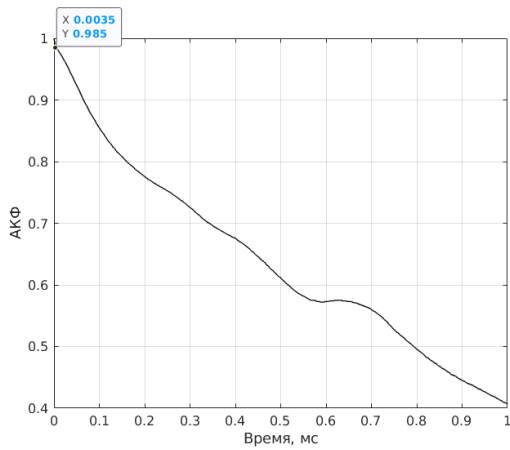


Рисунок 1.1 – Центрированная АКФ для отраженных сигналов длительностью 3,5 мс, частотой 9400 МГц X-диапазона от подстилающей поверхности «Береговая линия» с ЭПР 0,56 м²

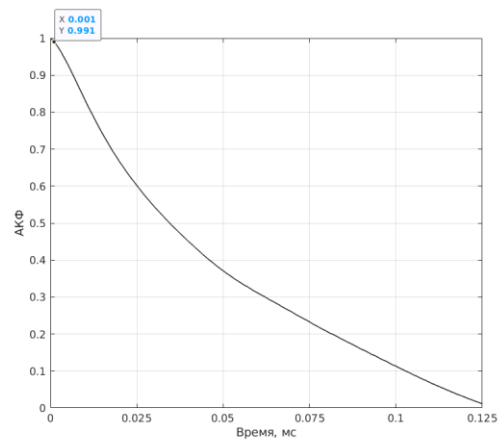


Рисунок 1.2 – Центрированная АКФ для отраженных сигналов длительностью 1 мс, частотой 16850 МГц Ку-диапазона от подстилающей поверхности «Лиственные деревья» с ЭПР 0,47 м²

Простейшей реализацией метода СДЦ является устройство череспериодной компенсации (ЧПК) [60, 75]. Показатель качества функционирования фильтра ЧПК определяется коэффициентом улучшения, для ЧПК с кратностью один показатель качества определяется по формуле

$$K_y = \frac{(P_c/P_n)_{\text{ВЫХ}}}{(P_c/P_n)_{\text{ВХ}}} = |\sin(\pi \cdot F_d \cdot T_n)|^2 \cdot \frac{1}{1-r(T_n)}, \quad (1.5)$$

где P_c – мощность сигнала отраженного от цели, Вт;

P_n – мощность сигнала пассивной помехи, Вт;

$(P_c/P_n)_{\text{ВЫХ}}$ – отношение мощности сигнала, отраженного от цели, к пассивной помехе на выходе фильтра ЧПК;

$(P_c/P_n)_{\text{ВХ}}$ – отношение мощности сигнала, отраженного от цели к пассивной помехе, на входе фильтра ЧПК;

F_d – частота Доплера, Гц;

T_n – период следования импульсов, сек;

$r(T_n)$ – значение АКФ в точке равной T_n .

Формула (1.5) справедлива для узкополосной пассивной помехи с центральной частотой, которая совпадает с центром полосы режекции фильтра ЧПК, и для приемника с большим динамическим диапазоном.

Из рисунков 1.1 и 1.2 значение АКФ в точке равной 3,5 мс для X-радиодиапазона равно 0,98527, в точке 1 мс для Ку-радиодиапазона равно 0,99061. Для однозначного определения максимальной скорости обнаружения полета МБПЛА по теореме «Котельникова» частота сле-

дования импульсов берется в два раза больше максимальной доплеровской частоты. Поэтому для сигналов с длительностью 3,5 мс Х-радиодиапазона и 1 мс Ку-радиодиапазона из формулы (1.4) следует, что максимальные скорости обнаружения равны 2,2 и 4,4 м/с соответственно. Не сложно подставить параметры в формулу (1.5) и получить коэффициент улучшения, равный 68 раз для Х-диапазона и 106 раз для Ку-диапазона. Данные значения максимальной скорости обнаружения справедливы для низкоскоростных целей, которыми могут являться современные квадрокоптеры.

Чтобы рассчитать коэффициент улучшения для целей со скоростями полета до 60 м/с (216 км/ч), данные скорости соответствуют, в среднем, максимальным скоростям современных квадрокоптеров [7], не хватает точных эмпирических результатов по измерениям автокорреляционных свойств ЭПР подстилающей поверхности для периода следования импульсов T_n Х-радиодиапазона меньшим или равным значению, из формулы (1.4):

$$T_n = \frac{1}{2 \cdot Fd} = \frac{c}{4 \cdot Vc \cdot f} = \frac{3 \cdot 10^8}{4 \cdot 60 \cdot 9400 \cdot 10^6} = 133 \text{ мкс}.$$

Поэтому для расчета коэффициента улучшения для скоростей 60 м/с применим формулу для расчета фильтра ЧПК с кратностью два и эмпирическую формулу расчета среднеквадратического отклонения скорости пассивной помехи из [75]:

$$K_y = \frac{\lambda^4 \cdot \left(\frac{1}{T_n}\right)^4}{128 \cdot \pi^4 \cdot (\sigma_{vn}^4 + \bar{Vn}^4)}, \quad (1.6)$$

где $\bar{Vn}$ – среднее значение скорости пассивной помехи, далее равное 0;

σ_{vn} – среднеквадратическое отклонение скорости пассивной помехи, м/с;

Vv – скорость ветра, м/с.

Среднеквадратическое отклонение скорости пассивной помехи рассчитывается по формуле

$$\sigma_{vn} = 0,0258 \cdot \lambda^{-1} \cdot Vv^{1/3}, \quad (1.7)$$

Если взять период следования импульсов Х-диапазона равным 133 мкс, а скорость ветра равной 10 м/с, из (1.6) и (1.7), получим коэффициент улучшения равный 11480 раз.

Рассчитаем отношение $\eta_{об}$ мощности сигнала, отраженного от цели, к мощности сигнала пассивной помехи после фильтра ЧПК для трех случаев по формуле, выраженной из основного уравнения радиолокации [59] в дБ, при условии большого отношения мощности принимаемых сигналов к собственным шумам приемного тракта радиосистемы,

$$\eta_{об} = 10 \cdot \log(\sigma_c) - (10 \cdot \log(\sigma_n) - 10 \cdot \log(K_y)), \quad (1.8)$$

где σ_c – ЭПР цели, м²;

σ_n – ЭПР подстилающей поверхности, м².

Если ЭПР цели равно 0,01 м², что характерно для МБПЛА, то η_{dB} из формулы (1.8) равно:

- 0,8 дБ для Х-диапазона с Tn равным 3.5 мс;
- 3,5 дБ для Ку-диапазона с Tn равным 1 мс;
- 23 дБ для Х-диапазона с Tn равным 133 мкс.

Из результатов вычислений следует, что условиям достижения вероятностей правильного обнаружения 95% и ложной тревоги 10^{-6} удовлетворяет радиосистема Х-диапазона с частотой следования радиоимпульсов 133 мкс. Это обусловлено тем, что за интервал времени, в течение которого отраженный сигнал можно считать коррелированным, осуществляется прием большего количества зондирующих импульсов, что упрощает фильтрацию в системах с применением СДЦ.

Проведем расчет дальности обнаружения МБПЛА с ЭПР 0,01 м² для радара Х-радиодиапазона для сигнала со скважностью один и периодом зондирования импульсов, равным 133 мкс. Такое возможно, если использовать внутриимпульсную модуляцию, типа ЛЧМ-сигнала [59]. Из [59] дальность действия радара равна:

$$R = \left[\frac{Pt \cdot Gt \cdot Gr \cdot \sigma_c \cdot \lambda^2 \cdot Ft^2 \cdot Fr^2}{(4\pi)^3 \cdot Pr} \right]^{\frac{1}{4}}, \quad (1.9)$$

где Pt – мощность излучаемого сигнала РЛС, Вт;

Gt – коэффициент усиления передающей антенны;

Gr – коэффициент усиления приемной антенны;

Ft – множитель ослабления трассы распространения передающая антенна – цель;

Fr – множитель ослабления трассы распространения цель – приемная антенна;

$Pr = Y \cdot k \cdot Ts \cdot \frac{1}{Tn}$ – минимальная мощность принимаемого сигнала, Вт (пороговая чувстви-

тельность приемника при отношении сигнала к шуму равным 1);

Y – отношение сигнала к шуму, необходимое для достижения вероятности правильного обнаружения 95% и ложной тревоги 10^{-6} , равное 14 дБ;

Ts – шумовая температура, К;

k – постоянная Больцмана.

Расчет максимальной дальности обнаружения МБПЛА в свободном пространстве проведем для Pt равной 6 Вт, Gt и Gr , равных 26 дБ, Ts равной 438 К, Ft и Fr не учитываются.

Данные характеристики характерны для радаров с твердотельным усилителем мощности в X-диапазоне и антенной с размерами примерно (700×350) мм [80,81]. В результате получим оценку максимальной дальности обнаружения радиолокатором, использующим метод СДЦ для подавления пассивной помехи МБПЛА с максимальной скоростью полета до 60 м/с, составляет 1100 м. Данный результат совпадает с характеристиками дальности обнаружения реальных систем военного применения, частично опубликованных в [9, 105].

Как видно из приведенного расчета, одной из проблем радиолокаторов с СДЦ является недостаточная дальность обнаружения. Увеличить дальность обнаружения можно: путем увеличения средней мощности сигнала, излучаемого передатчиком, коэффициента усиления антенн и увеличением чувствительности приемного тракта, например, за счет его охлаждения. Предел увеличения коэффициента усиления антенны в большинстве случаев определяется ограничениями на габариты РЛС, поэтому данная мера не всегда подходит для увеличения дальности ее действия. Увеличение средней мощности излучения возможно путем увеличения мощности выходного каскада передающего тракта, например, усилителя мощности, либо увеличения длительности зондирующего импульса сигнала. Увеличение мощности выходных каскадов не приносит большого выигрыша, так как влияние увеличения мощности излучения радара на увеличение его дальности обнаружения, имеет вид степенной функции степени 1/4, а увеличение мощности выходных каскадов передатчика увеличивает стоимость данных узлов в геометрической прогрессии и не всегда реализуемо.

Когерентные доплеровские радиолокаторы являются частным случаем реализации методов СДЦ, данные радары оценивают комплексную амплитуду огибающей когерентной пачки импульсов [75, 106] отраженного целью сигнала. При движении цели амплитуда комплексной огибающей пачки импульсов в отдельном строке дальности изменяется по фазе с частотой Доплера. Для рассчитанного спектра мощности Фурье комплексной огибающей сигнала в отдельном строке дальности и доплеровской ячейке выставляется порог, сигнал с амплитудой ниже которого считается сигналом пассивной помехи, рассеянным подстилающей поверхностью, а сигнал с амплитудой выше порога считается спектральной компонентой сигнала, отраженного целью, расположенной на определенной дальности. Таким образом, происходит выделения полезного сигнала на фоне помех, отраженных элементами подстилающей поверхности.

Увеличить среднюю мощность излучаемого сигнала в радаре указанного типа можно путем увеличения длительности всей пачки излучаемых импульсов, но это приводит снижению скорости обзора, что увеличивает риск пропуска динамических целей из-за нехватки отметок для своевременной завязки трассы и выдачи целеуказания. Частично данная проблема решается многоканальным исполнением радара [21, 107], что не всегда оправдано с точки зрения его цены.

Метод СДЦ хорошо изучен и широко распространен в РЛС, о чем свидетельствует большое количество работ, посвященных данному методу [75, 108-111]. Большинство работ направлены на оптимальный выбор длительности, скважности и частот следования излучаемой пачки импульсов при условии существенного различия частотного спектра полезного сигнала от помехи. С одной стороны, это связано с тем, что фильтры СДЦ имеют периодическую передаточную функцию, что приводит к проблемам неопределенности по скорости и появлению слепых скоростей. Один из методов решения этой проблемы является изменение передаточной функции путем использования нескольких сигналов с разными частотами следования импульсов [26, 112-114]. С другой стороны, из-за различных спектральных свойств сигнала помехи, отраженного различными типами подстилающих поверхностей, требуется подбор (адаптация) вида передаточной функции СДЦ или уровня порога, если рассматривать доплеровские радары, а также, как было сказано раньше, для каждого сценария обнаруживаемой цели требуется подбор (регулировка) средней мощности излучаемого сигнала.

Третьим методом повышения характеристик обнаружения цели является многопозиционная радиолокация [115]. При разнесении приемника и передатчика по разные стороны относительно обнаруживаемой цели, реализуется т.н. просветная радиолокация, которая является наиболее эффективной схемой для обнаружения МБПЛА в многопозиционной радиолокации. Выигрыш в такой схеме происходит за счет повышения интенсивности рассеяния электромагнитного поля «на просвет» обнаруживаемой цели.

В многопозиционной радиолокации передатчики и приемники разнесены в пространстве, поэтому для оценки дальности обнаружения в формуле (1.9) стоит значение ЭПР для бистатического угла, которым является угол между направлениями от цели на передающую и приемную антенны. Распределение ЭПР в зависимости от бистатического угла называется бистатическим или диаграммой рассеяния цели. Величина ЭПР при бистатических углах β близких к π называется «просветной». Более подробно бистатическая ЭПР рассмотрена во второй главе.

Важным моментом является слабая зависимость величины ЭПР «на просвет» непрозрачных тел от формы поверхности тела и материала, из которого оно изготовлено. Это обстоятельство делает «просветные» радиолокаторы уникальным средством для обнаружения не только МБПЛА, но и объектов, выполненных по технологии Stealth [116, 117].

Расчет бистатического ЭПР «на просвет» основан на принципе Бабинне и использовании дифракционного интеграла Кирхгофа [115-120], в соответствии с этим значение ЭПР «на просвет» для тел, размеры которых много больше длины волны λ , можно рассчитать по формуле

$$\tilde{\sigma}_\theta = 4\pi(\bar{S}_t/\lambda)^2, \quad (1.10)$$

Для идеально проводящего шара радиусом $r_s = 20 \cdot \lambda$ однопозиционная ЭПР (β близкое к нулю) из [115, 121] равна $\pi \cdot r_s^2 = 400\pi \cdot \lambda^2$. ЭПР «на просвет» в соответствии с (1.10) равна $64\pi^3 \cdot 10^4 \cdot \lambda^2$, что в $1600\pi^2$ или на 42 дБ, больше, чем однопозиционная.

Теоретические и экспериментальные исследования показали [116, 122-125], что ЭПР «на просвет» простых и сложных объектов, при размерах много больше длины волны, на 25 – 43 дБ больше их однопозиционных ЭПР. Подставив данные значения в формулу (1.9) получим, что дальность действия в просветной радиолокации (в сравнении с однопозиционной) увеличивается в 4 – 11 раз. Данное обстоятельство указывает на значительный выигрыш по сравнению с двумя первыми методами снижения влияния пассивных помех.

В тоже время, повышение интенсивности электромагнитного поля, рассеянного вперед, происходит только в узком секторе бистатических углов β в окрестности 180° . Данное обстоятельство приводит к необходимости большого удаления приемного и передающего пунктов, что приводит к поступлению прямого сигнала передатчика на вход приемника, а также влияет на узость зоны действия просветного радиолокатора. Данные проблемы приводят к малым интервалам времени наблюдения цели и к малым задержкам рассеянного сигнала относительно прямого [59, 115, 116, 126]. Последнее приводит к сложности селекции сигналов от разных объектов и далее к сложности их распознавания, а также к сложности оценке координат объекта или совокупности нескольких объектов.

Частичным решением проблем просветной радиолокации является многопозиционная радиолокация. Грамотный анализ требований к обнаружительным характеристикам радара позволяет оптимально разместить передающие и приемные пункты просветных радиолокаторов и объединить разные по назначению независимо работающие радиолокаторы [115, 116], в том числе используя совместно три рассмотренных в одной или разных радиолокационных системах, закрывая проблемы того или другого метода. Такое объединение ведет к организации крупного образования – радиолокационного поля, на основе которого получаются новые важные свойства по определению координат, повышению разрешающей способности и точности, о чем свидетельствуют множество работ [127-142], в том числе и по обнаружению МБПЛА. Радиолокационное поле может включать в себя: базовые станции сотовой связи, вышки теле- и радиостанций, космические системы, различные системы ПВО, например, радиолокационный комплекс «Барьер-Е», а также различные системы радиорелейной связи [55, 143, 144].

Проблемы, связанные с большим удалением передающего и приемного пункта друг от друга, а также с малой площадью зоны обнаружения просветных радиолокаторов можно решить путем введения искусственного отражающего объекта, используя его в качестве ретранслятора сигналов излучения, (либо использовать в качестве него существующие антропогенные

объекты), а для передачи и приема сигналов использовать однопозиционный радар. Тем самым сигнал передатчика, рассеянный целью «на просвет», будет отражаться от ретранслятора и регистрироваться приемником однопозиционного радара, а свойства, присущие только просветным радиолокаторам, можно получить для однопозиционного варианта построения радара. Такой метод в литературе [145] называется фоновой радиолокацией. В качестве отражающих объектов могут выступать отражатели искусственного или естественного происхождения, находящиеся в области за обнаружаемым объектом относительно радара. Так как отражающие объекты можно установить на разных расстояниях от радиолокатора по окружности и обрабатывать сигналы одновременно со всех направлений, то зона действия такой РЛС значительно увеличивается. Однако в фоновой радиолокации имеются проблемы, связанные с отражающими свойствами используемых объектов. При больших флуктуациях амплитуды огибающей суммарного отраженного сигнала от объекта возможен пропуск цели или низкие характеристики обнаружения. В следующих разделах более подробно рассмотрим фоновую радиолокацию.

1.3 Фоновая радиолокация

Перспективным направлением развития радиолокационных средств обнаружения подвижных малоразмерных слабо рассеивающих целей при высоком уровне отражений от подстилающей поверхности является фоновая радиолокация. В основе фоновой радиолокации лежат способ обнаружения подвижных объектов (зарегистрированный от 13.10.1983 г.) и научное открытие «Закономерность проявления подвижного объекта» академиков Прангишвили И.В., доктора технических наук Ануашвили А.Н. и доктора технических наук Маклакова В.В. (постановление РАН от 18.02.1992 г.) Института проблем управления РАН [146]. Научное открытие состоит в «проявлении временных изменений параметров отраженных сигналов фона при взаимодействии находящегося перед ним движущегося объекта с когерентным излучением от неподвижного фона». Научное открытие послужило альтернативой к развивающимся методам контроля движущихся слабо рассеивающих объектов по пути повышения разрешающей способности, усложнения алгоритмов нелинейной фильтрации и сжатия сигналов, отраженных от движущегося объекта. На основе данного открытия эти ученые изобрели устройство регистрации подвижных объектов в оптических голографических системах.

Первое применение научного открытия в радиотехнических системах отмечается в работах Ф.С. Алымова, В.Н. Саблина, В.В. Разевига и В.В. Чапурского [147] и датируется ими 1984 годом, несмотря на отсутствие каких-либо соответствующих ссылок на публикации. Позднее, в 1991 году, фоновый способ радиолокации был разработан в Великобритании [148].

Постановка задачи обнаружения подвижных объектов методом фоновой радиолокации изложена в работе [147]. Первые экспериментальные и теоретические исследования метода фоновой радиолокации связаны с изучением спектральных характеристик отраженного от фона радиосигнала при движении находящегося перед ним объекта [149, 150] в лабораторных условиях. Результаты были получены для конкретных типов диффузных поверхностей, выступающих в роли фона, и свидетельствовали о существенном расширении спектра отраженного от фона радиосигнала при нахождении объекта на линии визирования «приемопередатчик-фон» [149, 150].

Достаточно широко круг вопросов по исследованию метода фоновой радиолокации в задаче обнаружения воздушных целей «самолет» и «крылатая ракета», движущихся со скоростью 200 м/с, представлен в работе [147]. Моностатическая ЭПР указанных целей не превышает $0,01 \text{ м}^2$. Передатчик радиолокатора мощностью 1 кВт излучал зондирующие радиоимпульсы длительностью 3 мкс на частоте 3 ГГц и периодом повторения 4-10 мс. В качестве фона рассматривался земной покров, который в модели представлен некоторым точечным отражателем или совокупностью таких отражателей. Влияние ветровых возмущений на трассе распространения учитывалось введением в отраженный каждым отражателем сигнал случайного процесса с гауссовским спектром мощности шириной 10 Гц. Отраженный от фона радиосигнал обрабатывался в одном или нескольких строках дальности, расположенных за стробом дальности цели.

Для указанных условий авторами дана физическая трактовка и выведено уравнение фоновой радиолокации, получены энергетические и частотные соотношения отраженных от фона радиосигналов, рассмотрена задача обнаружения движущейся цели. На основе уравнения фоновой радиолокации авторами оценена зона обнаружения целей в вертикальной плоскости, которая зависит от формы и ширины главного лепестка бистатической ЭПР цели.

Авторы провели анализ спектра полезного фонового радиосигнала для сканирующей и не сканирующей передающей антенны. При не сканирующей передающей антенне спектр отраженного от фона сигнала изменяется по частоте согласно «форме бистатической ЭПР по аналогии с «просветной» радиолокацией» [147]. В тоже время, для временной реализации отраженного от фона радиосигнала авторами не найдены признаки для обнаружения движущейся цели. Поэтому авторы предлагают обнаруживать такие цели по различию формы спектров полезного и помехового отраженных от фона радиосигналов. Из представленных результатов работы следует, что для цели вблизи линии визирования «радиолокатор-фон» доплеровское смещение частоты отраженного сигнала от цели стремится к нулю и спектр этого сигнала маскируется помехами из-за рассеяния радиоволн подстилающей поверхностью. Однако при удалении цели от указанной линии уровень мощности помех от подстилающей поверхности становится

значительно ниже уровня сигнала от фона, что обеспечивает возможность обнаружения цели путем анализа сигналов в спектральной области. При сканирующей передающей антенне для движущейся в луче цели амплитудный спектр отраженного от фона радиосигнала «имеет уровень в виде лепестков, обусловленные формой бистатической ЭПР», а временная реализация этого на выходе полосового фильтра на частоте сигнала сжимается и представляет собой узкий пик. Для такого режима работы передающей антенны авторы предлагают проводить обнаружение цели путем накопления сигналов полосовым фильтром с перестраиваемой центральной частотой для некоторого строга дальности [147]. Авторами показано, что доплеровские компоненты спектра радиосигнала, рассеянного движущейся со скоростью 200 м/с целью, превышают спектральные составляющие помех из-за рассеяния радиоволн поверхностью Земли или ветровых возмущений при отсутствии движущейся цели между фоном и радиолокатором. Это явление авторы предлагают использовать в устройстве обнаружения подвижных воздушных объектов по превышению порогового уровня спектральных составляющих БПФ от выходного сигнала режекторного фильтра, подавляющего спектральные составляющие помех на низких частотах относительно доплеровских компонент радиосигнала цели [147].

В работе [151] авторы отмечают, что при реализации метода фоновой радиолокации в задаче обнаружения основную сложность представляет выделение сигналов, рассеянных целью среди сигналов, отраженных элементами рельефа местности. Этот вывод авторы делают из сравнения мощностей указанных сигналов по соотношению площади поперечного сечения цели ($15 - 25 \text{ см}^2$) к площади первой зоны Френеля ($0,25 \text{ м}^2$) эквивалентной двухпозиционной РЛС. Для исследования возможностей выделения сигналов от цели при реализации метода фоновой радиолокации ими был проведен эксперимент в помещении здания с помощью стационарного приемопередатчика с не сканирующей антенной. Передатчик формировал периодическую последовательность зондирующих радиоимпульсов длительностью 3 нс на частоте 9,77 ГГц в направлении железобетонной стены, находящейся на расстоянии 11 м от радиолокатора. Путем временной селекции были исключены из обработки отраженные сигналы от цели в направлении на приемную антенну, поэтому в дальнейшем обрабатывались сигналы, отраженные от препятствия [151]. В качестве цели выступал малоразмерный сложный объект между радиолокатором и препятствием, который в процессе излучения радиоимпульсов совершал вращательное движение относительно опоры с постоянной частотой не более десятков герц. В качестве результатов экспериментов авторы представили амплитуды отраженных от препятствия сигналов, усредненных по нескольким импульсам. Последовательность из 750 таких усредненных амплитуд выступала в виде сигнала с характерной амплитудной модуляцией. Амплитудная модуляция сигнала была объяснена изменением фазовых соотношений за время наблюдения между сигналом, отраженным от препятствия, и сигналом, отраженным вращающимся объектом.

Качественный вид амплитудной модуляции радиосигнала, отраженного от фона, был получен моделированием в среде MathCad в результате сложения сигналов с одинаковой амплитудой и отличающихся дальностями до цели и до фона. Кроме этого, авторы проанализировали методы выделения сигнала движущейся цели среди сигналов, отраженных от элементов рельефа местности [151]. Отмечено, что при реализации метода фоновой радиолокации решение задачи обнаружения движущейся цели традиционная согласованная фильтрация затруднительна из-за априорной неопределенности относительно ожидаемой формы амплитудной модуляции сигнала, которая определяется траекторией, параметрами движения, материалом, размерами и конфигурацией площади поперечного сечения цели. Однако эта неопределенность может быть решена по аналогии с задачей обнаружения малоразмерных движущихся целей в бистатистических радиолокаторах. Для этого создается многоканальная обработка сигналов, в которой импульсные характеристики согласованных фильтров должны быть определены по форме траектории, по дальности цели, по наклону траектории относительно линии базы, а также по скорости движения. При этом время накопления сигнала в согласованном фильтре соответствует времени пребывания движущейся цели в зоне действия радиолокатора. Обнаружение малоразмерных движущихся целей при реализации метода фоновой радиолокации усложняется в условиях флуктуаций ЭПР объектов, выступающих в качестве фона. Отмечается, что спектры анализируемых сигналов от подвижной цели и амплитудных флуктуаций фона перекрываются. Традиционные методы подавления таких флуктуаций оказываются неэффективными, что усложняет решение задачи обнаружения цели путем применения накопителей на основе дисперсионных фильтров, многоэтапного анализа сигналов с выхода обнаружителя на основе БПФ или одновременной оценки доплеровской частоты, вызванной движением цели [6]. Развитие указанных устройств обнаружения подвижной малоразмерной цели авторы видят в применении алгоритмов сопровождения целей (завязки трасс) до фиксации факта их обнаружения (технология «Track-Before-Detect») с помощью известных методов обработки изображений, основанных, например, на преобразовании Хафа, Радона и возможных их варианты реализации с энергетическим или бинарным накоплением [152]. Как отмечают авторы этой работы, эффективность указанных методов обнаружения подвижной малоразмерной цели соответствует применению методов цифрового накопления по критерию из «п» по «М», а повышение эффективности обнаружения может быть обеспечено за счет увеличения времени наблюдения сигнала, рассеянного фоном.

Автором работы [153, 154] рассмотрен эффект амплитудной модуляции сигнала, отраженного фоном, при движении объекта поперек линии визирования «приемопередатчик-фон» в предположении излучения оптической когерентной сферической волны и ее отражения некоторым гладким рельефом. Приведены интегральные выражения, описывающие интенсивность

результатирующего сигнала при наличии и отсутствии подвижного объекта, пересекающего линию визирования «приемопередатчик-фон». В итоге получен результат, свидетельствующий об амплитудной модуляции уровня оптического сигнала, отраженного от фона, при наличии движущейся цели поперек линии «приемопередатчик-фон».

В работе [155] предложен подход к обнаружению подвижного объекта при реализации метода фоновой радиолокации в условиях излучения слабонаправленной антенной непрерывного зондирующего радиоизлучения на частоте 60 ГГц. Подход реализуется в условиях, когда на трассе распространения присутствуют подвижная цель и объект, представляющий фон. Зондирующий радиосигнал, подаваемый на вход передающей антенны, и выходной сигнал от приемной антенны подаются на фазовый детектор. Выходной сигнал фазового детектора разделяется на интервалы. Затем выходные сигналы фазового детектора в смежных интервалах вычитаются друг из друга и сравниваются с порогом. По превышению порога разностью выходных сигналов фазового детектора смежных интервалов фиксируется факт присутствия подвижной цели. Автором отмечается, что флуктуации эффективной поверхности объекта, представляющего фон, приводят к ухудшению характеристик обнаружения малоподвижной цели при сильном ветре (более 30 м/с).

В развитие указанных работ автором исследования [156, 157] приводятся аналитические выражения для оценки мгновенного и среднего значения, а также дисперсии мощности когерентного сигнала, переотраженного объектом, при движении цели поперек линии «приемопередатчик-объект», а также выражения для определения отношения сигнал-шум, в условиях временных изменений характеристик объекта. Показано, что изменение уровня мощности отраженного объектом сигнала при наличии движущейся цели пропорциональна квадратному корню от энергии сигнала. Примечательно, что автором работы в модели сигнала, переотраженного объектом, используется аддитивный шум, без уточнения его статистических характеристик. Такой шум рассматривается как нестационарный, а его стационарные свойства пренебрегаются при выводе аналитического выражения отношения «сигнал-шум». Другое направление развития работ автора по фоновой локации [158] связано с получением аналитического выражения для определения минимального произведения модуля скорости движущейся цели на время наблюдения отраженного от фона сигнала, при котором обеспечивается регистрация изменения его мощности (интенсивности). Эта величина, по мнению автора [158-160], должна составлять не менее половины длины волны при движении цели в области «приемопередатчик-фон». К сожалению, автором не приведены критерии, согласно которым были получены выражения.

Автор монографии [145] рассматривает теоретические основы фонового метода локации, отмечая особенность увеличения уровня рассеянного целью сигнала в направлении фона при

нахождении вблизи линии «приемопередатчик-фон». Эта особенность объясняется известным фактом увеличения на 30 – 40 дБ ЭПР цели при бистатических углах, близких к 180° . Автором приводятся аналитические выражения мощности радиосигнала, отраженного от фона в присутствии цели вблизи линии «приемопередатчик-фон». Кроме этого, получены выражения для радиолокационного контраста в виде отношения мощности сигнала, образованного в результате рассеяния целью и фоном в направлении на приемный пункт, к мощности радиосигнала, рассеянной фоном для классического радиолокатора, так и радиолокатора, обеспечивающего прием радиосигналов в режиме синтезирования апертуры [145]. В данной монографии автором приведены экспериментальные результаты применения метода фоновой радиолокации в задаче обнаружения автомобиля «Жигули», который был накрыт радиопоглощающим материалом «Ворс». Использование радиопоглощающего материала обеспечило снижение ЭПР автомобиля «Жигули» не менее чем на 25 дБ. В качестве приемопередатчика использовалась переносная радиолокационная станция «1РЛ136» и лабораторный макет радиолокатора типа «Искра». Зондирующий радиосигнал радиолокаторов представляет собой непрерывное колебание в сантиметровом диапазоне мощностью не более 100 мВт. Фоновым объектом служил лиственный лес высотой до 10 – 15 м. На расстоянии 25 – 30 м от опушки леса поперек линии «радиолокатор-лес» расположена грунтовая дорога. В процессе эксперимента, проводимого в летний период, автомобиль двигался по грунтовой дороге и в то же время регистрировался сигнал с выхода фазового детектора. Признаком наличия подвижной цели служило изменения спектральных компонентов выходного сигнала фазового детектора. Автором приведены результаты сравнения двух методов обнаружения подвижной цели [145, 161]. Первый метод обнаружения основан на сравнении с порогом разности между средним значением квадрата модуля отсчетов спектра выходного сигнала фазового детектора и квадратом модуля среднего значения этих же отсчетов, полученных за некоторое время наблюдения. Второй метод обнаружения заключается в сравнении с порогом реализаций амплитудных спектральных отсчетов быстрого преобразования Фурье от выходного сигнала фазового детектора. Оказалось, что первый метод обеспечивает более надежные результаты обнаружения в результате сглаживания флуктуаций отраженного от фона радиосигнала, а значение радиолокационного контраста составило 10 дБ.

Следует отметить результаты работ в области разработки технических средств охраны периметра. Подобные средства охраны периметра представлены однопозиционными и двухпозиционными (просветными) радиолокаторами дециметрового и сантиметрового диапазона [162, 163]. В работе [162] автор рассматривает обнаружение подвижной с равномерной скоростью движения цели в зоне расположения двухпозиционного радиолокатора с разнесением пунктов излучения и приема не более чем на 300 м. На первой позиции передатчик излучает непрерывный зондирующий сигнал некоторой частоты. На второй позиции приемник содержит

фазовый детектор, на вход которого поступают опорный сигнал и выходной сигнал антенны. При наличии движущейся цели выходной сигнал фазового детектора изменяется относительно сигнала, когда движущаяся цель отсутствует. В работе представлена модель выходного сигнала фазового детектора при наличии движущейся цели. Автором предложено использовать вейвлет-преобразование с ядром преобразования в виде вейвлета Френеля с гауссовской огибающей для обнаружения движущейся цели. Выбор вейвлетов Френеля обусловлен качественным сходством с временной формой выходного сигнала фазового детектора при движении цели поперек линии «передатчик-приемник». При этом рассеивающимися свойствами цели пренебрегается. В работе отмечается квадратичная зависимость разности хода лучей от времени при поперечном движении цели относительно линии «передатчик-приемник». Автором получены выражения, связывающие параметры вейвлетов Френеля с дальностью до движущегося объекта и скоростью его движения, определены выражения автокорреляционных и взаимокорреляционных функций вейвлетов Френеля, определен их коэффициент сжатия как отношение его длительности по уровню 0,1 от максимума к длительности главного лепестка его АКФ. Кроме этого, автором оценена разрешающая способность целей при вейвлет-преобразовании. Отмечено, что для обнаружения движущейся цели требуется предварительная оценка масштаба вейвлета Френеля путем выбора максимального значения его свертки при разных масштабах с выходным сигналом фазового детектора. Автором проведено математическое моделирование алгоритма оценки масштаба вейвлета Френеля при наличии аддитивного нормального белого шума и для этих условий определены вероятности ошибок первого и второго рода при измерении масштаба вейвлета Френеля по выходному сигналу фазового детектора. Автором разработана структурная схема двухпозиционного радиолокатора с приемником, на выход которого подключено устройство, определяющее вейвлет-преобразование с последующим сравнением результата такого преобразования с порогом. Отмечено, что вейвлет-преобразование обеспечивает увеличение отношения «сигнал-шум» от 2 до 4 раз и определение пространственных параметров движения нарушителя, в том числе его скорость и расстояние от передатчика. К сожалению, в работе [162] не представлены результаты экспериментальной проверки теоретических выкладок по реальным принятым радиосигналам, вместо этого представлены результаты моделирования.

Проработка вопросов обнаружения нарушителя в системах охраны периметра с помощью зондирующего ЛЧМ радиосигнала выполнена в работе [163]. Автором исследованы вопросы оценки точности измерения дальности и разрешающей способности целей по дальности, влияния нестабильности частоты зондирующего сигнала на ошибку измерения дальности, а также необходимого времени анализа сигнала биений на выходе аналоговых полосовых фильтров из-за переходных процессов. Автор ввел понятие информационной емкости радиолокатора с ЛЧМ радиосигналом при обнаружении человека на поверхности Земли как двоичный логарифм отношения вероятности обнаружения к вероятности ложной тревоги.

ризм от произведения количества элементов разрешения по дальности на количество элементов разрешения по азимуту в охранной зоне, ограниченной шириной ДН приемо-передающей антенны по уровню половинной мощности. Получены зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения «сигнал-шум» для аддитивной смеси полезного сигнала биений на выходе полосового фильтра и ограниченного по полосе гауссовского шума для оптимального порога, при котором сумма вероятности ложной тревоги и пропуска цели (вероятность ошибки) оказывается минимальной. Автор работы предложил в процессе обнаружения человека и определения дальности до него проводить вейвлет-преобразование оцифрованного ЛЧМ радиосигнала на промежуточной частоте с выхода приемника, так как вейвлет-преобразование «характеризуется малой чувствительностью к случайным изменениям параметров» зондирующего сигнала в сравнении с традиционной обработкой ЛЧМ радиосигнала. При этом ядром вейвлет-преобразования является входной зондирующий ЛЧМ радиосигнал на промежуточной частоте, а результат вейвлет-преобразования ЛЧМ радиосигнала представляет собой гармоническое колебание с огибающей $\langle \sin(x)/x \rangle$. В тоже время, не представлены преимущества характеристик обнаружения с помощью вейвлет-преобразования относительно традиционной согласованной фильтрации, учитывая, что автором получен коэффициент сжатия сигнала при вейвлет-преобразовании равным половине базы ЛЧМ радиосигнала. Математическим моделированием в среде Matlab автором работы [163] оценена работоспособность вейвлет-преобразования с ЛЧМ радиосигналом на промежуточной частоте, оценена разрешающая способность для конкретных параметров ЛЧМ радиосигнала, определены зависимости длительности отклика вейвлет-преобразования от девиации частоты. Автор отмечает, что с помощью вейвлет-преобразования достигаются результаты обработки ЛЧМ радиосигнала, близкие к потенциальной и в то же время недоступной для частотного метода измерения дальности. Автором выбраны технические средства реализации исследуемых алгоритмов обнаружения человека и оценено время выполнения вейвлет-преобразования на ПЛИС. К сожалению, автором работы [163] не представлены результаты экспериментальной проверки разработанных алгоритмов путем обработки реального ЛЧМ радиосигнала на промежуточной частоте.

Развитие результатов работ [162, 163] выполнено автором диссертации [164]. В его работе рассматривается двухпозиционная радиолокационная станция охраны периметра сантиметрового диапазона, в которой обнаружение нарушителя ведется по изменению выходного сигнала приемника. Выходной сигнал образован суммой прямого сигнала, сигнала от поверхности земли и сигнала, обусловленного дифракционными явлениями при распространении радиоволн в направлении нарушителя. Автор считает, что нарушитель формирует «тень» в точке приема при распространении радиоволн от передатчика к приемнику. В работе предлагается восстанавливать изображение нарушителя в виде темного силуэта на светлом фоне путем обработки вре-

менных изменений выходного сигнала приемника при движении нарушителя. В работе определен интерференционный множитель суперпозиции плоских радиоволн, распространяющихся под различными углами относительно линии «передатчик-приемник» в пределах ДН с учетом волны, отраженной от подстилающей поверхности земли, а также ширина «тени» нарушителя с заданным поперечным размером по первым нулям интерференционного множителя. Отличительной особенностью работы [164] является использование изображений нарушителя, так как это, по мнению автора, обеспечивает снижение вероятности ложной тревоги относительно традиционных бинарных пороговых обнаружителей. Для формирования изображения нарушителя автор предлагает оценивать пространственное распределение амплитуд и фаз электромагнитной волны при движении нарушителя, а изображение формировать путем восстановления функции пропускания по интерференционной картине в точке приема. Функция пропускания представляет собой проекцию теневого контура нарушителя в плоскости, перпендикулярной линии «передатчик-приемник». Для модели нарушителя в виде произвольно ориентированных непрозрачных цилиндров с помощью дифракционного интеграла Френеля-Кирхгофа получено выражение модуля комплексной амплитуды радиосигнала в точке приема, обусловленного суммой прямого (опорного) сигнала и сигнала, дифрагированного на корпусе летательного аппарата нарушителя, движущегося между передатчиком и приемником. Показано, что отчетливость «тени» проявляется с приближением нарушителя к приемнику. Автором в рамках исследования характеристик бинарного обнаружителя для модели импульсного радиосигнала с аддитивным гауссовским шумом показано, что минимум характеристик обнаружения наблюдается при равенстве вероятности ложной тревоги и вероятности пропуска цели. С целью улучшения характеристик обнаружения автор предлагает выполнять предварительную обработку радиосигнала на основе согласованной фильтрации. Для формирования изображения нарушителя автор получил преобразование, обеспечивающее восстановление функции пропускания. Использование изображения для обнаружения нарушителя обеспечивает лучшие характеристики обнаружения, так как использование для бинарного обнаружения функции пропускания улучшает отношение сигнал-шум приблизительно в 6 раз и обеспечивает дополнительную возможность оценки поперечных размеров нарушителя. Для реализации предложенных алгоритмов обработки автором предложена структурная схема приемника с квадратурным детектором, а также рассмотрены вопросы разработки ПО и моделирования разработанных алгоритмов. Сигналы с выходов квадратурного детектора оцифровываются, а в блоке вычислителя формируется комплексная амплитуда. На основе обработки комплексных амплитуд восстанавливается функция пропускания нарушителя, определяются его размеры, количество нарушителей. Затем функция пропускания поступает на пороговое устройство для фиксации и индикации факта нарушения. Эксперимен-

тальная проверка разработанных алгоритмов путем обработки реального радиосигнала в работе [164], к сожалению, не представлена.

Анализ представленных работ показывает, что в настоящее время ведутся исследования по разработке новых и совершенствованию имеющихся методов обработки сигналов в фоновой радиолокации для решения задач обнаружения целей с моностатической ЭПР не более 1 м^2 . Большинство алгоритмов обнаружения являются пороговыми и основаны на различии спектра радиосигналов, отраженных от флуктуирующего или неподвижного фона, при наличии движущейся цели от спектра при отсутствии движущейся цели. Такие алгоритмы обнаружения осуществляются с помощью преобразования Фурье, на усреднении либо на разности последовательно усредненных выборок, или на вейвлет-преобразовании выходных сигналов амплитудного или фазового детектора.

Первая группа алгоритмов обычно используется при обнаружении скоростных целей типа «самолет», «крылатая ракета», движущихся от фонового радиолокатора на дистанциях более 30 км со скоростью более 100 м/с. Другая группа алгоритмов рассматривается для обнаружения целей типа легковой автомобиль, человека со скоростью движения не более 20 м/с на расстояниях не более сотен метров. Отмечаются также альтернативные методы обнаружения движущихся малоразмерных целей: алгоритмы сопровождения целей (завязки трасс) до фиксации факта их обнаружения (технология «Track-Before-Detect»), методы обработки изображений (преобразование Хафа, Радона и т.п.), цифровое накопление по критерию из «п» по «М», восстановление теневой функции пропускания.

Однако представленные результаты не исчерпывают исследования модели полезного сигнала и ее параметров, а также все возможные методы обнаружения фоновой радиолокации. Во-первых, в рассматриваемых работах пренебрегается рассеивающими свойствами движущейся цели при составлении модели сигнала. Во-вторых, не учитывается дополнительный набег фазы при рассеянии радиоволны целью и фоном. В-третьих, в представленных работах отсутствуют исследования энергетических характеристик сигналов, отраженных от фона, при движении цели, а также анализ потенциальных зон обнаружения по дальности. Кроме этого, для разработки методов обнаружения цели следует исследовать характеристики сжатия сигнала; и наиболее близкой работой являются исследования по сжатию вейвлетов Френеля с гауссовской огибающей. Тем не менее, применительно к вейвлетам Френеля не представлены исследования зависимости коэффициента сжатия от дальности до цели и фона, скорости движения цели. Кроме этого, не рассматривались вопросы характеристик объектов на трассе распространения, пригодных для использования в качестве фона. Как известно, на реальных трассах распространения сигналы, отраженные от элементов рельефа местности, случайно изменяются во времени, что пренебрегается в рассмотренных выше работах. В-четвертых, в трудах, известных автору

диссертационной работы, отсутствуют зависимости вероятности правильного обнаружения и ложной тревоги в условиях флуктуирующего фона. В-пятых, представленные алгоритмы обнаружения проверяются, как правило, путем моделирования, а экспериментальная проверка работоспособности алгоритмов обнаружения приводится для конкретных единичных случаев. В-шестых, достигнутых к настоящему моменту результатов исследований недостаточно для разработки обнаружителя МБПЛА при других условиях.

В данной работе предлагается исследовать вопросы обнаружения малоразмерной цели в виде БПЛА при реализации методов фоновой радиолокации с позиции анализа характеристик сигналов, отраженного от флуктуирующего фона.

1.4 Постановка задачи обнаружения МБПЛА при реализации метода фоновой радиолокации

Согласно анализу результатов, достигнутых другими исследователями ранее, приведенных в разделе 1.3, задача обнаружения МБПЛА решена в частных случаях для конкретных условий. В качестве цели рассматриваются достаточно высокоскоростные объекты в виде самолетов, ракет, движущихся со скоростью 200 м/с на расстояниях более 30 км от фонового радиолокатора, либо легковых автомобилей с радиопоглощающим покрытием или людей, движущихся с гораздо меньшей скоростью на дистанциях до 400 м. Моностатическая ЭПР быстролетающих целей и легкового автомобиля, укрытого радиопоглощающим укрытием, составляет порядка $0,01 \text{ м}^2$. Обнаружение этих целей производилось для определенных расстояний между фоном и движущейся целью.

МБПЛА является слабо рассеивающей целью. Однако в представленных работах отсутствуют рекомендации, расчетные соотношения или иные сведения, достаточные для разработки обнаружителя фонового радиолокатора в условиях, когда расстояние от него до фона и до подвижной слабо рассеивающей цели будут произвольными, а скорость ее движения и траектория будут варьироваться в некоторых пределах.

Кроме этого, применительно к фоновому методу радиолокации рассмотренные выше алгоритмы обнаружения малоразмерной движущейся цели являются эвристическими. Это делает сложным анализ потенциально достижимых характеристик обнаружения рассматриваемых целей.

В данной работе рассматривается реализация метода фоновой радиолокации в задаче обнаружения движущегося над подстилающей поверхностью МБПЛА по сигналу биений однопозиционного наземного стационарного радиолокатора с зондирующим квазинепрерывным ЛЧМ радиосигналом сантиметрового диапазона. Для определенности примем, что зондирующий

ЛЧМ радиосигнал на центральной несущей частоте 9,4 ГГц, имеющий спектр шириной 200 МГц и длительность 3,5 мс, имеет единичную скважность. За время движения цели антенны радиолокатора не сканируют, а основной лепесток приемной и предающей антенны ориентирован в направлении объекта, который будет выступать фоном. Оцифрованный сигнал биений с выхода фильтра низких частот поступает в блок вычисления спектра методом быстрого преобразования Фурье. Будем считать, что обнаружение радиосигнала ведется на основе обработки совокупности амплитуд $A_1, A_2, \dots, A_n$ конкретного отсчета спектра сигнала биений за время наблюдения $[0, T_n]$, отвечающего некоторому стробу дальности до заданного фонового объекта. Совокупность амплитуд $A_1, A_2, \dots, A_n$ соответствует амплитудам пачки ЛЧМ радиоимпульсов, отраженным фоновым объектом и принятым за указанное время наблюдения. Таким образом, информация о наличии МБПЛА извлекается из сигнала $s(t_i)$ следующего вида:

$$s(t_i) = A(t_i) + n(t_i), \quad (1.11)$$

где t_i – некоторый момент времени из интервала $[0, T_n]$, соответствующий одному импульсу пачки ЛЧМ-радиоимпульсов, сек;

$A(t_i)$ – амплитуда сигнала биений принятого ЛЧМ радиоимпульса, отраженного от заданного фона, В;

$n(t_i)$ – аддитивный гауссовский шум приемного тракта радиолокатора, В.

Присутствие информации о движущейся цели в амплитудах сигнала, отраженного от фона, многократно подтверждается авторами работ в области фоновой радиолокации.

Движение цели примем прямолинейным в некоторой плоскости с постоянной скоростью в пределах от 1 до 10 м/с. Считаем, что надземные элементы трассы распространения радиоволн, перекрывающие первую зону Френеля, оказывают пренебрежимо малое влияние на амплитуду отраженного сигнала фоновым объектом. Расстояние от приемопередатчика до фона не превышает прямой оптической видимости и для реальных трасс распространения обычно не превышает 2 км.

Для решения этой задачи следует, во-первых, конкретизировать структурную схему фонового радиолокатора и описать параметры входящих в нее блоков. Из представленных параметров следует выбрать параметры, влияющие на характеристики обнаружения. Неизвестные параметры блоков структурной схемы следует определить в последующих главах.

Во-вторых, следует уточнить модель сигнала (1.11) с учетом характеристик рассеяния цели и фона, а также прямолинейной траектории движения цели. На основе полученной модели сигнала (1.11) следует решить задачу синтеза обнаружителя малоразмерной движущейся цели исходя из подходов статистической теории принятия решения в бинарном случае.

В-третьих, следует разработать структурную схему обнаружителя, определить методику для определения его параметров применительно к обнаружению других целей.

В-четвертых, характеристики разработанного алгоритма обнаружения следует оценить путем моделирования на ЭВМ, а его работоспособность оценить по реальным радиосигналам радиолокатора.

1.5 Выводы

1. Сделан обзор современных систем обнаружения МБПЛА. Большинство таких системы являются комбинированными, т.е. в них для обнаружения БПЛА одновременно используется несколько сенсоров, работающих на различных физических принципах. Выяснилось, что в системах обнаружения основным сенсором, осуществляющим первичное обнаружение, как правило, является радиолокационный, остальные сенсоры являются вспомогательными.

2. Рассмотрена задача обнаружения низколетящих МБПЛА на фоне реальной подстилающей поверхности методом активной радиолокации и различные варианты решения данной задачи. Указаны достоинства и недостатки каждого из вариантов решения данной задачи, особенности используемого этими методами математического аппарата. Показано, что метод фоновой радиолокации обладает достоинствами метода просветной радиолокации, но структурно является однопозиционным радиолокатором.

3. Приведен обзор существующих опубликованных работ по исследованию метода фоновой радиолокации, на основе которого сформулированы задачи по обнаружению МБПЛА, требующие дополнительного исследования.

2 СИНТЕЗ ФОНОВОГО РАДИОЛОКАТОРА В ЗАДАЧАХ ОБНАРУЖЕНИЯ МБПЛА

2.1 Структурная схема фонового радиолокатора

Фоновый радиолокатор – техническое средство извлечения информации о движущейся цели из модулированных ею отраженных сигналов объектами местности и относящимися к разным, в общем случае, элементам разрешения.

При отсутствии подвижной цели электромагнитная волна распространяется от радиолокатора до заданного объекта (отражателя) и обратно, а в соответствующем ему строке дальности наблюдается радиосигнал с априорными параметрами. При движении цели между радиолокатором и заданным объектом электромагнитная волна рассеивается неоднородностью (препятствием) в виде подвижной цели. Это приводит к характерным изменениям во времени параметров наблюдаемого радиосигнала, если цель движется вдоль линии визирования радиолокатора на заданный объект, то характерных изменений наблюдаемого радиосигнала не будет. Информация о движущейся цели содержится в амплитудно-фазовой модуляции сигнала, отраженного от заданного объекта.

Рассмотрим место фонового радиолокатора среди существующих типов активных радиолокационных средств, используя два признака классификации: по расположению в пространстве пунктов передачи и приема радиолокатора и по способу формирования целью информативного радиосигнала в пункте приема (см. рисунок 2.1).

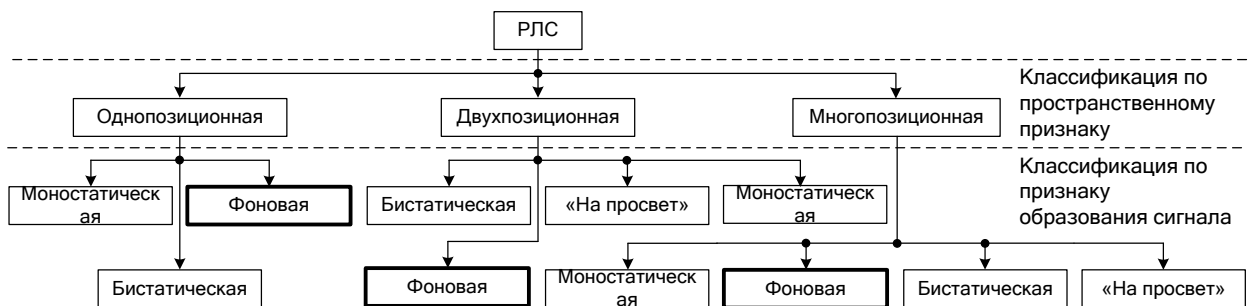


Рисунок 2.1 – Классификация активных радиолокационных станций по пространственному признаку и образованию принятого сигнала

Рассмотрим первый признак классификации. Будем считать, для определенности, пункт с передающей аппаратурой – передающим пунктом, пункт с приемной аппаратурой – приемным пунктом, пункт с приемо-передающей аппаратурой – приемо-передающим пунктом. Тогда под позициями будем понимать передающий, приемный или приемо-передающий пункты. Будем считать позиции радиолокатора разными, если для его функционирования необходим канал синхронизации или линия связи для передачи опорного (в частном случае «копии» переданного) сигнала из передающей позиции в приемную, либо при наличии генератора опорного сигнала

ла в приемной позиции. В этом случае фоновый радиолокатор является развитием бистатических радиолокаторов, работающих «на просвет», на однопозиционный случай. Рассмотрим классификацию активных радиолокаторов с точки зрения размещения на некоторой позиции передающего, приемного или приемо-передающего пунктов. Для однопозиционного радиолокатора зондирующий сигнал формируется генератором и в том же пункте формируется принятый сигнал на выходе приемной антенны. Для двухпозиционного радиолокатора зондирующий сигнал формируется в одном (передающем) пункте, а принятый сигнал формируется в другом (приемном) пункте, причем для обработки принятого сигнала необходимо передать копию зондирующего сигнала по линии связи от передающего пункта к приемному. В многопозиционном радиолокаторе зондирующие сигналы формируются в нескольких (передающих) пунктах, а принятые сигналы формируются в тех же или других (приемных) пунктах, причем передающие, приемные и приемо-передающие пункты объединены линией связи между собой и центральным пунктом обработки информации.

Рассмотрим второй признак классификации. В однопозиционном радиолокаторе на выходе антенны принятый сигнал образуется при распространении радиоволны от передающей антенны до цели, а после рассеяния – обратно к приемной антенне. Если изменения индикатрисы рассеяния цели в пределах угла от цели до фазовых центров передающей и приемной антенн пренебрежимо малы, то ЭПР цели можно считать моностатической, а соответствующий однопозиционный радиолокатор – моностатическим. Если изменения индикатрисы рассеяния цели в пределах угла от цели до фазовых центров передающей и приемной антенн значительны, то ЭПР цели можно считать бистатической, а соответствующий однопозиционный радиолокатор – бистатическим. Однако для реальных пространственных разнесов передающих и приемных антенн однопозиционного радиолокатора, индикатрису рассеяния цели в дальней зоне можно считать постоянной в пределах угла от цели до фазовых центров передающей и приемной антенн. Поэтому на практике однопозиционный вариант бистатического радиолокатора может быть реализован в помещении, в частности, при работе на центральных частотах терагерцового диапазона. В диапазоне СВЧ однопозиционный бистатический радиолокатор практически не рассматривается.

В общем случае на выходе антенны двухпозиционного радиолокатора принятый сигнал является результатом интерференции двух лучей:

Для первого луча (антенна-цель-антенна):

- радиоволна от передающей антенны достигает цели и рассеивается ею;
- рассеянная волна от цели достигает приемной антенны и составляет первый луч.

Для второго луча (антенна-антенна) радиоволна от передающей антенны достигает приемной антенны и составляет второй луч.

На выходе приемной антенны интерференция указанных сигналов наблюдается в том случае, когда радиосигналы указанных лучей не разрешаются во времени. В противном случае интерференция указанных радиосигналов не наблюдается.

Если угол от цели до передающей и приемной антенн приближается к 180° , то реализуется двухпозиционный радиолокатор «на просвет», а сигнал, при прочих равных условиях, определяется ЭПР при рассеянии вперед. Если ненулевой угол от цели до передающей и приемной антенн отличается от 180° , то реализуется классический вариант бистатического двухпозиционного радиолокатора, а сигнал, при прочих равных условиях, определяется бистатической ЭПР. Амплитуда второго луча меньше, чем в случае радиолокатора «на просвет» и определяется уровнем боковых лепестков, взаимной ориентацией основных лепестков ДН, передающей и приемных антенн. Если передающий и приемный пункт разнесены по дальности и расположены на одной линии визирования с целью так, что индикатриса рассеяния цели практически постоянна, то реализуется моностатический двухпозиционный радиолокатор. Амплитуда второго луча пренебрежимо мала, чем в предыдущих вариантах двухпозиционного радиолокатора и определяется уровнем заднего лепестка ДН передающей антенны.

Фоновый радиолокатор – это вариант двухпозиционного бистатического радиолокатора «на просвет», который получается из него при размещении заданного объекта на место приемного пункта и переносе (совмещении) этого пункта в одну позицию наряду с передающим пунктом. В таком однопозиционном радиолокаторе на выходе антенны выходной сигнал приемной антенны является результатом интерференции четырех лучей:

Для первого луча (антенна-цель-объект-цель-антенна):

- радиоволна от передающей антенны достигает цели и рассеивается ею;
- рассеянная целью радиоволна достигает заданного объекта, который ее рассеивает в окружающее пространство;

- рассеянная волна от заданного объекта достигает цели и рассеивается ею;

- рассеянная целью радиоволна достигает приемной антенны и составляет первый луч.

Для второго луча (антенна-цель-объект-антенна):

- радиоволна от передающей антенны достигает цели и рассеивается ею;

- рассеянная целью радиоволна достигает заданного объекта, который рассеивает ее в окружающее пространство;

- рассеянная волна от заданного объекта достигает приемной антенны и составляет второй луч.

Для третьего луча (антенна-объект-цель-антенна):

- радиоволна от передающей антенны достигает заданного объекта, который ее рассеивает в окружающее пространство;

- рассеянная волна от заданного объекта достигает цели и рассеивается ею;
- рассеянная волна от цели достигает приемной антенны и составляет третий луч.

Для четвертого луча (антенна-объект-антенна):

- радиоволна от передающей антенны достигает заданного объекта, который ее рассеивает в окружающее пространство;
- рассеянная волна от заданного объекта достигает приемной антенны и составляет четвертый луч.

При определенных условиях можно представить фоновый радиолокатор как двухпозиционный бистатический радиолокатор «на просвет», считая заданный объект ретранслятором радиоволн, распространяющихся от передающей антенны и от цели, в направлении на приемный пункт. Наблюдаемый сигнал на выходе приемной антенны фонового радиолокатора будет с точностью до постоянного множителя и задержки совпадать с выходным сигналом приемной антенны двухпозиционного бистатического радиолокатора «на просвет» при следующих условиях:

- для диффузного характера отражений радиоволн от цели и заданного объекта, когда амплитуда первого луча приблизительно на 30 дБ ниже амплитуды остальных лучей и основной вклад в принятый сигнал вносят первый, второй и четвертый луч;
- когда линейные размеры апертуры приемной антенны бистатического радиолокатора «на просвет» сравнимы с геометрическими размерами заданного объекта;
- при совпадении направленных характеристик приемной антенны с индикатрисой рассеяния заданного объекта.

При нарушении одного из этих условий указанное совпадение нарушается, в частности при резонансном переизлучении сигнала целью (например, при полуволновом диполе), когда амплитуда первого луча соизмерима с амплитудами остальных лучей.

Фоновый метод радиолокации по принципу схож с методами когерентно-импульсных радиолокаторов с внешней когерентностью. Отличие между ними состоит в том, что в когерентно-импульсных радиолокаторах с внешней когерентностью подвижная цель и неподвижный объект, переотражающий радиоволну и формирующий опорный сигнал на выходе антенны, находятся в одном строке дальности. В фоновом методе радиолокации расстояния до подвижной цели и до объекта различаются больше чем разрешающую способность по дальности, поэтому их сигналы биений соответствуют разным строкам по дальности.

Отметим, что фоновый радиолокатор может быть реализован в двухпозиционном варианте, либо входить в состав многопозиционной (мультистатической) радиолокационной системы и обеспечивать информацией центральный пункт обработки наряду с моностатическими, бистатическими и радиолокаторами «на просвет».

Рассмотрим обобщенную структурную схему однопозиционного фоновых радиолокатора с квазинепрерывным зондирующим ЛЧМ радиосигналом, пренебрегая влиянием атмосферы на принятый радиосигнал, а также лучами №3 и №4 из-за относительно малого уровня этих сигналов. Такое допущение для радиосигналов с шириной спектра не более 200 МГц и длительностью не более 3,5 мс справедливо при их отражении от точечной цели на дистанции не более 2 км.

В структурную схему однопозиционного фоновых радиолокатора входят: передающий тракт, передающая и приемная антенны, блок цифровой обработки сигналов, индикатор, а также отражатель естественного или искусственного происхождения, формирующий фоновый радиосигнал. Структурная схема обобщенного сценария работы однопозиционного фоновых радиолокатора представлена на рисунке 2.2. Трасса распространения радиоволн отмечена штрихпунктирной линией, а фоновый радиолокатор выделен жирной пунктирной линией. Тонкой линией выделен приемно-передающий пункт однопозиционного фоновых радиолокатора.

Приемный и передающий тракты однопозиционного фоновых радиолокатора расположены в одном пункте, а соответствующие им приемная и передающие антенны сближены так, что их пространственный разнос вызван конечными размерами антенн.

Обнаружение МБПЛА аппарата ведется путем обработки и анализа суммарного фоновых радиосигнала $S_{\Sigma 2}(t)$. Суммарный фоновый радиосигнал образуется в результате интерференции сигналов, наблюдаемых в строке дальности отражателя (фона). Примером заданных объектов, образующих фоновый радиосигнал, могут выступать: подстилающая поверхность или находящиеся на ней наземные и надземные объекты, а также другие элементы рельефа местности, в том числе, их комбинации. Такие заданные объекты будем называть фоновыми объектами или фоном, а отраженные от этих объектов радиосигналы – фоновыми радиосигналами, либо радиосигналами от фона.

Обычно в одном строке дальности фоновый радиосигнал наблюдается с радиосигналом, отраженным подстилающей поверхностью. Такой фоновый объект является сложным, так как фоновый радиосигнал образован отраженными сигналами разных пространственно-разнесенных объектов.

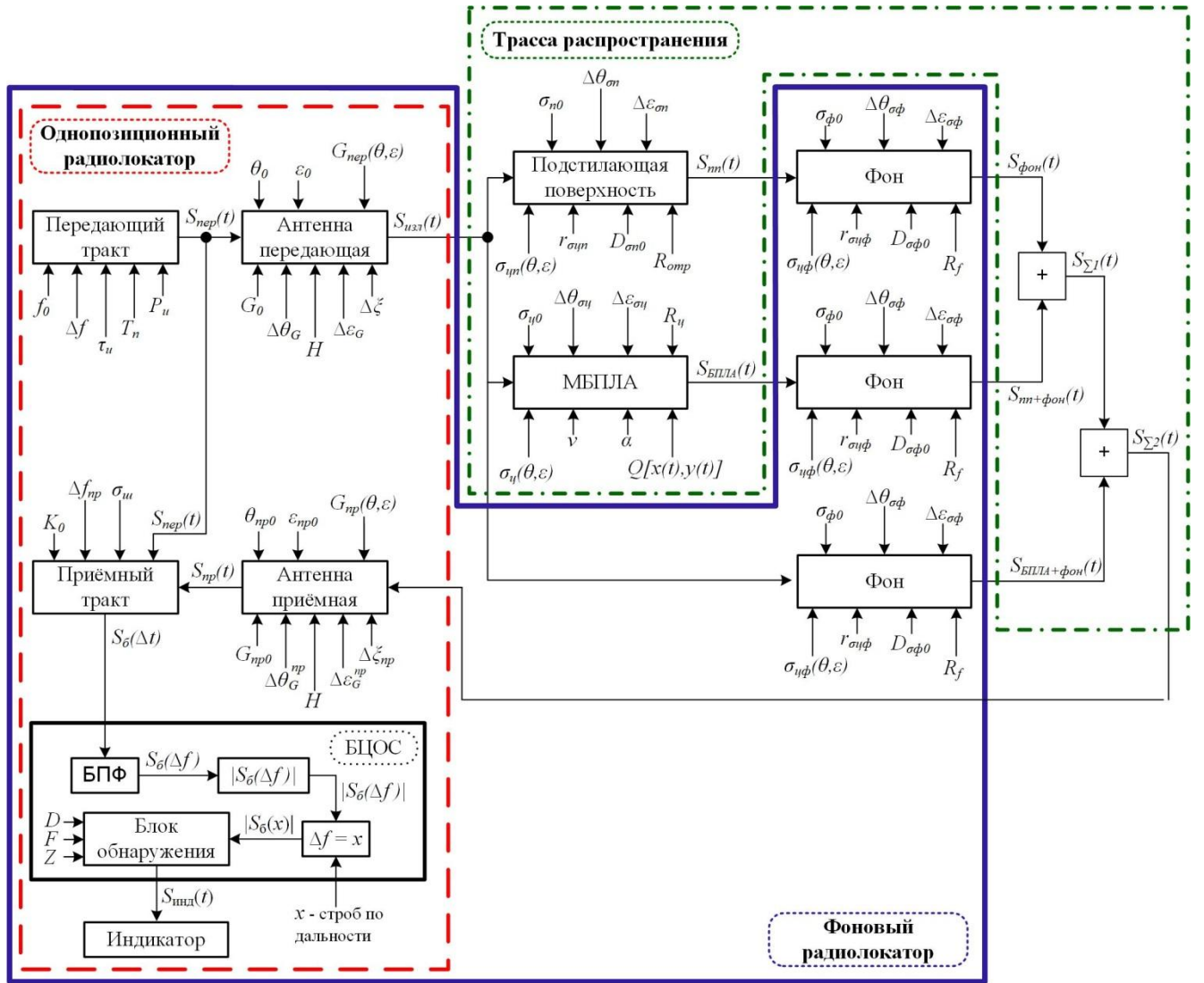


Рисунок 2.2 – Структурная схема обобщенного сценария работы однопозиционного фоновый радиолокатора

Запишем в общем виде выражение суммарного фоновый радиосигнала, принятого в результате излучения зондирующего сигнала:

$$\begin{aligned}
 S_{\Sigma 2}(t, \vec{Z}_0) &= S_{\Sigma 1}(t, \vec{Z}_{\Sigma 1}) + S_{\text{БПЛА, Фон}}(t, \vec{Z}_{\text{БПЛА, Фон}}) + S_{\text{Фон, БПЛА}}(t, \vec{Z}_{\text{Фон, БПЛА}}) + n(t) = \\
 &= S_{\text{Фон}}(t, \vec{Z}_{\text{Фон}}) + S_{\text{пп, Фон}}(t, \vec{Z}_{\text{пп, Фон}}) + S_{\text{БПЛА, Фон}}(t, \vec{Z}_{\text{БПЛА, Фон}}) + \\
 &\quad + S_{\text{Фон, БПЛА}}(t, \vec{Z}_{\text{Фон, БПЛА}}) + n(t),
 \end{aligned} \tag{2.1}$$

где $S_{\Sigma 1}(t, \vec{Z}_{\Sigma 1})$ – суммарный сигнал, образованный интерференцией сигнала в результате последовательного переотражения прямого сигнала от подстилающей поверхности и фона с сигналом от фона, В;

$S_{\text{БПЛА,ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{БПЛА,ФОН}})$ – сигнал, образованный в процессе последовательного преотражением прямого сигнала от МБПЛА и фона, В;

$S_{\text{ФОН,БПЛА}}(t, \vec{Z}_{\text{ФОН,БПЛА}})$ – сигнал, образованный в процессе последовательного преотражения прямого сигнала от фона и МБПЛА, В;

$S_{\text{ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{ФОН}})$ – сигнал, образованный в процессе преотражения прямого сигнала от фона, В;

$S_{\text{пп,ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{пп,ФОН}})$ – сигнал, образованный в процессе преотражения прямого сигнала от подстилающей поверхности и фона, В;

$\vec{Z}_{\Sigma 1}$ – вектор параметров суммарного сигнала $S_{\Sigma 1}(t, \vec{Z}_{\Sigma 1})$;

$\vec{Z}_{\text{ФОН}}$ – вектор параметров сигнала $S_{\text{ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{ФОН}})$;

$\vec{Z}_{\text{пп,ФОН}}$ – вектор параметров сигнала $S_{\text{пп,ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{пп,ФОН}})$;

$\vec{Z}_{\text{БПЛА,ФОН}}$ – вектор параметров сигнала $S_{\text{БПЛА,ФОН}}(t, \vec{Z}_{\text{БПЛА,ФОН}})$;

$\vec{Z}_{\text{ФОН,БПЛА}}$ – вектор параметров сигнала $S_{\text{ФОН,БПЛА}}(t, \vec{Z}_{\text{ФОН,БПЛА}})$;

$\vec{Z}_0 = [\vec{Z}_{\text{ФОН}} \quad \vec{Z}_{\text{пп,ФОН}} \quad \vec{Z}_{\text{БПЛА,ФОН}} \quad \vec{Z}_{\text{ФОН,БПЛА}}]$;

$\vec{Z}_1 = [\vec{Z}_{\text{ФОН}} \quad Z_{\text{пп}}]$;

$\vec{Z}_{\text{пп}} = [\sigma_{\phi 0} \quad \sigma_{\text{цф}}(\theta, \varepsilon) \quad R_f \quad \Delta\theta_{\text{сф}} \quad \Delta\varepsilon_{\text{сф}}]$;

$\vec{Z}_{\text{пп,ФОН}} = [\vec{Z}_{\text{ФОН}} \quad \sigma_{\text{п0}} \quad \sigma_{\text{пп}}(\theta, \varepsilon) \quad R_{\text{отр}} \quad \Delta\theta_{\text{сп}} \quad \Delta\varepsilon_{\text{сп}}]$;

$\vec{Z}_{\text{БПЛА}} = [\sigma_{\text{ц0}} \quad \sigma_{\text{ц}}(\theta, \varepsilon) \quad \Delta\theta_{\text{сц}} \quad \Delta\varepsilon_{\text{сц}} \quad R_{\text{ц}} \quad \nu \quad \alpha \quad Q[x(t), y(t)]]$;

$\vec{Z}_{\text{БПЛА,ФОН}} = [\vec{Z}_{\text{ФОН}} \quad \vec{Z}_{\text{БПЛА}}]$;

$\vec{Z}_{\text{ФОН,БПЛА}} = [\vec{Z}_{\text{ФОН}} \quad \vec{Z}_{\text{БПЛА}}]$;

$\vec{Z}_{\text{ТР}} = [\vec{Z}_t \quad \vec{Z}_{\text{Gr}} \quad \vec{Z}_r \quad \vec{Z}_{\text{Gr}}]$ – вектор параметров приемо-передающей аппаратуры;

$\vec{Z}_t = [f_0 \quad \Delta f \quad \tau_{\text{и}} \quad T_{\text{п}} \quad P_{\text{и}} \quad K_{\text{пер}}(j\omega)]$ – вектор параметров передающего тракта;

$\vec{Z}_{\text{Gt}} = [G_0 \quad G_{\text{пер}}(\theta, \varepsilon) \quad \theta_0 \quad \varepsilon_0 \quad \sigma_{\phi 0} \quad \Delta\theta_G \quad \Delta\varepsilon_G \quad \Delta\xi]$ – вектор параметров антенны передатчика;

$\vec{Z}_r = [K_0 \quad \Delta f_{\text{пр}} \quad \sigma_{\text{ш}} \quad K_{\text{пр}}(j\omega)]$ – вектор параметров приемного тракта;

$$\vec{Z}_{Gr} = \begin{bmatrix} G_{пр0} & G_{пр}(\theta, \varepsilon) & \theta_{пр0} & \varepsilon_{пр0} & \Delta\theta_G^{пр} & \Delta\varepsilon_G^{пр} & \Delta\xi_{пр} \end{bmatrix} - \text{вектор параметров антенны}$$

приемника;

f_0 – центральная частота зондирующего радиосигнала, Гц;

Δf – ширина полосы спектра зондирующего радиосигнала, Гц;

τ_n – длительность зондирующего радиосигнала, сек;

T_n – период повторения зондирующего радиосигнала, сек;

P_n – мощность излучения зондирующего радиосигнала, Вт;

$K_{пер}(j\omega)$ – частотная характеристика передающего тракта радиолокатора;

G_0 – коэффициент усиления передающей антенны радиолокатора;

$G_{пер}(\theta, \varepsilon)$ – ДН передающей антенны радиолокатора;

θ_0 – направление главного лепестка ДН передающей антенны радиолокатора в плоскости азимута, в градусах;

ε_0 – направление главного лепестка ДН антенны передатчика радиолокатора в плоскости угла места, в градусах;

$\Delta\theta_G$ – ширина главного лепестка ДН передающей антенны радиолокатора в плоскости азимута, в градусах;

$\Delta\varepsilon_G$ – ширина главного лепестка ДН передающей антенны радиолокатора в плоскости угла места, в градусах;

$\Delta\xi$ – максимальный уровень боковых лепестков ДН передающей антенны радиолокатора;

K_0 – сквозной коэффициент усиления приемного тракта радиолокатора;

$\Delta f_{пр}$ – полоса пропускания приемного тракта радиолокатора, Гц;

$\sigma_{ш}$ – приведенная ко входу приемной антенны мощность шума приемного тракта радиолокатора, Вт;

$K_{пер}(j\omega)$ – частотная характеристика приемного тракта радиолокатора;

$G_{пр0}$ – коэффициент усиления приемной антенны радиолокатора;

$G_{пр}(\theta, \varepsilon)$ – ДН приемной антенны радиолокатора;

$\theta_{пр0}$ – направление главного лепестка ДН приемной антенны радиолокатора в плоскости азимута, в градусах;

$\varepsilon_{пр0}$ – направление главного лепестка ДН антенны приемной радиолокатора в плоскости угла места, в градусах;

$\Delta\theta_G^{пр}$ – ширина главного лепестка ДН приемной антенны радиолокатора в плоскости азимута, в градусах;

$\Delta\varepsilon_G^{пр}$ – ширина главного лепестка ДН приемной антенны радиолокатора в плоскости угла места, в градусах;

$\Delta\xi_{\text{пр}}$ – максимальный уровень боковых лепестков ДН приемной антенны радиолокатора;

$\sigma_{\text{ф0}}$ – средняя ЭПР фона, м^2 ;

$\sigma_{\text{цф}}(\theta, \varepsilon)$ – угловая зависимость ЭПР фона от бистатических углов θ и ε , м^2 ;

$R_{\text{ф}}$ – расстояние от фазового центра антенны передатчика до фазового центра отражения фонового объекта, м;

$\Delta\theta_{\text{сф}}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния фонового объекта в плоскости азимута, в градусах;

$\Delta\beta_{\text{сф}}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния фонового объекта в плоскости угла места, в градусах;

$\sigma_{\text{п0}}$ – средняя ЭПР подстилающей поверхности;

$\sigma_{\text{цп}}(\theta, \varepsilon)$ – угловая зависимость ЭПР подстилающей поверхности от бистатических углов θ и ε ;

$R_{\text{отр}}$ – расстояние от фазового центра антенны передатчика до фазового центра отражения подстилающей поверхности, м;

$\Delta\theta_{\text{сп}}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния подстилающей поверхности в плоскости азимута, в градусах;

$\Delta\varepsilon_{\text{сп}}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния подстилающей поверхности в плоскости угла места, в градусах;

$\sigma_{\text{ц0}}$ – средняя ЭПР МБПЛА, м^2 ;

$\sigma_{\text{ц}}(\theta, \varepsilon)$ – угловая зависимость ЭПР МБПЛА от бистатических углов θ и ε , м^2 ;

$R_{\text{ц}}$ – расстояние от фазового центра антенны передатчика до фазового центра рассеяния МБПЛА, м;

$\Delta\theta_{\text{сц}}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния МБПЛА в плоскости азимута, в градусах;

$\Delta\varepsilon_{\text{сц}}$ – ширина главного лепестка диаграммы рассеяния МБПЛА в плоскости угла места, в градусах;

v – модуль вектора скорости МБПЛА, лежащего в плоскости вместе с фазовым центром антенны передатчика, приемника и центра отражения фонового объекта, м/с;

α – угол отклонения вектора скорости МБПЛА относительно перпендикуляра к линии визирования «радиолокатор-фон», далее курсовой угол, в градусах;

$Q[x(t), y(t)]$ – функция, описывающая траекторию движения МБПЛА в плоскости, где лежат фазовый центр антенны передатчика, приемника и центр отражения фонового объекта.

Рассмотрим преобразования сигналов при прохождении каждого блока радиолокатора. Для простоты будем считать длительность импульсной реакции передающей, приемной антенн, а также цели и фона значительно меньше длительности зондирующего радиосигнала, что дает возможность представить эти импульсные реакции дельта-функциями. В этих условиях результат свертки зондирующего радиосигнала с указанными импульсными реакциями с точностью до константы представляет собой копию зондирующего сигнала.

Радиосигнал передатчика $S_{\text{пер}}(t)$ преобразуется передающей антенной в электромагнитное поле, изменяющееся во времени следующим образом:

$$s_{\text{изл}}(t) = s_{\text{пер}}(t) \cdot \sqrt{G_0 \cdot G_{\text{пер}}(\theta, \varepsilon)}. \quad (2.2)$$

Затем излучаемый радиосигнал преобразуется трассой распространения и фоновым объектом. В частности, на входе приемной антенны радиосигнал от фона запишем в следующем виде:

$$S_{\text{фон}}(t, \vec{Z}_{\text{фон}}) = s_{\text{изл}}(t - \tau_3) \cdot \sqrt{P_{\text{пр}}^{\phi} \cdot \sigma_{\phi 0} \cdot \sigma_{\text{цф}}(\theta, \varepsilon)}, \quad (2.3)$$

где $P_{\text{пр}}^{\phi}$ – мощность принятого сигнала от фона за счет сферической расходимости радиоволны, Вт;

τ_3 – задержка принятого радиосигнала относительно зондирующего, сек.

Радиосигнал от подстилающей поверхности и фона на входе приемной антенны запишем в следующем виде:

$$S_{\text{пп, фон}}(t, \vec{Z}_{\text{пп, фон}}) = s_{\text{изл}}(t - \tau_{32}) \cdot \sqrt{P_{\text{пр}}^{\phi} \cdot P_{\text{пр}}^{\text{п}} \cdot \sigma_{\phi 0} \cdot \sigma_{\text{цф}}(\theta, \varepsilon) \cdot \sigma_{\text{п0}} \cdot \sigma_{\text{пп}}(\theta, \varepsilon)}, \quad (2.4)$$

где $P_{\text{пр}}^{\text{п}}$ – мощность принятого сигнала, рассеянного подстилающей поверхностью в месте расположения фона за счет сферической расходимости радиоволны, Вт;

τ_{32} – суммарная задержка принятого радиосигнала относительно зондирующего, сек.

Радиосигнал от МБПЛА на входе приемной антенны запишем в следующем виде:

$$S_{\text{БПЛА, фон}}(t, \vec{Z}_{\text{БПЛА, фон}}) = s_{\text{изл}}\left(t - \tau_{33}^{Q[x(t), y(t)]}\right) \cdot \sqrt{P_{\text{пр}}^{\phi} \cdot P_{\text{пр}}^{\text{п}} \cdot \sigma_{\phi 0} \cdot \sigma_{\text{цф}}(\theta, \varepsilon) \cdot \sigma_{\text{ц0}} \cdot \sigma_{\text{ц}}(\theta, \varepsilon)}, \quad (2.5)$$

где $P_{\text{пр}}^{\text{п}}$ – мощность принятого сигнала, рассеянного целью в месте расположения фона за счет сферической расходимости радиоволны, Вт;

τ_{33} – суммарная задержка принятого радиосигнала относительно зондирующего, сек.

В силу принципа взаимности, радиосигналы двух последних слагаемых из (2.1) можно считать одинаковыми, поэтому примем:

$$S_{\text{фон, БПЛА}}(t, \vec{Z}_{\text{фон, БПЛА}}) = S_{\text{БПЛА, фон}}(t, \vec{Z}_{\text{БПЛА, фон}}). \quad (2.6)$$

Отсюда, радиосигнал на входе приемного тракта запишем в следующем виде:

$$S_{\text{пр}}(t, \vec{Z}_0) = S_{\Sigma 2}(t, \vec{Z}_0) \cdot \sqrt{G_{\text{пр}0} \cdot G_{\text{пр}}(\theta, \varepsilon)}. \quad (2.7)$$

Сигнал биений на входе и выходе аналого-цифрового преобразователя выразим следующим образом:

$$S_{\delta}(t) = \text{FFT}^{-1} \left\{ \text{FFT} [S_{\text{пр}}(t, \vec{Z}_0)] \cdot K_{\text{пр}}(j\omega) \right\}, \quad (2.8)$$

и

$$S_{\delta}(\Delta t) = W[S_{\delta}(t)], \quad (2.9)$$

где $\text{FFT}\{.\}$ – функция взятия прямого преобразования Фурье от сигнала во временной области;

$\text{FFT}^{-1}\{.\}$ – функция взятия обратного преобразования Фурье от сигнала во временной области;

$W[.]$ – функция дискретизация сигнала во временной области по уровню и стробирования по времени.

Дискретный сигнал на выходе аналого-цифрового преобразователя обрабатывается в блоке цифровой обработки сигналов. В этом блоке над сигналом (2.9) выполняется операция взятия прямого быстрого преобразования Фурье и вычисления его модуля. Затем из полученного массива выбирается отсчет, соответствующий некоторой дальности до фонового объекта.

Таким образом, на вход обнаружителя поступает амплитуда сигнала биения, соответствующего фоновому объекту. Параметрами обнаружителя являются: вероятность правильного обнаружения D , вероятность ложной тревоги F , а также вектор других параметров Z , зависящих от способа построения обнаружителя. В последующих главах будут уточняться структура обнаружителя МБПЛА и вектор его неизвестных параметров Z .

2.2 Моделирование бистатической ЭПР МБПЛА

Для расчета энергетических параметров и оценки опорной функции согласованного фильтра требуется знать бистатическую ЭПР $\sigma_{\text{ц}}(\theta, \varepsilon)$ обнаруживаемого подвижного объекта. По определению [115, 165] ЭПР цели равна площади поверхности условного объекта, рассеивающего изотропно всю падающую на него энергию и создающего в удаленной точке приема ту же плотность потока мощности, что и реальная цель.

Угол между направлением от цели на передающую антенну и на приемную (на фоновый отражатель в случае фоновой радиолокации) называется бистатическим. У большинства реальных целей ЭПР зависит от направления облучения и приема, так что бистатическая ЭПР отличается от однопозиционного ЭПР, для которой бистатический угол равен нулю.

В фоновой радиолокации траектория движения цели пересекает ДН под определенным углом относительно линии визирования (курсовой угол), соединяющая передающую антенну и отражающую фоновую поверхность. Таким образом, в зависимости от траектории движения цели бистатистический угол ЭПР будет изменяться во времени в широком диапазоне значений (от 90° до 180°).

В большинстве работ [17-23] по оценке ЭПР МБПЛА приводятся результаты однопозиционного измерения. Существуют приближенные методы пересчета однопозиционной ЭПР в бистатистическую. Например, для целей представляемых совокупностью блестящих точек справедлива «теорема эквивалентности» [115]. Данная теорема имеет важное значение для оценки бистатистической ЭПР реальных целей, размеры которых значительно превышают длину волны. Однако нельзя указать единую для разных целей границу применимости, т.е. максимальный бистатистический угол, при котором еще справедлива данная теорема. Экспериментальные исследования показали, что «теорема эквивалентности» применима для бистатистических углов $60^\circ - 90^\circ$. Однако это относится к усредненным, или максимальным, минимальным значениям ЭПР на определенных интервалах курсового угла. Для фоновой радиолокации данный диапазон бистатистических углов в моделировании метода фоновой радиолокации не используется.

По мере приближения бистатистических углов к 180° значение ЭПР резко меняется. Из теории электродинамики известно [115], что если на пути распространения волны поместить абсолютно черное тело (поглощающее всю падающую на него энергию) конечных, но больших по сравнению с длиной волны размеров, то позади тела появится поле рассеяния (далее назовем рассеяние «на просвет»). Это поле возникает в результате возмущения первичного поля. Данное поле рассеяния не зависит от формы поверхности тела и полностью определяется его границей освещенности части поверхности.

У реальной цели, помимо поля рассеяния «на просвет», возникает собственное поле рассеяния, которое возбуждается токами, наведенными на поверхности цели падающей волной. Так как собственное поле намного слабее поля рассеянного «на просвет», то при бистатистических углах близких к 180° ЭПР определяется полем, рассеянным «на просвет». Точно также, при значениях бистатистических углов, умеренно отличных от 180° , ЭПР определяется собственным рассеянным полем. Поэтому для инженерных расчетов ЭПР при бистатистических углах больше 130° применяется соотношение [115]:

$$\tilde{\sigma}_o(\tilde{\beta}) \approx \begin{cases} 4\pi(\bar{S}_t/\lambda)^2, & |\pi - \tilde{\beta}| < \beta^* \\ \lambda \bar{l}_t / \pi^2 |\pi - \tilde{\beta}|^3, & |\pi - \tilde{\beta}| > \beta^*, \end{cases} \quad (2.10)$$

$$\text{где } \beta^* = (\lambda/\pi) \sqrt[3]{\bar{l}_t/4\bar{S}_t^2}. \quad (2.11)$$

$\bar{S}_t$ – усредненная по возможным ракурсам цели (относительно направления падающей волны) площадь апертуры, м²;

$\bar{l}_t$ – усредненная по возможным ракурсам цели (относительно направления отраженной волны) длина проекции цели на плоскость, перпендикулярную направлению падающей волны, м.

Обычно ракурс цели неизвестен и может случайно меняться в определенных пределах, поэтому в формулах значения усредняются.

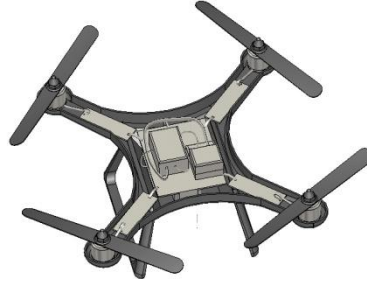
Для дополнительного анализа бистатической ЭПР МБПЛА и его диаграммы рассеяния был проведен электромагнитный расчет. Модель бистатической ЭПР летательного аппарата вида квадрокоптер Cheerson-CX-20 с подвешенной видеокамерой была получена путем математического моделирования многоуровневым быстрым мультипольным методом [166-169]. Моделирование и экспериментальная проверка моностатической ЭПР данного метода описана в работе [23]. При расчете полагалось, что объект облучался монохроматической волной горизонтальной поляризации. Расчет проводился для различных ракурсов облучения.

Трехмерная модель квадрокоптера Cheerson-CX-20 состоит из нескольких частей – четырех двигателей, основной платы управления, аккумулятора, дополнительных плат, кабелей, которые состоят из идеального проводника, а также пластмассового корпуса, пластмассовых пропеллеров с диэлектрической проницаемостью равной 3 и толщиной 2 мм. Размеры всех частей максимально приближены к реальным деталям. На рисунке 2.3 можно сравнить внутреннее расположение деталей с их расположением в трехмерной модели. Данный вид квадрокоптера был выбран исходя из размеров типичных для квадрокоптеров с ЭПР около 0,01 м².

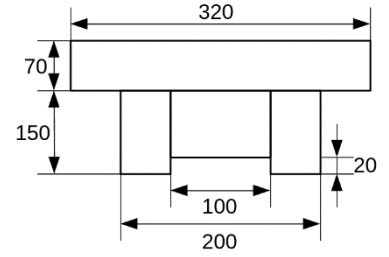
Предварительный расчет показал, что из-за асимметрии расположения и формы внутренних частей МБПЛА (см. рисунок 2.3), бистатическая ЭПР будет видоизменяться в зависимости от угла падения электромагнитной волны. В задачах обнаружения траектория и ориентация в пространстве МБПЛА неизвестны, поэтому значение бистатической ЭПР носит случайный характер. Математическая модель будет получена путем усреднения значений бистатической ЭПР, рассчитанных для различных углов падения электромагнитной волны.



а) – вид сверху квадрокоптера Cheerson-CX-20 без верхней крышки (габариты (283×281× 200) мм)



б) – трехмерная модель квадрокоптера Cheerson-CX-20, использованная при численном моделировании ЭПР



в) – размеры квадрокоптера для расчета бистатической ЭПР по формуле (2.10)

Рисунок 2.3 – Объект моделирования

Результат моделирования и расчета по формулам (2.10) и (2.11) приведены на рисунке 2.4, размеры МБПЛА, использовавшиеся в расчетах, изображены на рисунке 2.3. В моделировании за нулевое направление (0°) принимается угол, под которым электромагнитная волна падает на МБПЛА. Из рисунка видно, что $\sigma_{\text{ц}}(\theta, \varepsilon)$ равна 12 дБм^2 для электромагнитного расчета и 15 дБм^2 при расчете формулами (2.10) и (2.11), ширина диаграммы рассеяния по уровню – 3дБ от максимума равна 6° и 11° в азимутальной и угло-местной плоскостях соответственно. Для упрощения диаграмму рассеяния цели зададим формулой,

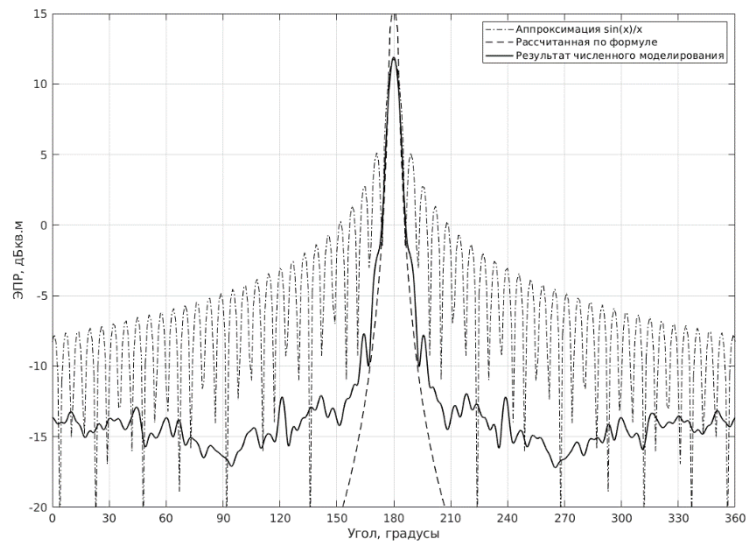
$$\sigma_{\text{ц}}(\theta, \varepsilon) = \sigma_{\text{цп}} \cdot \left| \frac{\sin \left[\frac{(\pi - \theta) \cdot 2,782}{\theta_{\text{ц}}} \right]}{\frac{(\pi - \theta) \cdot 2,782}{\theta_{\text{ц}}}} \cdot \frac{\sin \left[\frac{(\pi - \varepsilon) \cdot 2,782}{\varepsilon_{\text{ц}}} \right]}{\frac{(\pi - \varepsilon) \cdot 2,782}{\varepsilon_{\text{ц}}}} \right|, \quad (2.12)$$

где $\sigma_{\text{цп}}$ – ЭПР цели при бистатических углах $\theta_0 = 180^\circ$ и $\varepsilon_0 = 180^\circ$ (т.е. в направлении «на просвет»);

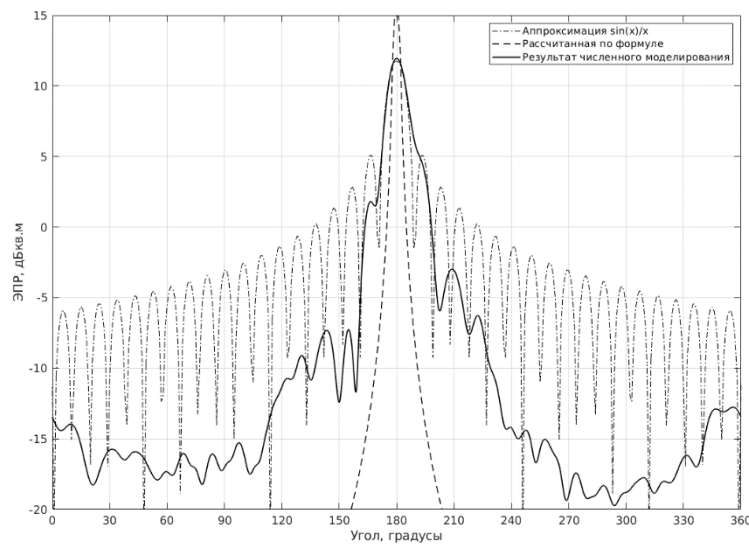
$\theta_{\text{ц}}$ – ширина бистатической ЭПР в горизонтальной плоскости;

$\varepsilon_{\text{ц}}$ – ширина бистатической ЭПР в вертикальной плоскости.

Внешний вид расчетной диаграммы рассеяния цели приведен на рисунке 2.4.



а) – диаграмма рассеяния по азимуту



б) – диаграмма рассеяния по углу-места

Рисунок 2.4 – Результаты численного моделирования, аппроксимация и вычисления по формуле (2.10)

2.3 Модель принятого радиолокатором сигнала

Трасса распространения радиоволн образована движущейся прямолинейно целью с малой ЭПР (МБПЛА), которую следует обнаружить, и поверхностью естественного (лес, подстилающая поверхность или выступающие над ней элементы рельефа местности) или искусственного происхождения (стены или крыши строительных сооружений, зданий). После излучения радиолокатором зондирующего сигнала радиоволна, достигая указанных поверхностей, в результате диффузного образует фоновое радиоволновое излучение рассеяния.

Радиолокатор в первом приближении будем рассматривать состоящим из излучателя с точечным фазовым центром (обозначим точку «А») и узконаправленной антенны. Будем рассматривать распространение радиоволн без учета их поляризации. Примем, что геометрические размеры цели и масштаб характерных неровностей переизлучающей поверхности значительно меньше разрешающей способности зондирующего сигнала радиолокатора, а направление главного лепестка его приемо-передающей антенны фиксировано. В этом случае цель и переизлучающую поверхность можно заменить изотропными излучателями вторичных волн «В» и «С» соответственно. Расположение активной радиолокационной станции, цели и переизлучающей поверхности, представленные точками, показано на рисунке 2.5.

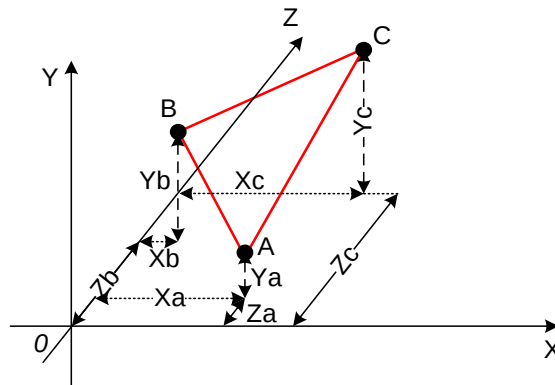


Рисунок 2.5 – Геометрические соотношения на трассе распространения

В декартовой системе координат точка «А» (радиолокатор) с координатами (X_{a0}, Y_{a0}, Z_{a0}) и точка «С» (поверхность) с координатами (X_{c0}, Y_{c0}, Z_{c0}) , неподвижны, а точка «В» с начальными координатами (X_{b0}, Y_{b0}, Z_{b0}) движется от этой точки прямолинейно в направлении вектора $\mathbf{v}$ с проекциями v_x (плоскость XOZ), v_y (плоскость YOZ) и v_z (плоскость XOY).

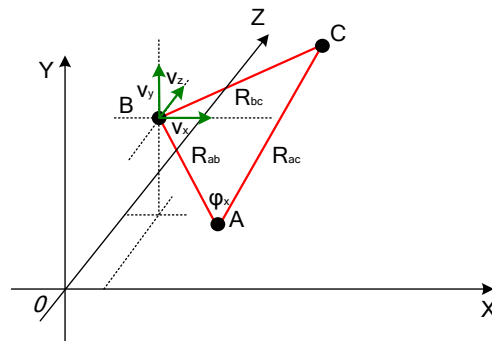


Рисунок 2.6 – Проекция вектора скорости и углов перемещения точки «В»

Точка «С» наблюдается в направлении максимума луча ДН радиолокатора под углами e и b , как показано на рисунке 2.7.

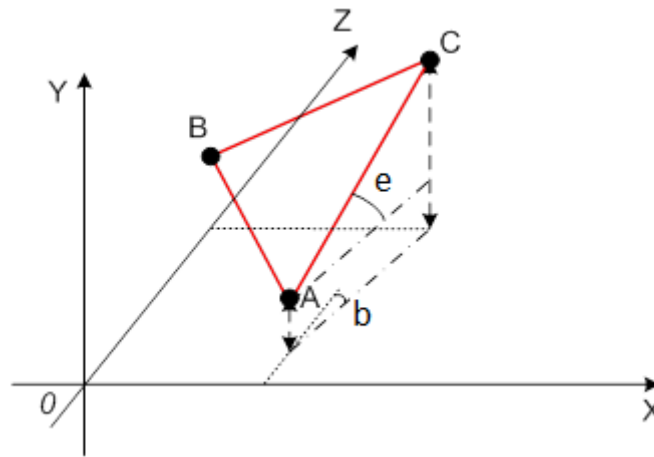


Рисунок 2.7 – Углы ориентации максимума луча приемо-передающей антенны в направлении на точку «С»

Перемещение точки «В» приводит к изменениям во времени расстояний между точками «А», «В», и точками «В», «С», определяющих фазовые соотношения интерферирующих радиоволн, а также углов θ_1 и ϵ_1 , как это показано на рисунке 2.8.

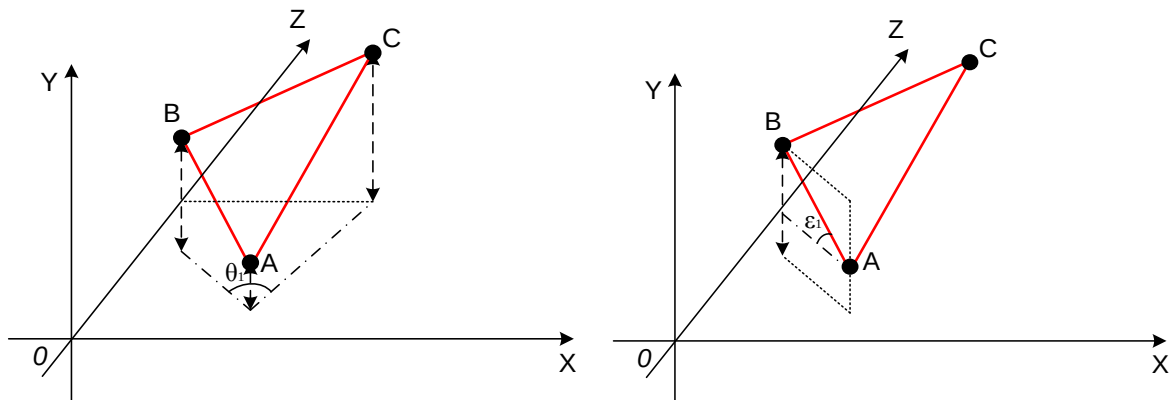


Рисунок 2.8 – Углы ориентации максимума луча приемо-передающей антенны в направлении на точку «С»

Рассмотрим следующие пути распространения радиоволн.

От фазового центра антенны радиолокатора «А» до фазового центра участка переизлучающей поверхности «С» в окрестности элемента разрешения сигнала радиолокатора, т.е. путь «А» – «С».

От точки «С» до точки «А», т.е. путь «С» – «А».

От фазового центра антенны радиолокатора «А» до цели в виде изотропного переизлучателя «В», т.е. путь «А» – «В».

От точки «В» до точки «С», т.е. путь «В» – «С».

От точки «С» до точки «А», т.е. путь «С» – «А».

Пути №1 и №2 определяют прямой радиосигнал $S_{пр}(t)$ на выходе приемо-передающей антенны радиолокатора, распространяющийся от радиолокатора до фоновой поверхности и обратно.

Пути № 3-5 определяют радиосигнал $S_{\text{отр}}(t)$ в результате отражения радиоволн от цели до фона, от фона до радиолокатора.

Сигналы $S_{\text{пр}}(t)$ и $S_{\text{отр}}(t)$ образуют суммарный выходной радиосигнал $S_a(t)$ приемо-передающей антенны радиолокатора, являющийся результатом их интерференции:

$$S_a(t) = S_{\text{пр}}(t) + S_{\text{отр}}(t). \quad (2.13)$$

Прямой сигнал $S_{\text{пр}}(t)$ представим в следующем виде:

$$S_{\text{пр}}(t) = A_{\text{пр}} G_{\text{ант}}(0,0) \cos[2\pi f_0(t - \tau_3) - \varphi_{\text{изл}}], \quad (2.14)$$

где $A_{\text{пр}}$ – амплитуда прямого сигнала, обусловленная сферической расходимостью радиоволн, В;

$G_{\text{ант}}$ – коэффициент усиления приемо-передающей антенны радиолокатора;

f_0 – центральная частота принятого прямого сигнала, Гц;

$\tau_3 = \frac{2 \cdot R_{\text{АС}}}{c}$ – задержка на распространение радиоволны от фазового центра радиолокатора

до переизлучающей поверхности, и обратно, сек;

$R_{\text{АС}}$ – расстояние от фазового центра антенны радиолокатора до центра переизлучения на поверхности в окрестности элемента разрешения, для момента времени t , м;

$c = 3 \cdot 10^8$ – скорость света, м/с;

$\varphi_{\text{изл}}$ – начальная фаза излучаемого сигнала, рад.

Отраженный сигнал $S_{\text{отр}}(t)$ представим в следующем виде:

$$S_{\text{отр}}(t) = A_o G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1) \cos\{2\pi f_0[t - \tau_{3o}(t)] - \varphi_{\text{изл}} - \varphi_{\text{отр}}\}, \quad (2.15)$$

где A_o – амплитуда отраженного сигнала, обусловленная сферической расходимостью радиоволн и значением бистатической ЭПР, В;

$G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1)$ – коэффициент усиления приемо-передающей антенны радиолокатора для угла θ_1 в горизонтальной плоскости и угла ε_1 в вертикальной плоскости;

$$\theta_1(t) = \frac{\pi}{2} + \alpha - \arctg\left(\frac{Z_{b0} - Z_{a0} + v_z \cdot t}{X_{b0} - X_{a0} + v_x \cdot t}\right),$$

$$\varepsilon_1(t) = \arctg\left(\frac{Y_{b0} - Y_{a0} - v_y \cdot t}{\sqrt{(X_{a0} - X_{b0} - v_x \cdot t)^2 + (Z_{a0} - Z_{b0} - v_z \cdot t)^2}}\right),$$

f_0 – центральная частота принятого прямого сигнала, Гц;

$$\tau_{30}(t) = \frac{R_{AB}(t) + R_{BC}(t) + R_{CA}}{c} - \text{задержка на распространение радиоволны от фазового}$$

центра радиолокатора до переизлучающей поверхности, и обратно, для момента времени t , сек;

$R_{AB}(t)$ – расстояние от фазового центра антенны радиолокатора до фазового центра рассеяния цели, для момента времени t , м;

$R_{BC}(t)$ – расстояние от фазового центра рассеяния цели до центра переизлучения на поверхности в окрестности элемента разрешения, для момента времени t , м;

R_{CA} – расстояние от фазового центра антенны радиолокатора до центра переизлучения на поверхности в окрестности элемента разрешения, для момента времени t , м;

$\varphi_{отр}$ – дополнительный набег фазы радиоволны в результате переизлучения сигнала целью, рад.

Запишем выходной радиосигнал приемо-передающей антенны радиолокатора (2.14) в комплексном виде следующим образом:

$$\dot{S}_a(t) = \dot{A}_{пр}(t)e^{j2\pi f_0 t} + \dot{A}_{отр}(t, \theta_1, \varepsilon_1)e^{j2\pi f_0 t}, \quad (2.16)$$

где $\dot{A}_{пр}(t) = A_{пр} G_{ант}(0, 0)e^{-j(2\pi f_0 \tau_3 + \varphi_{изл})}$ – комплексная амплитуда прямого сигнала;

$\dot{A}_{отр}(t, \theta_1, \varepsilon_1) = A_o G_{ант}(\theta_1, \varepsilon_1)e^{-j(2\pi f_0 \tau_{30}(t) + \varphi_{изл} + \varphi_{отр})}$ – комплексная амплитуда отраженного сигнала, или в следующем виде:

$$\dot{S}_a(t) = A_{\Sigma}(t)e^{j[2\pi f_0 t - \psi(t)]} = A_{\Sigma}(t)e^{-j\psi(t)}e^{j2\pi f_0 t} = \dot{A}_{\Sigma}(t)e^{j2\pi f_0 t}, \quad (2.17)$$

где $A_{\Sigma}(t) = \sqrt{[A_{пр} G_{ант}(0, 0)]^2 + [A_o G_{ант}(\theta_1, \varepsilon_1)]^2 + 2 \cdot A_{пр} A_o G_{ант}(0, 0) G_{ант}(\theta_1, \varepsilon_1) \cdot \cos[\Delta\varphi(t)]}$ – амплитуда результирующего (интерферирующих прямого и отраженного) сигналов в момент времени t , В;

$$\psi(t) = \arctg \left[\frac{A_{пр} G_{ант}(0, 0) \sin(2\pi f_0 \tau_3 + \varphi_{изл}) + A_o G_{ант}(\theta_1, \varepsilon_1) \sin(2\pi f_0 \tau_{30}(t) + \varphi_{изл} + \varphi_{отр})}{A_{пр} G_{ант}(0, 0) \cos(2\pi f_0 \tau_3 + \varphi_{изл}) + A_o G_{ант}(\theta_1, \varepsilon_1) \cos(2\pi f_0 \tau_{30}(t) + \varphi_{изл} + \varphi_{отр})} \right] -$$

фаза результирующего (интерферирующих прямого и отраженного) сигналов в момент времени t , рад;

$\Delta\varphi(t) = \{2\pi f_0 [\tau_3 - \tau_{30}(t)] - \varphi_{отр}\}$ – разность фаз между интерферирующими прямым и отраженным сигналами в момент времени t , рад.

Для определенности, будем рассматривать модель объемной ДН приемо-передающей антенны по мощности с коэффициентом усиления G_0 в виде модуля произведения функций типа « $\sin(x)/x$ » следующего вида:

$$G_{\text{ант}}(\theta, \varepsilon) = G_0 \cdot \left| \frac{\sin\left[\frac{(\theta - b) \cdot 2,782}{\Delta\theta}\right]}{\frac{(\theta - b) \cdot 2,782}{\Delta\theta}} \cdot \frac{\sin\left[\frac{(\varepsilon - e) \cdot 2,782}{\Delta\varepsilon}\right]}{\frac{(\varepsilon - e) \cdot 2,782}{\Delta\varepsilon}} \right|^2, \quad (2.18)$$

где $\Delta\theta$ и $\Delta\varepsilon$ – ширина главного лепестка амплитудной ДН по уровню 0,707 в горизонтальной и вертикальной плоскостях соответственно, рад.

Определим амплитуды прямого и отраженного сигналов $A_{\text{пр}}$ и A_0 через их среднюю мощность. Мощность прямого радиосигнала определим следующим образом:

$$- \Pi'_1 = \frac{P_i G_{\text{ант}}(0,0)}{4\pi R_{\text{AC}}^2} - \text{плотность потока мощности прямого радиосигнала у фазового}$$

центра (точки «С») переизлучающей поверхности в окрестности элемента разрешения;

$$- P_{\text{отр}}^{\text{фон}} = \frac{P_i G_{\text{ант}}(0,0) \sigma_{\text{фон}}(0)}{4\pi R_{\text{AC}}^2} - \text{мощность переизлученного радиосигнала у фазового цен-}$$

тра (точки «С») переизлучающей поверхности в окрестности элемента разрешения;

$$- \Pi'_2 = \frac{P_i G_{\text{ант}}(0,0) \sigma_{\text{фон}}(0)}{(4\pi)^2 R_{\text{AC}}^4} - \text{плотность потока мощности переизлученного поверхно-}$$

стью радиосигнала у приемной антенны радиолокатора;

$$- P_{\text{пр}} = P_{\text{пр}}^{\text{фон}} = \Pi'_2 S_{\text{пр}} = \frac{P_i G_{\text{ант}}(0,0) \sigma_{\text{фон}}(0) S_{\text{пр}}}{(4\pi)^2 R_{\text{AC}}^4} = \frac{P_i G_{\text{ант}}^2(0,0) \sigma_{\text{фон}}(0) \lambda^2}{(4\pi)^3 R_{\text{AC}}^4} - \text{мощность пе-}$$

реизлученного радиосигнала на выходе антенны радиолокатора.

В указанных равенствах использованы следующие обозначения:

- P_i – средняя мощность передатчика радиолокатора, Вт;
- $G_{\text{ант}}(0,0)$ – множитель ДН радиолокатора в направлении на фазовый центр поверхности переизлучения (точка «С») в окрестности элемента разрешения радиосигнала;
- R_{AC} – расстояние от фазового центра приемо-передающей антенны радиолокатора (точка «А») до фазового центра поверхности переизлучения (точка «С») в окрестности элемента разрешения радиосигнала, м;
- $\sigma_{\text{фон}}(0)$ – бистатическая ЭПР цели (точка «В») для нулевого бистатического угла, м^2 ;
- $S_{\text{пр}}$ – эффективная площадь приемной антенны радиолокатора, м^2 ;
- λ – длина волны принимаемого радиосигнала, м.

Максимальная средняя мощность радиосигнала $P_{\max}$ в согласованной нагрузке сопротивлением R_H (Ом) связана с его амплитудой следующим соотношением:

$$P_{\max} = \frac{A_d^2}{4R_H} = \frac{A_m^2}{8R_H},$$

где A_d – действующее значение напряжения радиосигнала в нагрузке, В;

A_m – амплитудное значение напряжения радиосигнала в нагрузке, В.

Отсюда, найдем амплитуду прямого сигнала на выходе согласованной антенны радиолокатора:

$$A_{\text{пр}} = \sqrt{8P_{\text{пр}} R_H} = \sqrt{\frac{8P_i G_{\text{ант}}^2(0,0) \sigma_{\text{фон}}(0,0) \lambda^2 R_H}{(4\pi)^3 R_{AC}^4}}. \quad (2.19)$$

Аналогично, определим мощность отраженного радиосигнала:

$$- \Pi_1 = \frac{P_i G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1)}{4\pi R_{AB}^2} - \text{плотность потока мощности зондирующего радиосигнала у}$$

фазового центра (точки «В») цели;

$$- P_{\text{отр}}^{\text{ц}} = \frac{P_i G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1) \sigma_{\text{ц}}(\theta_6, \varepsilon_6)}{4\pi R_{AB}^2} - \text{мощность переизлученного целью радиосигнала у ее}$$

фазового центра (точки «В»);

$$- \Pi_2 = \frac{P_{\text{отр}}^{\text{ц}}}{4\pi R_{BC}^2} = \frac{P_i G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1) \sigma_{\text{ц}}(\theta_6, \varepsilon_6)}{(4\pi)^2 R_{AB}^2 R_{BC}^2} - \text{плотность потока мощности переизлученно-}$$

го целью радиосигнала у фазового центра поверхности переизлучения (точка «С») в окрестности элемента разрешения радиосигнала;

$$- P_{\text{отр}}^{\text{цф}} = \Pi_2 \sigma_{\text{ф}}(\theta_{62}, \varepsilon_{62}) = \frac{P_i G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1) \sigma_{\text{ц}}(\theta_6, \varepsilon_6) \sigma_{\text{ф}}(\theta_{62}, \varepsilon_{62})}{(4\pi)^2 R_{AB}^2 R_{BC}^2} - \text{мощность переизлучен-}$$

ного целью и поверхностью радиосигнала у фазового центра (точки «С») в окрестности элемента разрешения;

$$- \Pi_3 = \frac{P_{\text{отр}}^{\text{цф}}}{4\pi R_{AC}^2} = \frac{P_i G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1) \sigma_{\text{ц}}(\theta_6, \varepsilon_6) \sigma_{\text{ф}}(\theta_{62}, \varepsilon_{62})}{(4\pi)^3 R_{AB}^2 R_{BC}^2 R_{AC}^2} - \text{плотность потока мощности}$$

переизлученного целью и поверхностью радиосигнала у приемной антенны радиолокатора;

$$\begin{aligned} - P_{\text{отр}} &= P_{\text{отр}}^{\text{цф}} = \Pi_3 S_{\text{пр}} = \frac{P_i G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1) \sigma_{\text{ц}}(\theta_6, \varepsilon_6) \sigma_{\text{ф}}(\theta_{62}, \varepsilon_{62}) S_{\text{пр}}}{(4\pi)^3 R_{AB}^2 R_{BC}^2 R_{AC}^2} = \\ &= \frac{P_i G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1) G_{\text{ант}}(0,0) \sigma_{\text{ц}}(\theta_6, \varepsilon_6) \sigma_{\text{ф}}(\theta_{62}, \varepsilon_{62}) \lambda^2}{(4\pi)^4 R_{AB}^2 R_{BC}^2 R_{AC}^2} - \text{мощность переизлученного целью и по-} \end{aligned}$$

верхности (отраженного) радиосигнала на выходе антенны радиолокатора.

Отсюда, найдем амплитуду отраженного радиосигнала на выходе согласованной антенны радиолокатора:

$$A_{\text{отр}} = \sqrt{8P_{\text{отр}} R_n} = \sqrt{\frac{8P_1 G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1) G_{\text{ант}}(0, 0) \sigma_{\text{ц}}(\theta_{\delta}, \varepsilon_{\delta}) \sigma_{\text{ф}}(\theta_{\delta 2}, \varepsilon_{\delta 2}) \lambda^2 R_n}{(4\pi)^4 R_{\text{AB}}^2 R_{\text{BC}}^2 R_{\text{AC}}^2}}. \quad (2.20)$$

где $G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1)$ – множитель ДН радиолокатора в направлении на фазовый центр (точка «В») цели;

R_{AB} – расстояние от фазового центра приемно-передающей антенны радиолокатора (точка «А») до фазового центра (точка «В») цели;

$\sigma_{\text{ц}}(\theta_{\delta}, \varepsilon_{\delta})$ – значение бистатической ЭПР цели для бистатических углов θ_{δ} в горизонтальной и ε_{δ} в вертикальной плоскостях;

$\sigma_{\text{ф}}(\theta_{\delta 2}, \varepsilon_{\delta 2})$ – значение бистатической ЭПР переизлучающего фона для бистатических углов $\theta_{\delta 2}$ в горизонтальной и $\varepsilon_{\delta 2}$ в вертикальной плоскостях;

R_{BC} – расстояние от фазового центра цели (точка «В») до фазового центра поверхности переизлучения (точка «С») в окрестности элемента разрешения радиосигнала;

R_{AC} – расстояние от фазового центра приемно-передающей антенны радиолокатора (точка «А») до фазового центра поверхности переизлучения (точка «С») в окрестности элемента разрешения радиосигнала;

$G_{\text{ант}}(0, 0)$ – множитель ДН радиолокатора в направлении на фазовый центр поверхности переизлучения (точка «С») в окрестности элемента разрешения радиосигнала;

$S_{\text{пр}}$ – эффективная площадь приемной антенны радиолокатора;

λ – длина волны принимаемого радиосигнала.

В данной работе под бистатическим углом понимается угол в рассматриваемой плоскости между направлениями от цели на радиолокатор и на поверхность переизлучения (углы θ_{δ} и ε_{δ}), либо между направлениями от поверхности переизлучения на цель и на радиолокатор (углы $\theta_{\delta 2}$ и $\varepsilon_{\delta 2}$), как это показано на рисунке 2.9.

Согласно рисунку 2.9, рассматриваемые бистатические углы рассеяния в вертикальной плоскости для цели и фона равны $\varepsilon_{\delta} = \varepsilon_{\delta 01} + \varepsilon_{\delta 02}$ и $\varepsilon_{\delta 2} = \varepsilon_{\delta 11} + \varepsilon_{\delta 12}$ соответственно.

Угловую зависимость бистатической эффективной поверхности цели $\sigma_{\text{ц}}(\theta_{\delta}, \varepsilon_{\delta})$ будем описывать аналогично модели объемной ДН описанной формулой (2.12).

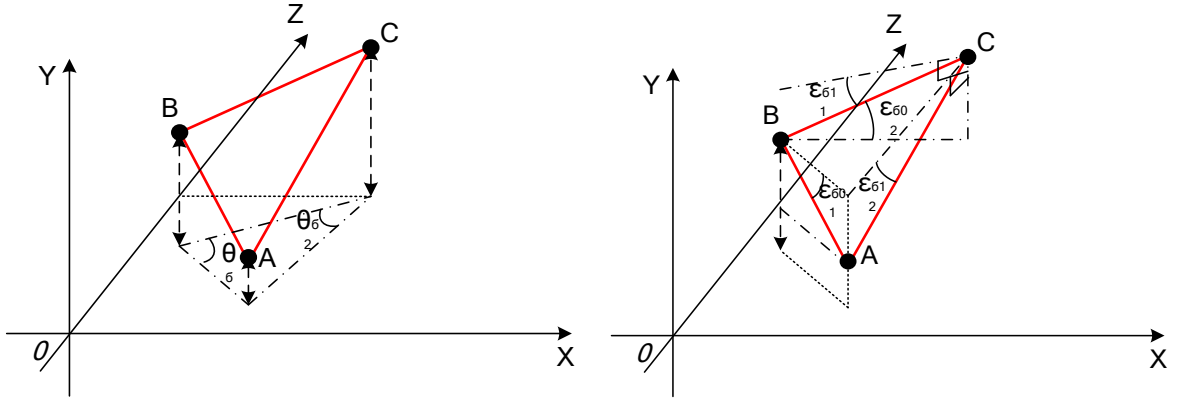


Рисунок 2.9 – Бистатические углы рассеяния для рассматриваемой модели принятого радиосигнала

Примем, что рассеяние радиоволн поверхностью естественного или искусственного происхождения имеет диффузный характер с изотропной бистатической ЭПР. Модель угловой зависимости бистатической ЭПР радиоволн поверхностью $\sigma_\phi(\theta_{62}, \epsilon_{62})$ зададим следующим образом:

$$\sigma_\phi(\theta_{62}, \epsilon_{62}) = \sigma_\phi, \quad (2.21)$$

где σ_ϕ – ЭПР, соответствующая разрешающей способности зондирующего сигнала радиолокатора, м^2 .

Амплитуда результирующего сигнала (2.17) в момент времени t может быть записана в известном виде следующим образом:

$$A_\Sigma(t) = A_{\text{отр}}(t) \sqrt{1 + k_A(t)^2 + 2 \cdot k_A(t) \cdot \cos[\Delta\phi(t)]}. \quad (2.22)$$

где $k_A(t)$ – коэффициент, равный отношению амплитуд огибающих прямого сигнала к отраженному целью в месте приема.

За время пролета цели (точки «В») в поперечном направлении к лучу ДН передатчика амплитуда результирующего сигнала имеет осциллирующий характер.

Если главный лепесток ДН антенны радиолокатора направлен по нормали к поверхности фона (рисунок 2.10), то коэффициент k_A определяется следующим выражением:

$$k_A = \frac{A_{\text{пр}}}{A_{\text{отр}}} = \sqrt{k_{G-\sigma} \cdot \frac{(D_f - D_c)^2 D_c^2}{D_f^2}}, \quad (2.23)$$

где $k_{G-\sigma}$ – коэффициент, учитывающий коэффициент усиления приемо-передающей антенны и максимальное значение бистатической ЭПР цели, м^2 :

$$k_{G-\sigma} = 4\pi/\sigma_{\text{цп}}, \quad (2.24)$$

D_f – расстояние от радиолокатора до фона при условии ориентации главного лепестка ДН приемо-передающей антенны по нормали к среднему профилю поверхности фона,

D_c – расстояние от радиолокатора до цели, находящееся на линии нормали от радиолокатора к среднему профилю поверхности фона.

Расстояния D_f и D_c показаны на рисунке 2.10.

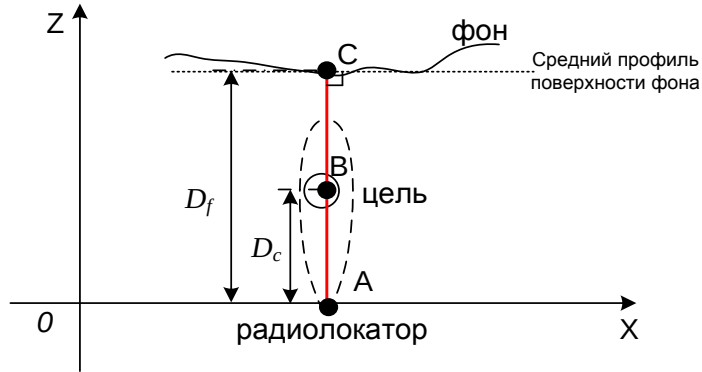


Рисунок 2.10 – Соотношение расстояний от радиолокатора до цели и до фона

Зависимость коэффициента k_A от расстояния до цели D_c при фиксированном расстоянии до фона D_f показана на рисунке 2.11.

Как видно из рисунка 2.11, наибольшее отношение амплитуд прямого и отраженного сигналов $k_A^{\max}$ наблюдается при $D_c = 0,5D_f$ и составляет:

$$k_{A \max}^{\max} = \sqrt{k_{G-\sigma} \cdot 0,0625 \cdot D_f^2}. \quad (2.25)$$

Согласно формуле (2.22), амплитуда огибающей интерферирующих сигналов изменяется во времени из-за изменения фазовых соотношений между прямым и отраженным сигналами при движении цели (точка «В»), достигая максимального и минимального значений относительно среднего значения:

$$A_{cp} = \sqrt{\frac{8P_i G_0^2 \sigma_\phi \lambda^2 R_n}{(4\pi)^3 D_f^4}}. \quad (2.26)$$

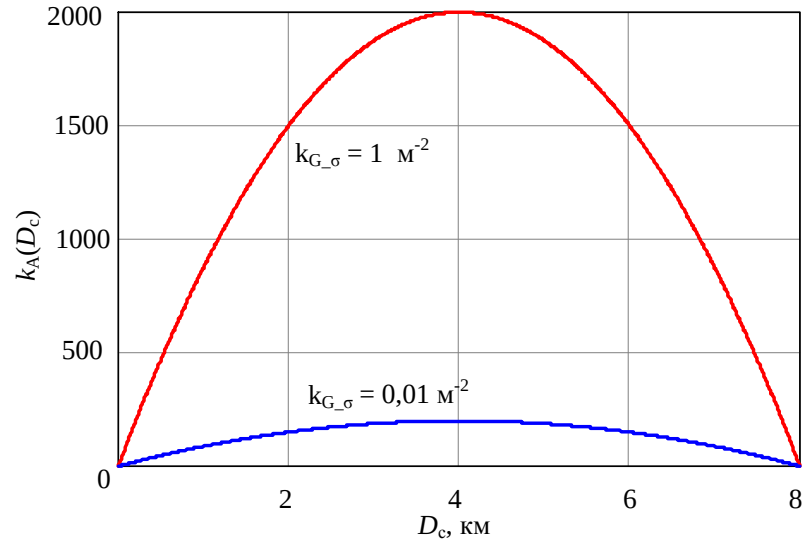


Рисунок 2.11 – Отношение амплитуд прямого и отраженного сигналов как функция расстояния от радиолокатора до цели D_c и фиксированном расстоянии от радиолокатора до фона D_f

Отношение ZA_Σ максимального к минимальному значениям изменяющейся во времени амплитуды суммарного радиосигнала, наблюдаемого в окрестности максимума главного лепестка ДН приемопередающей антенны, определим из следующего выражения:

$$ZA_\Sigma(k_A) = \sqrt{\frac{1+k_A^2+2\cdot k_A}{1+k_A^2-2\cdot k_A}} = \frac{1+k_A}{1-k_A}, \quad (2.27)$$

при этом зависимость амплитуды огибающей суммарного радиосигнала от времени запишется как:

$$A_\Sigma(k_A) = \begin{cases} 0,5 \cdot A_o \cdot \left(\sqrt{(k_A+1)^2} - \sqrt{(k_A-1)^2} \right) & \text{при } k_A \geq 1 \\ A_o \cdot \sqrt{(k_A+1)^2} - A_{cp} & \text{при } k_A < 1 \end{cases}, \quad (2.28)$$

где $A_o = \sqrt{\frac{8 \cdot P_i \cdot G_0^2 \cdot \sigma_{\text{мц}} \cdot \sigma_\phi \cdot \lambda^2 \cdot R_n}{(4\pi)^4 \cdot 0,0625 \cdot D_f^6}}$ – максимальная амплитуда отраженного сигнала, В.

Выражение (2.28) можно привести для всех k_A следующему виду:

$$A_\Sigma(k_A) = \frac{A_{cp}}{k_A}. \quad (2.29)$$

Максимальное значение огибающей временной функции амплитуды суммарного радиосигнала можно выразить через отношение между дальностью до цели и дальностью до фона следующим образом:

$$A_{\Sigma}(k_d) = \begin{cases} \frac{\sqrt{2} \cdot G_0 \cdot \lambda}{8 \cdot \pi^2 \cdot D_f^3 \cdot \sqrt{(1-k_d)^2 \cdot k_d^2}} \sqrt{P_i \sigma_{\text{цп}} \sigma_{\phi} R_n} & \text{при } \sqrt{k_{G-\sigma} \cdot D_f^2 \cdot (1-k_d)^2 \cdot k_d^2} \geq 1 \\ \left(\frac{\sqrt{\left(\sqrt{k_{G-\sigma} \cdot D_f^2 \cdot (1-k_d)^2 \cdot k_d^2} + 1 \right)^2}}{\sqrt{k_{G-\sigma} \cdot D_f^2 \cdot (1-k_d)^2 \cdot k_d^2}} - 1 \right) \cdot A_{\text{ср}} & \text{при } \sqrt{k_{G-\sigma} \cdot D_f^2 \cdot (1-k_d)^2 \cdot k_d^2} < 1 \end{cases}, \quad (2.30)$$

где $k_d = D_c/D_f$ – отношение дальности до цели к дальности до фона.

Зависимость амплитуды огибающей и отношения максимальной к минимальной амплитуде огибающей суммарного радиосигнала от отношения уровня прямого к уровню отраженного сигналов показана на рисунках 2.12 и 2.13 соответственно.

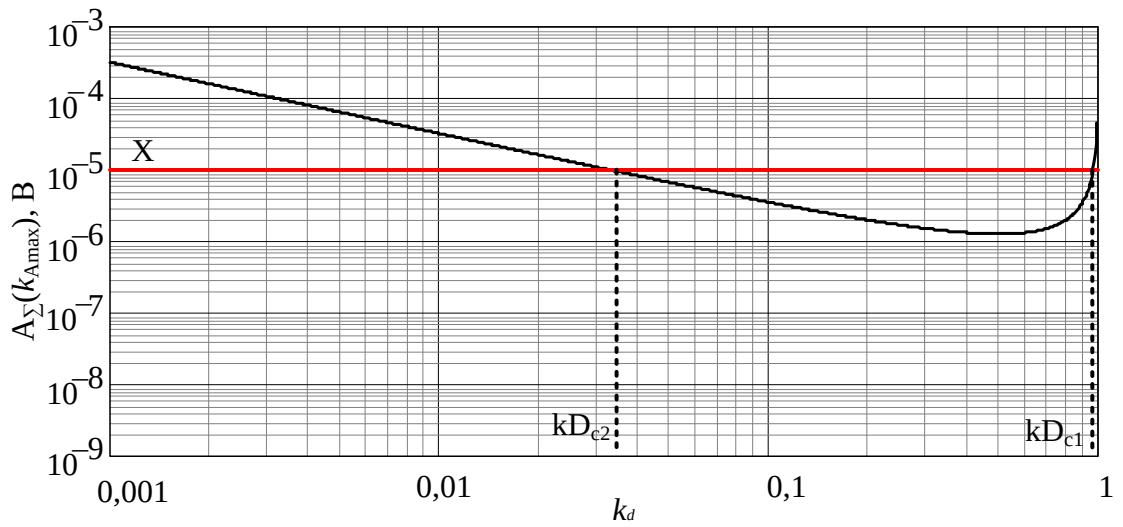


Рисунок 2.12 – Максимальная амплитуда суммарного радиосигнала в зависимости от отношения дальности до цели к дальности до фона k_d

Минимум огибающей временной функции амплитуды суммарного сигнала наблюдается при $D_c = 0,5D_f$ ($k_d = 0,5$), где отношение амплитуд прямого и отраженного сигнала достигает максимума (см. рисунок 2.11).

Минимальное значение огибающей временной функции амплитуды суммарного сигнала определим из следующего выражения:

$$A_{\Sigma}^{\min} = \frac{\sqrt{2} \cdot G_0 \cdot \lambda}{2 \cdot \pi^2 \cdot D_f^3} \sqrt{P_i \sigma_{\text{цп}} \sigma_{\phi} R_n}. \quad (2.31)$$

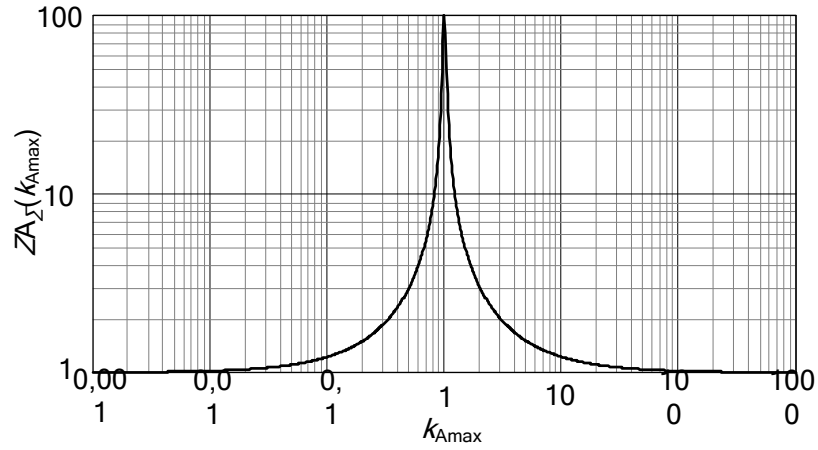


Рисунок 2.13 – Отношение ZA_{Σ} максимального к минимальному значениям временной функции амплитуды суммарного радиосигнала от отношения амплитуд прямого и отраженного интерферирующих сигналов

Анализ этих результатов показывает, что максимальное значение огибающей временной зависимости амплитуды суммарного радиосигнала:

- наблюдается при превышении амплитуды отраженного сигнала над амплитудой прямого;
- прямо пропорциональна корню квадратному из произведения мощности зондирующего сигнала на бистатическую ЭПР цели и ЭПР фона, прямо пропорциональна коэффициенту усиления приемо-передающей антенны и длине волны;
- обратно пропорциональна кубу расстояния до фоновой поверхности.

Определим расстояния до цели D_{c1} и D_{c2} в зависимости от дальности до фона, на которых максимальная амплитуда результирующего сигнала в направлении главного лепестка ДН антенны равна X и рассчитывается по формулам:

$$D_{c1} = 0,5 \cdot \left(D_f + \sqrt{\frac{D_f \cdot \left(4 \cdot \sqrt{\frac{8P_i G_0^2 \sigma_{\phi} \lambda^2 R_H}{(4\pi)^3 D_f^4}} - D_f \cdot X \cdot k_{G-\sigma} \right)}{X \cdot \sqrt{k_{G-\sigma}}} \right), \quad (2.32)$$

и

$$D_{c2} = 0,5 \cdot \left(D_f - \sqrt{\frac{D_f \cdot \left(4 \cdot \sqrt{\frac{8P_i G_0^2 \sigma_{\phi} \lambda^2 R_H}{(4\pi)^3 D_f^4}} - D_f \cdot X \cdot k_{G-\sigma} \right)}{X \cdot \sqrt{k_{G-\sigma}}} \right). \quad (2.33)$$

где X – максимальная амплитуда суммарного сигнала в направлении главного лепестка ДН антенны, В.

Зависимость указанных расстояний от дальности до фона при фиксированных характеристиках приемно-передающей антенны и цели представлена на рисунке 2.14.

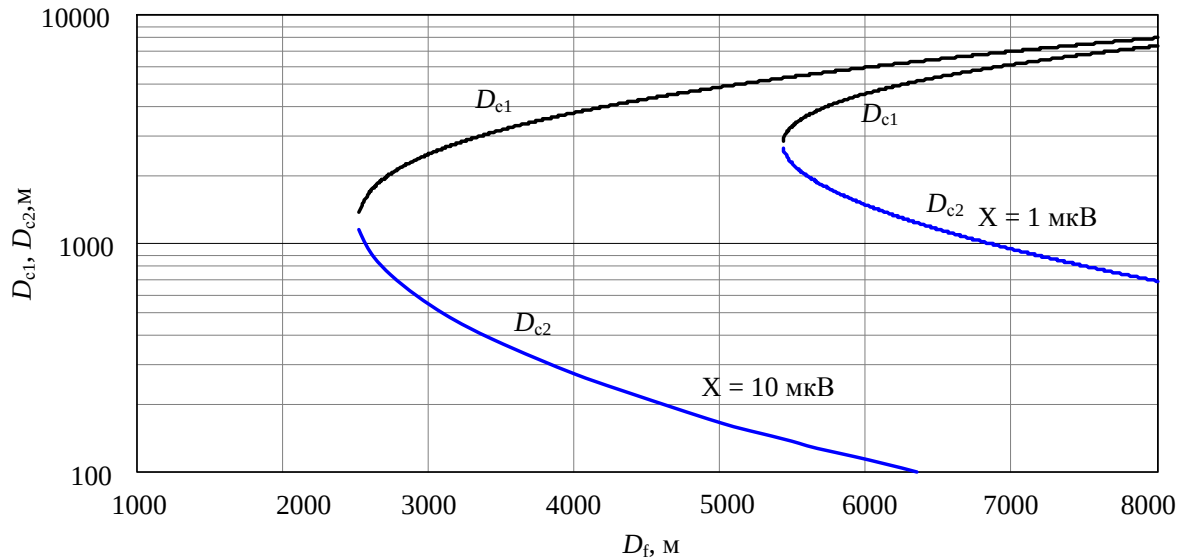


Рисунок 2.14 – Расстояния до цели, при которых максимальная амплитуда результирующего сигнала составляет: 1 мкВ и 10 мкВ ($P_i = 1$ мВт, $G_0 = 1000$, $R_n = 50$ Ом, $\lambda = 0,032$ м)

Таким образом, на трассе распространения вдоль направления луча ДН условно можно выделить две зоны, на которых амплитуда результирующего сигнала становится не меньше заданной: первая зона расположена у радиолокатора, вторая зона расположена у фоновой поверхности (см. рисунок 2.15, зоны отмечены штриховкой).

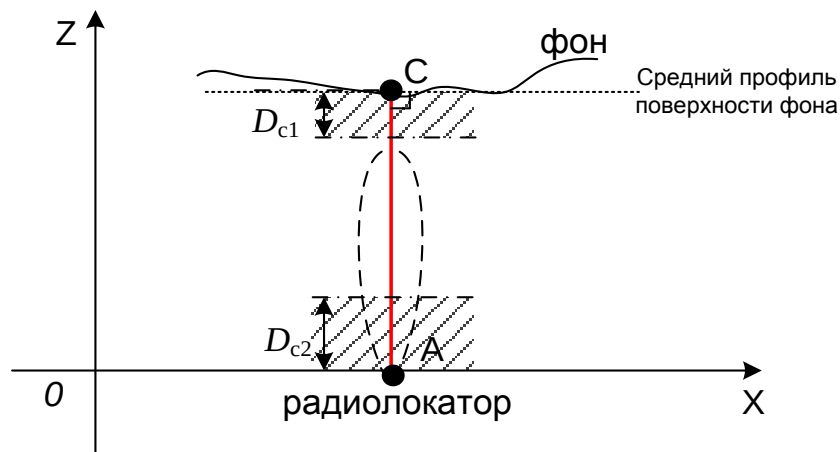


Рисунок 2.15 – Дальностные зоны превышения максимальной амплитуды результирующего сигнала заданного уровня X рассчитанные по формулам (2.32) и (2.33).

Длительность временной функции амплитуды результирующего сигнала по первым нулям можно оценить по приближенному выражению:

$$T_0 \approx \frac{2 \cdot D_c \cdot \text{tg}[\min(\theta_{\text{ц}}, \Delta\theta)]}{v}, \quad (2.34)$$

где $\theta_{\text{ц}}$ – ширина функции рассеяния БПЛА по первым нулям главного лепестка, $^{\circ}$;

$\Delta\theta$ – ширина ДН главного лепестка антенны передатчика радиолокатора, $^{\circ}$.

2.4 Метод обнаружения МБПЛА

Рассмотрим задачу бинарного обнаружения малоразмерных целей на фоне шума приемного тракта активного радиолокатора с позиции статистической теории проверки гипотез в условиях помех. Будем сначала считать, что параметры движения МБПЛА известны, а значит известна форма полезного сигнала, рассчитанного по формуле (2.22). Подобные задачи решались многими авторами при разработке алгоритмов обнаружения сигналов известной формы, составляющих пачку принятых радиоимпульсов, на фоне аддитивного нормального шума. В данном разделе рассматривается задача обнаружения малоразмерной подвижной цели путем обработки совокупности n амплитуд сигнала биений в ЛЧМ-радиолокаторе, определяемых наблюдаемых по каждому зондирующему ЛЧМ радиосигналу за некоторый интервал наблюдения $t = [0; T]$. Амплитуда i -го сигнала биения соответствует i -му зондирующему ЛЧМ-радиоимпульсу пачки.

Такая постановка задачи обусловлена спецификой и технической реализацией приемных трактов типовых наземных активных радиолокаторов ближнего действия с зондирующим ЛЧМ радиосигналом. В подобных современных цифровых радиолокаторах для каждого зондирующего ЛЧМ радиосигнала обрабатываются отсчеты сигнала биений с выхода аналого-цифрового преобразователя. Обработка заключается в вычислении быстрого преобразования Фурье с последующим определением амплитудного спектра для определения дальности до интересующих объектов. В качестве такого объекта может выступать фоновая поверхность определенного вида. Таким образом, особенностью рассматриваемого в данном подразделе метода является обработка совокупности отсчетов амплитуд отраженных сигналов от фоновых поверхностей или объектов, входящих в пачку радиоимпульсов.

Определим сначала плотность вероятности мгновенных значений сигнала на входе обнаружителя при наличии и отсутствии МБПЛА.

В предыдущих разделах было показано, что при движении цели амплитуда отраженного от фона радиосигнала, рассчитанного по формуле (2.17), изменяется во времени в результате модуляции отраженным целью сигналом. За время наблюдения $t = [0; T]$ такое изменение амплитуды радиосигнала представляет собой функцию времени $A_{\Sigma}(t)$. Эта функция времени $A_{\Sigma}(t)$ содержит информацию о наличии МБПЛА. Поэтому будем считать $A_{\Sigma}(t)$ полезным сигналом на входе обнаружителя. Рассмотрим сначала задачу обнаружения МБПЛА для конкретной совокупности параметров модели, описанной выражением (2.17).

Пусть на вход обнаружителя поступает аддитивная смесь полезного сигнала $A_{\Sigma}(t)$ и шума приемного тракта, который будем считать гауссовским и дельта-коррелированным. Как следует из представленных выше материалов, мощность полезного сигнала превышает на

25 – 30 дБ мощность аддитивного шума приемного тракта. В этих условиях плотность распределения огибающей наблюдаемого радиосигнала подчиняется нормальному закону со средним значением, равным мгновенному значению огибающей полезного сигнала. Представим наблюдаемый сигнал $Y(t)$ в виде суммы полезного сигнала $A_{\Sigma}(t)$ и шума приемного тракта $n(t)$:

$$Y(t) = A_{\Sigma}(t) + n(t), \quad (2.35)$$

или

$$Y(t) = A_{\text{отр}} \sqrt{1 + k_A(t)^2 + 2 \cdot k_A(t) \cdot \cos[\Delta\varphi(t)]} + n(t), \quad (2.36)$$

где

$$k_A = \sqrt{\frac{4\pi}{\sigma_{\text{шп}}} \cdot \frac{(D_f - D_c)^2 D_c^2}{D_f^2}},$$

$$A_{\text{отр}} = \sqrt{\frac{8P_i G_{\text{ант}}(\theta_1, \varepsilon_1) G_{\text{ант}}(0, 0) \sigma_{\text{ц}}(\theta_{\delta}, \varepsilon_{\delta}) \sigma_{\phi}(\theta_{\delta 2}, \varepsilon_{\delta 2}) \lambda^2 R_{\text{н}}}{(4\pi)^4 R_{\text{AB}}^2 R_{\text{BC}}^2 R_{\text{AC}}^2}} = A'_{\text{отр}} \cdot \sqrt{\sigma_{\phi}(\theta_{\delta 2}, \varepsilon_{\delta 2})}.$$

Амплитуда отраженного сигнала $A_{\text{отр}}$ на интервале наблюдения полезного сигнала $A_{\Sigma}(t)$ изменяется случайно (является случайным процессом), что вызвано, главным образом, флуктуациями ЭПР фона $\sigma_{\phi}(\theta_{\delta 2}, \varepsilon_{\delta 2})$. В [76] показано, что эффективная поверхность рассеяния фона за время наблюдения полезного сигнала представляет собой стационарный нормальный случайный процесс. Интервал временной корреляции этого процесса значительно меньше длительности наблюдаемого полезного сигнала. В первом приближении будем описывать корреляционную функцию нормального случайного процесса дельта-функцией.

Как видно из выражения (2.36), случайные изменения ЭПР фона приводят к мультипликативному преобразованию полезного сигнала $A_{\Sigma}(t)$, т.е. являются мультипликативной помехой. ЭПР фона $\sigma_{\phi}(\theta_{\delta 2}, \varepsilon_{\delta 2})$ входит в выражение амплитуды отраженного сигнала, описанного выражением (2.36), нелинейно (через квадратный корень).

Определим плотность распределения квадратного корня из ЭПР, а затем плотность распределения амплитуды отраженного сигнала.

Известно, что нелинейное преобразование случайной величины приводит к изменению ее закона распределения следующим образом:

$$W(B) = W[X = \psi(B)] \cdot \left| \frac{d\psi(B)}{dB} \right|, \quad (2.37)$$

где $W(X)$ – нормальная плотность распределения вероятности случайной величины X ;

$W(B)$ – искомая плотность распределения вероятности случайной величины A ;

$\psi(B)$ – функция, обратная к функции $B = \varphi(X)$.

В данном случае, $X = \sigma_\phi(\theta_{62}, \varepsilon_{62})$ – стационарный случайный процесс, $B = \sqrt{\sigma_\phi(\theta_{62}, \varepsilon_{62})}$, а плотность распределения мгновенных значений ЭПР в некоторый момент времени t описывается нормальным законом:

$$W(\sigma_\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\sigma_\phi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\sigma_\phi - m_{\sigma_\phi}}{\sigma_{\sigma_\phi}}\right)^2}, \quad (2.38)$$

где m_{σ_ϕ} – среднее значение ЭПР фона ($m_{\sigma_\phi} = \sigma_{\phi 0}$), m^2 ;

σ_{σ_ϕ} – среднеквадратическое отклонение мгновенных значений ЭПР фона за время наблюдения полезного сигнала, m^2 .

В этом выражении для сокращения записи опущены обозначения бистатистических углов θ_{62} и ε_{62} , которые, в общем случае, являются функциями времени за время наблюдения полезного сигнала $A_\Sigma(t)$. Однако в рассматриваемом случае изменения указанных бистатистических углов не приводят к изменению ЭПР фона, описанного выражением (2.21).

Случайные изменения ЭПР фона σ_ϕ за время наблюдения полезного сигнала можно представить в виде суммы среднего значения $\sigma_{\phi 0}$ и флуктуационной составляющей $\tilde{\sigma}_\phi$:

$$\sigma_\phi = \sigma_{\phi 0} + \tilde{\sigma}_\phi. \quad (2.39)$$

Мультипликативный характер помехи в отношении полезного сигнала обусловлен флуктуациями ЭПР фона, а среднее значение ЭПР фона к искажению формы полезного сигнала не приводит. Плотность распределения вероятности флуктуационной составляющей ЭПР фона запишем как:

$$W(\tilde{\sigma}_\phi) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\tilde{\sigma}_\phi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\tilde{\sigma}_\phi}{\sigma_{\tilde{\sigma}_\phi}}\right)^2}. \quad (2.40)$$

Выражая случайную величину X через B и вычисляя производную, получим:

$$X = \psi(B) = B^2, \quad \left| \frac{d\psi(B)}{dB} \right| = |2 \cdot B|. \quad (2.41)$$

Отсюда получаем искомый закон распределения корня квадратного из ЭПР:

$$W(B) = \frac{2 \cdot |B|}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\sigma_\Phi}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{B^2 - m_{\sigma_\Phi}}{\sigma_{\sigma_\Phi}} \right)^2}, \quad (2.42)$$

или, возвращаясь к введенным выше обозначениям:

$$W(\sqrt{\sigma_\Phi}) = \frac{2 \cdot |\sqrt{\sigma_\Phi}|}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\sigma_\Phi}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\sigma_\Phi - m_{\sigma_\Phi}}{\sigma_{\sigma_\Phi}} \right)^2} \approx \frac{2 \cdot \sqrt{\sigma_\Phi}}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\sigma_\Phi}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\sqrt{\sigma_\Phi^2 - m_{\sigma_\Phi}}}{\sigma_{\sigma_\Phi}} \right)^2}, \quad (2.43)$$

так как мгновенные значения ЭПР являются положительными.

Дисперсия стационарного случайного процесса $\sqrt{\sigma_\Phi}$ равна:

$$D_{\sqrt{\sigma_\Phi}} = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sqrt{\sigma_\Phi}}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\sigma_\Phi - m_{\sigma_\Phi}}{\sigma_{\sigma_\Phi}} \right)^2} d\sigma_\Phi = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sqrt{\sigma_\Phi}}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\sigma_\Phi^2 - 2m_{\sigma_\Phi}\sigma_\Phi + m_{\sigma_\Phi}^2}{\sigma_{\sigma_\Phi}^2} \right)} d\sigma_\Phi, \quad (2.44)$$

или

$$D_{\sqrt{\sigma_\Phi}} = e^{\left(\frac{-0,5 \cdot m_{\sigma_\Phi}^2}{\sigma_{\sigma_\Phi}^2} \right)} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sqrt{\sigma_\Phi}}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}}} e^{\left(\frac{-0,5 \cdot \sigma_\Phi^2}{\sigma_{\sigma_\Phi}^2} + \frac{m_{\sigma_\Phi} \sigma_\Phi}{\sigma_{\sigma_\Phi}^2} \right)} d\sigma_\Phi. \quad (2.45)$$

Полезный сигнал $A_\Sigma(t)$ представляет собой произведение детерминированной функции $f(t)$ на квадратный корень из случайной величины $\sqrt{\sigma_\Phi}$:

$$A_\Sigma(t) = \sqrt{\sigma_\Phi} \cdot f(t) = \sqrt{\sigma_\Phi} \cdot A'_{\text{отр}} \cdot \sqrt{1 + k_A(t) + 2 \cdot k_A(t) \cdot \cos[\Delta\varphi(t)]}. \quad (2.46)$$

Известно, что умножение случайного стационарного процесса $\sqrt{\sigma_\Phi}$ на неслучайную функцию времени $f(t)$ приводит к нестационарному случайному процессу с прежним законом распределения $W(\sqrt{\sigma_\Phi})$ на интервале наблюдения полезного сигнала. Отметим, что множитель $A'_{\text{отр}}$ также изменяется во времени при движении МБПЛА из-за изменения расстояний R_{AB} , R_{BC} , R_{AC} и множителя ДН. Примем эти изменения незначительными в сравнении с влиянием осциллирующего множителя $f(t)$. В данном случае, нестационарным процессом является результат произведения полезного сигнала $A_\Sigma(t)$ и мультипликативной помехи $\sqrt{\sigma_\Phi}$. Нестационарность случайного процесса $A_\Sigma(t)$ обусловлена изменчивостью дисперсии $D_{\sqrt{\sigma_\Phi}}$ в $f^2(t)$ раз, что приводит к изменению масштаба плотности распределения вероятности $W(\sqrt{\sigma_\Phi})$.

Изменение во времени дисперсии, описанной выражением (2.46), по закону полезного сигнала запишем следующим образом:

$$D_{A_{\Sigma}}(t) = A'_{\text{отр}} \cdot \sqrt{1 + k_A(t) + 2 \cdot k_A(t) \cdot \cos[\Delta\varphi(t)]} \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\sqrt{\sigma_{\Phi}}}{\sqrt{2 \cdot \pi \cdot \sigma_{\sigma_{\Phi}}}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{\sigma_{\Phi} - m_{\sigma_{\Phi}}}{\sigma_{\sigma_{\Phi}}} \right)^2} d\sigma_{\Phi}, \quad (2.47)$$

а плотность распределения вероятности мгновенных значений полезного сигнала за время наблюдения запишем в следующем виде:

$$W(A_{\Sigma}, t) \approx \frac{2 \cdot A_{\Sigma}}{\left| A'_{\text{отр}} \cdot \sqrt{1 + k_A(t) + 2 \cdot k_A(t) \cdot \cos[\Delta\varphi(t)]} \right| \cdot \sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{\sigma_{\Phi}}} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{A_{\Sigma}^2 - m_{\sigma_{\Phi}}}{A'_{\text{отр}} \cdot \sqrt{1 + k_A(t) + 2 \cdot k_A(t) \cdot \cos[\Delta\varphi(t)]} \cdot \sigma_{\sigma_{\Phi}}} \right)^2} \quad (2.48)$$

К сожалению, интегралы в формулах (2.44), (2.45) и (2.47) не выражаются через элементарные функции и могут быть определены только численным интегрированием.

Полезный сигнал $A_{\Sigma}(t)$, промодулированный мультипликативной помехой, наблюдается на фоне аддитивного гауссовского шума приемного тракта. Интервал корреляции шума приемного тракта не превышает единиц микросекунд. Длительность полезного сигнала составляет единицы секунд. Поэтому пренебрегая коррелированностью отсчетов шума $n(t)$ считаем его белым гауссовским шумом с нулевым средним значением и плотностью распределения вероятностей мгновенных значений:

$$W_n(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_n} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{n}{\sigma_n} \right)^2}, \quad (2.49)$$

где σ_n – среднеквадратическое отклонение отсчетов шума приемного тракта.

Очевидно, случайный процесс $A_{\Sigma}(t)$ не зависит от шума приемного тракта. Плотность распределения вероятностей мгновенных значений процесса $Y(t)$ из формулы (2.35), представленного суммой двух независимых случайных процессов, определяют сверткой плотности вероятности шума приемного тракта, описанной выражением (2.49), и плотности вероятности полезного сигнала, описанной выражением (2.48), следующим образом:

$$W(Y, t) = \int_{-\infty}^{\infty} W_{A_{\Sigma}}(Y - n, t) \cdot W_n(n) dn, \quad (2.50)$$

или, с учетом (2.48) и (2.49), получим:

$$W(Y, t) = \frac{Y \cdot \int_{-\infty}^{\infty} e^{-\frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{(Y-n)^2 - m_{\sigma_{\Phi}}}{f(t) \cdot \sigma_{\sigma_{\Phi}}} \right]^2 + \left(\frac{n}{\sigma_n} \right)^2 \right\}} dn - \int_{-\infty}^{\infty} n \cdot e^{-\frac{1}{2} \left\{ \left[\frac{(Y-n)^2 - m_{\sigma_{\Phi}}}{f(t) \cdot \sigma_{\sigma_{\Phi}}} \right]^2 + \left(\frac{n}{\sigma_n} \right)^2 \right\}} dn}{|f(t)| \cdot \pi \cdot \sigma_{\sigma_{\Phi}} \cdot \sigma_n}. \quad (2.51)$$

Плотность распределения, описанная формулой (2.51) мгновенных значений наблюдаемого сигнала $Y(t)$ на входе обнаружителя описывает нестационарный случайный процесс с переменной во времени дисперсией из-за движения цели относительно фоновой поверхности.

Известно, что обнаружение малоразмерных целей основано на обработке наблюдаемого сигнала. В данном случае, отсчетами такого сигнала являются амплитуды ЛЧМ радиоимпульсов пачки, наблюдаемой за время $t \in [0, T]$. Оптимальный алгоритм обнаружения полезного сигнала будем искать из условия минимума среднего риска, учет которого приводит к определению конкретного выражения отношения правдоподобия:

$$L(Y) = \frac{W(Y/H_1)}{W(Y/H_0)}, \quad (2.52)$$

где $Y = \{Y_1, Y_2, \dots, Y_n\}$ – n -мерный вектор (выборка) наблюдаемого сигнала на интервале $[0, T]$;

H_1 – гипотеза, соответствующая наличию сигнала на интервале наблюдения;

H_0 – гипотеза, соответствующая отсутствию сигнала на интервале наблюдения.

К сожалению, выразить решение интегралов, приведенных в формуле (2.51), через элементарные функции не представляется возможным, что затрудняет применение явного выражения плотности распределения вероятности мгновенных значений наблюдаемого сигнала $Y(t)$ для получения алгоритма обнаружения.

Как отмечалось выше, отношение «сигнал-шум» достаточно велико и его влиянием на полезный сигнал можно в первом приближении пренебречь. В связи с этим, сведем задачу бинарного обнаружения подвижного МБПЛА к определению факта наличия полезного сигнала в реализациях флуктуирующей амплитуды радиосигнала, отраженного от фона.

Гипотеза H_1 соответствует случаю движения МБПЛА перед фоновой поверхностью, когда радиосигнал, отраженный от фона, модулируется отраженным радиосигналом от БПЛА. Модель сигнала, наблюдаемого на входе обнаружителя при условии справедливости гипотезы H_1 , описывается выражением:

$$Y(t) = A'_{\text{отр}} \cdot \sqrt{\sigma_{\Phi}(\theta_{62}, \varepsilon_{62})} \cdot \sqrt{1 + k_A(t) + 2 \cdot k_A(t) \cdot \cos[\Delta\varphi(t)]} = A'_{\text{отр}} \cdot \sqrt{\sigma_{\Phi}(\theta_{62}, \varepsilon_{62})} \cdot f(t). \quad (2.53)$$

Случайность процесса $Y(t)$ обусловлена флуктуациями ЭПР $\sigma_{\Phi}(\theta_{62}, \varepsilon_{62})$ фона. Закон модуляции $Y(t)$ определяется функцией $f(t)$, обуславливает нестационарный характер плотности распределения выборки Y при условии движения МБПЛА. Считая интервал корреляции флук-

туаций ЭПР много меньшим длительности полезного сигнала, запишем плотность распределения выборочных значений Y при условии наличия движущегося МБПЛА следующим выражением:

$$W(Y/H_1, t) = \frac{2}{|A'_{\text{отр}}| \cdot \sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}} \cdot \prod_{i=1}^n \frac{Y_i}{|f(t_i)|} \cdot e^{-\frac{1}{2 \cdot A_{\text{отр}}'^2 \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}^2} \sum_{i=1}^n \left(\frac{Y_i^2 - m_{\sigma_\Phi}}{f(t_i)} \right)^2}. \quad (2.54)$$

Гипотеза H_0 соответствует случаю приема радиосигнала, отраженного от фона.

Модель сигнала, наблюдаемого на входе обнаружителя при условии справедливости гипотезы H_1 , описывается выражением:

$$Y(t) = A'_{\text{отр}} \cdot \sqrt{\sigma_\Phi(\theta_{62}, \varepsilon_{62})} = A'_{\text{отр}} \cdot \sqrt{\sigma_\Phi(\theta_{62}, \varepsilon_{62})}. \quad (2.55)$$

Плотность распределения выборки Y при условии гипотезы H_0 в этом случае является стационарной, и, по аналогии с выражениями (2.48) и (2.54), записывается следующим выражением:

$$W(Y/H_0) = \frac{2}{|A'_{\text{отр}}| \cdot \sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}} \cdot \prod_{i=1}^n Y_i \cdot e^{-\frac{1}{2 \cdot A_{\text{отр}}'^2 \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}^2} \sum_{i=1}^n (Y_i^2 - m_{\sigma_\Phi})^2}. \quad (2.56)$$

Подставляя условные плотности распределения (2.54) и (2.56) в (2.52), получим:

$$L(Y) = \frac{\left(\frac{2}{|A'_{\text{отр}}| \cdot \sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}} \right)^n \cdot \prod_{i=1}^n \frac{Y_i}{|f(t_i)|} \cdot e^{-\frac{1}{2 \cdot A_{\text{отр}}'^2 \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}^2} \sum_{i=1}^n \left(\frac{Y_i^2 - m_{\sigma_\Phi}}{f(t_i)} \right)^2}}{\left(\frac{2}{|A'_{\text{отр}}| \cdot \sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}} \right)^n \cdot \prod_{i=1}^n Y_i \cdot e^{-\frac{1}{2 \cdot A_{\text{отр}}'^2 \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}^2} \sum_{i=1}^n (Y_i^2 - m_{\sigma_\Phi})^2}}, \quad (2.57)$$

или

$$L(Y) = \frac{\prod_{i=1}^n \frac{1}{|f(t_i)|} \cdot e^{-\frac{1}{2 \cdot A_{\text{отр}}'^2 \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}^2} \sum_{i=1}^n \left(\frac{Y_i^2 - m_{\sigma_\Phi}}{f(t_i)} \right)^2}}{e^{-\frac{1}{2 \cdot A_{\text{отр}}'^2 \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}^2} \sum_{i=1}^n (Y_i^2 - m_{\sigma_\Phi})^2}}, \quad (2.58)$$

или, упрощая

$$L(Y) = \prod_{i=1}^n \frac{1}{|f(t_i)|} \cdot e^{-\frac{1}{2 \cdot A_{\text{отр}}'^2 \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}^2} \left\{ \sum_{i=1}^n \left[\frac{Y_i^2}{f(t_i)} \right]^2 + \sum_{i=1}^n \left[\frac{m_{\sigma_\Phi}}{f(t_i)} \right]^2 - \left[\sum_{i=1}^n (Y_i^2) + \sum_{i=1}^n m_{\sigma_\Phi}^2 \right] + 2 \cdot m_{\sigma_\Phi} \cdot \sum_{i=1}^n Y_i^2 \cdot \left[1 - \frac{1}{f(t_i)} \right] \right\}}. \quad (2.59)$$

Полученное выражение описывает искомое отношение правдоподобия для задачи обнаружения МБПЛА для мультипликативного взаимодействия известного полезного сигнала и амплитудных флуктуаций фона.

Алгоритм обнаружения МБПЛА заключается в сравнении выражения (2.59) $L(\mathbf{Y})$ с некоторым порогом γ_0 . Упростим алгоритм оптимального обнаружения, описанный формулой (2.59) логарифмированием:

$$\ln[L(\mathbf{Y})] = \sum_{i=1}^n \ln \left[|f(t_i)|^{-1} \right] - \frac{\sum_{i=1}^n \left[\frac{Y_i^2}{f(t_i)} \right]^2 + \sum_{i=1}^n \left[\frac{m_{\sigma_\Phi}}{f(t_i)} \right]^2 - \left[\sum_{i=1}^n (Y_i^2)^2 + n \cdot m_{\sigma_\Phi}^2 \right] + 2 \cdot m_{\sigma_\Phi} \cdot \sum_{i=1}^n Y_i^2 \cdot \left[1 - \frac{1}{f(t_i)} \right]}{2 \cdot A_{\text{отр}}^{/2} \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}^2}. \quad (2.60)$$

Таким образом, оптимальный алгоритм обнаружения МБПЛА по Байесовскому критерию для мультипликативного взаимодействия известного полезного сигнала и амплитудных флуктуаций фона принимает следующий вид:

$$z = \frac{\sum_{i=1}^n Y_i^4 - \sum_{i=1}^n \frac{Y_i^4}{f^2(t_i)} - 2 \cdot m_{\sigma_\Phi} \cdot \sum_{i=1}^n Y_i^2 \cdot \left[1 - \frac{1}{f(t_i)} \right]}{2 \cdot A_{\text{отр}}^{/2} \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}^2} \begin{cases} > z_n(t_i), \\ < z_n(t_i) \end{cases} \quad (2.61)$$

где $z_n(t_i) = \frac{A_1 - B_1}{2 \cdot A_{\text{отр}}^{/2} \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}^2} - \sum_{i=1}^n \ln |f(t_i)|^{-1} + \ln \gamma_0$ – модифицированный порог обнаружителя,

$$A_1 = \sum_{i=1}^n \left[\frac{m_{\sigma_\Phi}}{f(t_i)} \right]^2,$$

$$B_1 = n \cdot m_{\sigma_\Phi}^2,$$

при дискретном отборе наблюдений $Y(t)$ на входе обнаружителя.

Из выражения (2.61) следует, что для вынесения решения о наличии на входе обнаружителя сигнала, вызванного МБПЛА, следует выполнить ряд операций по суммированию нелинейно преобразованных отсчетов наблюдаемой реализации $Y(t)$, а также по перемножению квадрата реализации $Y(t)$ на копию ожидаемого полезного сигнала с последующим суммированием полученных результатов и сравнением с порогом. Особенностью модифицированного порога обнаружителя $z_n(t_i)$ является его зависимость во времени пропорционально ожидаемому сигналу в связи с нестационарным характером случайного процесса. При превышении порогового уровня устанавливается факт обнаружения движущегося МБПЛА, в противном случае – выносится решение о его отсутствии.

Структура оптимального обнаружителя подвижного МБПЛА для рассматриваемых условий показана на рисунке 2.16.

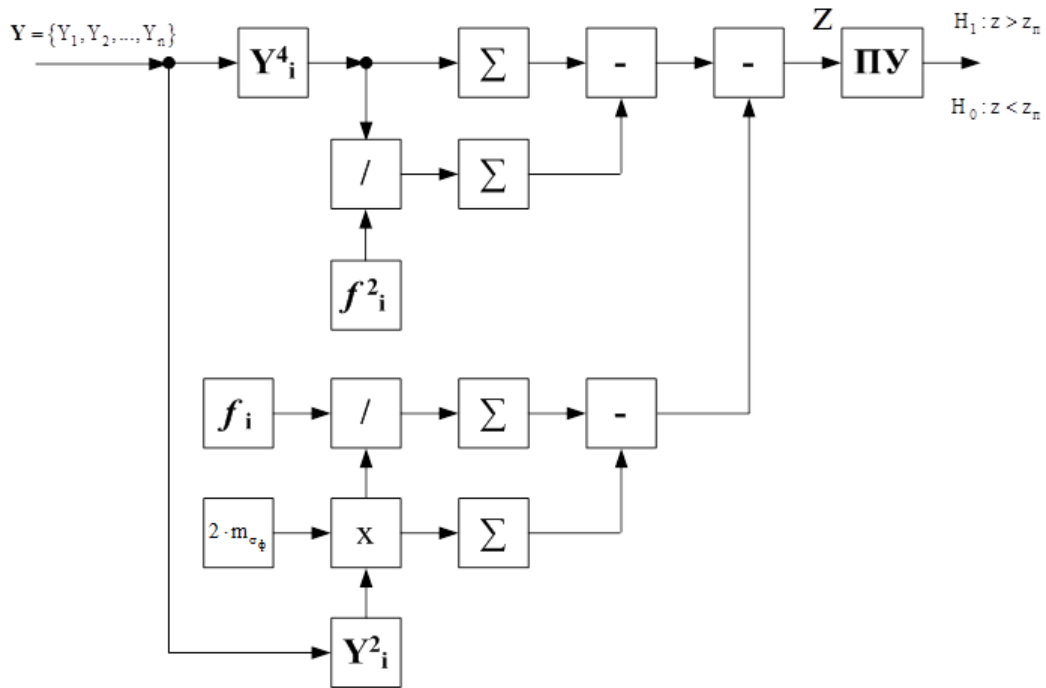


Рисунок 2.16 – Структурная схема оптимального обнаружителя МБПЛА при известных параметрах его движения

На структурной схеме оптимального обнаружителя не показано устройство синхронизации, обеспечивающее тактирование блоков обнаружителя. Так как дополнительный набег фазы при отражении радиосигнала целью и фоновой поверхностью является случайным, то в представленную на рисунке 2.16 структурную схему следует добавить второй квадратурный канал, в котором функция $f(t)$ определена со сдвигом фазы на $\pi/2$ относительно начальной фазы функции $f(t)$.

Алгоритм обнаружения МБПЛА (2.61) целесообразно реализовать в блоке цифровой обработки совокупности амплитуд сигналов по принятой последовательности импульсов. Однако для реализации этого алгоритма, в частности, задания порога, требуется точное знание таких параметров, как координаты (угловое положение) фазового центра (точки) отражения фоновой поверхности, значения текущих бистатических углов, трехмерной формы бистатической ЭПР цели и фона. Кроме того, неизвестен момент начала времени пролета МБПЛА относительно линии визирования «радиолокатор-фон». В условиях априорной неопределенности относительно этих параметров применение известных подходов к ее устранению многократно усложняет представленный выше алгоритм и структурную схему оптимального обнаружителя. Для получения практически реализуемого алгоритма обнаружения МБПЛА сделаем ряд упрощений относительно модели наблюдений $Y(t)$. Эти упрощения приведут к реализации квазиоптимального алгоритма обнаружения.

Примем модель наблюдаемого на интервале $[0, T]$ входного сигнала обнаружителя в виде аддитивной суммы неслучайного полезного сигнала и ограниченного в полосе $\pm f_b$ гауссовского шума:

$$Y(t) = A_{\text{отр}} \sqrt{1 + k_A(t) + 2 \cdot k_A(t) \cdot \cos[\Delta\varphi(t)]} + n(t). \quad (2.62)$$

Для такой модели наблюдений построение обнаружителя выполнено многими авторами [170-172]. Кратко приведем результаты решения этой задачи. Будем считать, что интервал дискретизации наблюдаемых данных равен $\Delta t = 1/(2 \cdot f_B)$.

Для отношения правдоподобия (2.52) плотность вероятности при наличии сигнала H_1 записывается как

$$W(Y/H_1) = \frac{2}{|A'_{\text{отр}}| \cdot \sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}} \cdot \prod_{i=1}^n Y_i \cdot e^{-\frac{1}{2 \cdot A_{\text{отр}}^2 \cdot \sigma_{\sigma_\Phi}^2} \sum_{i=1}^n (Y_i^2 - m_{\sigma_\Phi})^2}, \quad (2.63)$$

$$W_n(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \sigma_n} e^{-\frac{1}{2} \left(\frac{n}{\sigma_n} \right)^2}, \quad (2.64)$$

где σ_n – среднеквадратическое отклонение отсчетов шума приемного тракта.

В этих условиях выражение отношения правдоподобия запишется известным образом [170]:

$$L(Y) = e^{-\frac{\Delta t}{N_0} \sum_{i=1}^n A_i^2} \cdot e^{\frac{2\Delta t}{N_0} \sum_{i=1}^n Y_i \cdot A_i}, \quad (2.65)$$

где $N_0 = \sigma_n^2 \cdot f_B$ – спектральная плотность мощности шума приемного тракта.

или, аналогично можно записать функционал отношения правдоподобия

$$L[Y(t)] = e^{-\frac{E_y}{N_0}} \cdot e^{\frac{2}{N_0} \int_0^T Y(t) A(t) dt}, \quad (2.66)$$

где $E_y = \sum_{i=1}^n A_i^2 \Delta t$.

Вместо сравнения с порогом отношения или функционала правдоподобия можно сравнивать логарифмы выражений (2.65) или (2.66). Таким образом, получим следующее решающее правило для рассматриваемой задачи обнаружения:

$$z = \frac{2}{N_0} \int_0^T Y(t) A(t) dt \begin{cases} > z_n(t) \\ < z_n(t) \end{cases} \begin{matrix} H_1 \\ H_0 \end{matrix}, \quad (2.67)$$

где $z_n(t) = \ln \gamma_0 + \frac{E_y}{N_0}$ – модифицированный порог.

Таким образом, устройство обнаружения движущейся малоразмерной цели в данных условиях совпадает с известной схемой корреляционного приемника, приведенной на рисунке 2.17.

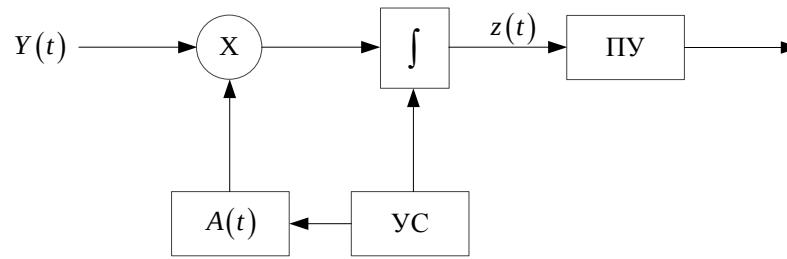


Рисунок 2.17 – Структурная схема корреляционного обнаружителя МБПЛА при известных параметрах его движения и начальной фазе

Устройство синхронизации обеспечивает согласованную работу опорного генератора и интегратора, обеспечивая сравнение его выходного сигнала $z(t)$ с порогом.

Для обеспечения работоспособности корреляционного обнаружителя необходимо обеспечить перемножение опорного и наблюдаемого сигналов в совпадающие моменты времени. Однако время прихода наблюдаемого сигнала неизвестно. В этом случае опорный сигнал корреляционного обнаружителя следует сдвигать во времени относительно наблюдаемого сигнала и производить процедуру поиска и захвата полезного сигнала. Для упрощения этой процедуры вместо корреляционного обнаружителя полезного сигнала следует использовать его вариант с применением согласованных фильтров. При совпадении во времени полезного сигнала с импульсной характеристикой согласованного фильтра значение корреляционного интеграла будет совпадать с амплитудой выходного сигнала согласованного фильтра. Импульсная характеристика согласованного фильтра $h(\tau)$ для полезного сигнала $A(t)$ является его зеркальной копией, сдвинутой во времени на t_0 . Структурная схема обнаружителя МБПЛА при известных параметрах его движения с применением согласованных фильтров показана на рисунке 2.18.

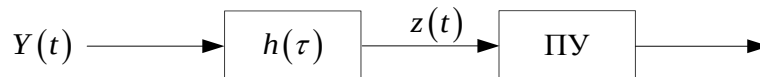


Рисунок 2.18 – Структурная схема обнаружителя МБПЛА с использованием согласованного фильтра при известных параметрах его движения и начальной фазе

Опорный сигнал $A(t)$ имеет случайную начальную фазу, вызванную отражением радиоволн от цели, подстилающей поверхности и фона. При отражении радиоволн от этих объектов дополнительный набег фазы оказывается случайным.

Для устранения зависимости опорного сигнала от влияния случайного набега фазы при отражении радиоволн используем структурную схему обнаружителя сигнала известной формы со случайной начальной фазой. В этой схеме обнаружитель содержит два генератора квадратур опорных сигналов $A_0^c(t)$ и $A_0^s(t)$:

$$A_0(t) = \sqrt{(A_0^c)^2 + (A_0^s)^2} = \text{const.}, \quad (2.68)$$

аналогично тому, как огибающая гармонического сигнала, выраженная через квадратурные составляющие, не зависит от времени:

$$E_0(t) = \sqrt{E^2 \cos(\varphi)^2 + E^2 \sin(\varphi)^2} = E. \quad (2.69)$$

В этом случае обработка наблюдаемого сигнала в задаче обнаружения малоразмерной цели будет заключаться в сравнении с порогом следующей решающей статистики:

$$z(t) = \sqrt{\left[\int_{-\infty}^{\infty} Y(t) A_0^c(t-\tau) d\tau \right]^2 + \left[\int_{-\infty}^{\infty} Y(t) A_0^s(t-\tau) d\tau \right]^2}, \quad (2.70)$$

где $Y(t)$ – наблюдаемая реализация сигнала на входе обнаружителя;

$A_0^c(t)$ – косинусная составляющая опорного сигнала для согласованного фильтра $h_c(t)$;

$A_0^s(t)$ – синусная составляющая опорного сигнала для согласованного фильтра $h_s(t)$.

Структурная схема квадратурного обнаружителя МБПЛА при известных параметрах его движения с применением согласованных фильтров показана на рисунке 2.19.

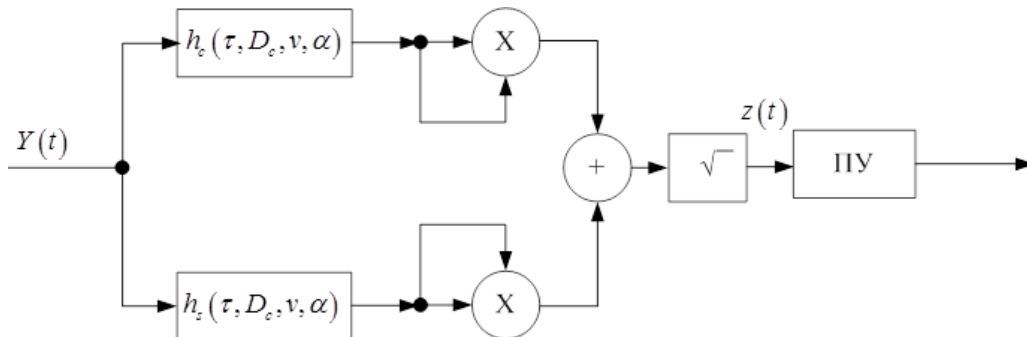


Рисунок 2.19 – Структурная схема квадратурного обнаружителя МБПЛА при известных параметрах его движения

Таким образом, если параметры движения МБПЛА известны, то при достаточно стабильных характеристиках отражения фона обнаружитель может быть представлен корреляционной схемой или схемой на согласованных фильтрах.

2.5 Структурная схема обнаружителя МБПЛА фоновых радиолокатора

Параметры движения МБПЛА априорно неизвестны в обнаружителе фоновых радиолокатора, поэтому неизвестна форма полезного сигнала $A(t)$. В этом случае задача обнаружения сводится к применению параллельной обработки наблюдаемого сигнала в нескольких согласованных фильтрах [170-172], у которых импульсная реакция «настроена» на определенную совокупность параметров движения МБПЛА. Наиболее существенными параметрами движения МБПЛА в рассматриваемой модели являются дальность до цели D_c , скорость v , курсовой угол α . Поэтому импульсная реакция в данном случае определяется тремя параметрами $h(\tau, D_c, v, \alpha)$. Будем считать, что блок обнаружения, приведенный на рисунке 2.20, блок обнаружения настроен на полезный сигнал, соответствующий параметрам D_c, v, α .

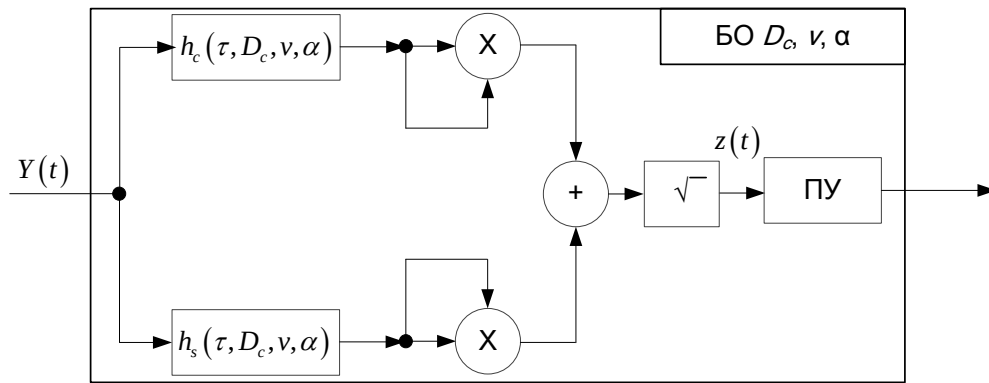


Рисунок 2.20 – Структурная схема квадратурного обнаружителя МБПЛА при известных параметрах движения D_c, v, α

Тогда схема обнаружителя при неизвестных параметрах движения МБПЛА может быть представлена на рисунке 2.21:

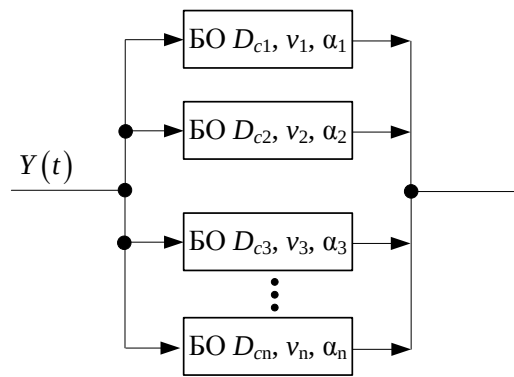


Рисунок 2.21– Структурная схема квадратурного обнаружителя МБПЛА при неизвестных параметрах движения D_c, v, α

При превышении порога хотя бы в одном из блоков обнаружения фиксируется наличие МБПЛА. Пороговый уровень в каждом блоке обнаружения одинаковый.

2.6 Исследование амплитуды отклика согласованного фильтра обнаружителя при рассогласовании параметров полезного сигнала

При обнаружении МБПЛА отклик согласованного фильтра с импульсной реакцией $h(\tau)$ сравнивается с порогом. Вид импульсной реакции определяется формой полезного сигнала (2.22). Форма полезного сигнала $s(t) = A_{\Sigma}(t)$ в общем случае зависит от дальности до фона, дальности до цели, скорости и курсового угла движущейся цели.

Отличие ожидаемой формы полезного сигнала (2.22) во временной области от импульсной реакции согласованного фильтра, очевидно, приведет к уменьшению (потерям) амплитуды отклика согласованного фильтра. Для определения вида согласованных фильтров в структурной схеме обнаружителя исследуем чувствительность амплитуды отклика согласованного фильтра к отличию (рассогласованию) его импульсной реакции и формы полезного сигнала.

Известно, что отклик фильтра, согласованного с полезным сигналом (2.22), определяется интегралом свертки

$$s_{\text{ВЫХ}}(t) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t-\tau) \cdot s_{\text{ВХ}}(\tau) d\tau = \int_{-\infty}^{\infty} s_{\text{ВХ}}(t_0 + \tau - t) \cdot s_{\text{ВХ}}(\tau) d\tau, \quad (2.71)$$

и достигает своего максимального значения (амплитуды) при $t = t_0$, когда одновременно наблюдаются и полностью совпадают во времени полезный сигнал и импульсная реакция согласованного фильтра. В этом случае для выражения (2.71) есть известное выражение корреляционного интеграла:

$$s_{\text{ВЫХ}}^{\text{max}} = \int_{-\infty}^{\infty} s_{\text{ВХ}}(\tau) \cdot s_{\text{ВХ}}(\tau) d\tau. \quad (2.72)$$

Однако рассогласование между полезным сигналом и импульсной реакцией согласованного фильтра (фильтр не настроен на полезный сигнал) приводит к уменьшению амплитуды (2.72) его отклика. Исследование и анализ чувствительности к уменьшению амплитуды отклика согласованного фильтра из-за рассогласования между его импульсной реакцией и формой полезного сигнала удобно выполнить с помощью разновидности корреляционного интеграла (2.71) относительно интересующих параметров x и y с помощью следующего выражения:

$$K_A(x, y) = \int_{-\infty}^{\infty} s_1(t, x_0, y_0) s_2(t, x_0 + x, y_0 + y) dt, \quad (2.73)$$

где $s_1(t, x_0, y_0)$ – полезный сигнал с параметрами x_0 и y_0 ;

$s_2(t, x_0 + x, y_0 + y)$ – полезный сигнал с параметрами $x_0 + x$ и $y_0 + y$.

Под параметрами x и y здесь и далее понимаются: дальность до цели, скорость, курсовой угол и ЭПР движущейся цели. Отметим, что на временную форму полезного сигнала влияют также угловая зависимость ЭПР цели и амплитудная ДН и антенны передатчика, траектория движения цели. Однако влияние этих функций на временную форму полезного сигнала требуют отдельного рассмотрения.

Параметры x_0 и y_0 конкретизируют вид импульсной реакции согласованного фильтра, а их приращения x и y определяют степень расстройки согласованного фильтра относительно полезного сигнала. Результат вычисления (2.73) будем называть амплитудой отклика согласованного фильтра с параметрами x_0 и y_0 .

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости и дальности до цели

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости и дальности до цели определим согласно (2.73) следующим выражением:

$$K_A(D, v) = \int_{-\infty}^{\infty} A_{\Sigma}(t, v_0, D_0) A_{\Sigma}(t, v_0 + v, D_0 + D) dt. \quad (2.74)$$

Интеграл по времени в (2.74) аналитически не вычисляется, поэтому интегрирование будем вести численно. Ниже представлены результаты численного расчета интеграла (2.74) для определения амплитуды отклика согласованного фильтра.

Пример расчета амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее скорости для следующих условий $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $D_f = 1100$ м, $\theta = 1^\circ$, $\theta_{\text{ц}} = 6^\circ$, показан на рисунке 2.22, а ее вид сверху и сечения при $v = 0$ и $D = 0$ показаны на рисунках 2.23, 2.24 и 2.25 соответственно.

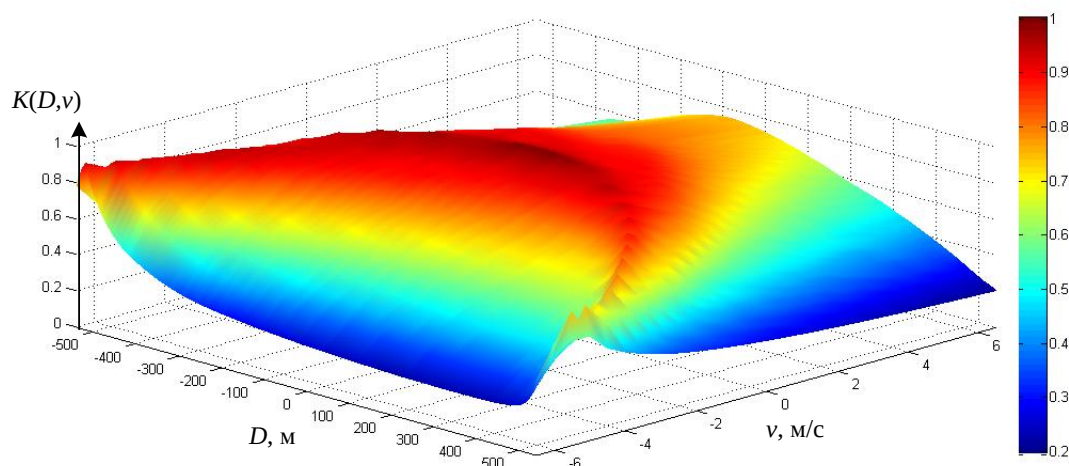


Рисунок 2.22 – Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости и дальности до цели; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha = 0$

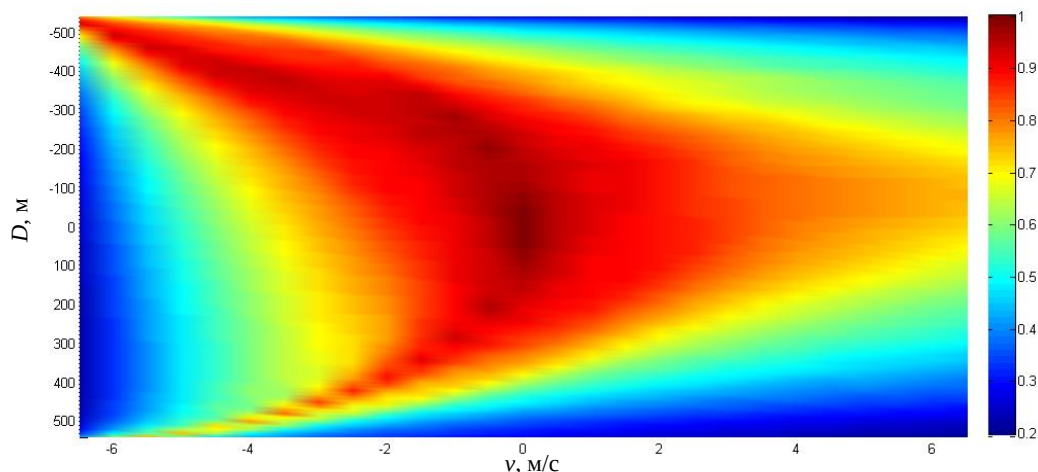


Рисунок 2.23 – Вид сверху на трехмерный график амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости и дальности до цели; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha = 0$

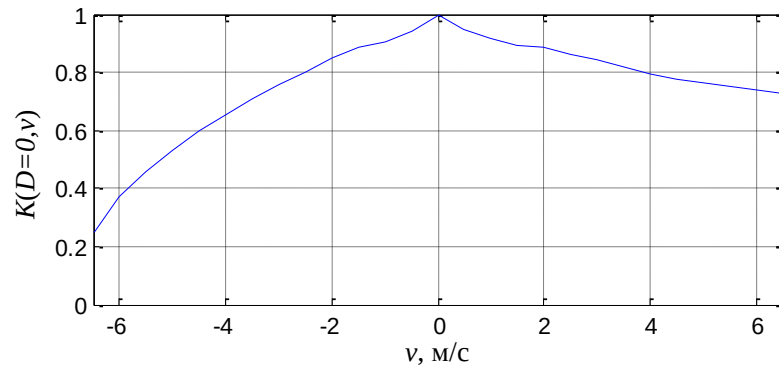


Рисунок 2.24 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости при отсутствии смещения по дальности до цели;

$$D_f = 1100 \text{ м}, D_{c0} = 550 \text{ м}, v_0 = 7 \text{ м/с}, \alpha = 0$$

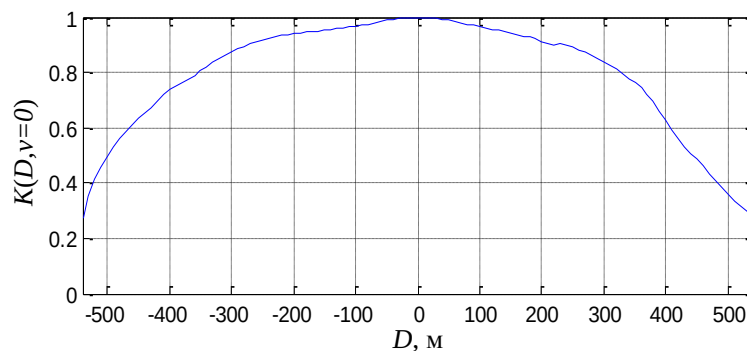


Рисунок 2.25 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от дальности до цели при отсутствии смещения ее по скорости; $D_f = 1100 \text{ м}$,

$$D_{c0} = 550 \text{ м}, v_0 = 7 \text{ м/с}, \alpha = 0$$

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее скорости для следующих условий $D_{c0} = 100 \text{ м}$, $v_0 = 7 \text{ м/с}$, $D_f = 1100 \text{ м}$, $\theta = 1^\circ$, $\theta_{ц} = 6^\circ$, показан на рисунке 2.26, а ее вид сверху и сечения при $v = 0$ и $D = 0$ показаны на рисунках 2.27, 2.28 и 2.29 соответственно.

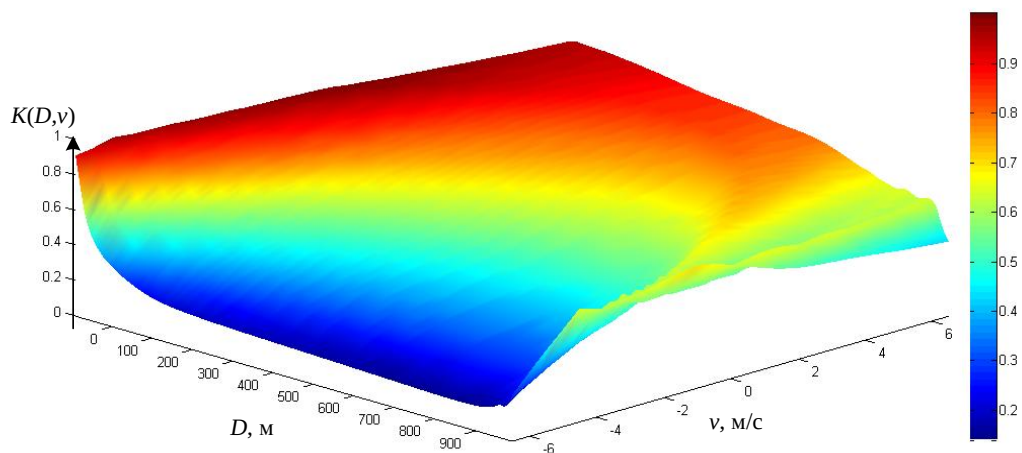


Рисунок 2.26 – Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости и дальности до цели; $D_f = 1100 \text{ м}$, $D_{c0} = 100 \text{ м}$, $v_0 = 7 \text{ м/с}$, $\alpha = 0$

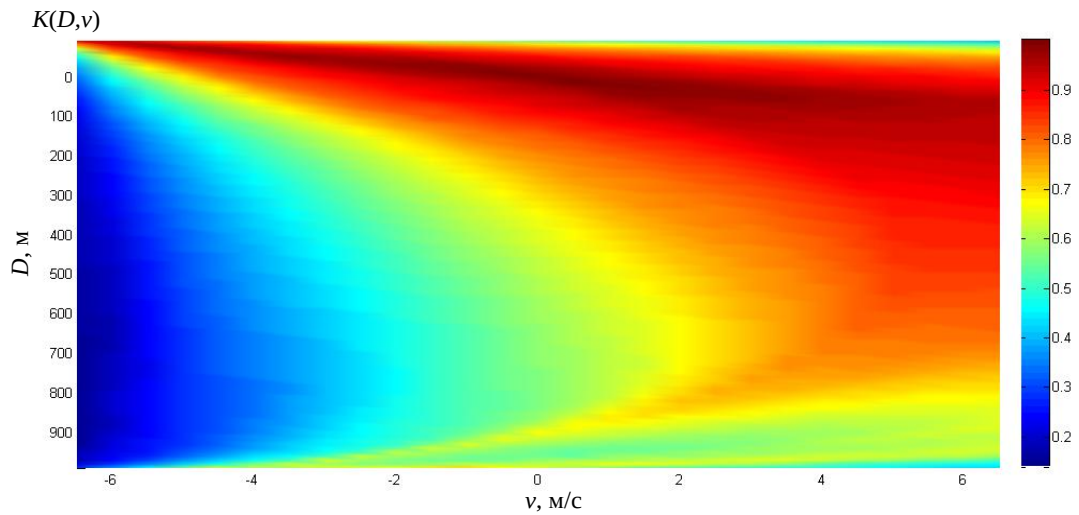


Рисунок 2.27 – Вид сверху на трехмерный график амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости и дальности до цели; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 100$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha = 0$

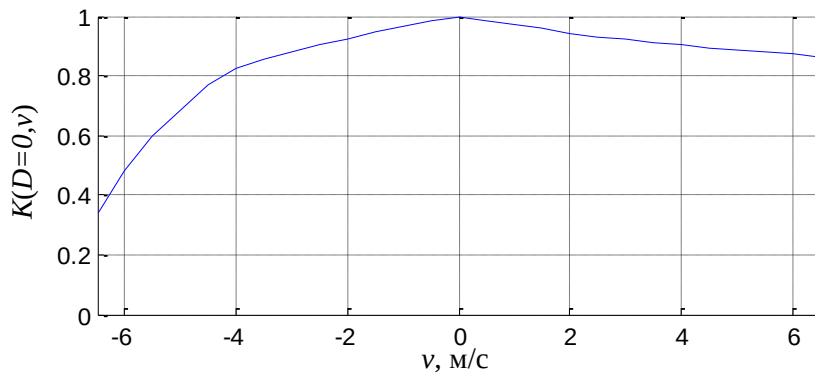


Рисунок 2.28 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости при отсутствии смещения по дальности до цели; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 100$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha = 0$

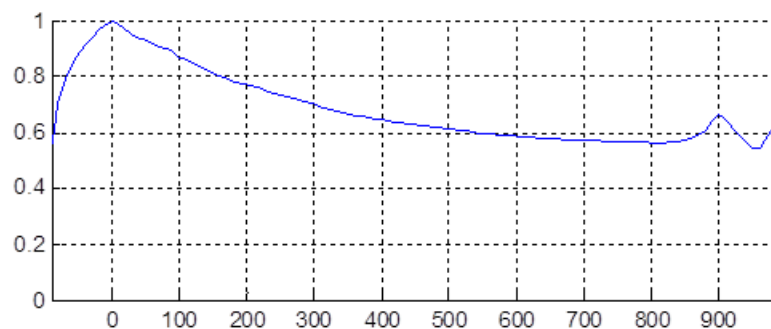


Рисунок 2.29 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения ее по скорости; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 100$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha = 0$

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее скорости для следующих условий $D_{c0} = 1000$ м, $v_0 = 7$ м/с, $D_f = 1100$ м, $\theta = 1^\circ$, $\theta_{ц} = 6^\circ$, показан на рисунке 2.30, а ее вид сверху и сечения при $v = 0$ и $D = 0$ показаны на рисунках 2.31, 2.32 и 2.33 соответственно.

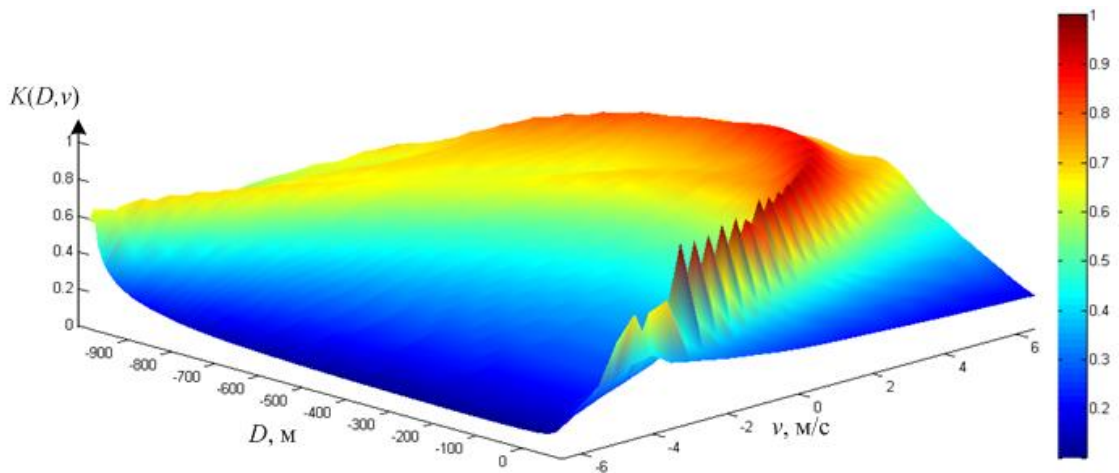


Рисунок 2.30 – Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости и дальности до цели; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 1000$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha = 0$

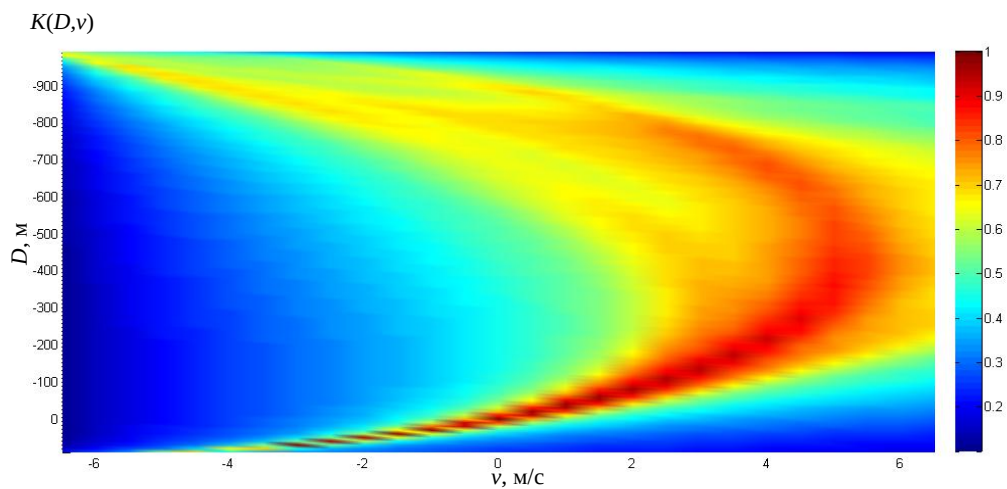


Рисунок 2.31 – Вид сверху на трехмерный график амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости и дальности до цели; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 1000$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha = 0$

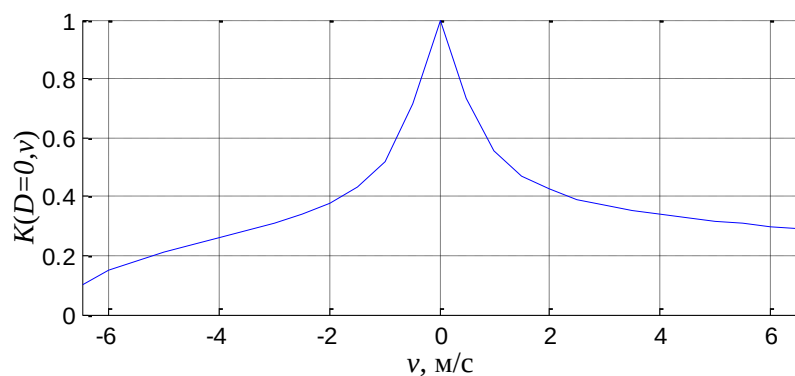


Рисунок 2.32 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости при отсутствии смещения по дальности до цели; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 1000$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha = 0$

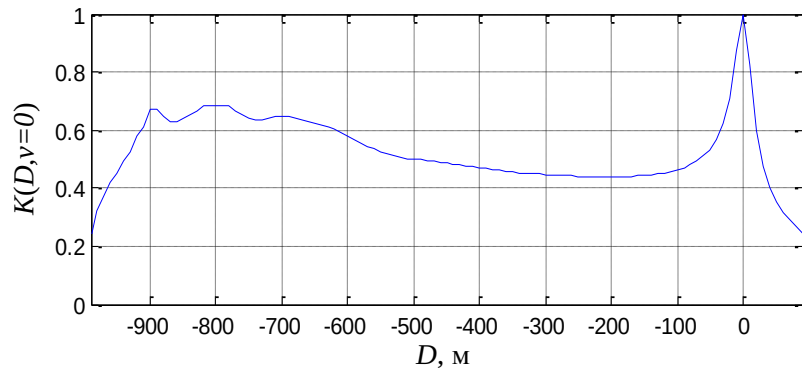


Рисунок 2.33 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения ее по скорости;

$$D_f = 1100 \text{ м}, D_{c0} = 1000 \text{ м}, v_0 = 7 \text{ м/с}, \alpha = 0$$

Анализ представленных результатов позволяет сделать следующие выводы:

- форма отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее скорости является несимметричной относительно собственных осей;
- скорость убывания отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки вдоль осей дальности до цели и ее скорости относительно нуля оказывается различной. Скорость убывания отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки в сечении дальности до цели при отсутствии смещения по скорости для отрицательного аргумента больше, чем для положительного аргумента. Скорость убывания отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки в сечении скорости цели при отсутствии смещения по дальности для положительного аргумента больше, чем для отрицательного аргумента;
- полуширина отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки вдоль осей дальности до цели и ее скорости для положительных и отрицательных аргументов относительно нуля оказывается различной. Полуширина отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки в сечении дальности до цели при отсутствии смещения по скорости для отрицательного аргумента больше, чем для положительного аргумента. Полуширина отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки в сечении скорости цели при отсутствии смещения по дальности для положительного аргумента больше, чем для отрицательного аргумента;
- ширина отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки вдоль оси дальности до цели при отсутствии смещения по скорости убывает с увеличением дальности.

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от скорости цели и ее курсового угла

УКФ полезного сигнала по двум параметрам – скорости и курсового угла цели определим согласно выражению

$$K_A(\alpha, v) = \int_{-\infty}^{\infty} A_{\Sigma}(t, v_0, \alpha_0) A_{\Sigma}(t, v_0 + v, \alpha_0 + \alpha) dt. \quad (2.75)$$

Интеграл по времени в (2.76) непосредственно не вычисляется, поэтому интегрирование будем вести численно. Ниже представлены результаты численного расчета интеграла (2.75) для определения АКФ полезного сигнала.

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости цели и ее курсового угла для следующих условий $\alpha_0 = 0$, $v_0 = 7$ м/с, $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $\theta = 1^\circ$, $\theta_{ц} = 6^\circ$, показан на рисунке 2.34, а ее вид сверху и сечения при $v = 0$ и $\alpha = 0$ показаны на рисунках 2.35, 2.36 и 2.37 соответственно.

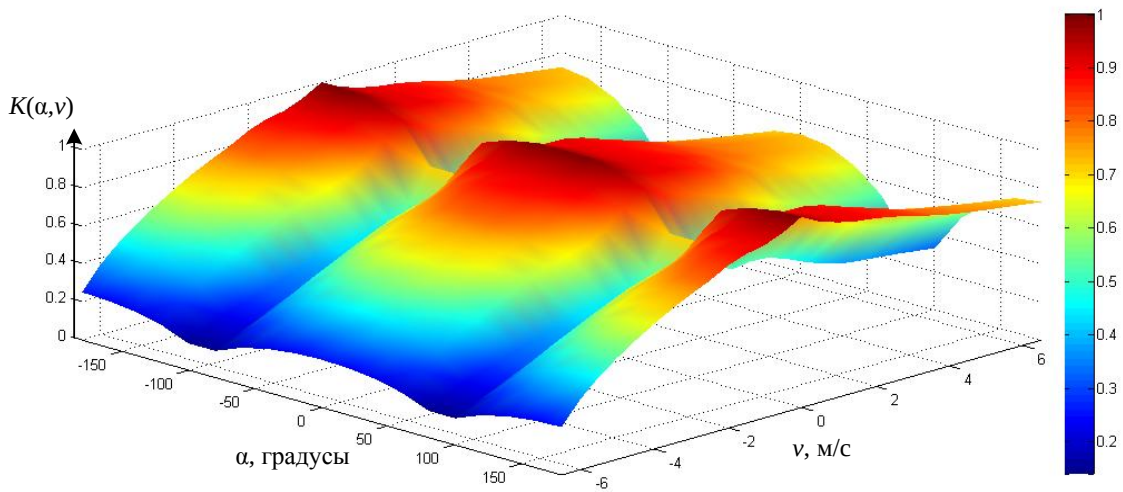


Рисунок 2.34 – Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости цели и ее курсового угла y ; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$

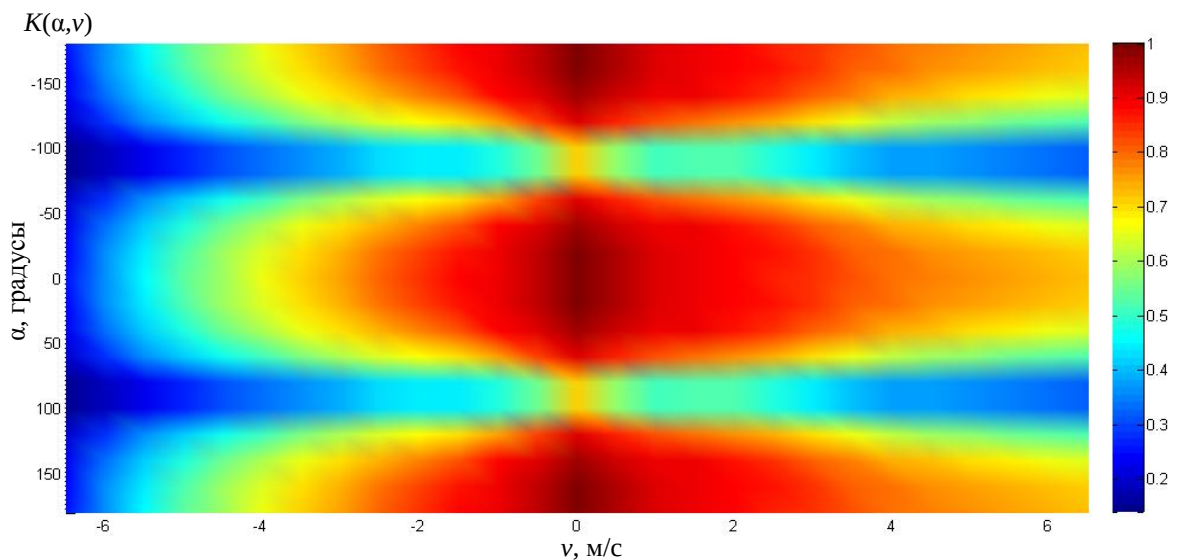


Рисунок 2.35 – Вид сверху на трехмерный график амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости цели и ее курсового угла; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$

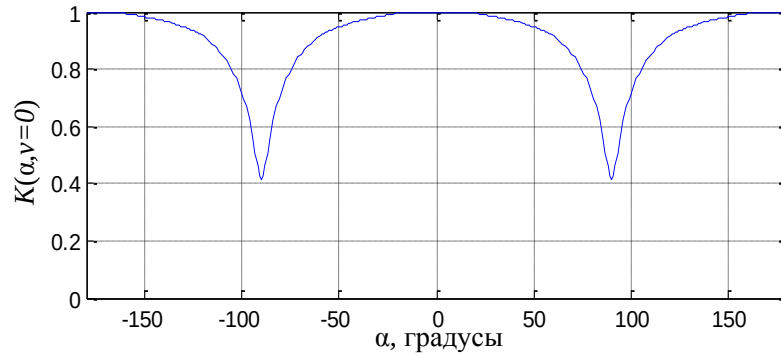


Рисунок 2.36 – Сечение графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки курсового угла при отсутствии смещения по скорости цели; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$

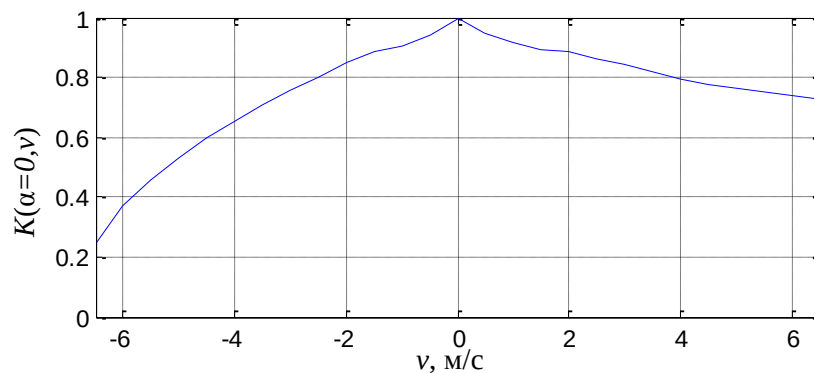


Рисунок 2.37 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости при отсутствии смещения по курсовому углу цели; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от дальности до цели и ее курсовому углу

АКФ полезного сигнала по двум параметрам – дальности до цели и ее курсового угла – определим согласно выражению

$$K_A(\alpha, D) = \int_{-\infty}^{\infty} A_{\Sigma}(t, D_0, \alpha_0) A_{\Sigma}(t, D_0 + D, \alpha_0 + \alpha) dt. \quad (2.76)$$

Интеграл по времени в (2.76) непосредственно не вычисляется, поэтому интегрирование будем вести численно. Ниже представлены результаты численного расчета интеграла (2.76) для определения АКФ полезного сигнала.

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла для следующих условий $\alpha_0 = 0$, $D_{c0} = 550$ м, $D_f = 1100$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\theta = 1^\circ$, $\theta_{ц} = 6^\circ$, показан на рисунке 2.38, а ее вид сверху и сечения при $D = 0$ и $\alpha = 0$ показаны на рисунках 2.39, 2.40 и 2.41 соответственно.

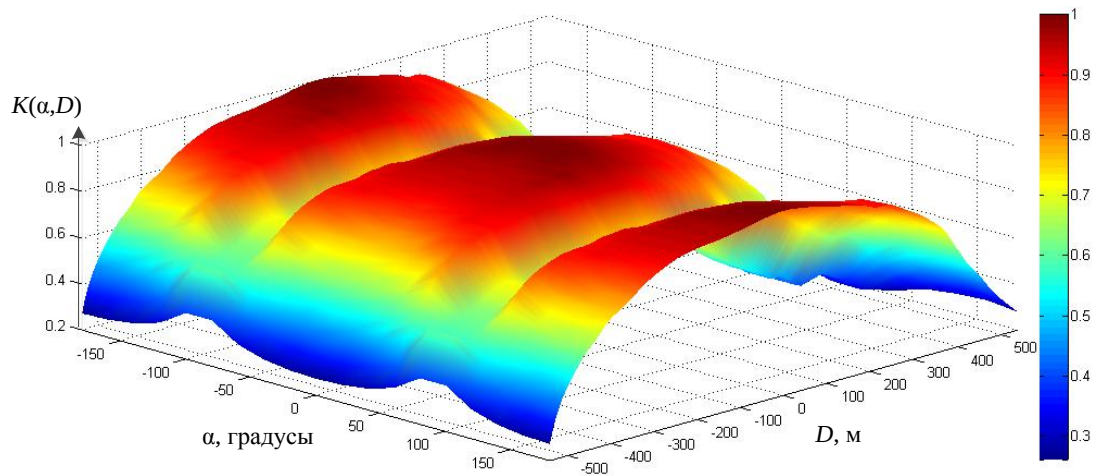


Рисунок 2.38 – Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$

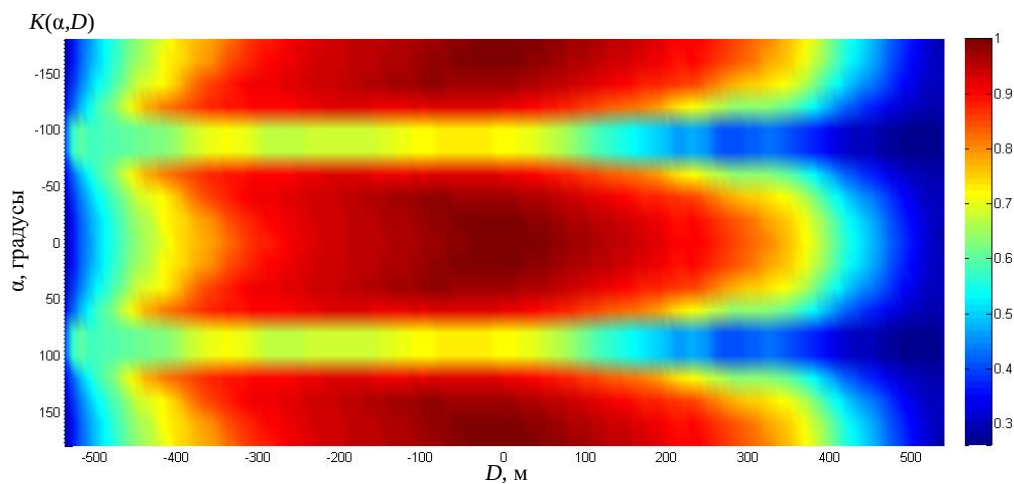


Рисунок 2.39 – Вид сверху на трехмерный график амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$

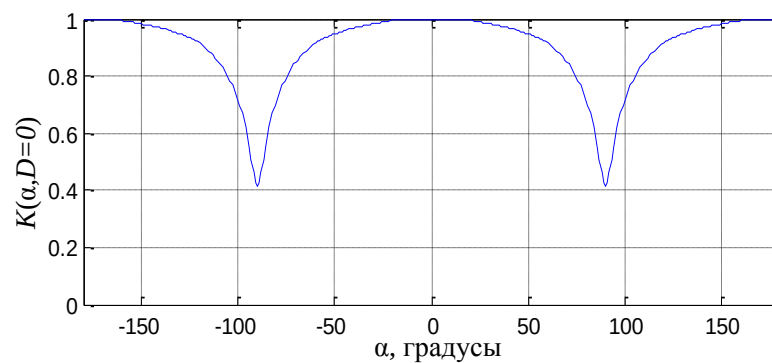


Рисунок 2.40 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки курсового угла при отсутствии смещения по дальности до цели; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$

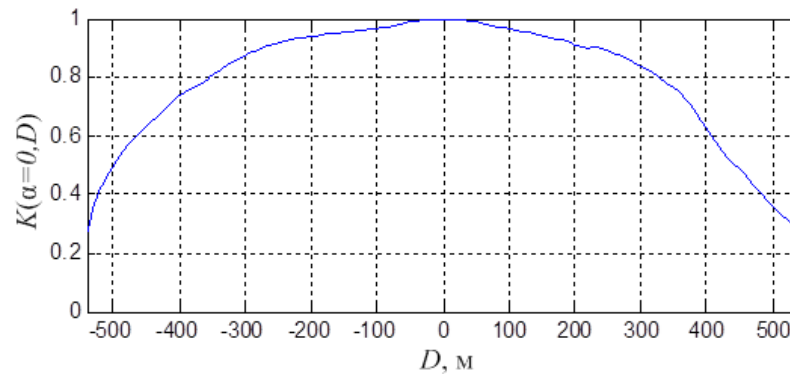


Рисунок 2.41 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу;

$$D_f = 1100 \text{ м}, D_{c0} = 550 \text{ м}, v_0 = 7 \text{ м/с}, \alpha_0 = 0$$

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла для следующих условий $\alpha_0 = 0$, $D_{c0} = 100 \text{ м}$, $D_f = 1100 \text{ м}$, $v_0 = 7 \text{ м/с}$, $\theta = 1^\circ$, $\theta_c = 6^\circ$, показан на рисунке 2.41, а ее вид сверху и сечения при $D = 0$ и $\alpha = 0$ показаны на рисунках 2.42, 2.43 и 2.44 соответственно.

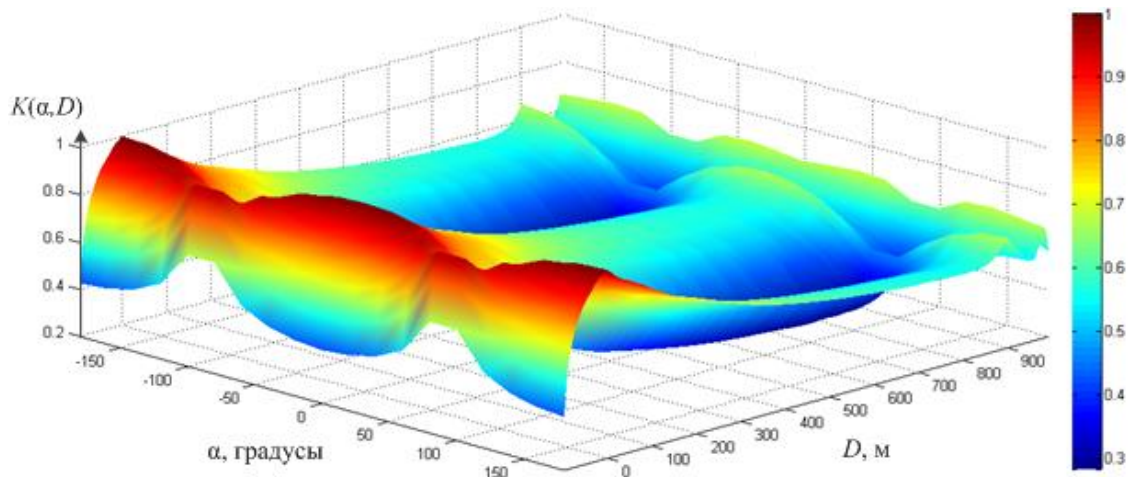


Рисунок 2.42 – Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла; $D_f = 1100 \text{ м}$, $D_{c0} = 100 \text{ м}$, $v_0 = 7 \text{ м/с}$, $\alpha_0 = 0$

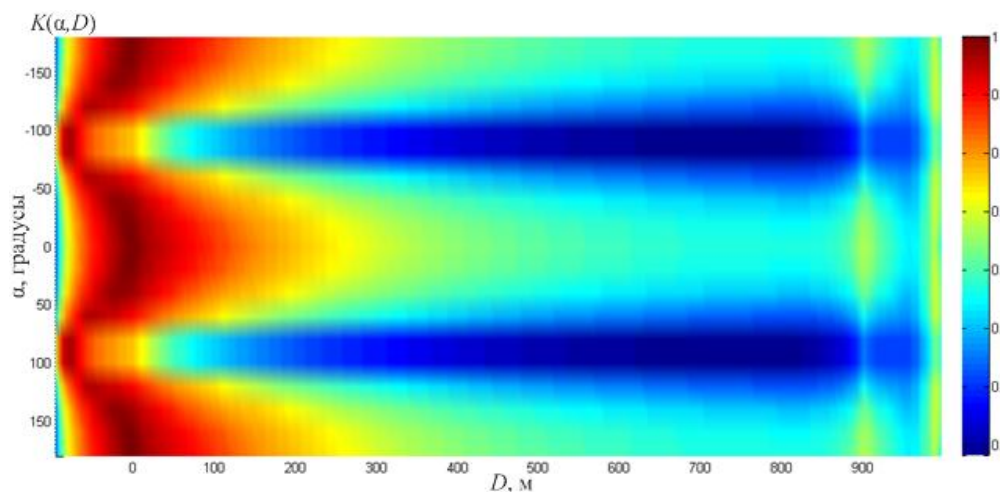


Рисунок 2.43 – Вид сверху на трехмерный график амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла; $D_f = 1100 \text{ м}$,

$$D_{c0} = 100 \text{ м}, v_0 = 7 \text{ м/с}, \alpha_0 = 0$$

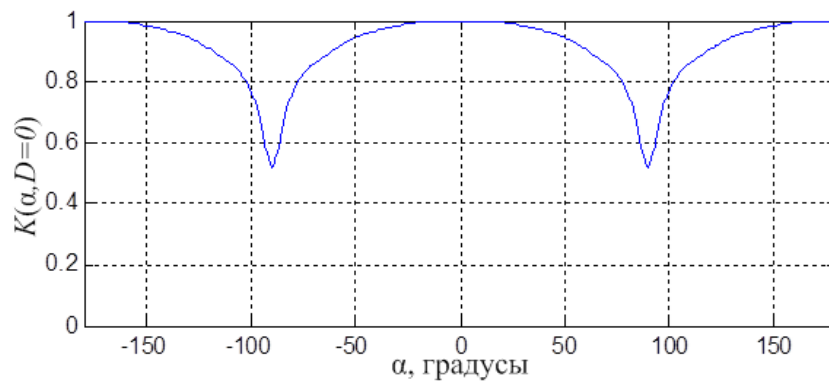


Рисунок 2.44 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки курсового угла при отсутствии смещения по дальности до цели;

$$D_f = 1100 \text{ м}, D_{c0} = 100 \text{ м}, v_0 = 7 \text{ м/с}, \alpha_0 = 0$$

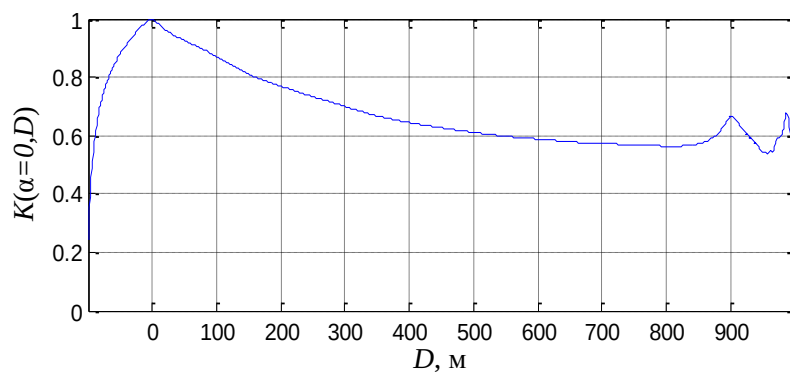


Рисунок 2.45 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу;

$$D_f = 1100 \text{ м}, D_{c0} = 100 \text{ м}, v_0 = 7 \text{ м/с}, \alpha_0 = 0$$

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла для следующих условий $\alpha_0 = 0$, $D_{c0} = 1000$ м, $D_f = 1100$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\theta = 1^\circ$, $\theta_{ц} = 6^\circ$, показан на рисунке 2.46, а ее вид сверху и сечения при $D = 0$ и $\alpha = 0$ показаны на рисунках 2.47, 2.48 и 2.49 соответственно.

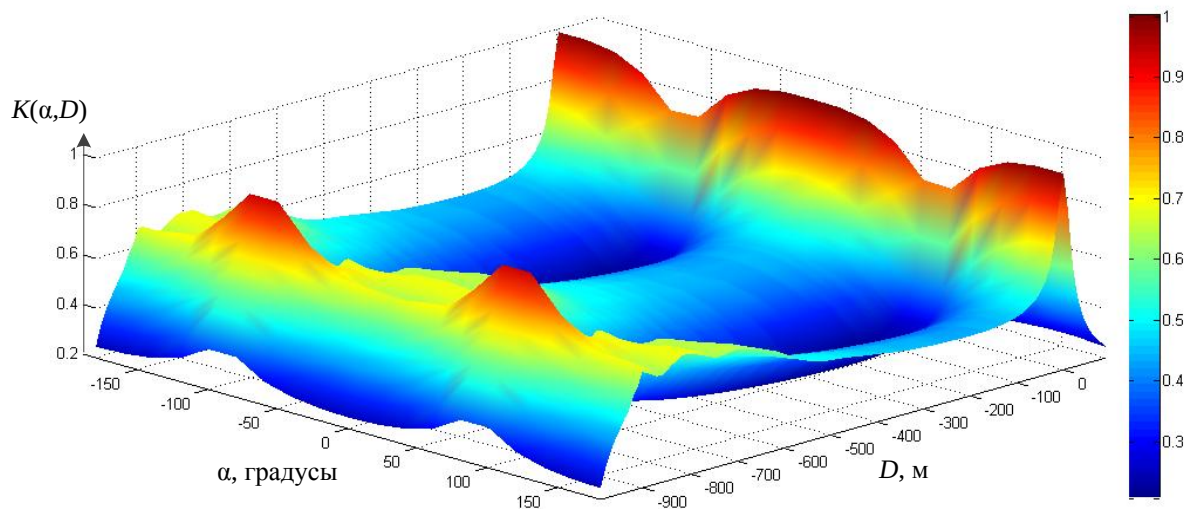


Рисунок 2.46 – Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 1000$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$

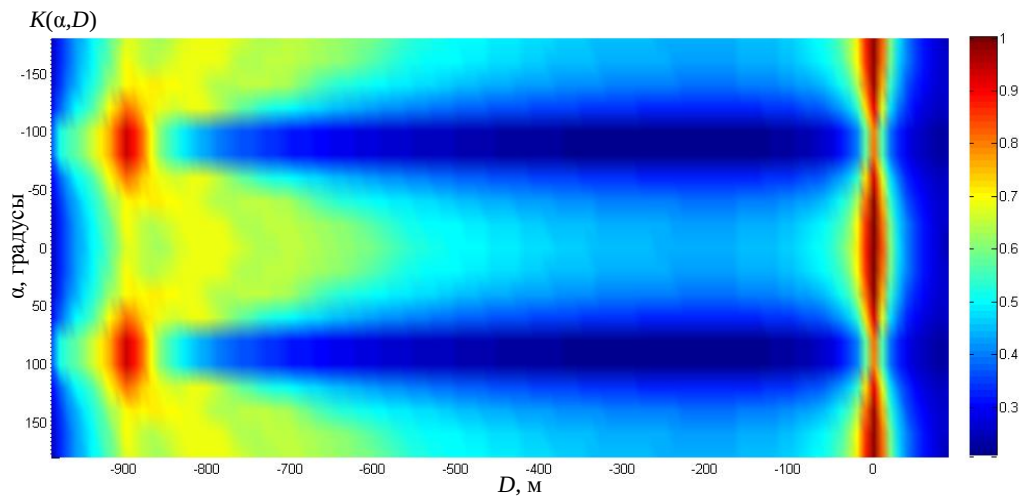


Рисунок 2.47 – Вид сверху на трехмерный график амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 1000$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$

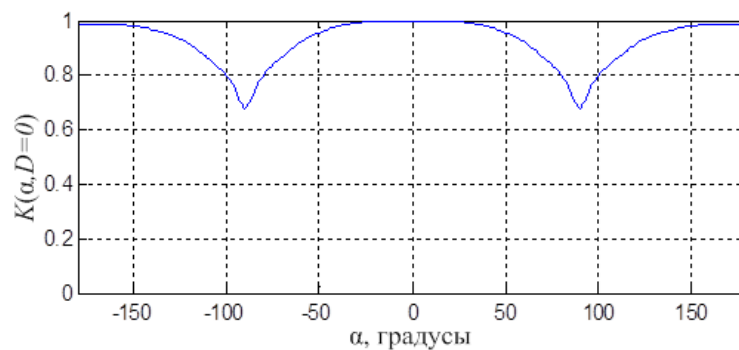


Рисунок 2.48 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки курсового угла при отсутствии смещения по дальности до цели; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 1000$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$

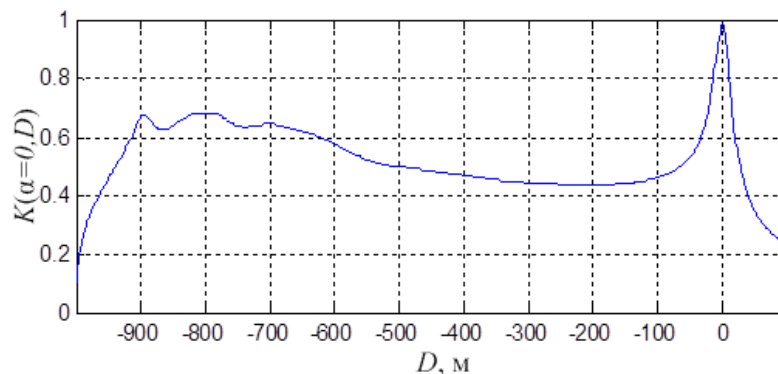


Рисунок 2.49 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 1000$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от дальности до цели и ширине ее главного лепестка ЭПР

АКФ полезного сигнала по двум параметрам – дальности до цели и ее ширине главного лепестка ЭПР – определим согласно следующему выражению:

$$K_A(\theta_{ц}, D) = \int_{-\infty}^{\infty} A_{\Sigma}(t, D_0, \theta_{ц0}) A_{\Sigma}(t, D_0 + D, \theta_{ц0} + \theta_{ц}) dt. \quad (2.77)$$

Интеграл по времени в (2.77) непосредственно не вычисляется, поэтому интегрирование будем вести численно. Ниже представлены результаты численного расчета интеграла (2.77) для определения АКФ полезного сигнала.

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ширины ее главного лепестка ЭПР для следующих условий $\alpha_0 = 0$, $D_{c0} = 550$ м, $D_f = 1100$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\theta = 1^\circ$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$, показан на рисунке 2.50, а ее вид сверху и сечения при $D = 0$ и $\theta_{ц} = 0$ показаны на рисунках 2.51, 2.52 и 2.53 соответственно.

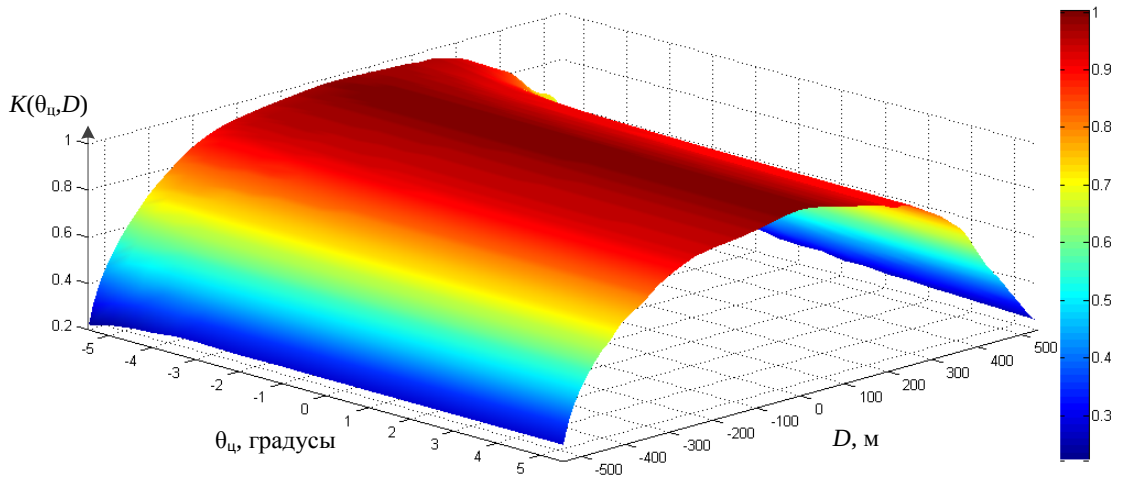


Рисунок 2.50– Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

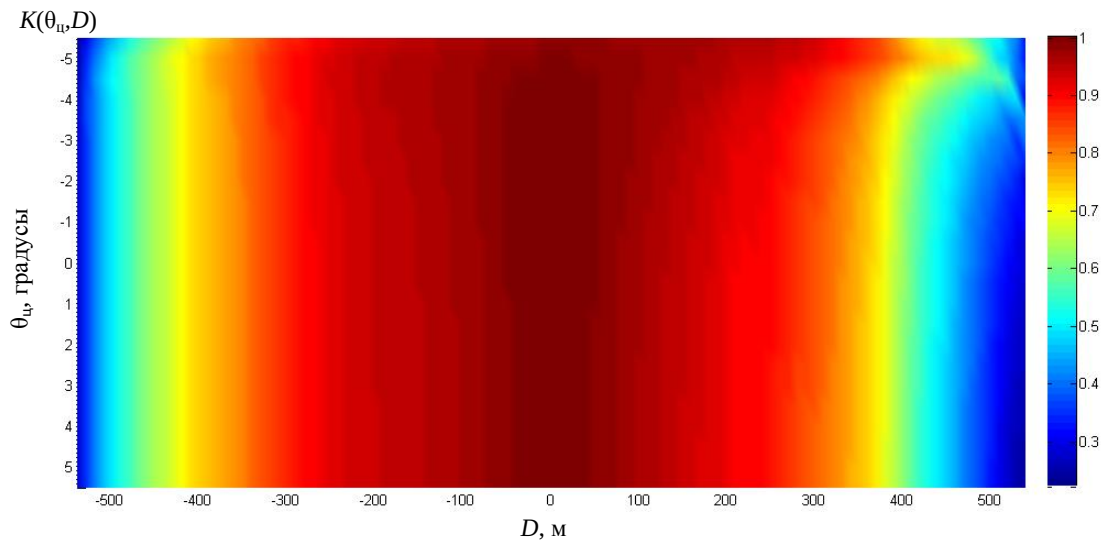


Рисунок 2.51 – Вид сверху на трехмерный график амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

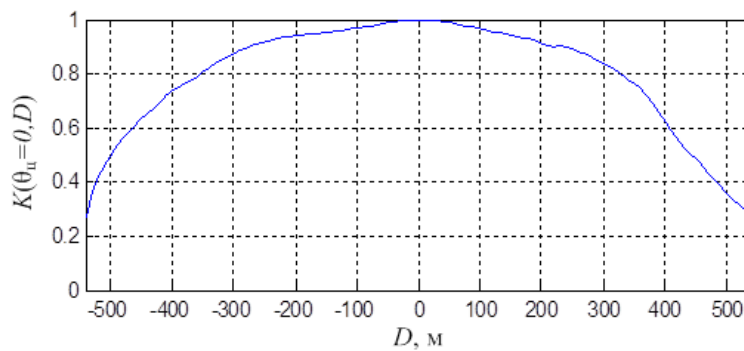


Рисунок 2.52 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу;

$$D_f = 1100 \text{ м}, D_{c0} = 550 \text{ м}, v_0 = 7 \text{ м/с}, \alpha_0 = 0, \theta_{ц0} = 6^\circ$$

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ширины ее главного лепестка ЭПР для следующих условий $\alpha_0 = 0$, $D_{c0} = 100 \text{ м}$, $D_f = 1100 \text{ м}$, $v_0 = 7 \text{ м/с}$, $\theta = 1^\circ$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$, показан на рисунке 2.53, а ее вид сверху и сечения при $D = 0$ и $\theta_{ц} = 0$ показаны на рисунках 2.54, 2.55 и 2.56 соответственно.

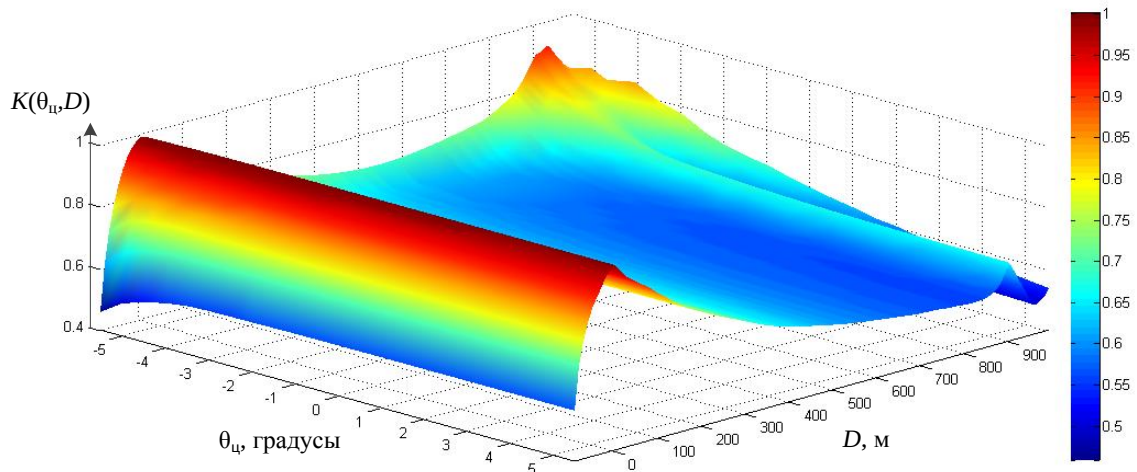


Рисунок 2.53 – Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла; $D_f = 1100 \text{ м}$, $D_{c0} = 100 \text{ м}$, $v_0 = 7 \text{ м/с}$, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

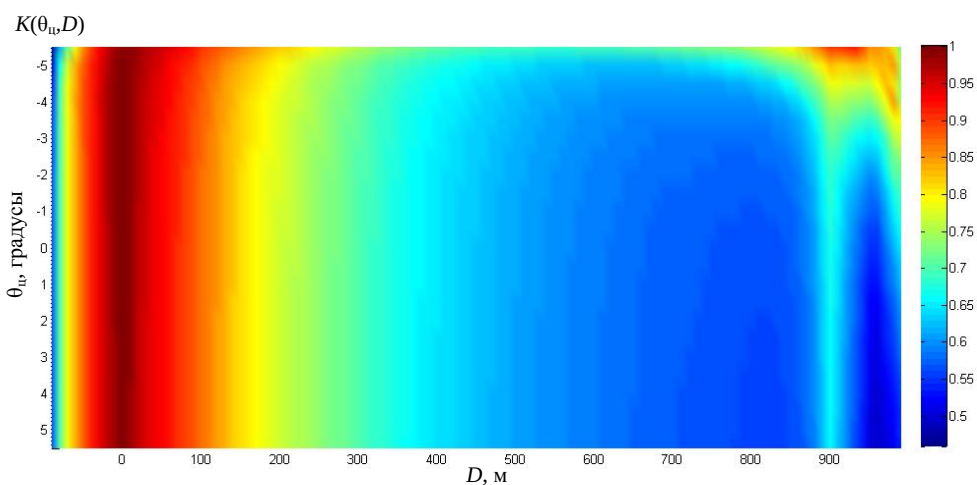


Рисунок 2.54 – Вид сверху на трехмерный график амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла; $D_f = 1100 \text{ м}$,

$$D_{c0} = 100 \text{ м}, v_0 = 7 \text{ м/с}, \alpha_0 = 0, \theta_{ц0} = 6^\circ$$

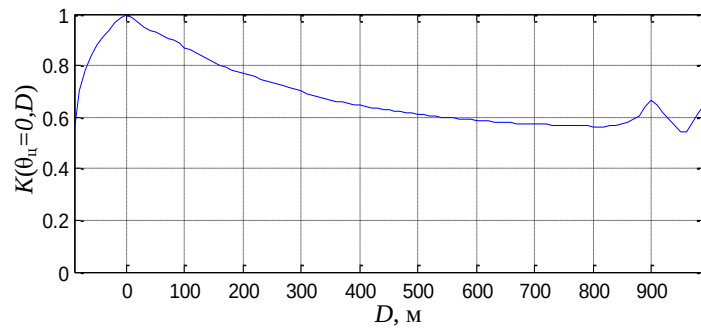


Рисунок 2.56 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу

$$D_f = 1100 \text{ м}, D_{c0} = 100 \text{ м}, v_0 = 7 \text{ м/с}, \alpha_0 = 0, \theta_{ц0} = 6^\circ$$

Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ширины ее главного лепестка ЭПР для следующих условий $\alpha_0 = 0$, $D_{c0} = 1000 \text{ м}$, $D_f = 1100 \text{ м}$, $v_0 = 7 \text{ м/с}$, $\theta = 1^\circ$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$, показан на рисунке 2.57, а ее вид сверху и сечения при $D = 0$ и $\theta_{ц} = 0$ показаны на рисунках 2.58, 2.59 соответственно.

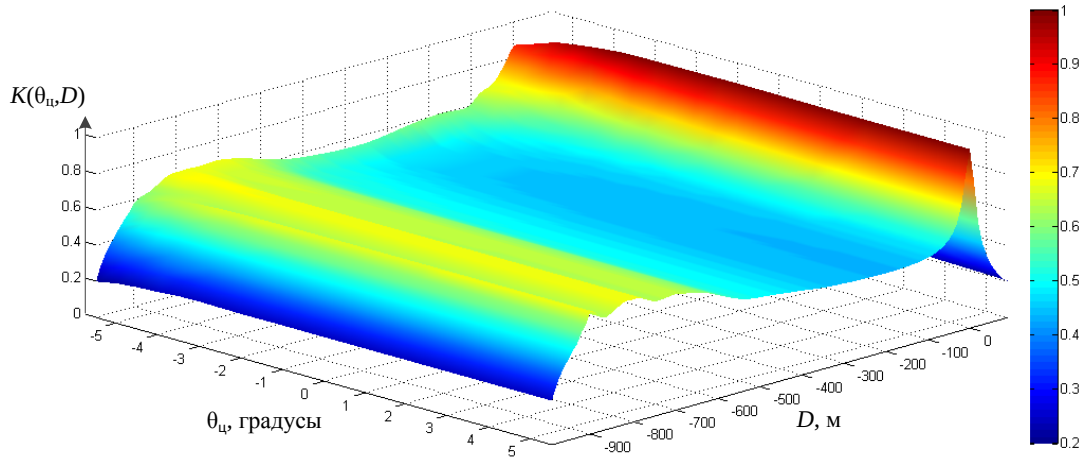


Рисунок 2.57 – Амплитуда отклика согласованного фильтра в зависимости от дальности до цели и от курсового угла; $D_f = 1100 \text{ м}$, $D_{c0} = 1000 \text{ м}$, $v_0 = 7 \text{ м/с}$, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

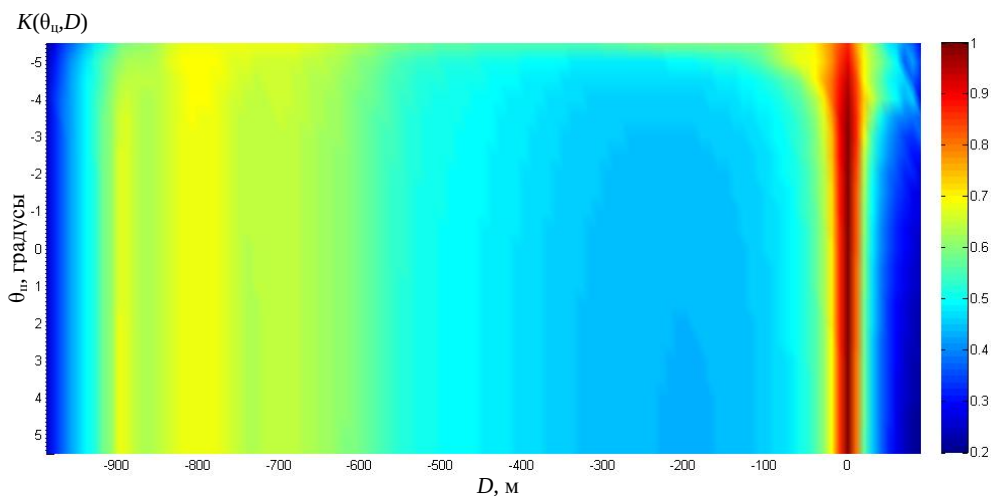


Рисунок 2.58 – Вид сверху на трехмерный график амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели и ее курсового угла; $D_f = 1100 \text{ м}$, $D_{c0} = 1000 \text{ м}$, $v_0 = 7 \text{ м/с}$, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

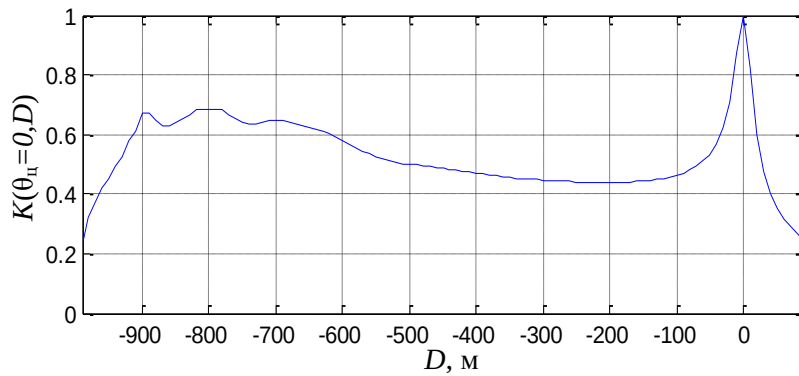


Рисунок 2.59 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу;

$$D_f = 1100 \text{ м}, D_{c0} = 1000 \text{ м}, v_0 = 7 \text{ м/с}, \alpha_0 = 0, \theta_{\text{ц}0} = 6^\circ$$

2.7 Оценка ширины функции отклика согласованного фильтра в зависимости от параметров полезного сигнала

Разнообразие форм функций **отклика согласованного фильтра** для типа конкретного МБПЛА и параметров антенны радиолокатора определяется сочетаниями конкретных значений дальности до цели, а также ее скорости, курсового угла. В силу непрерывности принимаемых значений указанными величинами количество всевозможных сочетаний стремится к бесконечности.

Для определения количества согласованных фильтров в структурной схеме обнаружителя исследуем сечения функций амплитуды отклика согласованного фильтра при рассогласовании по дальности до цели, ее скорости и курсового угла и определим ширину этих функций по уровню 0,5. Для упрощения анализа рассмотрим указанные функции отдельно по дальности и по скорости с параметром – курсовой угол цели.

Амплитуда отклика согласованного фильтра при рассогласовании по дальности

Примеры функций амплитуды отклика согласованного фильтра по дальности при следующих условиях $D_f = 1000$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{\text{ц}0} = 6^\circ$ для трех дальностей до цели $D_{c0} = 30$ м, $D_{c0} = 550$ м, $D_{c0} = 780$ м и $D_{c0} = 950$ м приведены на рисунках 2.60 – 2.63. Рассогласования по другим параметрам отсутствует.

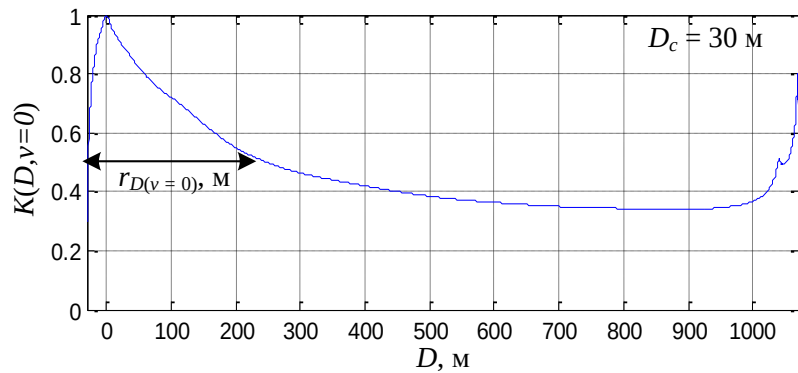


Рисунок 2.60 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу и скорости; $D_f = 1000$ м, $D_{c0} = 30$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

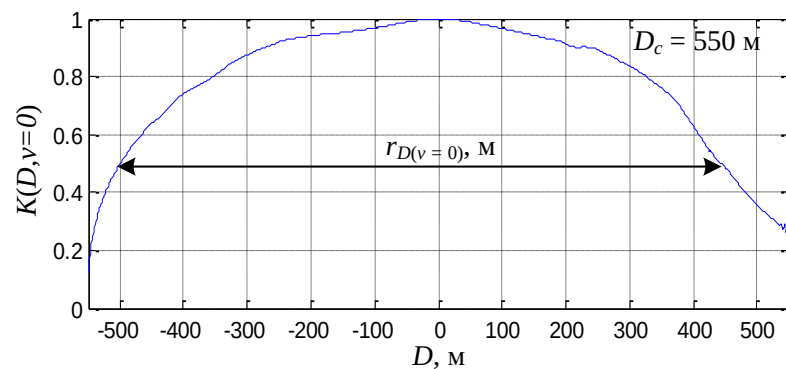


Рисунок 2.61 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу и скорости; $D_f = 1000$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

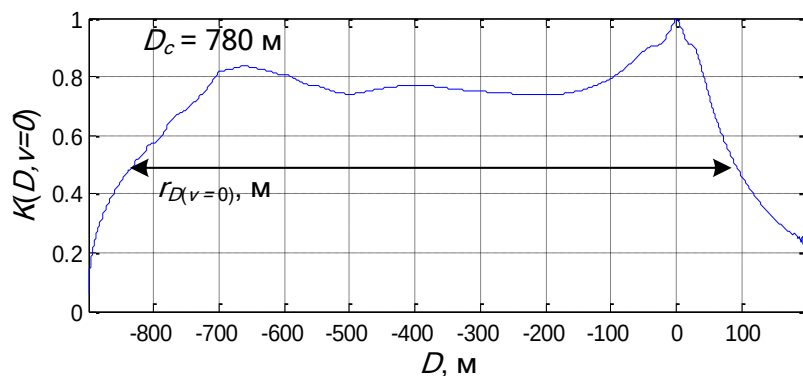


Рисунок 2.62 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу и скорости; $D_f = 1000$ м, $D_{c0} = 780$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

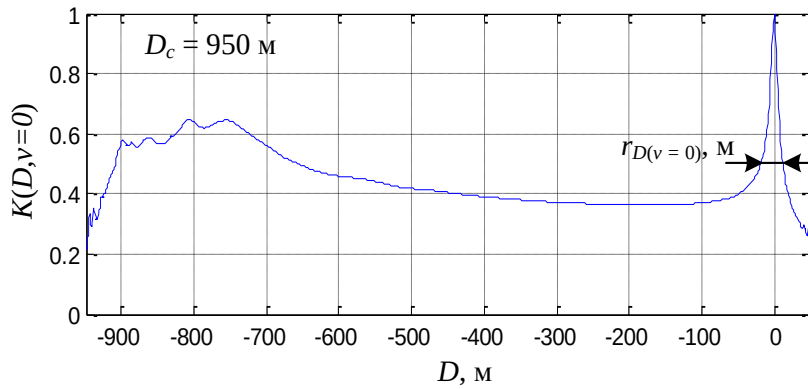


Рисунок 2.63 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу и скорости; $D_f = 1000$ м, $D_{c0} = 950$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

Анализ этих графиков показывает, что при нахождении цели у радиолокатора амплитуда отклика согласованного фильтра как функция рассогласования по дальности является несимметричной, а ее полуширина в сторону фона значительно больше, чем в сторону радиолокатора. При нахождении цели приблизительно между радиолокатором и фоном указанную функцию можно считать примерно симметричной относительно нуля. При сближении цели с фоном функция амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от рассогласования по дальности в окрестности нуля становится более симметричной, а ее ширина значительно меньше, чем при расположении цели у радиолокатора.

Интервал корреляции является сложной функцией дальности до цели. Это подтверждается соответствующей зависимостью интервала корреляции на рисунке 2.64.

Согласно рисунку 2.64, зависимость интервала корреляции функции амплитуды отклика согласованного фильтра при рассогласовании по дальности до цели от D_{c0} является немонотонной функцией с тремя характерными участками с максимальным значением 1000 м.

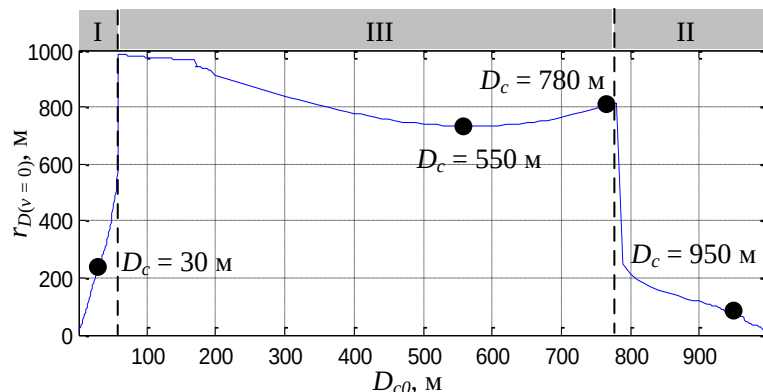


Рисунок 2.64 – Интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} при отсутствии смещения по ее курсовому углу и скорости; $D_f = 1000$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

При нахождении цели на расстояниях от радиолокатора до 60 м (первый участок) и от 778 до 1000 м (второй участок) интервал корреляции изменяется нелинейно, уменьшаясь при

приближении цели к фону и к радиолокатору соответственно. Причем, значительное уменьшение интервала корреляции наблюдается при приближении цели к фону. На дальности до цели от 60 до 778 м (третий участок) интервал корреляции в среднем составляет около 87 % от дальности до фона.

На этом же рисунке отмечены точки, для которых на рисунках 2.60 – 2.63 показаны сечения трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу и скорости.

Для примера зависимость интервала корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при рассогласовании по дальности до цели от D_{c0} при расстоянии до фона 500 м показана на рисунке 2.65.

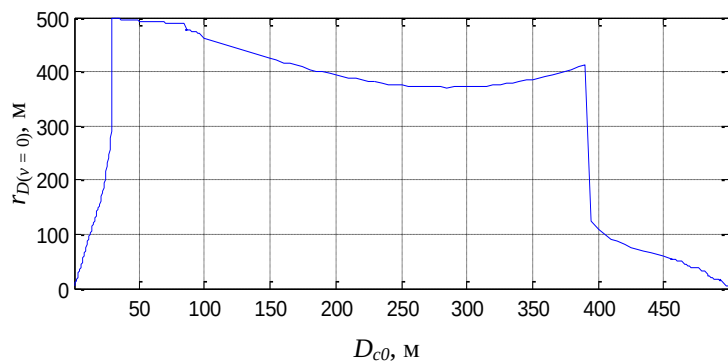


Рисунок 2.65 – Интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} при отсутствии смещения по ее курсовому углу и скорости; $D_f = 500$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

Анализ рисунков 2.64, 2.65 и им аналогичных показывает, что зависимость интервала корреляции функции амплитуды отклика согласованного фильтра от дальности до цели D_{c0} в отсутствии смещения по ее курсовому углу и скорости для расстояний до фона не более 3000 м практически одинакова. Для этих условий, изменение расстояния до фона D_f приводит к масштабированию этого графика по оси абсцисс и ординат. Кроме этого, максимум этой функции равен D_f . График интервала корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при рассогласовании по дальности до цели в зависимости от D_{c0} удобно нормировать на D_f для последующей оценки количества согласованных фильтров обнаружителя (рисунок 2.66).

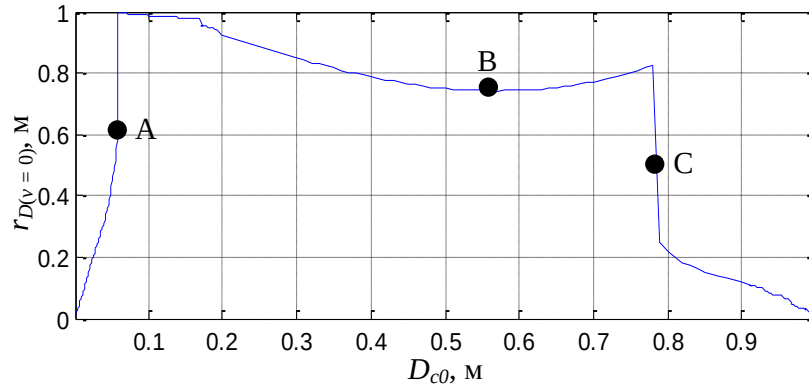


Рисунок 2.66 – Нормированный интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} при отсутствии смещения по ее курсовому углу и скорости; $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

На нормированной зависимости интервала корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при рассогласовании по дальности до цели в зависимости от D_{c0} можно выделить три характерные точки. В точках «А» и «С» происходит скачкообразное изменение ширины сечения трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки дальности до цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу и скорости. В этих точках значения амплитуды отклика согласованного фильтра при больших расстройках дальности до цели превышает половину от максимального значения, и в этих точках ширина сечения указанного графика резко возрастает. Это легко проследить, анализируя переход от графика на рисунке 2.60 к графику на рисунке 2.61 – точка «А», и обратный переход от графика на рисунке 2.62 к графику рисунка 2.64 – точка «С»). Физически это связано с малым изменением разности хода интерферирующих лучей в центральной части трассы «радиолокатор-фон» по отношению к аналогичному изменению разности хода для участков трассы у радиолокатора и у фона. Точка «А» соответствует дальности до цели, равной 0,06 от дальности до фона, а точка «С» – 0,78 от дальности до фона.

В точке «В» наблюдается снижение интервала корреляции до уровня 0,74 от дальности до фона.

Для расстояний от $0,001 \cdot D_f$ до $0,06 \cdot D_f$ (участок I) нормированный интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} может быть аппроксимирован со среднеквадратической ошибкой не более 5 % следующим полиномом 3-й степени:

$$r_D(v=0) = 2800 \cdot \left(\frac{D_{c0}}{D_f} \right)^3 - 180 \cdot \left(\frac{D_{c0}}{D_f} \right)^2 + 11 \cdot \left(\frac{D_{c0}}{D_f} \right) - 0,016. \quad (2.78)$$

Нормированный интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} для расстояний от $0,78 \cdot D_f$ до D_f (участок II)

может быть аппроксимирован со среднеквадратической ошибкой не более 4 % следующим полиномом 3-й степени:

$$r_D(v=0) = 37 \cdot \left(\frac{D_{c0}}{D_f} \right)^3 + 100 \cdot \left(\frac{D_{c0}}{D_f} \right)^2 - 90 \cdot \left(\frac{D_{c0}}{D_f} \right) + 27. \quad (2.79)$$

Для расстояний от $0,06 \cdot D_f$ до $0,78 \cdot D_f$ (участок III) нормированный интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} можно принять равным $0,74 \cdot D_f$.

Оценим интервал корреляции функции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} при разных скоростях ее движения (см. рисунок 2.67).

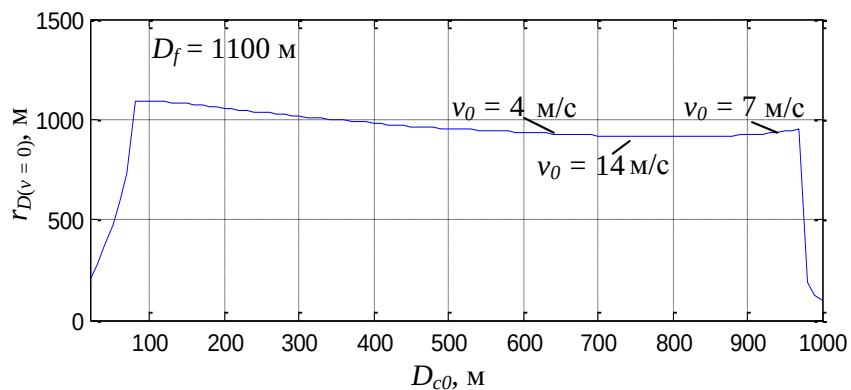


Рисунок 2.67 – Интервал корреляции функции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} при отсутствии смещения по ее курсовому углу и скорости; $D_f = 1100$ м, $v_0 = 4, 7$ и 14 м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

Как показывает рисунок 2.68, скорость движения цели не влияет на интервал корреляции функции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} в условиях отсутствия смещения по ее курсовому углу и скорости. Изменение скорости движения цели приводит к масштабированию во времени **отклика согласованного фильтра, которое не зависит от дальности до цели при фиксированной дальности до фона.**

Оценим интервал корреляции функции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} при разных курсовых углах (см. рисунок 2.68).

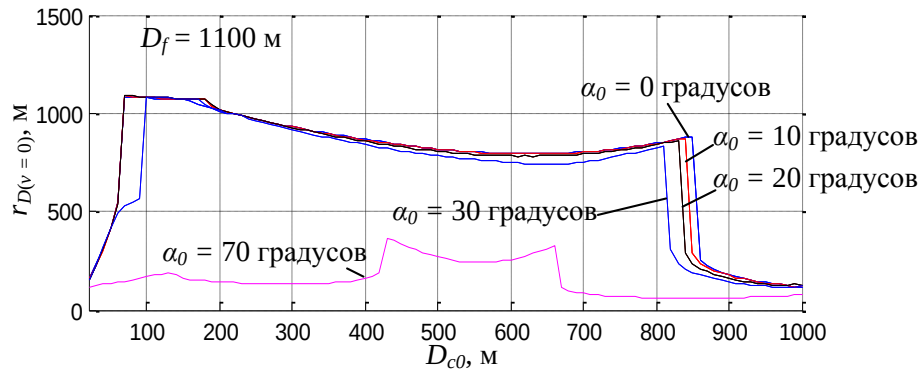


Рисунок 2.68 – Интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} при отсутствии смещения по скорости и смещения по курсовому углу; $D_f = 1100$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$ (синий верхний график), 10° (красный график), 20° (черный график) и 30° (синий нижний график), $\theta_{ц0} = 6^\circ$

Изменение курсового угла движения цели в пределах $\pm 30^\circ$ приводит к изменению интервала корреляции функции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке дальности до цели в зависимости от D_{c0} , однако этими изменениями можно пренебречь при ориентировочной оценке количества согласованных фильтров обнаружителя. При больших курсовых углов указанная зависимость претерпевает значительные изменения.

Амплитуда отклика согласованного фильтра при рассогласовании по скорости

Примеры функций амплитуды отклика согласованного фильтра по скорости при следующих условиях $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$ для двух скоростей движения цели $v_0 = 7$ м/с и $v_0 = 4$ м/с приведены на рисунках 2.69, 2.70. Рассогласования по другим параметрам отсутствует.

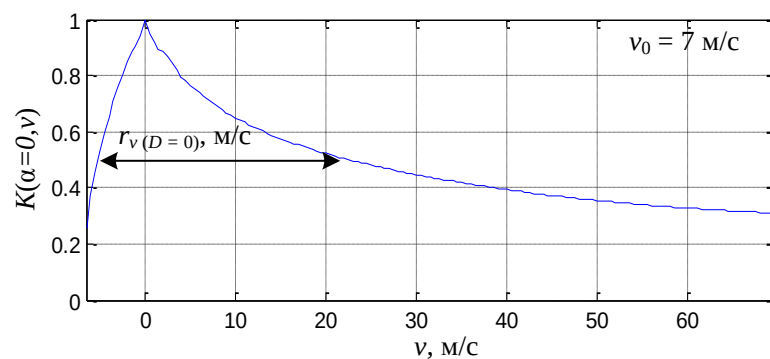


Рисунок 2.69 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу и дальности; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 7$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

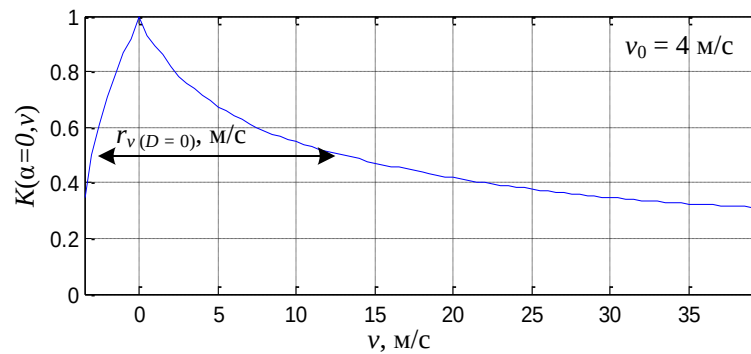


Рисунок 2.70 – Сечение трехмерного графика амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу и дальности; $D_f = 1100$ м, $D_{c0} = 550$ м, $v_0 = 4$ м/с, $\alpha_0 = 0$, $\theta_{ц0} = 6^\circ$

Анализ представленных материалов показывает, что интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра в зависимости от расстройки скорости цели при отсутствии смещения по ее курсовому углу и дальности прямо пропорциональна скорости движения цели. Это подтверждает линейная зависимость интервала корреляции указанной функции в зависимости от скорости движения цели для разных дальностей D_c , изображенная на рисунке 2.71.

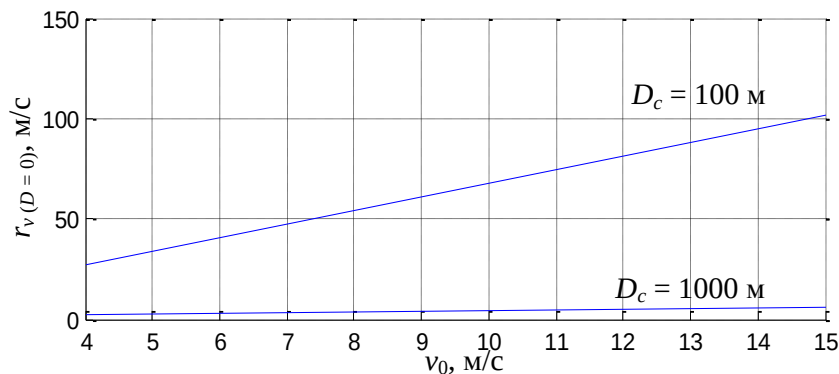


Рисунок 2.71 – Интервал корреляции функции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке скорости цели в зависимости от v_0 при отсутствии смещения по дальности до цели и смещения по курсовому углу

Как видно из рисунка 2.71, при движении цели к фону интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при рассогласовании по скорости уменьшается, а при движении цели к радиолокатору – увеличивается. Эта зависимость от дальности до цели описывается сложной немонотонной функцией (рисунок 2.72).

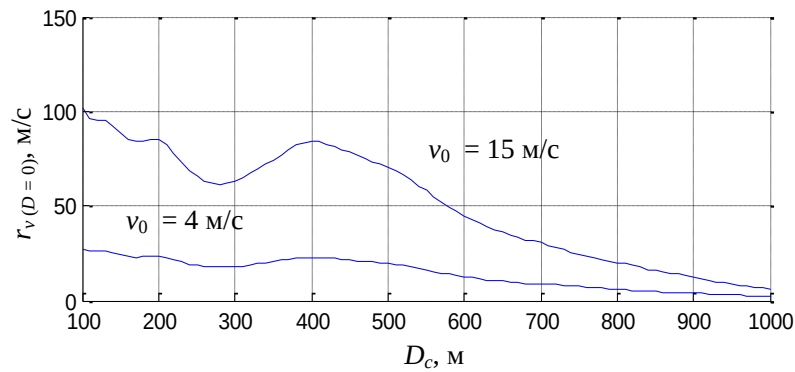


Рисунок 2.72 – Интервал корреляции функции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке скорости цели в зависимости от расстояния до цели D_{c0} при отсутствии смещения по дальности до цели и смещения по курсовому углу

Для оценки количества согласованных фильтров будем ориентироваться на минимальное значение интервала корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при рассогласовании по скорости, наблюдаемое при движении цели с учетом ее габаритов на расстоянии $D_f - 0,3$ м от фона. Нормированный на скорость движения цели интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при рассогласовании по скорости представлен на рисунке 2.73.

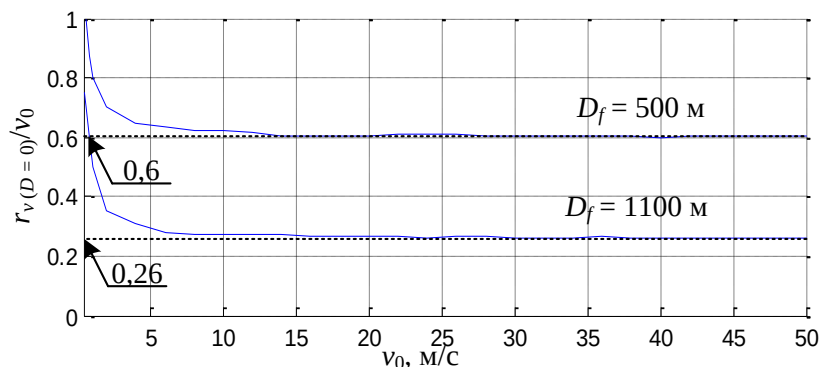


Рисунок 2.73 – Нормированный интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке скорости цели в зависимости от v_0 при отсутствии смещения по дальности до цели и смещения по курсовому углу;
дальность до цели $D_f - 0,3$ м

Представленные материалы показывают, что для оценки количества согласованных фильтров при рассогласовании по скорости следует ориентироваться на минимальную скорость движения цели (рисунок 2.71) и наименьшее расстояние между фоном и целью (рисунок 2.72). Для расстояния до фона $D_f = 500$ м минимальный нормированный интервал корреляции составляет 0,26 от скорости движения цели, а при расстоянии $D_f = 1100$ м равен 0,6 от скорости движения цели. Минимальный нормированный интервал корреляции обозначим как $\alpha_{цф}$. Зависимость минимального нормированного интервала корреляции от расстояния до фона представлена на рисунке 2.74 для расстояний до фона в диапазоне от 400 до 5000 м.

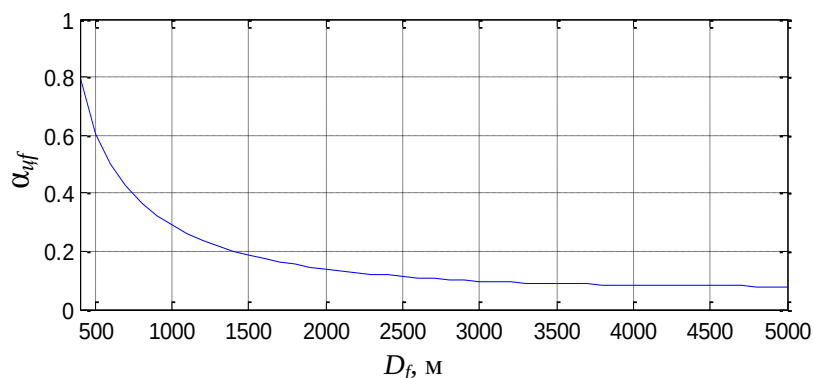


Рисунок 2.74 – Нормированный минимальный интервал корреляции α_{uf} амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке скорости цели в зависимости от дальности до фона D_f

Эта зависимость в указанном интервале расстояний может быть аппроксимирована со среднеквадратической ошибкой не более 6 % следующим полиномом 8-й степени:

$$\alpha_{uf} = 3,1 \cdot 10^{-21} D_f^6 - 5,7 \cdot 10^{-17} D_f^5 + 4,1 \cdot 10^{-13} D_f^4 - 1,5 \cdot 10^{-9} D_f^3 + 3,1 \cdot 10^{-6} D_f^2 - 3,4 \cdot 10^{-3} D_f + 1,7. \quad (2.80)$$

Оценим интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке скорости цели при разных курсовых углах (см. рисунок 2.75).

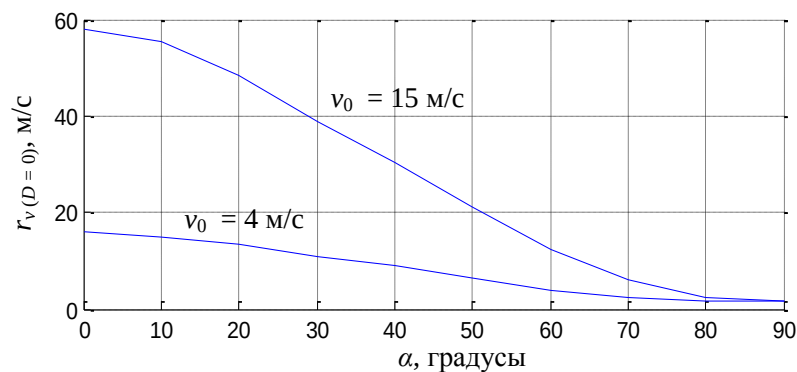


Рисунок 2.75 – Интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке скорости цели в зависимости от курсового угла при отсутствии смещения по дальности; скорости движения цели $v_0 = 4$ м/с и $v_0 = 15$ м/с; $D_f = 1100$ м

Изменение курсового угла движения цели приводит к уменьшению интервала корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке скорости движения цели. После нормировки на скорость движения цели v_0 указанные графики мало отличаются при малых курсовых углах (рисунок 2.76) и могут быть аппроксимированы следующим выражением:

$$r_v(D=0, \alpha) = r_{v0}(D=0, \alpha) \cdot (2,7 \cdot 10^{-6} \cdot \alpha^3 - 3,2 \cdot 10^{-4} \cdot \alpha^2 - 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot \alpha + 1). \quad (2.81)$$

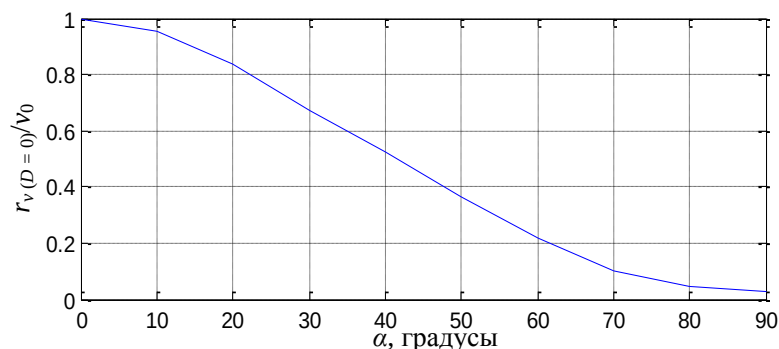


Рисунок 2.76— Нормированный интервал корреляции амплитуды отклика согласованного фильтра при расстройке скорости цели в зависимости от курсового угла при отсутствии смещения по дальности; $D_f = 1100$ м

2.8 Оценка количества согласованных фильтров обнаружителя МБПЛА

На основе представленных выше результатов может быть произведена оценка количества согласованных фильтров в структурной схеме обнаружителя МБПЛА. Методика расчета может быть следующей.

Исходными данными для расчета количества согласованных фильтров являются дальность до фона D_f , интервал скоростей движения цели Δv , и курсового угла α движения цели.

Шаг 1. По значению дальности до фона D_f с помощью выражений (2.78) и (2.79) итеративно рассчитываются значения дальности до цели D_{c0} на участках I и II трассы, для которых рассчитываются импульсные реакции согласованных фильтров. Итеративная процедура может быть реализована алгоритмически в соответствии с рисунком 2.77.

Алгоритм представляет собой следующую последовательность действий:

- 1) ввод дальности до фона;
- 2) расчет дальности до цели;
- 3) расчет интервала корреляции по дальности;
- 4) пересчет дальности до цели путем его увеличения на интервал корреляции по дальности;
- 5) если дальность до цели не превышает дальности до фона, то повторяется пункт 3. В противном случае алгоритм завершается.

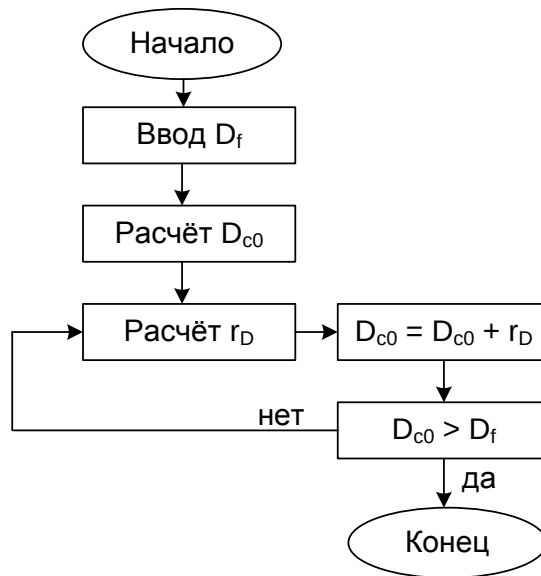


Рисунок 2.77 – Алгоритм расчета дальности до цели для последующего расчета импульсных реакций согласованного фильтра

Таким образом, на данном шаге для участков I-III будет получен вектор из N дальностей до цели.

Шаг 2. Для каждой дальности до цели по формуле (2.80) рассчитывается поправочный коэффициент и минимальный интервал корреляции по скорости как $r_{v0}(D=0, \alpha) = \alpha_{uf} \cdot v_{c0}$.

Шаг 3. Минимальный интервал корреляции по скорости $r_{v0}(D=0, \alpha)$ по формуле (2.81) пересчитывается с учетом курсового угла движения цели $r_v(D=0, \alpha)$.

Шаг 4. Рассчитывается количество согласованных фильтров по скорости M с помощью следующего выражения:

$$M = \left[\frac{\Delta v}{r_v(D=0, \alpha)} \right], \quad (2.82)$$

где $[.]$ – операция округления до целого.

Шаг 5. Рассчитываются скорости для определения импульсных реакций M согласованных фильтров согласно выражению:

$$v_j = v_{\min} + j \cdot r_v(D=0, \alpha). \quad (2.83)$$

Шаг 6. Рассчитывается количество согласованных фильтров на одну квадратурную составляющую импульсной реакции как $W = N \cdot M$. Тогда общее количество согласованных фильтров составляет $W = 2 \cdot N \cdot M$.

Предложенная методика расчета количества согласованных фильтров может быть использована при проектировании структурной схемы обнаружителя МБПЛА.

2.9 Фильтрация полезного сигнала в задаче обнаружения МБПЛА фонового радиолокатора

Известно, что характеристики обнаружения МБПЛА в фоновом радиолокаторе определяются отношением энергии полезного сигнала к уровню помех. Энергия полезного сигнала определяет максимальное значение отклика согласованного фильтра. Для сложных сигналов отклик согласованного фильтра меньше длительности сигнала на его входе. Отношение длительности отклика согласованного фильтра к длительности сигнала на его входе определяет коэффициент сжатия или базу сигнала [60]. Отношение мощности полезного сигнала к шуму на выходе согласованного фильтра обнаружителя пропорционально коэффициенту сжатия полезного сигнала.

Для последующего анализа характеристик обнаружения МБПЛА в фоновом радиолокаторе определим зависимость коэффициента сжатия полезного сигнала в зависимости от параметров его движения.

Определим коэффициент сжатия B полезного сигнала следующим нетрадиционным образом:

$$B = \frac{\tau_{\text{ВХ}}}{\tau_{\text{ВЫХ}}}, \quad (2.84)$$

где $\tau_{\text{ВХ}}$ — длительность полезного сигнала на входе согласованного фильтра;

$\tau_{\text{ВЫХ}}$ — длительность отклика согласованного фильтра.

Полезный сигнал имеет вид убывающей, в общем случае, осциллирующей функции без выраженных временных границ. Определим длительность полезного сигнала на входе согласованного фильтра как интервал времени, в котором сосредоточено 90% от энергии полезного сигнала на достаточно большом промежутке времени (рисунок 2.78). Длительность такого промежутка при расчетах составляла 1 с.

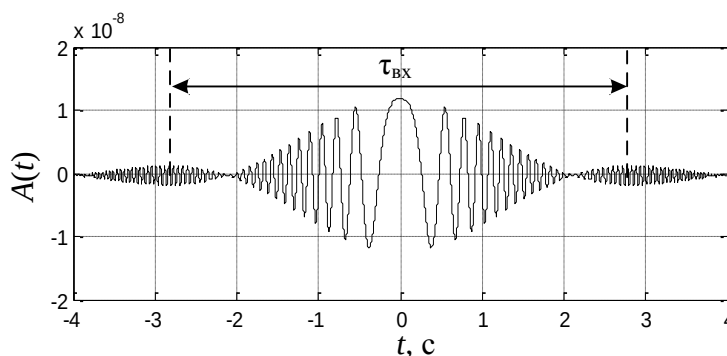
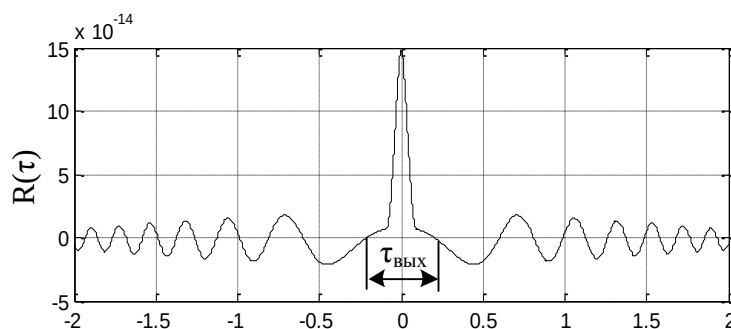
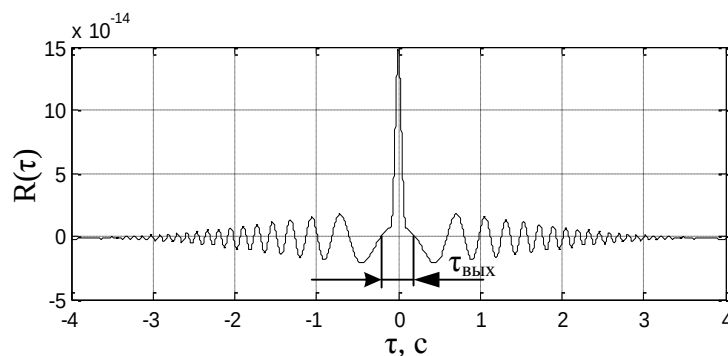


Рисунок 2.78 – Пример входного сигнала согласованного фильтра

Определим длительность отклика как длительность выходного сигнала согласованного фильтра по нулям главного лепестка (рисунок 2.79).



а) – укрупненный по временной шкале график сигнала



б) – выходной сигнал

Рисунок 2.79 – Пример выходного сигнала согласованного фильтра

Форма полезного сигнала зависит от соотношения между дальностью до фона и дальностью до цели. Получить аналитически такие зависимости, к сожалению, не представляется возможным. Однако можно оценить такую зависимость численно.

Зависимости коэффициента сжатия полезного сигнала от отношения дальности до цели к дальности до фона представлена на рисунке 2.80. Анализ этих зависимостей показывает, что с приближением движущейся цели к фону коэффициент сжатия полезного сигнала возрастает нелинейно: при изменении D_c/D_f на интервале от нуля до 0,7 коэффициент сжатия возрастает не более чем на 20 % от своего значения $B_{0,98}$ при дальности до цели $0,98 \cdot D_f$. При изменении D_c/D_f на интервале от 0,7 до 0,98 коэффициент сжатия возрастает существенно. Изменение дальности до фона практически не изменяет зависимость коэффициента сжатия полезного сигнала от дальности до фона, поэтому в дальнейшем рассмотрим одну из них (для $D_f = 5000$ м). На рисунке 2.81 представлена нормированная на значение $B_{0,98}$ зависимость коэффициента сжатия полезного сигнала от D_c/D_f .

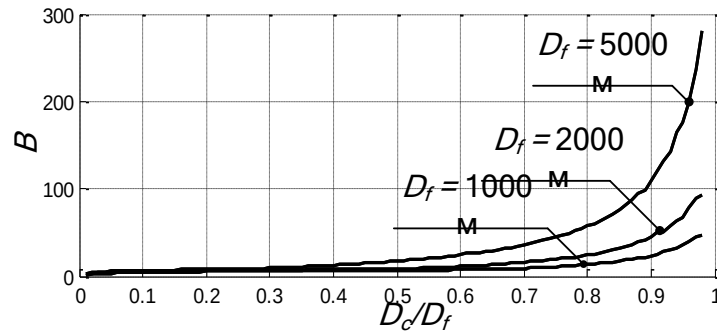


Рисунок 2.80 – Зависимость коэффициента сжатия полезного сигнала от отношения дальности до цели к дальности до фона; $v = 7$ м/с, $\alpha = 0$

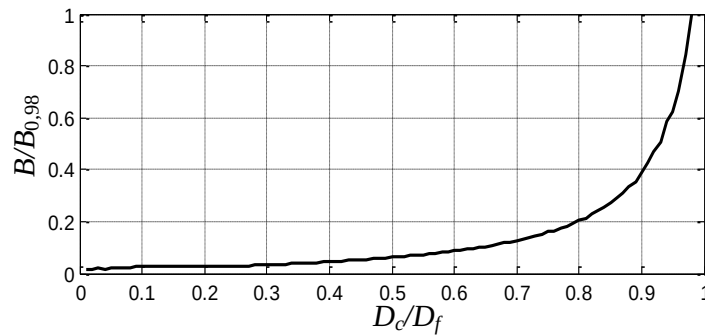


Рисунок 2.81 – Зависимость нормированного коэффициента сжатия полезного сигнала от отношения дальности до цели к дальности до фона; $v = 7$ м/с, $\alpha = 0$

Изменение коэффициента сжатия на интервале дальностей до цели $[0,15; 0,98]$ D_f можно аппроксимировать с погрешностью не более 10 % следующим полиномом:

$$B = B_{0,98} \cdot \left[150 \cdot \left(\frac{D_c}{D_f} \right)^7 - 470 \cdot \left(\frac{D_c}{D_f} \right)^6 + 580 \cdot \left(\frac{D_c}{D_f} \right)^5 - 360 \cdot \left(\frac{D_c}{D_f} \right)^4 + 120 \cdot \left(\frac{D_c}{D_f} \right)^3 - 20 \cdot \left(\frac{D_c}{D_f} \right)^2 + 1,5 \cdot \left(\frac{D_c}{D_f} \right) - 0,011 \right]. \quad (2.85)$$

В свою очередь, при фиксированной дальности до цели $D_c = \text{const}$, скорости и курсового угла ее движения, коэффициент сжатия B полезного сигнала возрастает с увеличением дальности до фона D_f , в соответствии с рисунком 2.82.

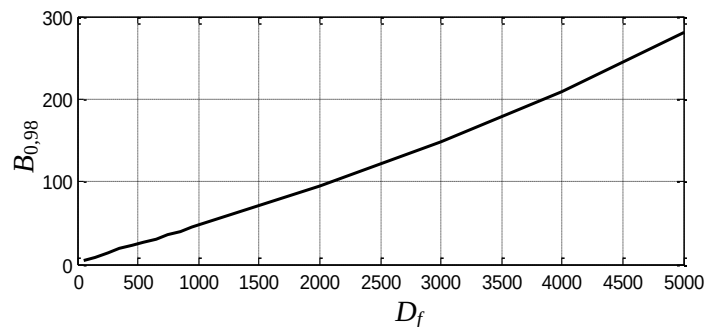


Рисунок 2.82 – Коэффициент сжатия $B_{0,98}$ полезного сигнала для цели на дальности $0,98 \cdot D_f$ в зависимости от дальности до фона; $v = 7$ м/с, $\alpha = 0$

Коэффициент сжатия $B_{0,98}$ полезного сигнала в зависимости от дальности до фона изменяется по квадратичному закону. На интервале дальностей до фона от 100 до 5000 м зависимость коэффициента сжатия $B_{0,98}$ сигнала можно аппроксимировать следующим выражением:

$$B_{0,98} = 3,4 \cdot 10^{-6} \cdot D_f^2 + 3,8 \cdot 10^{-3} \cdot D_f + 4,8. \quad (2.86)$$

Погрешность аппроксимации на дальностях до фона в интервале от 100 до 250 м не превышает 25 %, а на дальностях до фона в интервале от 250 до 5000 м не более 4 %.

Отметим, что с увеличением скорости движения цели коэффициент сжатия полезного сигнала увеличивается незначительно, что иллюстрируется рисунком 2.83.

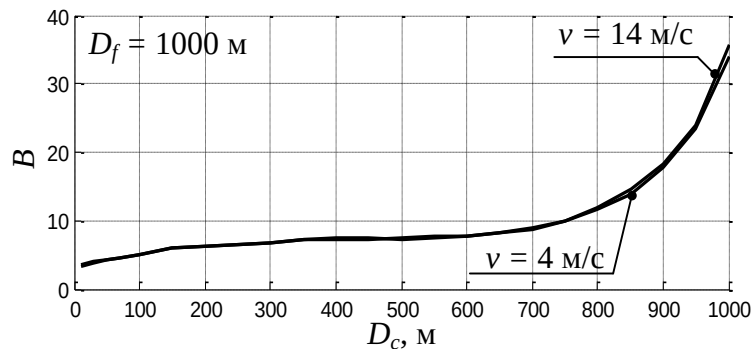


Рисунок 2.83 – Коэффициент сжатия полезного сигнала B в зависимости от дальности до цели для разных скоростей ее движения: $v = 4$ м/с и $v = 14$ м/с; $D_f = 1000$ м; $\alpha = 0$

Рассмотрим влияние курсового угла α движения цели на коэффициент сжатия полезного сигнала. Оказывается, что с увеличением угла движения цели относительно линии визирования «радиолокатор-фон» коэффициент сжатия полезного сигнала возрастает, в соответствии с рисунком 2.84.

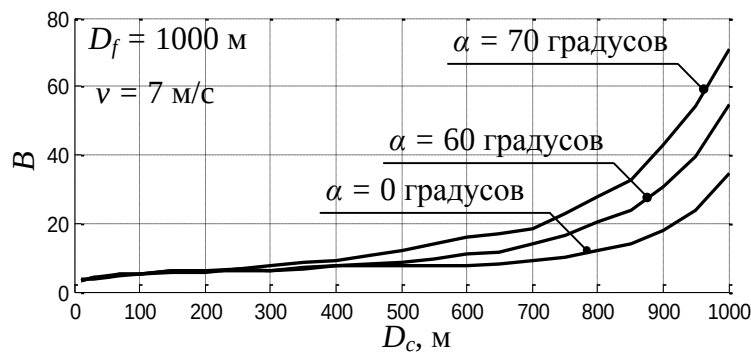


Рисунок 2.84 – Коэффициент сжатия полезного сигнала B в зависимости от дальности до цели для разных курсовых углов ее движения: $\alpha = 0$, $\alpha = 60$ и $\alpha = 70^\circ$; $D_f = 1000$ м; $v = 7$ м/с

Зависимость коэффициента сжатия $B_{0,98}$ полезного сигнала при дальности до цели $0,98 \cdot D_f$ от курсового угла α изображена на рисунке 2.86.

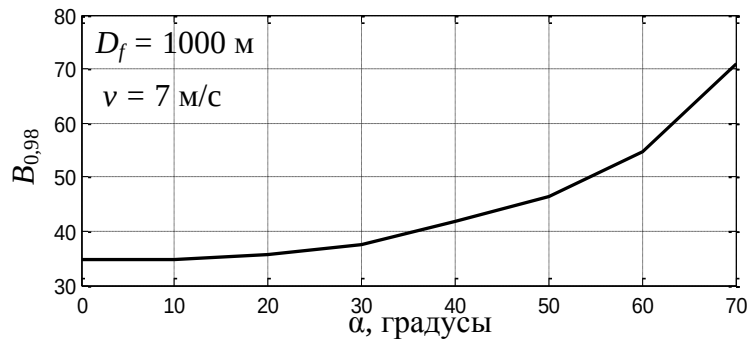


Рисунок 2.85 – Коэффициент сжатия полезного сигнала $B_{0,98}$ в зависимости от курсового угла ее движения при фиксированной дальности до цели $D_c = 0,98 \cdot D_f$; $D_f = 1000$ м; $v = 7$ м/с

В интервале курсового угла от 0 до 70° коэффициент сжатия можно аппроксимировать с погрешностью не более 4 % следующей кубической зависимостью:

$$B_{0,98}(\alpha) = 1,7 \cdot 10^{-4} \cdot \alpha^3 - 6,5 \cdot 10^{-3} \cdot \alpha^2 + 1,4 \cdot 10^{-2} \cdot \alpha + 34 \text{ для } 0 \leq \alpha \leq 70^\circ. \quad (2.87)$$

Таким образом, коэффициент сжатия полезного сигнала возрастает нелинейно с приближением МБПЛА к фону, не зависит от его скорости, возрастает квадратично от дальности до фона на дальностях от 100 до 5000 м.

2.10 Моделирование обнаружителя МБПЛА фонового радиолокатора

Для проверки работоспособности алгоритма обнаружения МБПЛА моделированием будут рассмотрены определенные сценарии. Порог обнаружения Z_{Π} выбирался по критерию Неймана-Пирсона, исходя из заданной вероятности ложной тревоги F согласно известному выражения [60]:

$$\int_{Z_{\Pi}}^{\infty} W(z / H_0) dz = F. \quad (2.88)$$

Результаты моделирования алгоритма обнаружения МБПЛА в виде дистанционных зависимостей статистических оценок вероятностей правильного обнаружения D для некоторых сценариев представлены ниже. Каждая оценка вероятности правильного обнаружения получена по 600 итерациям. Во всех сценариях примем:

- ширину ДН антенны передатчика в азимутальной плоскости равной 1° по уровню половинной мощности;
- ширину ДН антенны передатчика в азимутальной плоскости равной 25° по уровню половинной мощности;
- мощность излучения 1 мВт,
- среднее значение ЭПР цели $m_{\sigma_{\Pi}} = 36 \text{ м}^2$;
- СКО флуктуаций ЭПР цели $\sigma_{\sigma_{\Pi}} = 0,1 \text{ м}^2$;

– отношение «сигнал-шум» при расположении цели у фона 30 дБ.

Примем расстояние от радиолокатора до фона равным 1000 м. Скорость движения МБПЛА составляет 7 м/с, а курсовой угол движения равен 0.

Ниже приведены графики зависимости вероятности правильного обнаружения для различных дальностей до цели при разных вероятностях ложной тревоги. Кроме этого, для некоторых сценариев приведены импульсные характеристики согласованных фильтров, эюры напряжений сигналов на входе и выходе обнаружителей.

Сценарий 1. Примем среднее значение ЭПР фона $m_{\sigma\phi} = 300 \text{ м}^2$ при СКО флуктуаций ЭПР фона $\sigma_{\sigma\phi} = 1 \text{ м}^2$. Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным $\tau_{\sigma\phi} = 0,01 \text{ с}$.

Дистанционная зависимость вероятности правильного обнаружения и формы сигнала для сценария №1 представлена на рисунках 2.86 – 2.94.

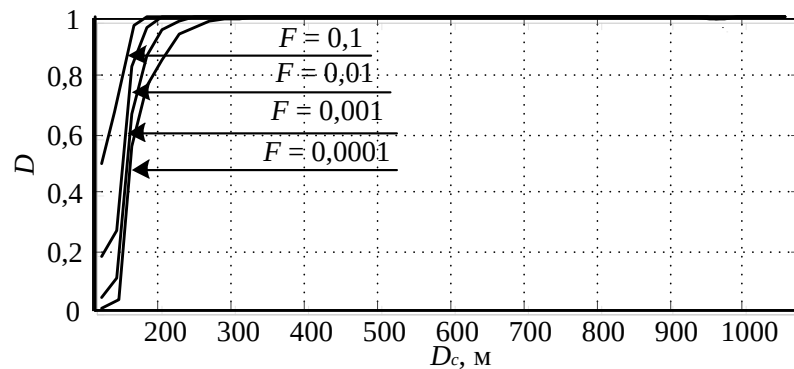


Рисунок 2.86 – Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для сценария №1; $D_f = 1100 \text{ м}$; $v = 7 \text{ м/с}$; $\sigma_{\sigma\phi} = 1 \text{ м}^2$; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01 \text{ с}$

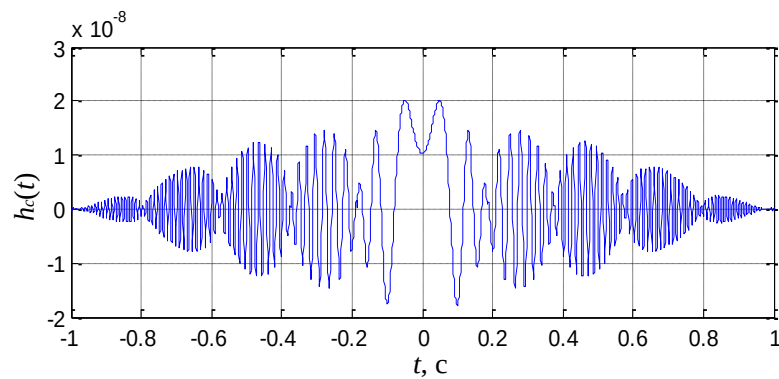


Рисунок 2.87 – Косинусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №1; $D_f = 1100 \text{ м}$; $D_c = 800 \text{ м}$; $v = 7 \text{ м/с}$; $\sigma_{\sigma\phi} = 1 \text{ м}^2$; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01 \text{ с}$

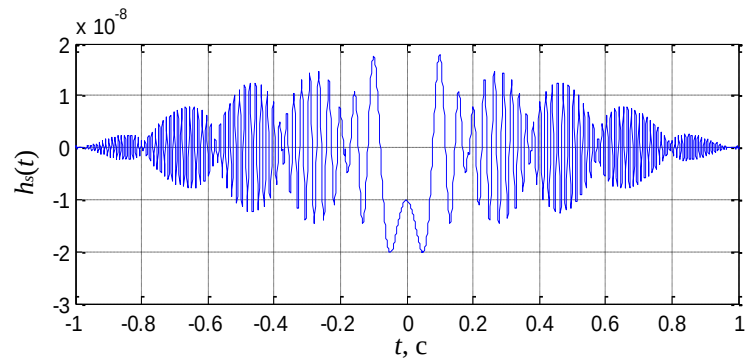


Рисунок 2.88 – Синусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №1; $D_f = 1100$ м; $D_c = 800$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\text{сф}} = 1$ м²; $\tau_{\text{сф}} = 0,01$ с

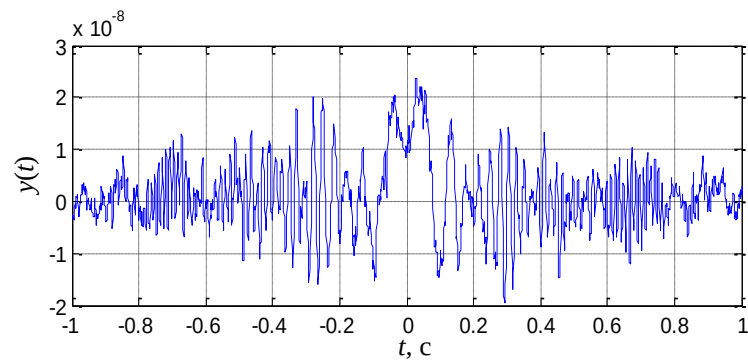


Рисунок 2.89 – Сигнал на входе обнаружителя МБПЛА для сценария №1; $D_f = 1100$ м; $D_c = 800$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\text{сф}} = 1$ м²; $\tau_{\text{сф}} = 0,01$ с

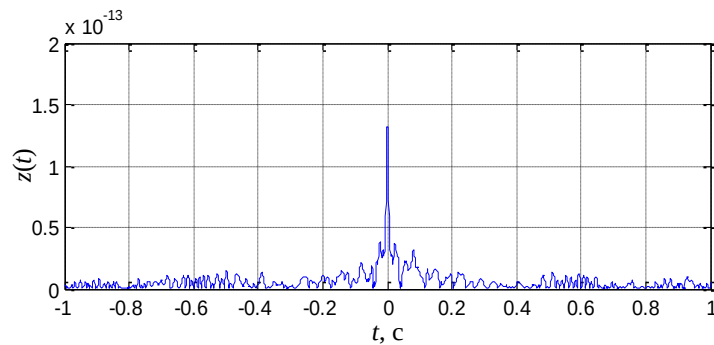


Рисунок 2.90 – Сигнал на выходе обнаружителя МБПЛА для сценария №1; $D_f = 1100$ м; $D_c = 800$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\text{сф}} = 1$ м²; $\tau_{\text{сф}} = 0,01$ с

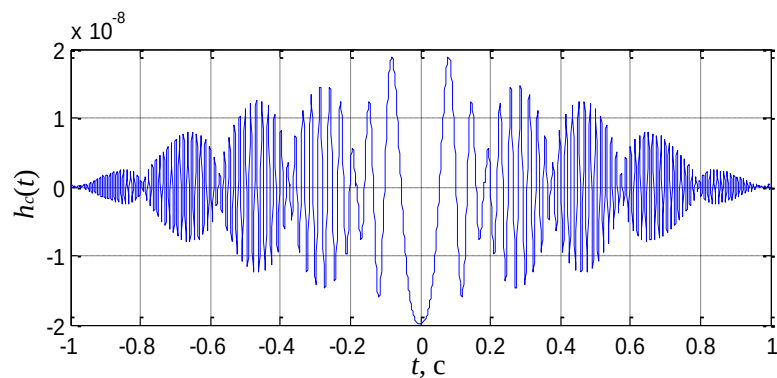


Рисунок 2.91 – Косинусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №1; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\text{сф}} = 1$ м²; $\tau_{\text{сф}} = 0,01$ с

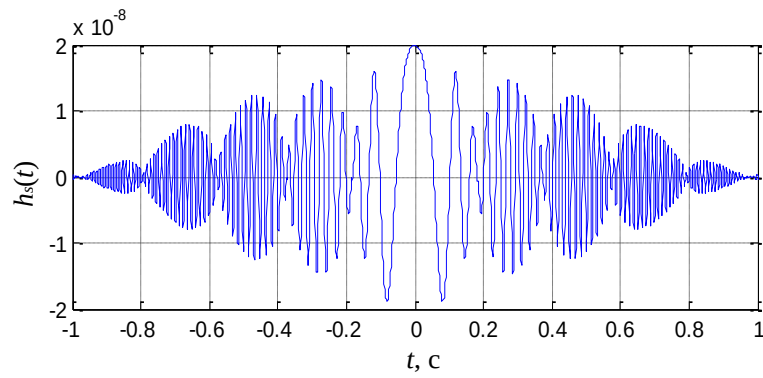


Рисунок 2.92 – Синусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №1; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 1$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

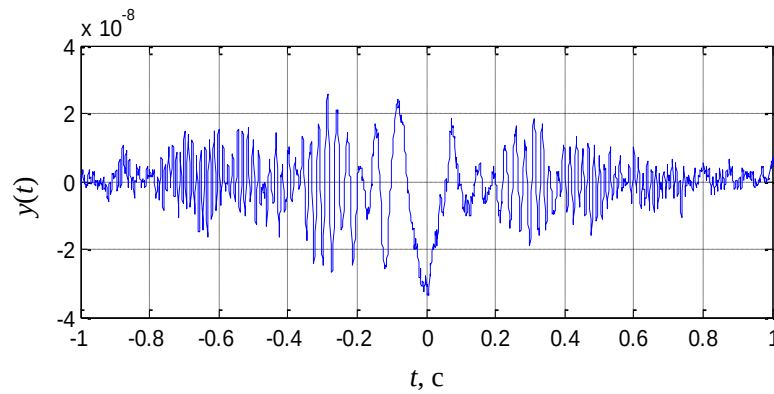


Рисунок 2.93 – Сигнал на входе обнаружителя МБПЛА для сценария №1; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 1$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

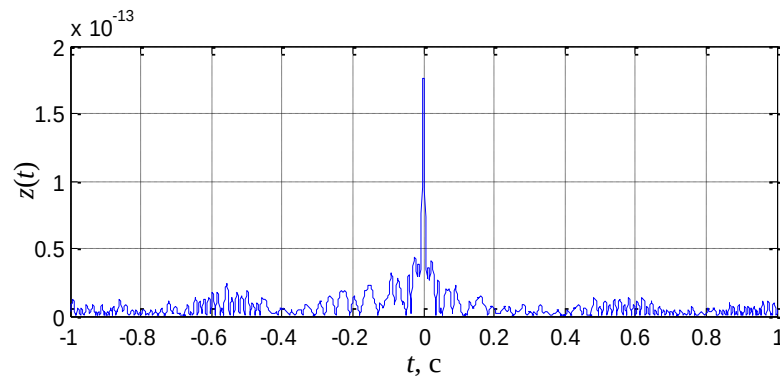


Рисунок 2.94 – Сигнал на выходе обнаружителя МБПЛА для сценария №1; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 1$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

Сценарий 2. Примем среднее значение ЭПР фона $m_{\sigma\phi} = 300$ м² при СКО флуктуаций ЭПР фона $\sigma_{\sigma\phi} = 1$ м². Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным $\tau_{\sigma\phi} = 0,1$ с (см. рисунок 2.95).

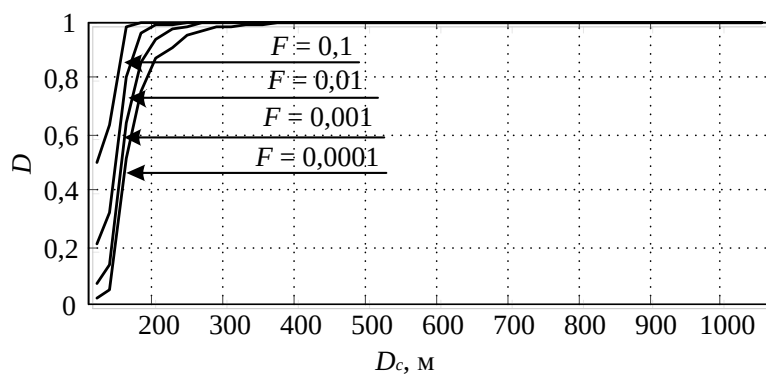


Рисунок 2.95 – Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для сценария №2; $D_f = 1100$ м; $v = 7$ м/с

Сценарий 3. Примем среднее значение ЭПР фона $m_{\sigma\phi} = 300$ м² при СКО флуктуаций ЭПР фона $\sigma_{\sigma\phi} = 1$ м². Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным $\tau_{\sigma\phi} = 0,5$ с (см. рисунок 2.96).

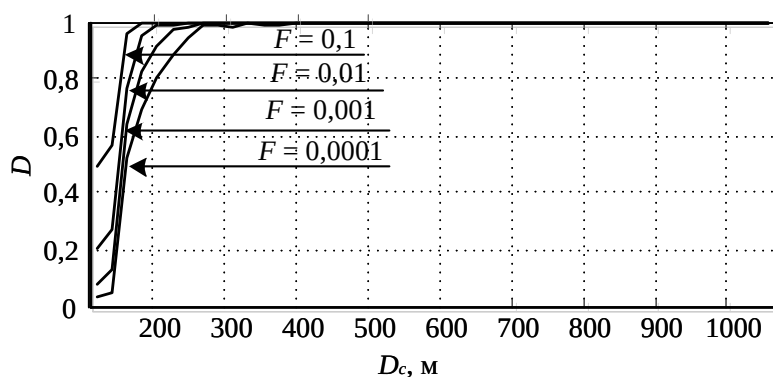


Рисунок 2.96 – Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для сценария №3; $D_f = 1100$ м; $v = 7$ м/с

Сценарий 4. Примем среднее значение ЭПР фона $m_{\sigma\phi} = 300$ м² при СКО флуктуаций ЭПР фона $\sigma_{\sigma\phi} = 2$ м². Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с (см. рисунки 2.97 – 2.105)

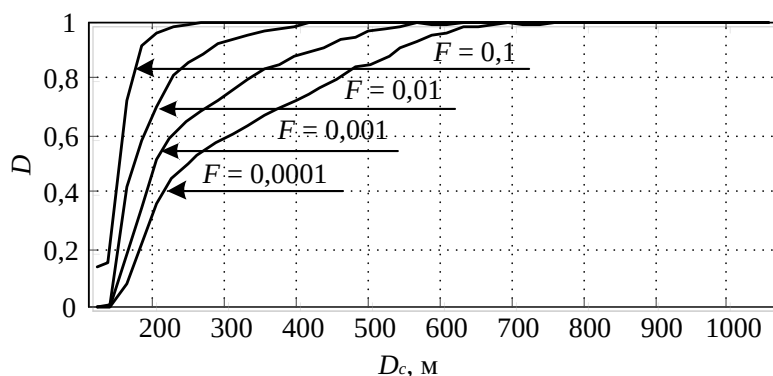


Рисунок 2.97 – Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для сценария №4; $D_f = 1100$ м; $v = 7$ м/с

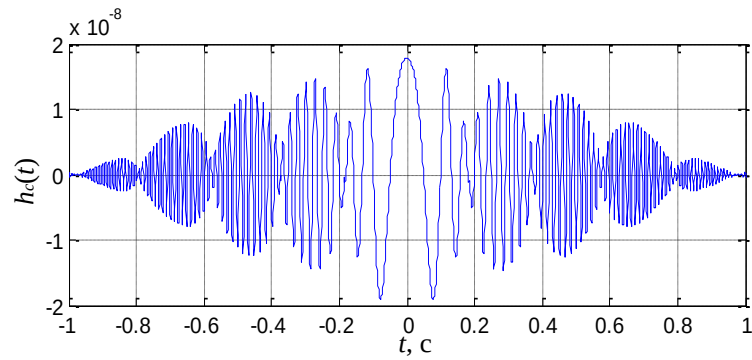


Рисунок 2.98 – Косинусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №4; $D_f = 1100$ м; $D_c = 400$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 2$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

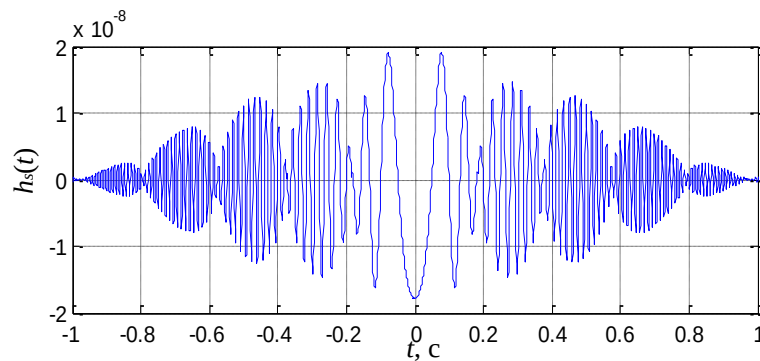


Рисунок 2.99– Синусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №4; $D_f = 1100$ м; $D_c = 500$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 2$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

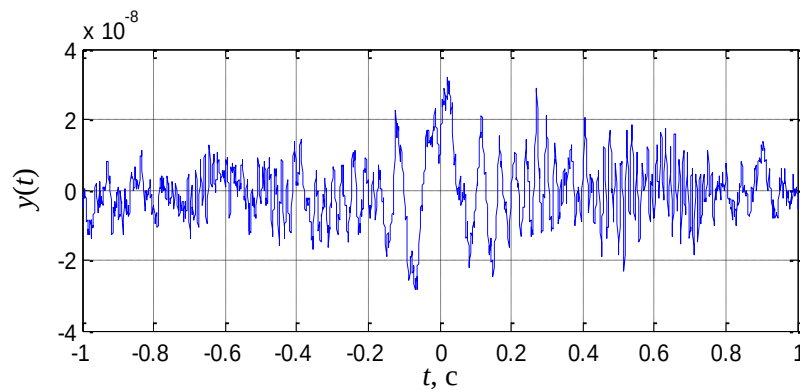


Рисунок 2.100 – Сигнал на входе обнаружителя МБПЛА для сценария №4; $D_f = 1100$ м; $D_c = 500$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 2$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

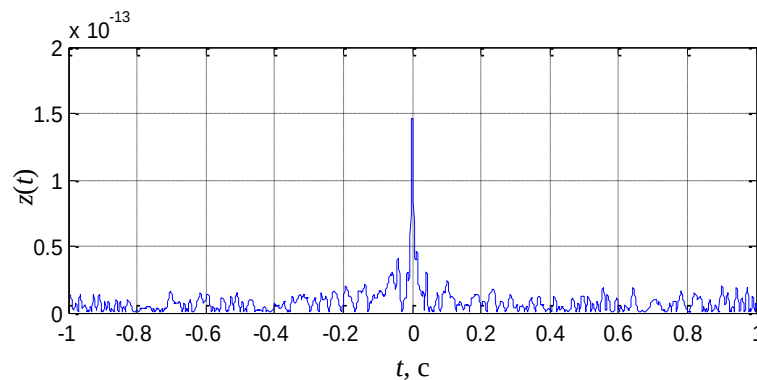


Рисунок 2.101 – Сигнал на выходе обнаружителя МБПЛА для сценария №4; $D_f = 1100$ м; $D_c = 500$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 2$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

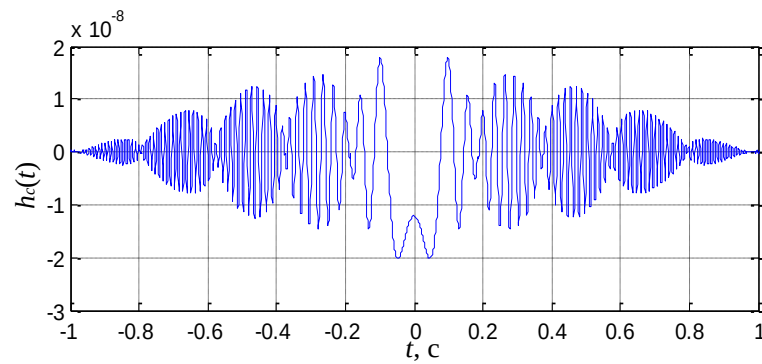


Рисунок 2.102 – Косинусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №4; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 2$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

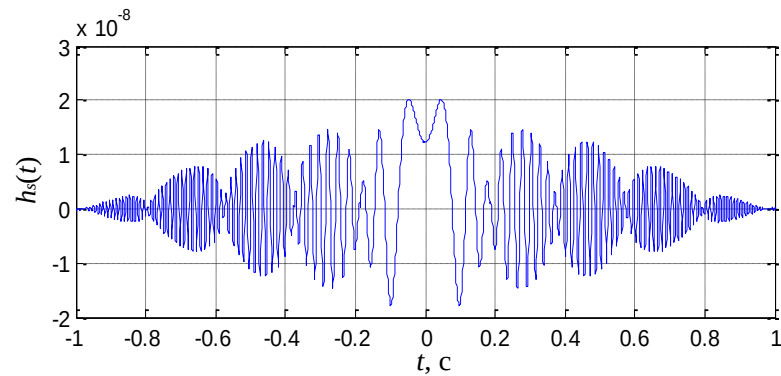


Рисунок 2.103– Синусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №4; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 2$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

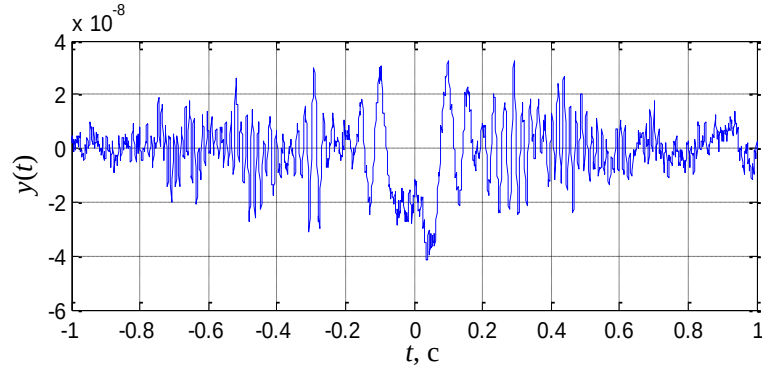


Рисунок 2.104 – Сигнал на входе обнаружителя МБПЛА для сценария №4; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 2$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

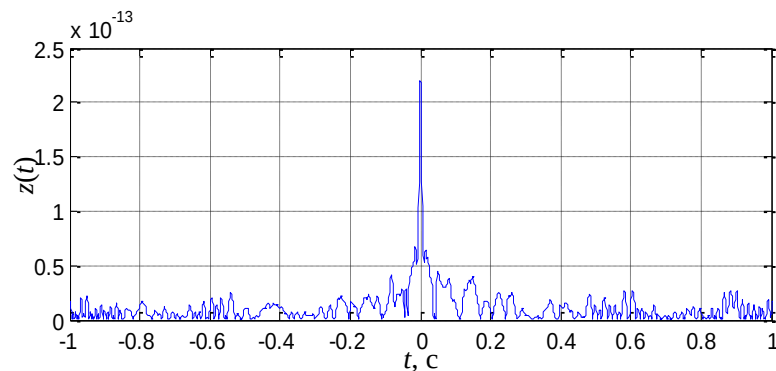


Рисунок 2.105 – Сигнал на выходе обнаружителя МБПЛА для сценария №4; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 2$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

Сценарий 5. Примем среднее значение ЭПР фона $m_{\sigma\Phi} = 300 \text{ м}^2$ при СКО флуктуаций ЭПР фона $\sigma_{\sigma\Phi} = 3 \text{ м}^2$. Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным $\tau_{\sigma\Phi} = 0,01 \text{ с}$ (см. рисунки 2.106 – 2.114).

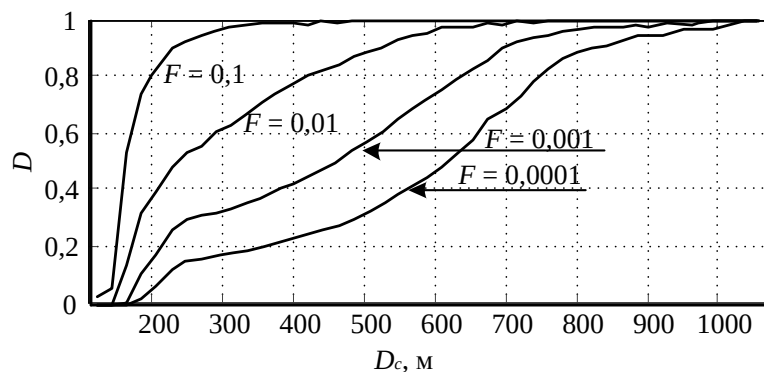


Рисунок 2.106 – Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для сценария №5 $D_f = 1100 \text{ м}$; $v = 7 \text{ м/с}$

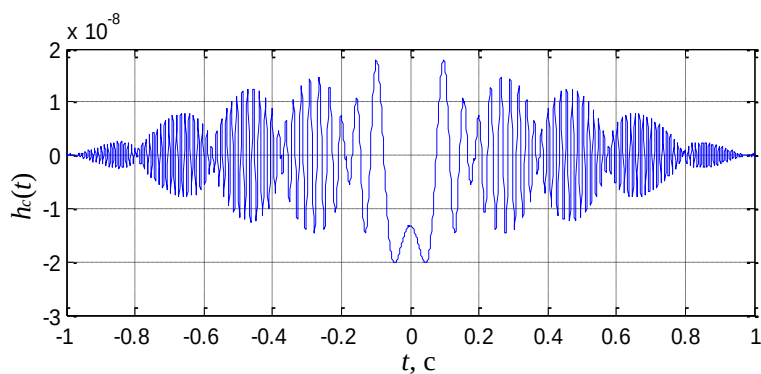


Рисунок 2.107 – Косинусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №5; $D_f = 1100 \text{ м}$; $D_c = 500 \text{ м}$; $v = 7 \text{ м/с}$; $\sigma_{\sigma\Phi} = 3 \text{ м}^2$; $\tau_{\sigma\Phi} = 0,01 \text{ с}$

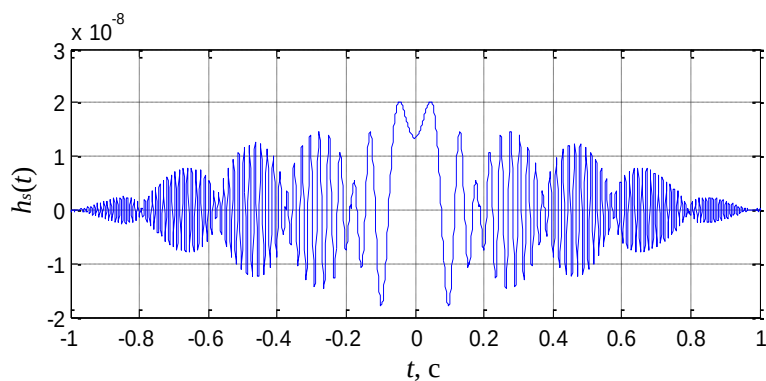


Рисунок 2.108 – Синусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №5; $D_f = 1100 \text{ м}$; $D_c = 500 \text{ м}$; $v = 7 \text{ м/с}$; $\sigma_{\sigma\Phi} = 3 \text{ м}^2$; $\tau_{\sigma\Phi} = 0,01 \text{ с}$

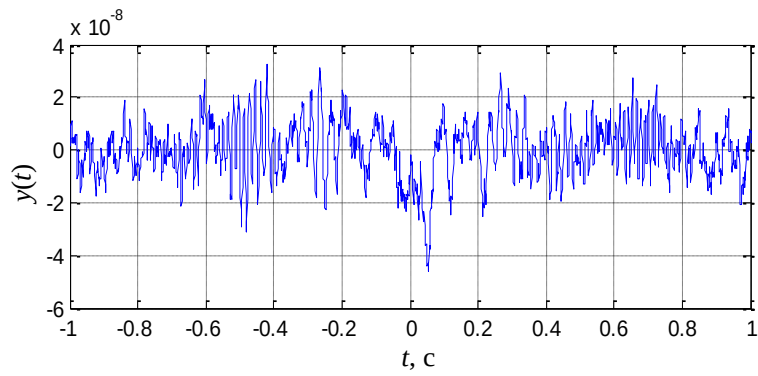


Рисунок 2.109 – Сигнал на входе обнаружителя МБПЛА для сценария №5; $D_f = 1100$ м; $D_c = 500$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 3$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

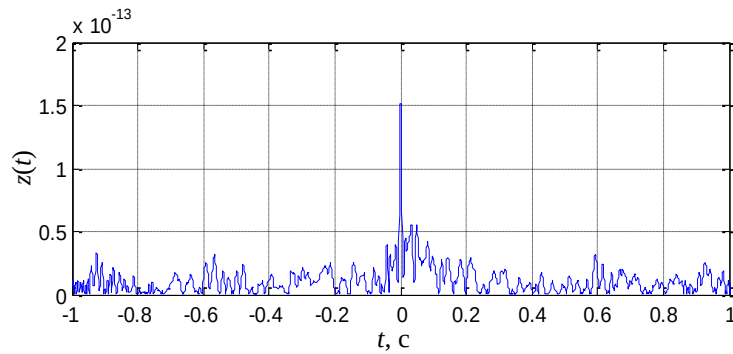


Рисунок 2.110 – Сигнал на выходе обнаружителя МБПЛА для сценария №5; $D_f = 1100$ м; $D_c = 500$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 3$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

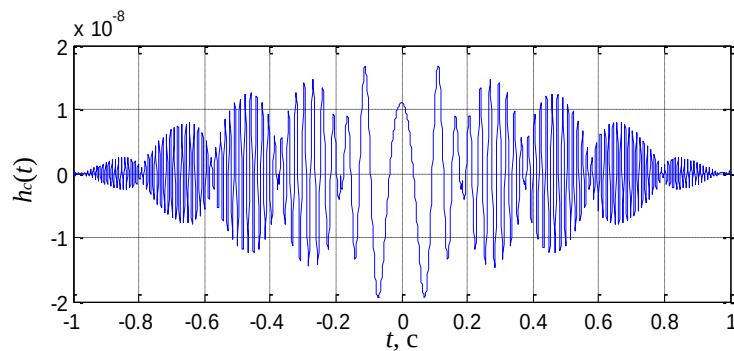


Рисунок 2.111 – Косинусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №5; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 3$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

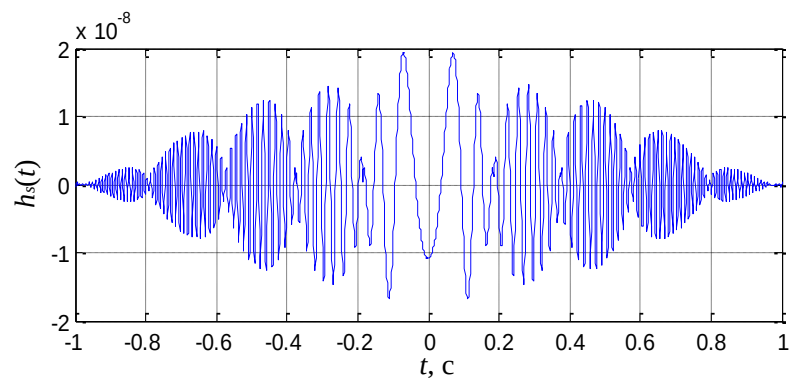


Рисунок 2.112 – Синусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №5; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 3$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

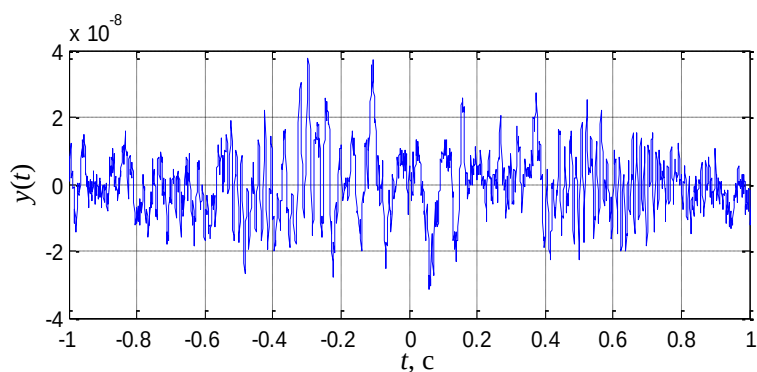


Рисунок 2.113 – Сигнал на входе обнаружителя МБПЛА для сценария №5; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 3$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

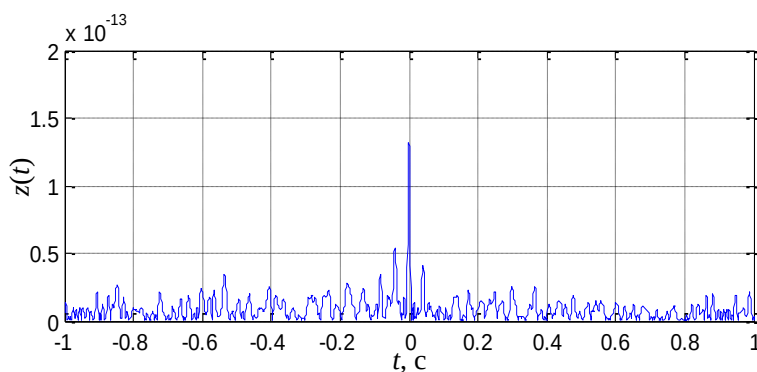


Рисунок 2.114 – Сигнал на выходе обнаружителя МБПЛА для сценария №5; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 3$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

Сценарий 6. Примем среднее значение ЭПР фона $m_{\sigma\phi} = 300$ м² при СКО флуктуаций ЭПР фона $\sigma_{\sigma\phi} = 5$ м². Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с (см. рисунки 2.115 – 2.123).

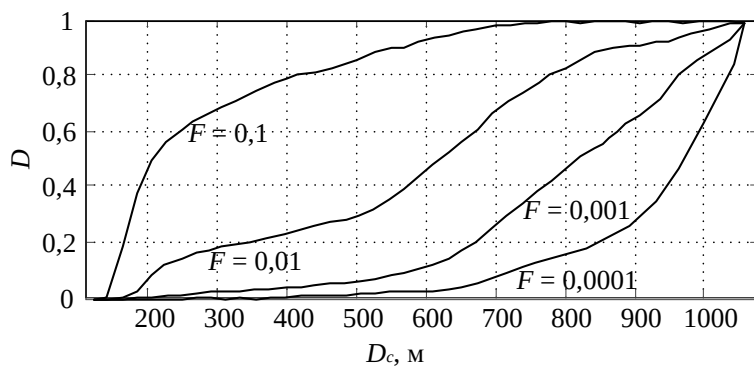


Рисунок 2.115 – Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для сценария №6 $D_f = 1100$ м; $v = 7$ м/с

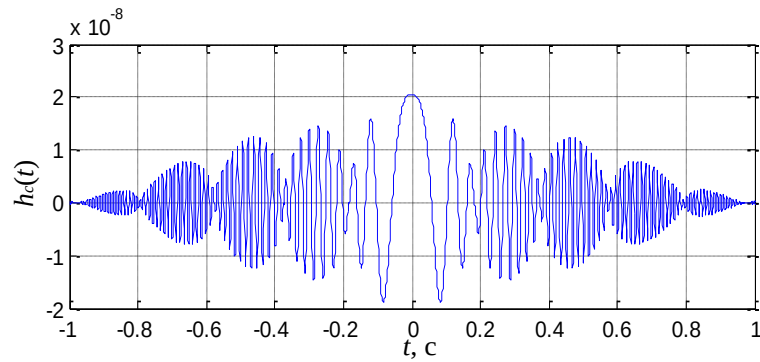


Рисунок 2.116 – Косинусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №6; $D_f = 1100$ м; $D_c = 500$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 5$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

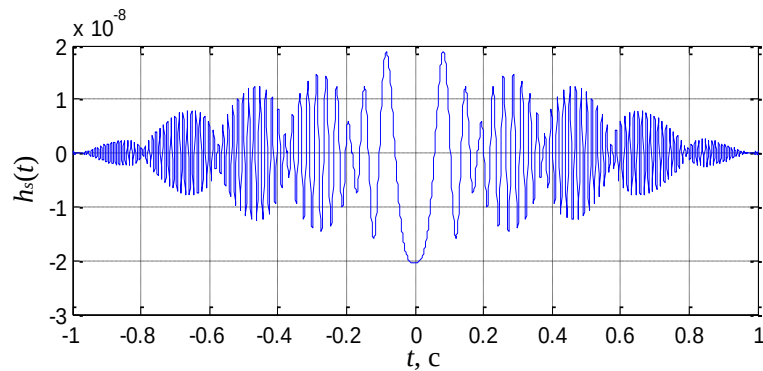


Рисунок 2.117– Синусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №6; $D_f = 1100$ м; $D_c = 500$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 5$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

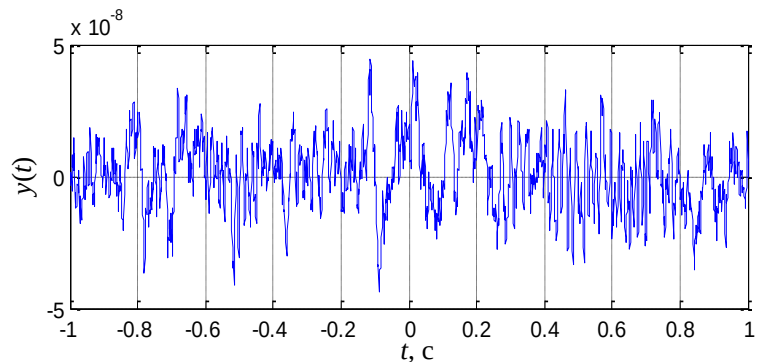


Рисунок 2.118 – Сигнал на входе обнаружителя МБПЛА для сценария №6; $D_f = 1100$ м; $D_c = 500$ м; $v = 5$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 3$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

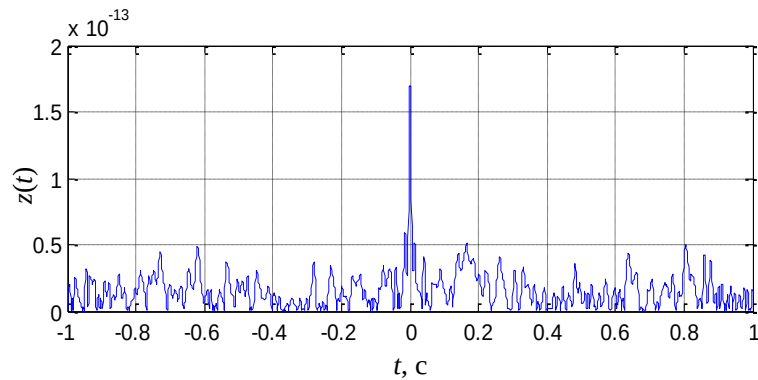


Рисунок 2.119 – Сигнал на выходе обнаружителя МБПЛА для сценария №6; $D_f = 1100$ м; $D_c = 500$ м; $v = 5$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 3$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

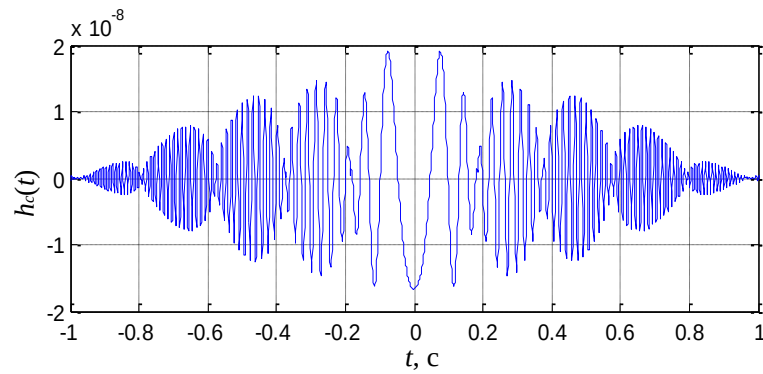


Рисунок 2.120 – Косинусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №6; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 5$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

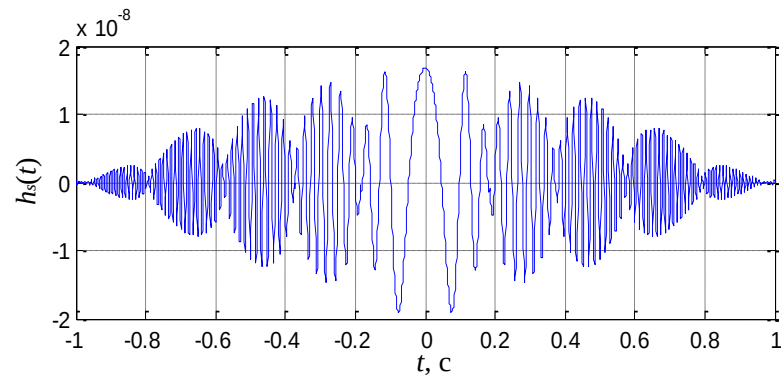


Рисунок 2.121 – Синусная квадратурная составляющая опорного сигнала обнаружителя для сценария №6; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 5$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

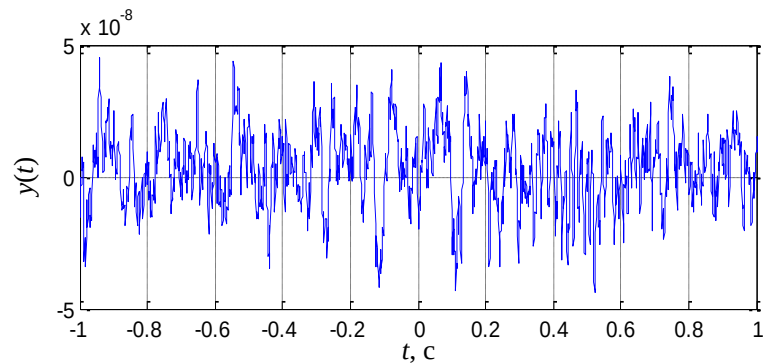


Рисунок 2.122 – Сигнал на входе обнаружителя М БПЛА для сценария №6; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 5$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

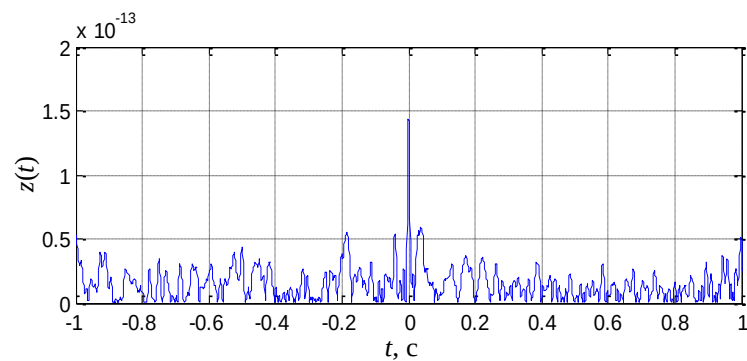


Рисунок 2.123 – Сигнал на выходе обнаружителя МБПЛА для сценария №6; $D_f = 1100$ м; $D_c = 100$ м; $v = 7$ м/с; $\sigma_{\sigma\phi} = 5$ м²; $\tau_{\sigma\phi} = 0,01$ с

Анализ представленных выше рисунков показывает, что при большом отношении сигнала к шуму вероятность правильного обнаружения МБПЛА с удалением от радиолокатора и приближением к фону при прочих равных условиях возрастает нелинейно. Наличие флуктуаций ЭПР фона приводят к снижению вероятности правильного обнаружения: с возрастанием СКО флуктуаций ЭПР фона вероятность правильного обнаружения снижается. При расстоянии до фона не более 1 км и среднеквадратических флуктуациях эффективной поверхности фона менее 1 м^2 вероятность правильного обнаружения МБПЛА со средней ЭПР «на просвет» не менее 36 м^2 и движущегося на расстояниях 500 – 900 м от радиолокатора, составляет не менее 98 %, если вероятность ложной тревоги лежит в интервале от 0,1 до 10^{-4} .

2.11 Выводы

1. Разработана структурная схема устройства обнаружения полезного сигнала МБПЛА для фоновых радиолокаторов на основе параллельных согласованных фильтров.
2. На основе аппроксимаций ширины функций, описывающих изменение амплитуды отклика согласованного фильтра при рассогласовании по параметрам полезного сигнала, получена методика и алгоритм расчета количества согласованных фильтров обнаружителя МБПЛА для фоновых радиолокаторов.
3. Коэффициент сжатия полезного сигнала возрастает квадратично от дальности до фона на дальностях от 100 до 5000 м с приближением МБПЛА к фону и не зависит от его скорости.

3 НАТУРНЫЕ ИСПЫТАНИЯ МЕТОДА ОБНАРУЖЕНИЯ ФОНОВОЙ РАДИОЛОКАЦИИ

Цель натурных испытаний заключается в том, чтобы:

- показать работоспособность обнаружителя, описанного во второй главе, а структурная схема изображена на рисунке 2.20;
- экспериментально оценить бистатистическую ЭПР цели на «просвет» и сравнить полученное значение с модельной величиной полученной во второй главе.

Для этого потребуется:

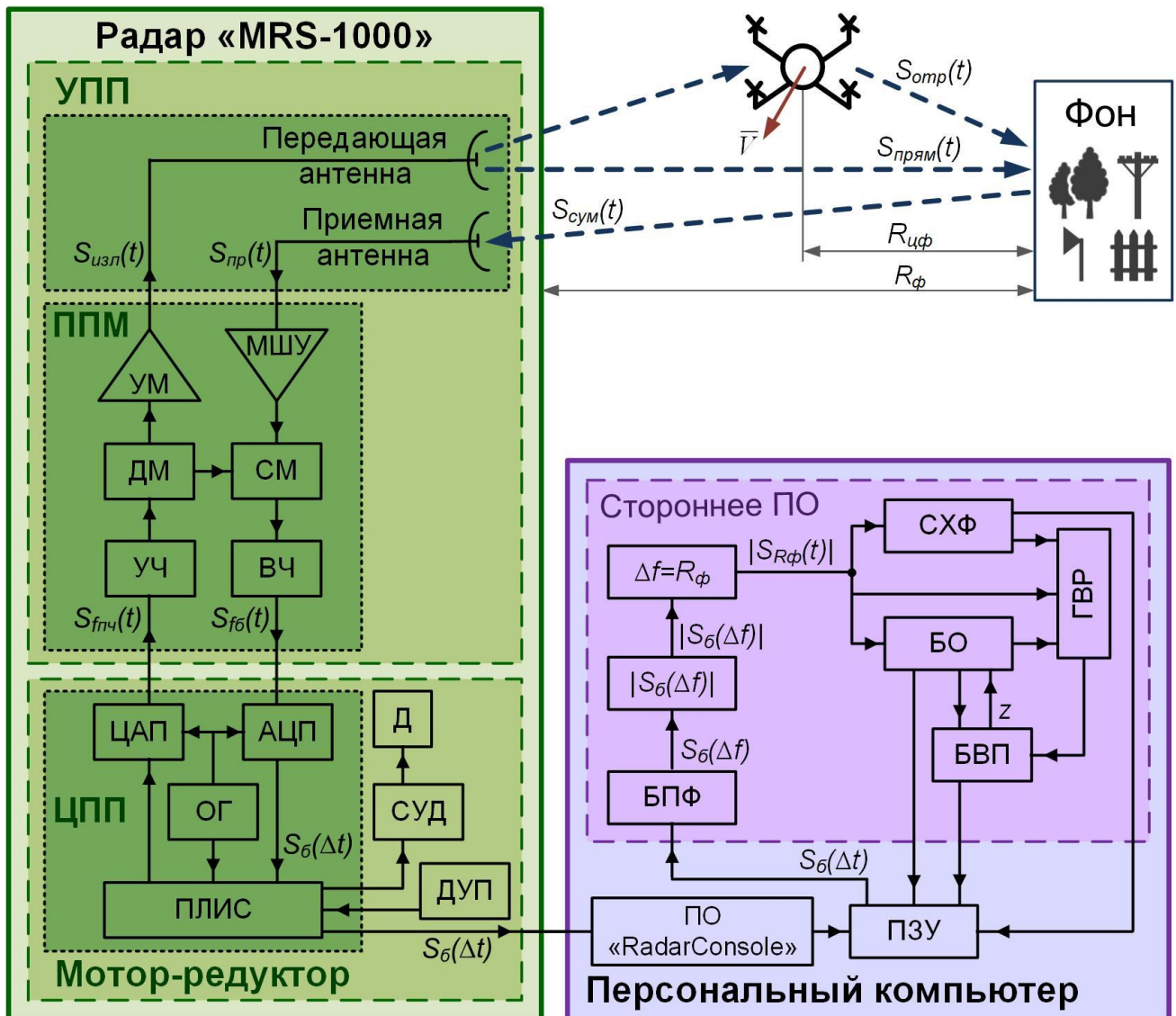
- измерить плотность распределения вероятности ЭПР подстилающей поверхности для различного фона;
- задать порог для заданных вероятностей правильного обнаружения и ложной тревоги по критерию Неймана-Пирсона;
- провести моделирование работы системы, для чего пропустить зарегистрированный сигнал радиолокационного отклика через программно-реализованный обнаружитель для случаев, когда цель присутствует и когда ее нет;
- оценить работоспособность обнаружителя по критерию превышения порога для различных параметров фона и значений дальности.

Для оценки вероятностных характеристик обнаружения фоновой радиолокатора путем моделирования построить графики зависимости вероятности правильного обнаружения от дальности до фона для измеренных (обеспеченных зарегистрированными радиолокационными откликами) сценариев.

3.1 Описание макета X-диапазона фоновой радиолокатора

В макет фоновой радиолокатора входит однопозиционный ЛЧМ радар X-диапазона «MRS-1000» производства АО «НПФ «Микран» и управляющий ПК. Блок-схема макета представлена на рисунке 3.1. В данной РЛС реализована гомодинная [79, 81, 82, 83, 173] обработка принимаемого сигнала с периодом зондирования $\tau_{\text{имп}}$ равным 3,5 мс, на несущей частоте 9400 МГц с девиацией 200 МГц. Разрешающая способность по дальности δR радара равна 1,5 м. В антенную систему входят две приемо-передающие антенны и ППМ. Коэффициент усиления антенн равен 24 дБ, ширина ДН по азимуту равна 1° и по углу места равна 25° , горизонтальная поляризация, калибровка и вид антенны описаны в [174, 175]. Мощность излучаемого сигнала с выхода ППМ равна 1 Вт, чувствительность приемного тракта не хуже минус 139 дБм. В мотор-редуктор РЛС входят ЦПП, СУД и ДУП. Мотор-редуктор позволяет ра-

ботать РЛС в двух режимах: в сканирующем и в наведенном без вращения. Оцифрованные сигналы биения и угловое положение антенны РЛС передаются по интерфейсу Ethernet на ПК, в котором данные записываются в память и производится их обработка. ПО радара производит управление радаром, калибровку и запись данных (см. рисунок 3.2 и 3.3). Дальнейшая обработка сигналов производится с помощью стороннего ПО. Данный макет фонового радиолокатора не работает в реальном времени. В качестве фоновых объектов для исследования были выбраны искусственные и естественные объекты подстилающей поверхности.



УПП – устройство прямо-передающее; ППМ – прямо-передающий модуль; УМ – усилитель мощности; МШУ – маломощный усилитель; ДМ – делитель мощности; СМ – смеситель; УЧ – умножитель частоты; ВЧ – тракт видеочастоты; ЦПП – цифровой прямо-передатчик; ЦАП – цифровой прямо-передатчик; АЦП – аналогово-цифровой преобразователь; Д – двигатель; ОГ – опорный генератор; СУД – система управления двигателем; ДУП – датчик углового положения; СХФ – блок расчета статистических характеристик сигнала, отраженного от фон; БО – блок обнаружения; ГВР – блок графического вывода результатов; БВП – блок вычисления превышения порога; ПЗУ – постоянное запоминающее устройство

Рисунок 3.1 – Структурная схема макета фонового радиолокатора.



Рисунок 3.2 – Фотография: РЛС «MRS-1000» на испытании фонового метода.

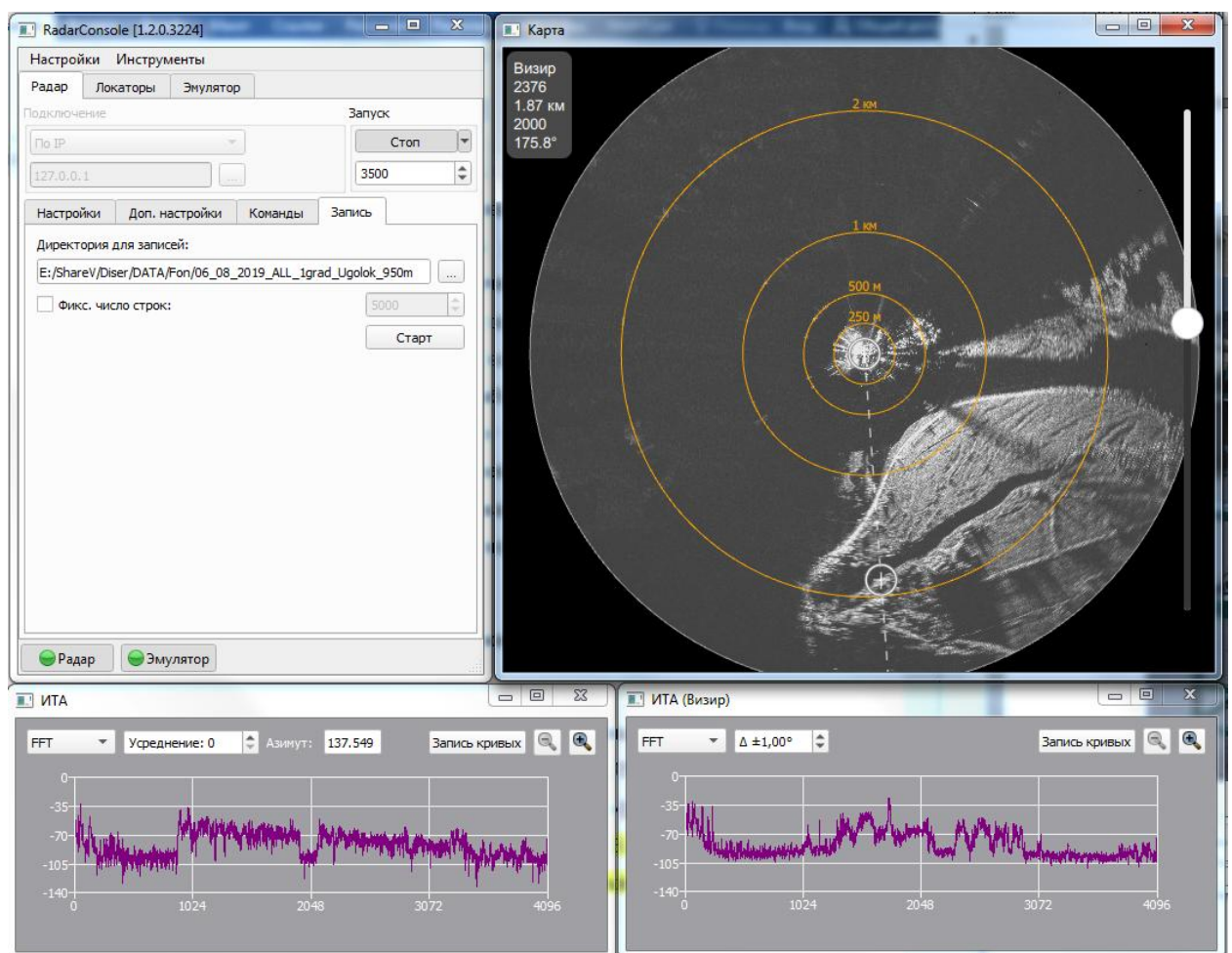


Рисунок 3.3 – ПО РЛС «MRS-1000» и радиолокационный обзор местности.

Стороннее ПО проводит три основных расчета, к которым относятся

- программный блок обнаружения,
- программный блок расчета статистических характеристик сигнала, отраженного от фона (СХФ);
- блок вычисления превышения порога (БВП).

Каждый блок обращается к ПЗУ для выбора нужного одного или нескольких принятых сигналов, полученных ранее в ходе сеансов регистрации. До поступления данных на каждый из блоков производится расчет комплексной амплитуды спектра сигнала, его модуля и дальнейшее выделение из пачки принятых сигналов массива данных амплитуды в конкретном строке дальности, соответствующего дальности до фона.

Каждый программный блок выводит результаты расчета в числовом или в графическом виде через блок графического вывода результатов (ГВР).

Блок обнаружения выполнен по схеме, изображенной на рисунках 2.20 и 2.21. Блок вычисления превышения порога строит гистограмму плотности распределения амплитуды отклика выходного сигнала согласованного фильтра для измеренных сеансов при отсутствии на трассе обнаружаемого МБПЛА. Для полученного распределения по критерию Неймана-Пирсона, исходя из заданной вероятности ложной тревоги по формуле (2.88) БВП, вычисляется порог обнаружения Z . Блок вычислений СХФ вычисляет среднее значение ЭПР фона, его СКО и усредненный интервал корреляции десятисекундных реализаций центрированного сигнала. Для вычисления интервала корреляции по уровню 0,5 проводился расчет АКФ известным методом с использованием быстрого преобразования Фурье. [176, 177]

$$C(t) = \frac{1}{N} \text{ifft}[\text{fft}(S_{R\phi} - \bar{S}_{R\phi}) \text{fft}(S_{R\phi} - \bar{S}_{R\phi})^*], \quad (3.1)$$

$$C_n = \frac{C_t}{C_0}, \quad (3.2)$$

где ifft и fft – операции прямого и обратного быстрого преобразования Фурье соответственно;

C_t – ненормированная АКФ;

C_n – нормированная АКФ;

$S_{R\phi}$ – амплитуда сигнала для выбранного строка дальности, В;

$\bar{S}_{R\phi}$ – усредненная амплитуда сигнала для выбранного строка дальности, В;

$*$ – операция комплексного сопряжения.

Для проведения экспериментальных исследований дополнительно использовалось оборудование ЦКП «Импульс».

3.2 Оценка бистатической ЭПР МБПЛА на «просвет» в X-диапазоне фоновым методом

Для оценки бистатической ЭПР на «просвет» можно воспользоваться методом фоновой радиолокации. Зная поведение принимаемых приемником двух радиосигналов, отраженных от фона и от цели, пролетающей между радаром и фоном перпендикулярно линии визирования «радар-фон», можно оценить бистатическую ЭПР «на просвет». Для данных вычислений не требуется знание абсолютного значения ЭПР фона, но в качестве фона требуется точечный объект, ширина индикатрисы обратного рассеяния которого больше ширины ДН приемопередающей антенны радара и с размерами меньше элемента разрешения радара. В качестве фонового точечного объекта, пригодного для проведения таких измерений, хорошо подходит трехгранный уголкового отражатель. Использовать в качестве фона объемно-распределенный объект, например, опоры линий электропередач, не рекомендуется, поскольку для таких объектов трудно определить в пространстве линию визирования от радара блестящую точку протяженного фонового объекта, что приведет к большим погрешностям измерения или к потере радиосигнала, отраженного от объекта исследования. Важно, что для проведения измерений по оценке величины бистатической ЭПР требуется прямая видимость до объекта и трасса без побочных рассеивателей.

Характерная временная зависимость интерференции двух радиосигналов, отраженного от фона и от цели, изображена на рисунке 3.4.

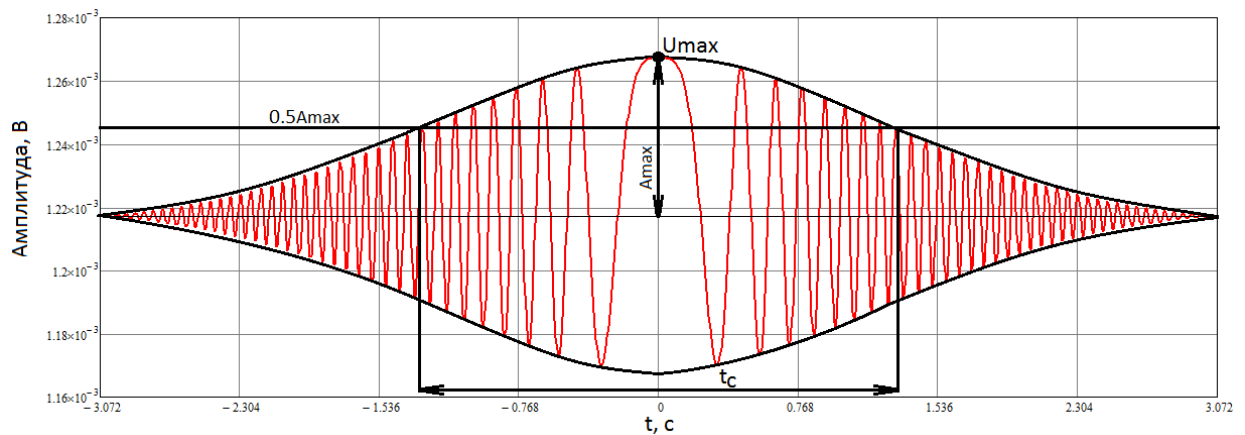


Рисунок 3.4 – Временная зависимость интерференции двух радиосигналов, отраженных от фона и цели.

Максимальное значение амплитуды колебаний данного радиосигнала возникает в точке пересечения целью линии визирования «радар-уголок (фон)» (см. рисунок 3.5), что соответствует бистатическому углу 180° функции рассеяния целью падающего на нее электромагнитного поля.

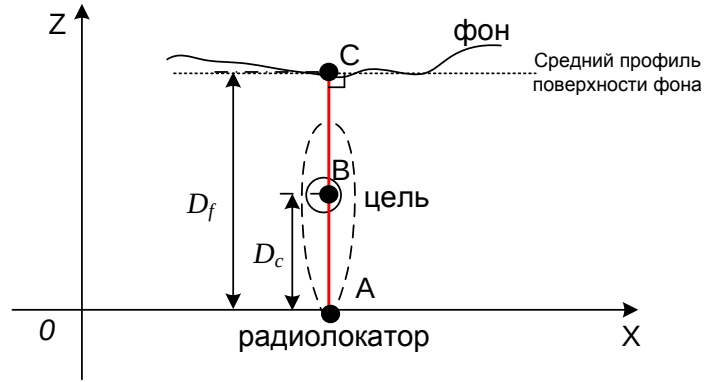


Рисунок 3.5 – Соотношение расстояний от радиолокатора до цели и фона

Для нахождения амплитуды колебаний интерферирующего отраженного от фона радиосигнала (см. рисунок 3.4) будем считать, что в однопозиционном радаре одинаковые приемная и передающая антенны, максимумы главных лепестков ДН которых отъюстированы на точечный объект (фон), а мощность, отраженная от точечного объекта, во много раз больше мощности собственных шумов приемника. Подставив выражения (2.23) и (2.24) в формулу (2.27), получаем выражение для бистатической ЭПР «на просвет»:

$$\sigma_{\text{бц}} = 4\pi \cdot \left[\frac{(ZA_{\Sigma} - 1) \cdot (D_F - D_C) \cdot D_C}{(ZA_{\Sigma} + 1) \cdot D_F} \right]^2. \quad (3.3)$$

Из выражения (3.3) следует, что для нахождения бистатической ЭПР цели «на просвет» достаточно знать отношение максимального к минимальным значениям напряжений данного интерферирующего радиосигнала, принимаемого от фона, (см. рисунок 3.4). В случае, когда при измерении амплитуды суммарного радиосигнала невозможно наблюдать одновременного два сигнала с $\Delta\varphi$, равными минус 180° и 180° , то можно по параметрам одного из сигнала определить ZA_{Σ} следующим образом:

$$ZA_{\Sigma} = \frac{U_{\text{max}}}{U_{\text{max}} - 2 \cdot A_{\text{max}}}, \quad (3.4)$$

где U_{max} – максимальное значение напряжения, В;

A_{max} – максимальная амплитуда интерферирующего радиосигнала, В.

Для сигнала с противоположной фазой формула 3.4 изменяется относительно U_{min} .

По интерференционному сигналу можно оценить ширину главного лепестка диаграммы рассеяния электромагнитного поля падающей на нее электромагнитной волны. Для этого требуется, чтобы в качестве фона использовался точечный объект и выполнялось следующее условие:

$$2 \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\theta_{AF}}{2}\right) \cdot D_{AF} \geq 8 \cdot \operatorname{tg}\left(\frac{\theta_{CF}}{2}\right) \cdot D_{CF} \quad (3.5)$$

где θ_{AF} – ширина ДН приемопередающей антенны радара, в градусах;

θ_{CF} – ширина диаграммы рассеяния электромагнитного поля падающей волны на объект исследования по уровню 0.5 от максимума, в градусах;

D_{AF} – дальность от приемопередающей антенны до фона, м;

D_{CF} – дальность от цели до фона, м.

Данное условие необходимо для того, чтобы амплитуда огибающей результирующего сигнала от фона, принимаемого приемником, повторяла характер поведения диаграммы рассеяния электромагнитного поля падающей волны объекта исследования, а не характер поведения ДН приемопередающей антенны.

Нетрудно по измеренному результирующему сигналу от фона рассчитать ширину диаграммы рассеяния электромагнитного поля исследуемого объекта следующим образом:

$$\theta_{CF} = 2 \cdot \operatorname{arctg}\left(\frac{t_c \cdot \vartheta_c}{2 \cdot D_{CF}}\right) \quad (3.6)$$

где t_c – время нахождения фонового точечного объекта в основном лепестке диаграммы рассеяния электромагнитного поля объектом исследования. Данное время будет измеряться по уровню 0,5 от $A_{\max}$ амплитуды огибающей сигнала, изображенного на рисунке 3.4, что соответствует ширине диаграммы рассеяния «на просвет» по уровню минус 3дБ;

ϑ_c – скорость полета объекта исследования, м/с;

D_{CF} – расстояние от объекта исследования до фонового ретранслятора, м.

Измерения проводились на полигоне, профиль которого соответствует сценария полета МБПЛА «Уголок без ветра». Для измерения обеспечивалась прямая видимость на точечный объект фона без многолучевых помех. В качестве точечного фонового объекта был взят трехгранный уголкового отражатель с ЭПР 247 м². Трехгранный уголкового отражатель располагался от радара на расстоянии 1110 м. на высоте 3 м над поверхностью земли. Измерения проводились макетом фонового радиолокатора, который располагался на высоте 60 м относительно уголка. В качестве МБПЛА был выбран квадрокоптер «Phantom 3», который имеет размеры близкие к размерам квадрокоптера «Cheerson-CX-20», и практически одинаковую с ним конструкцию, в связи с чем результаты измерения можно сравнивать с результатами моделирования в разделе 2.2. Траектория полета квадрокоптера проходила перпендикулярно линии визирования «радар-уголок» на расстоянии 20 м от уголка со скоростью 7 м/с. При таком располо-

жении «радар-цель-уголок» выполняется условие (3.5). Методика измерения заключалась в следующем:

1. Проводилась процедура юстировки максимума ДН антенны радара на уголок и юстировка уголка по азимуту и углу места на радар по максимуму амплитуды принимаемого отраженного сигнала от уголка. Далее антенна радара и уголок фиксировались.

2. На расстоянии 20 м от уголка проводился поиск линии визирования «радар-уголок» путем перемещения второго трехгранного уголка по мнимой линии, перпендикулярной к линии визирования, и поиском максимума амплитуды принимаемого сигнала, отраженного от второго уголка, далее устанавливался на земле первый маркер.

3. По компасу определялся азимут от первого маркера на радар и под 90° от азимута на радар устанавливались на расстоянии ± 20 м от первого маркера дополнительные два маркера, между которыми проводился полет МБПЛА перпендикулярно линии визирования.

4. Для выставления высоты полета на линию визирования «радар-уголок», МБПЛА вылетал на первый маркер и поднимался или опускался до тех пор, пока визуально оператор в прицеле уголка на радар не наблюдал МБПЛА, далее МБПЛА следовал к дополнительному маркеру, с которого начинал полет.

5. Момент начала полета МБПЛА от маркера к маркеру синхронизировался командами по линии связи с началом записи радиосигнала радара.

6. Проводилось шесть полетов и запись сигнала при каждом пролете, затем проводилась дальнейшая обработка результатов измерений.

На рисунках 3.7 – 3.12 изображены результаты измерения результирующей амплитуды отраженного от уголка радиосигнала радара при пролете через линию визирования «радар-уголок» МБПЛА. Траектории каждого полета изображены на рисунке 3.13. На рисунках прослеживается зависимость уменьшения амплитуды отраженного результирующего сигнала от увеличения дальности полета МБПЛА от уголка. А также прослеживается увеличение длительности флуктуаций сигнала за счет прямого и отраженного от МБПЛА сигналов при уменьшении курсового угла наклона траектории полета относительно линии визирования «радар-уголок». Это связано с тем, что МБПЛА проходит большее расстояние при облучении уголка основным лепестком собственной диаграммы рассеяния электромагнитного поля МБПЛА. При изменении высоты заметно увеличение амплитуды результирующего сигнала для бистатических углов облучения и отражения МБПЛА, приближающихся к 180° по углу места.

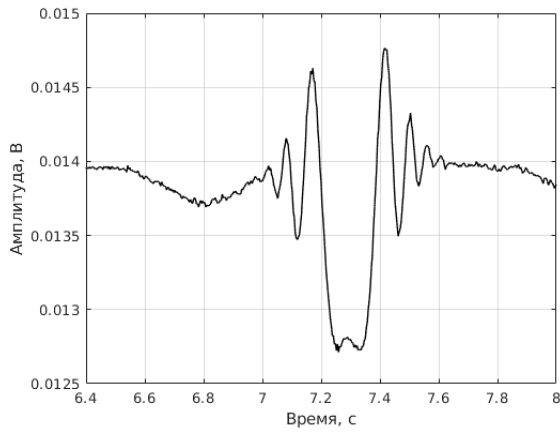


Рисунок 3.7 – Амплитуда результирующего сигнала, отраженного от уголка, при высоте полета 3.3 м (DET1)

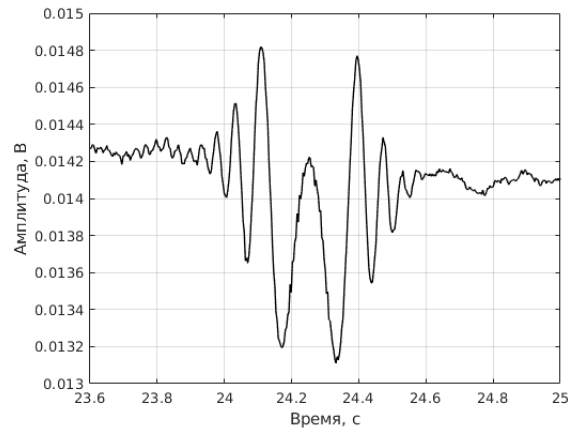


Рисунок 3.8 – Амплитуда результирующего сигнала, отраженного от уголка, при высоте полета 3.3 м (DET2)

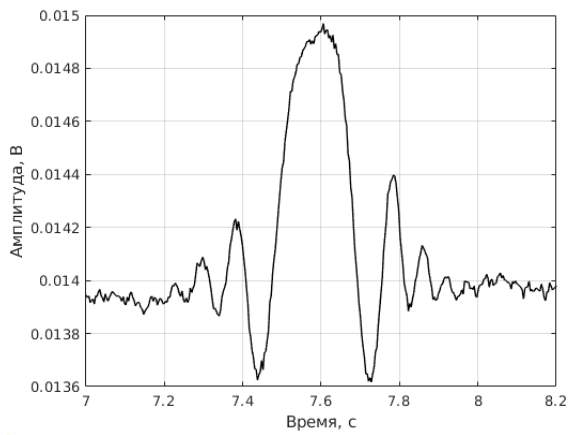


Рисунок 3.9 – Амплитуда результирующего сигнала, отраженного от уголка, при высоте полета 4 м (DET3)

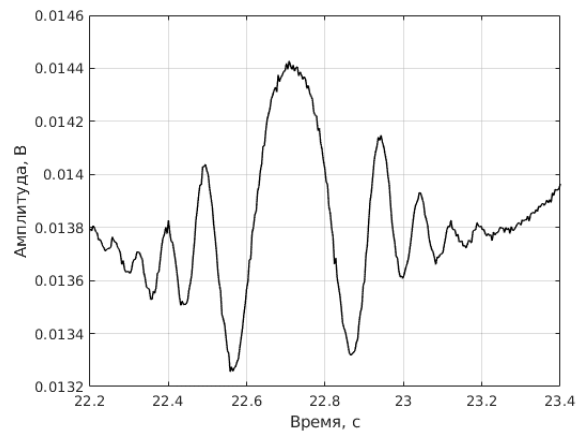


Рисунок 3.10 – Амплитуда результирующего сигнала, отраженного от уголка, при высоте полета 4 м (DET4)

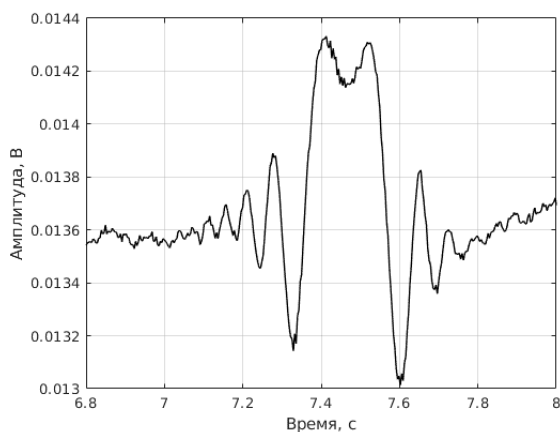


Рисунок 3.11 – Амплитуда результирующего сигнала, отраженного от уголка, при высоте полета 4.3 м (DET5)

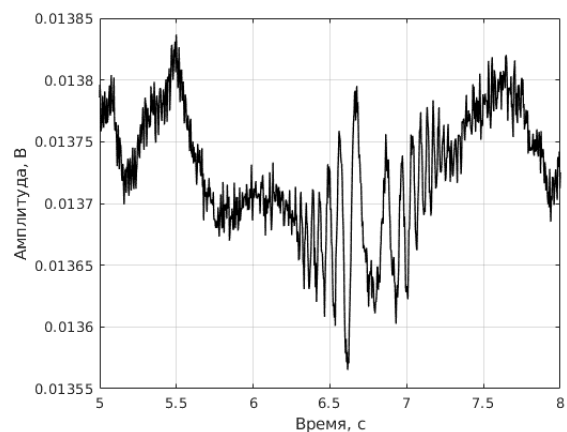


Рисунок 3.12 – Амплитуда результирующего сигнала, отраженного от уголка, при высоте полета 5 м (DET6)

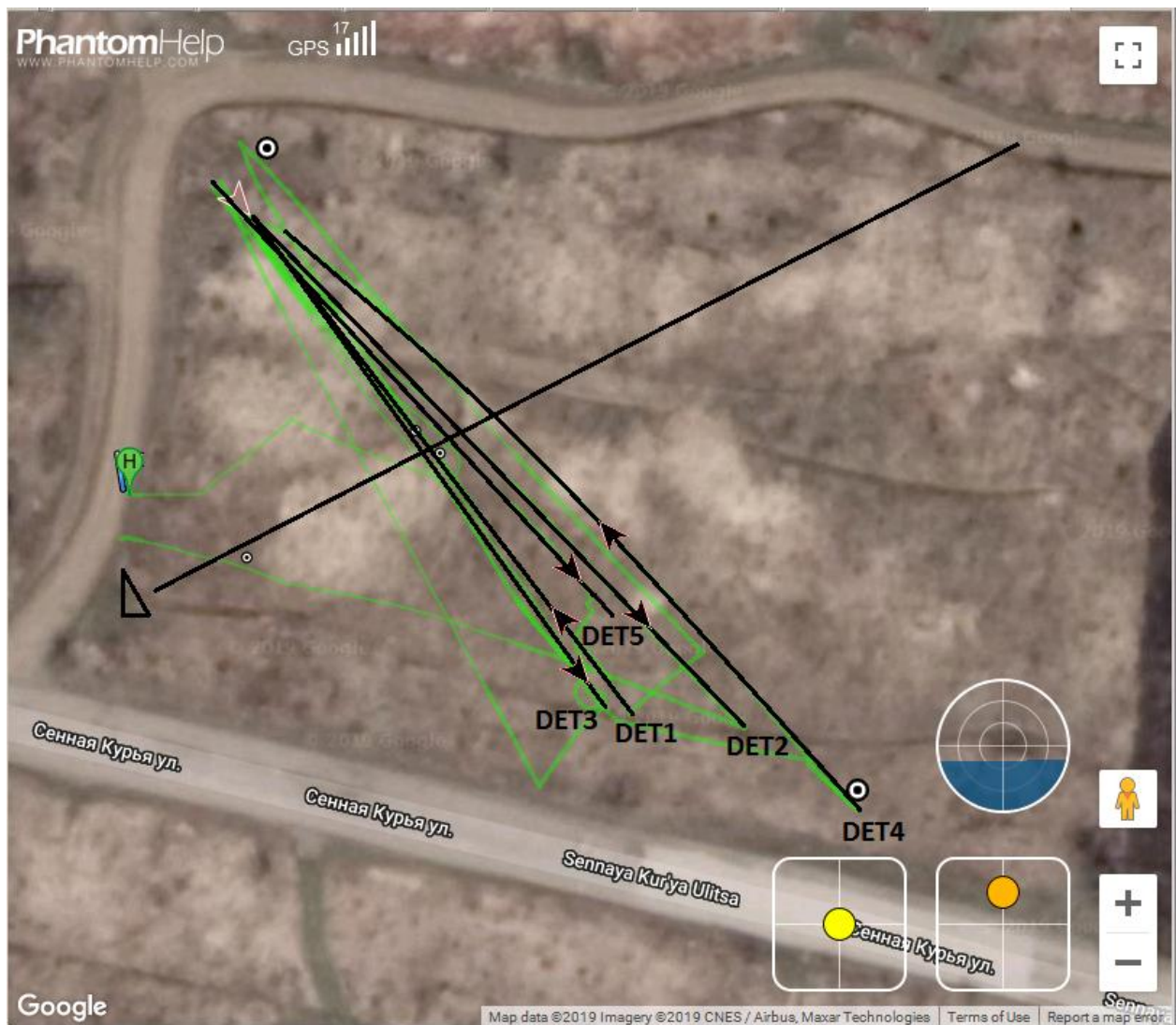


Рисунок 3.13 – Траектория полетов МБПЛА относительно линии визирования «радар–уголок»

Из рисунка 3.13 видно, что для расчета бистатической ЭПР МБПЛА на «просвет» и расчете ширины основного лепестка диаграммы рассеяния по первым нулям наиболее подходящие траектории под номером DET1 и DET3. Так как высота полета МБПЛА для данных линий траекторий определялась по четвертому пункту методики измерения, а также линии траекторий проходят наиболее точно на расстоянии 20 м от уголка и близки к перпендикуляру относительно линии визирования «радар-уголок». Траектория DET6 повторяет линии траектории DET1, но высота полета не совпадает с линии визирования «радар-уголок». Из трех сигналов (DET1, DET3, DET6) максимальная амплитуда результирующего сигнала, отраженного от уголка, у сигнала при пролете МБПЛА на высоте 3.3 м (DET1). Таким образом, данная траектория максимально близка к бистатическому углу в 180° . Для сравнения результатов моделирования с численным расчетом проведем вычисления бистатической ЭПР и ширины основного лепестка диаграммы рассеяния по формулам 3.3 и 3.6, подставляя в них результаты измерения результирующей амплитуды отраженного сигнала от уголка для двух траекторий (DET1, DET3). Результаты расчета и результаты моделирования сведем в таблицу 3.1.

Таблица 3.1 – Измеренные параметры диаграммы рассеяния МБПЛА

Номер траектории	Отношение максимального значению интерферирующего сигнала к минимальному, ZA_{Σ}	Длительность интерферирующего сигнала по первым нулям амплитуды полезного сигнала, t_c , сек.	Бистатистическая ЭПР расчетная/модельная, рассчитанная по формуле (2.10). σ_{bc} , м ²	Ширина диаграммы рассеяния по первым нулям, расчетная/модельная θ_{CF} , град.
DET1	1,196	0,260	38,7	5,2
			20/31,6	5,7
DET3	1,151	0,294	23,9	5,9
			20/31,6	5,7

Из таблицы видно, что измеренная бистатистическая ЭПР «на просвет» квадрокоптера совпадает со значением рассчитанной ЭПР по формуле (2.10), а ширина диаграмм рассеяния и форма совпадает с электромагнитным расчетом. Не совпадение, измеренного бистатистического ЭПР с электромагнитным расчетом, в пределах 3 дБ связано с неточностью модели и требует дальнейших исследований.

3.3 Описание сценариев и методика натурных испытаний фонового радиолокатора X-диапазона

Сценарии натурных испытаний фонового радиолокатора выбирались исходя из различных расстояний от радара до фона, расстояний от цели до фона и для различных объектов, использованных в качестве фона. В качестве МБПЛА был выбран квадрокоптер «DJI Phantom 3 Standard», для всех измерений считается, что МБПЛА пролетал по высоте через линию визирования «радар-фон». Радар располагался на высоте 8 м над рельефом. Название и параметры сценариев сведены в таблицу 3.2, траектории полета МБПЛА, вид рельефа подстилающей поверхности и фон, а также радиолокационные параметры отраженных сигналов отображены на рисунках 3.14 – 3.16. Четыре сценария измерялись в летний период.

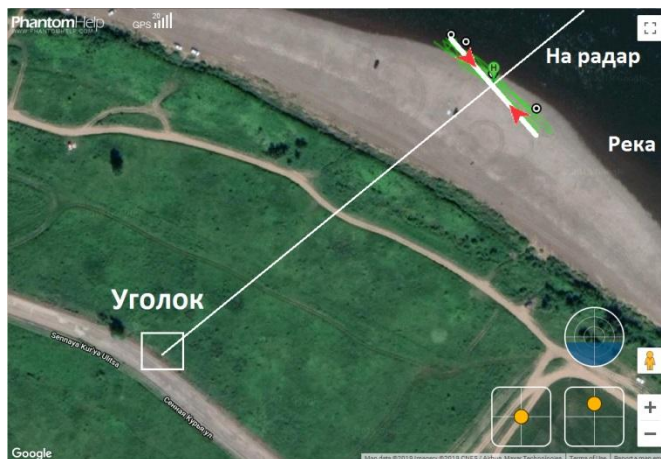
Таблица 3.2 – Название и параметры сценариев натурных испытаний

Фон	Расстояние от радиолокатора до фона, м	Расстояние от радиолокатора до цели, м	Угол между траекторией полета МБПЛА и линии визирования «радар-фон», град	Скорость полета МБПЛА, м/с
1. Уголок без ветра	1110	1090	0°/15°	6/6

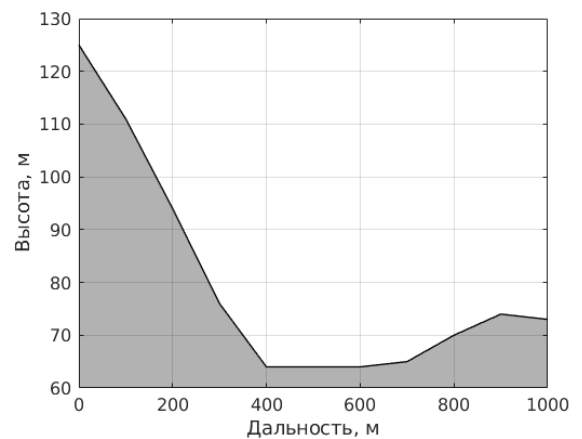
Продолжение таблицы 3.2

Фон	Расстояние от радиолокатора до фона, м	Расстояние от радиолокатора до цели, м	Угол между траекторией полета МБПЛА и линии визирования «радар-фон», град	Скорость полета МБПЛА, м/с
2. Уголок с ветром	929	717	0°	5,5/7,9
3. Деревья	106	49	0°	3/3
4. Забор металлический	91	49	0°	3/3

Для фона под номером 1 и 2 трехгранный уголкоый отражатель устанавливался на диэлектрическую штангу на высоте около 2 метров. При измерении в первом случае ветра не было, а во втором был порывистый ветер до 10 м/с. Фон под номером 3 и 4 измерялся одновременно, что отображено на рисунке 3.16.



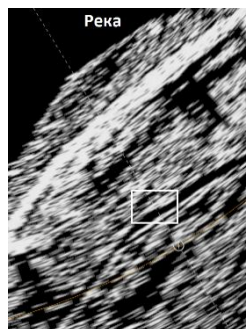
Траектория полета МБПЛА относительно фона



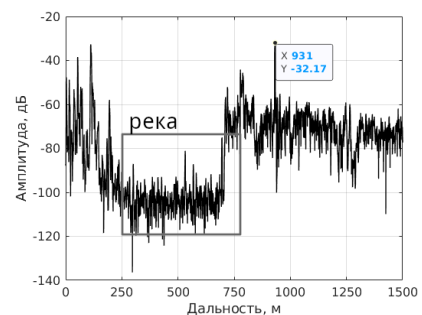
Рельеф местности радар-фон



Фотография фона



Радиолокационное изображение фона

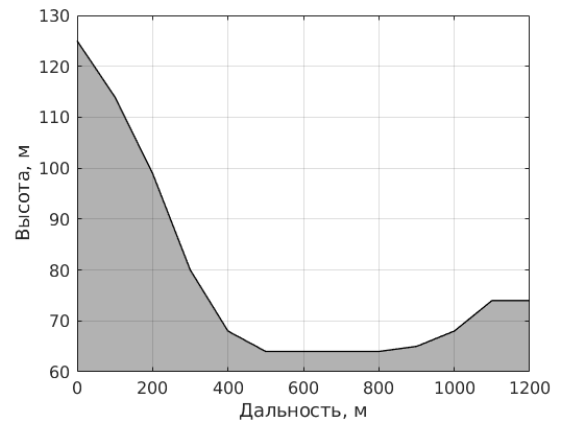


Амплитуда отраженного сигнала в зависимости от дальности

Рисунок 3.14 – Описание сценария полета МБПЛА и фона «Уголок с ветром»



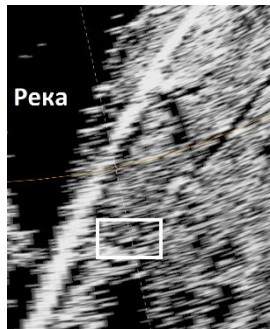
Траектория полета МБПЛА относительно фона



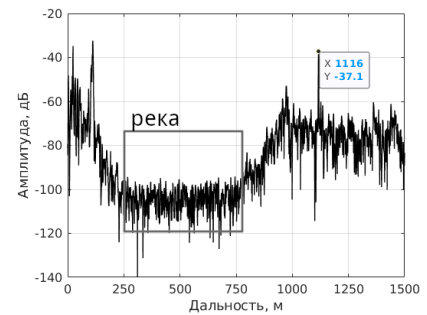
Рельеф местности радар-фон



Фотография фона

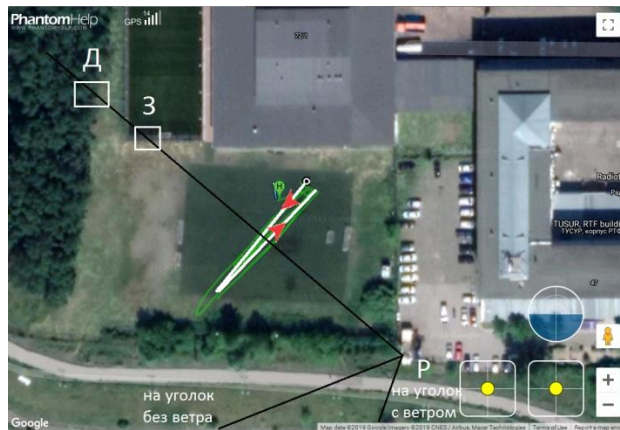


Радиолокационное изображение фона

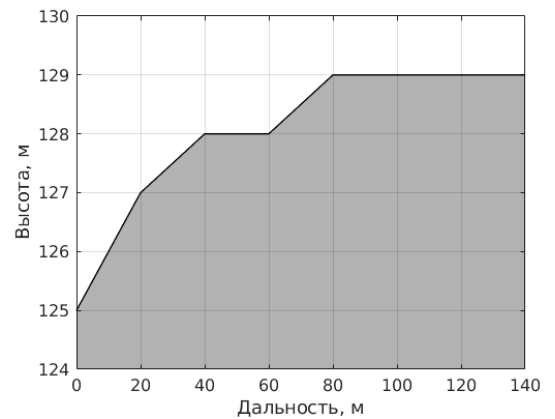


Амплитуда отраженного сигнала в зависимости от дальности

Рисунок 3.15 – Описание сценария полета МБПЛА и фона «Уголок без ветра»



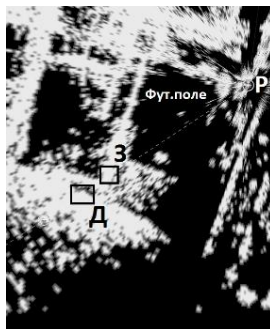
Траектория полета МБПЛА относительно фона



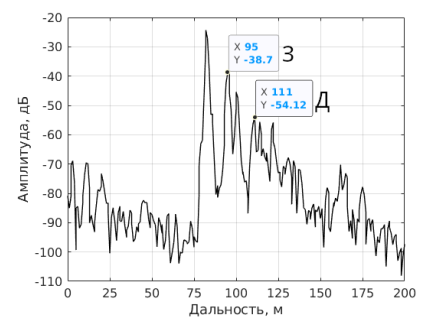
Рельеф местности радар-фон



Фотография фона



Радиолокационное изображение фона



Амплитуда отраженного сигнала в зависимости от дальности

Рисунок 3.16 – Описание сценариев полета МБПЛА и фона: «Забор» и «Деревья»

Измерения проводилось в два этапа. На первом этапе измерялся отраженный сигнал от фона в момент, когда пролетал МБПЛА перпендикулярно линии визирования радар-фон. На втором этапе измерялся отраженный сигнал от фона без пролета МБПЛА для оценки статистических характеристик ЭПР фона таких как: среднее значение ЭПР, СКО ЭПР, и интервал корреляции.

Методика измерения для первого этапа такая же, как и при измерении бистатической ЭПР «на просвет», которая описана в разделе 3.2. Но расстояния между маркерами и углом выбирались исходя из параметров траекторий полета МБПЛА, описанных в таблице 3.2., а также начало и конец записи соответствовал времени пролета МБПЛА от маркера к маркеру и обратно. Для фона под номерами 3 и 4 юстировка производилась только для антенны радара на выбранный фон.

Для второго этапа проводились дополнительные последовательные десять сеансов измерений по тридцать секунд, что соответствует 8700 измерениям отраженного сигнала от фона за сеанс. Для фона под номером 3 и 4 на линию визирования «радар-фон» дополнительно устанавливался эталонный трехгранный уголкового отражатель с ЭПР 247 м^2 для калибровки ЭПР фона (см. рисунок 3.16). Калибровка для фона под номерами 1 и 2 не требовалась, так как фоном являлся тот же эталонный трехгранный уголкового отражатель.

3.4 Результаты натурного исследования возможности обнаружения МБПЛА фоновым радиолокатором X-диапазона

Расчет блока СХФ проводился по 87000 измерениям, результаты сведены в таблицу 3.3.

Таблица 3.3 – Статистические характеристики ЭПР фона

Фон	Интервал корреляции, с.	СКО ЭПР фона, м^2	Среднее значение ЭПР фона, м^2
Уголок без ветра	2,4	4,63	247
Уголок с ветром	0,56	11,3	247
Деревья	0,05	1,72	1,72
Забор металлический	3,24	0,51	20,5

После подстановки характеристик из таблицы 3.3 в модель обнаружителя получены результаты вероятностных характеристик обнаружения фоновым радиолокатором МБПЛА типа квадрокоптер «Phantom 3», которые приведены на рисунках 3.17 – 3.19.

Результаты моделирования для трассы «Уголок с ветром» (рисунок 1). Среднее значение ЭПР фона $m_{\sigma\phi} = 247 \text{ м}^2$ при СКО флуктуаций ЭПР фона $\sigma_{\sigma\phi} = 11,3 \text{ м}^2$. Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным $\tau_{\sigma\phi} = 0,56 \text{ с}$.

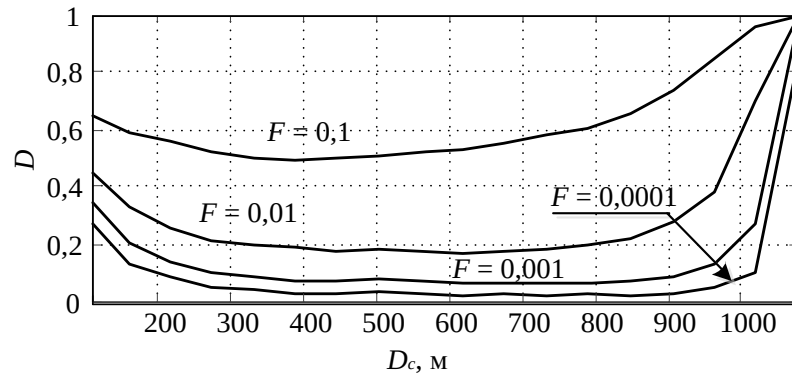


Рисунок 3.17 – Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для трассы «Уголок с ветром»; $D_f = 929 \text{ м}$, $v = 7 \text{ м/с}$

Результаты моделирования для трассы «Уголок без ветра» (рисунок 2). Среднее значение ЭПР фона $m_{\sigma\phi} = 247 \text{ м}^2$ при СКО флуктуаций ЭПР фона $\sigma_{\sigma\phi} = 4,63 \text{ м}^2$. Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным $\tau_{\sigma\phi} = 2,4 \text{ с}$.

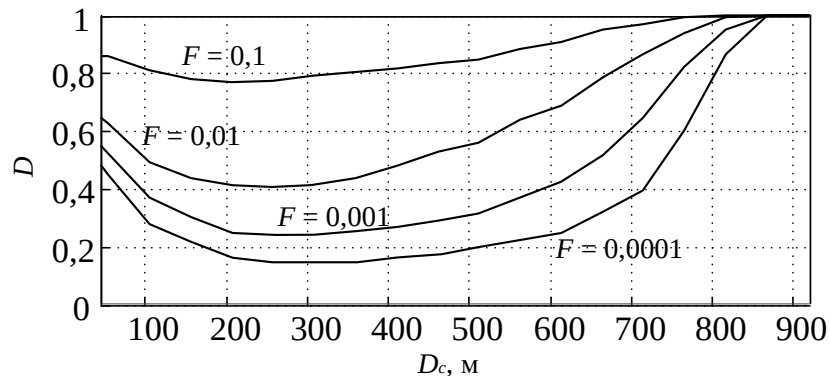


Рисунок 3.18 – Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для трассы «Уголок без ветра»; $D_f = 1110 \text{ м}$, $v = 7 \text{ м/с}$

Результаты моделирования для трассы «Металлический забор» (рисунок 3). Среднее значение ЭПР фона $m_{\sigma\phi} = 20,5 \text{ м}^2$ при СКО флуктуаций ЭПР фона $\sigma_{\sigma\phi} = 0,51 \text{ м}^2$. Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным $\tau_{\sigma\phi} = 3,24 \text{ с}$.

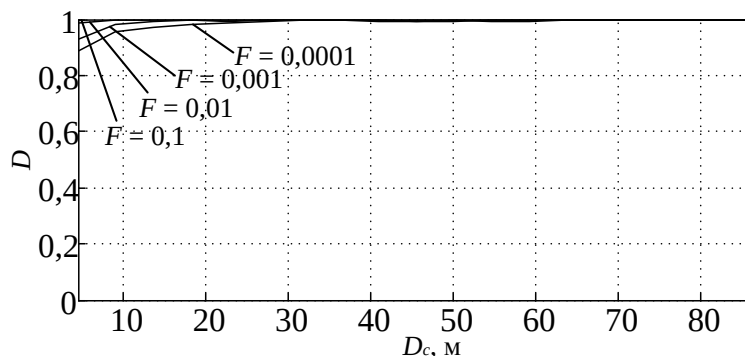


Рисунок 3.19 – Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для трассы «Металлический забор»; $D_f = 91 \text{ м}$, $v = 3 \text{ м/с}$

Результаты моделирования для трассы «Лесной массив» (рисунок 4). Среднее значение ЭПР фона $m_{\sigma\phi} = 1,72 \text{ м}^2$ при СКО флуктуаций ЭПР фона $\sigma_{\sigma\phi} = 1,72 \text{ м}^2$. Интервал временной корреляции флуктуаций ЭПР фона положим равным $\tau_{\sigma\phi} = 0,05 \text{ с}$.

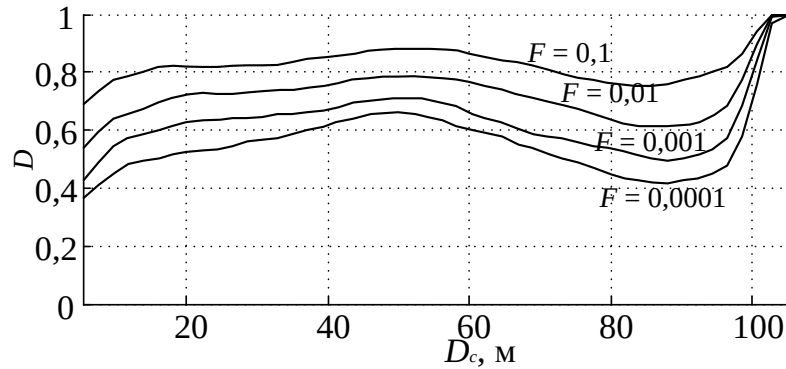


Рисунок 3.20 – Оценки вероятностей правильного обнаружения в зависимости от дальности до цели для трассы «Лесной массив»; $D_f = 106 \text{ м}$, $v = 3 \text{ м/с}$

Трасса «Уголок без ветра»

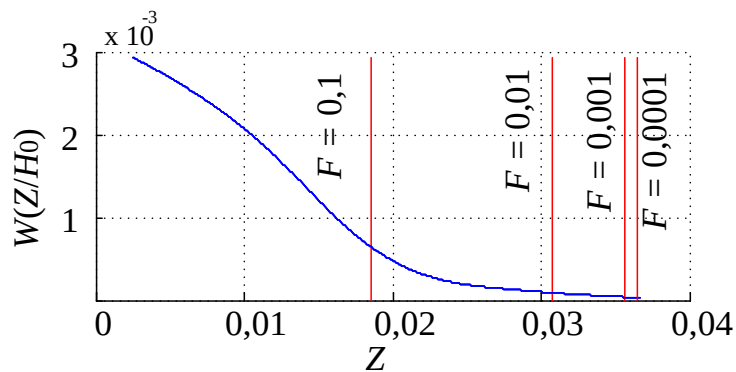
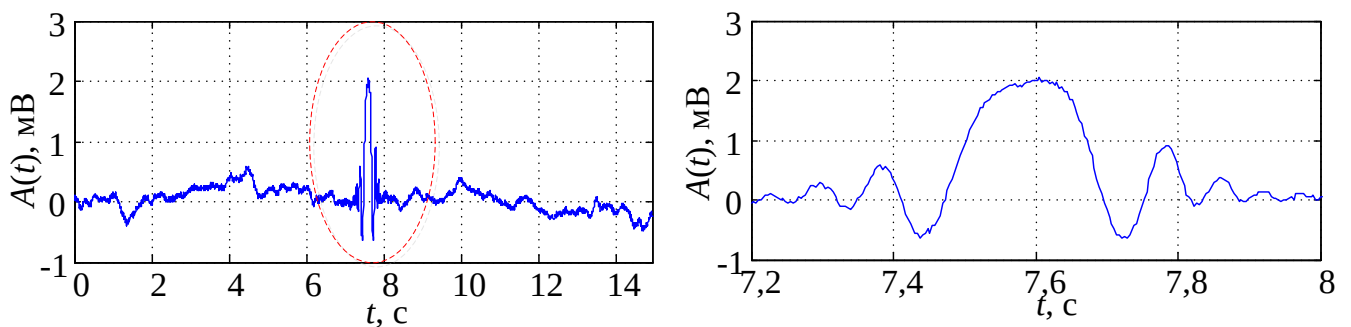


Рисунок 3.21 – Плотность распределения вероятностей мгновенных значений принимаемого сигнала на выходе согласованного фильтра при отсутствии цели (H_0), трасса «Уголок без ветра», прямой пролет



а) – на интервале времени $t = [0, 15]$

б) – на интервале времени $t = [7,2, 8,0]$

Рисунок 3.22 – Реализация сигнала на входе обнаружителя при наличии цели (H_1), трасса «Уголок без ветра», прямой пролет

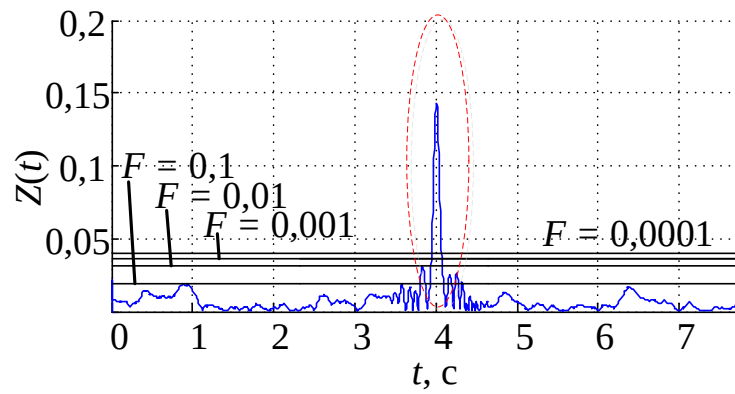


Рисунок 3.23 – Реализация выходного сигнала согласованного фильтра при наличии сигнала (H_1), трасса «Уголок без ветра», прямой пролет

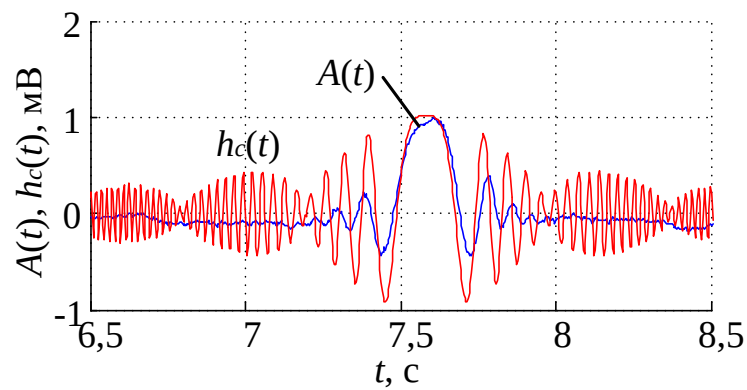


Рисунок 3.24 – Реализация принимаемого сигнала $A(t)$ и импульсной реакции $h_c(t)$ синфазного канала обнаружителя на интервале времени $t = [6,5, 8,5]$, трасса «Уголок без ветра», прямой пролет

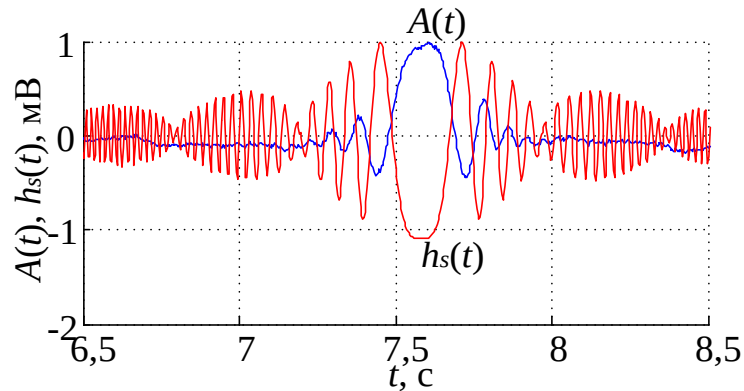


Рисунок 3.25 – Реализация принимаемого сигнала $A(t)$ и импульсной реакции $h_s(t)$ квадратурного канала обнаружителя на интервале времени $t = [6,5, 8,5]$; трасса «Уголок без ветра», прямой пролет

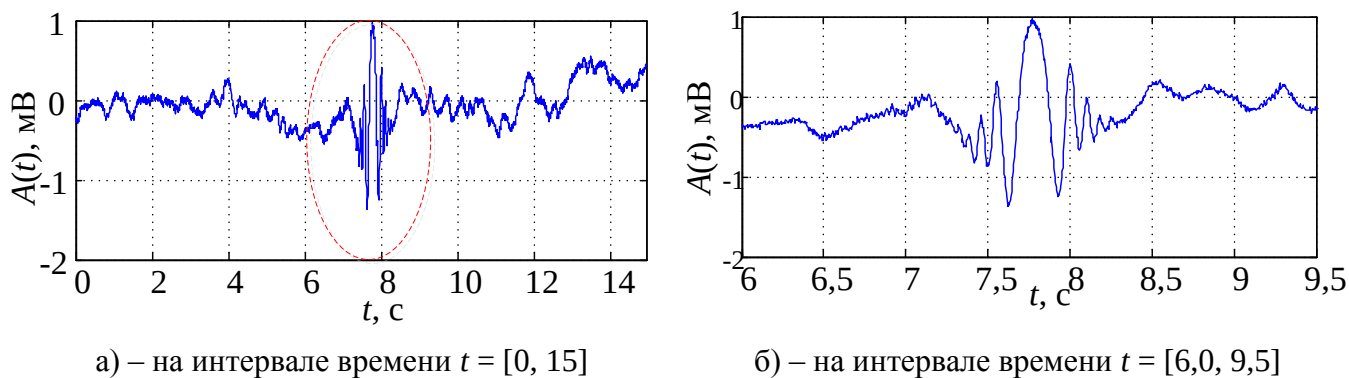


Рисунок 3.26 – Реализация сигнала на входе обнаружителя при наличии цели (H_1), трасса «Уголок без ветра», обратный пролет

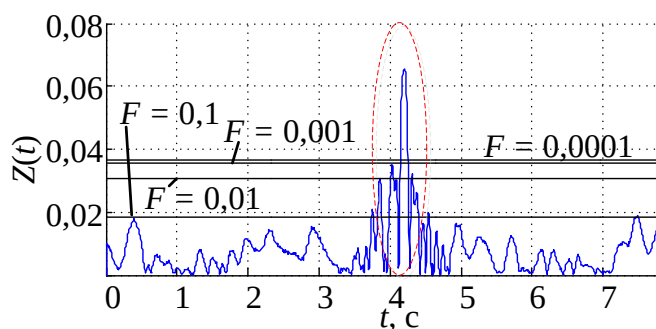


Рисунок 3.27 – Реализация выходного сигнала согласованного фильтра при наличии сигнала (H_1), трасса «Уголок без ветра», обратный пролет

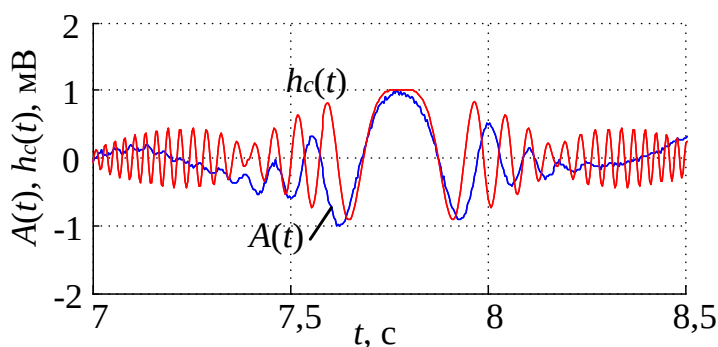


Рисунок 3.28 – Реализация принимаемого сигнала $A(t)$ и импульсной реакции $h_c(t)$ синфазного канала обнаружителя на интервале времени $t = [7, 0, 8, 5]$, трасса «Уголок без ветра», обратный пролет

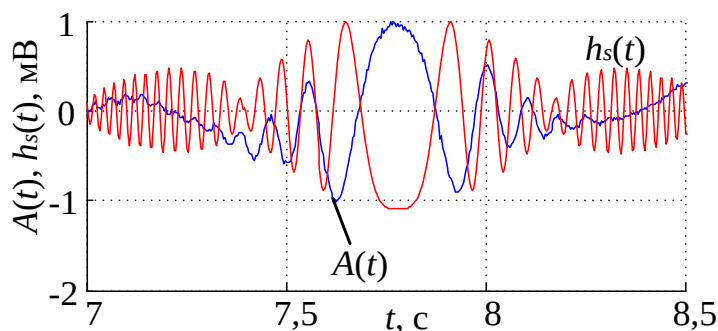


Рисунок 3.29 – Реализация принимаемого сигнала $A(t)$ и импульсной реакции $h_s(t)$ квадратурного канала обнаружителя на интервале времени $t = [7, 0, 8, 5]$; трасса «Уголок без ветра», обратный пролет

Трасса «Лесной массив»

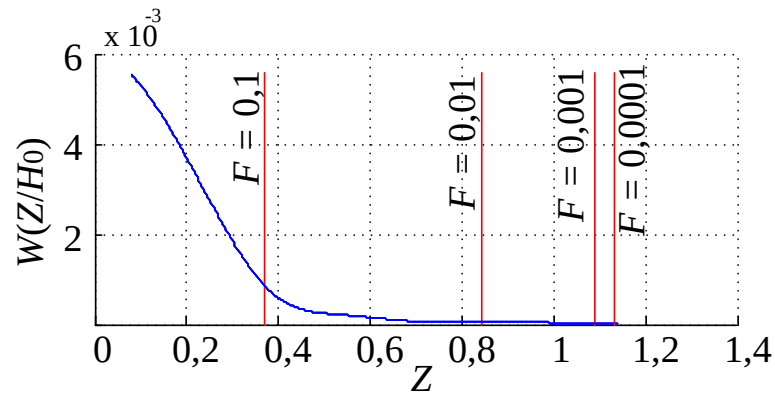
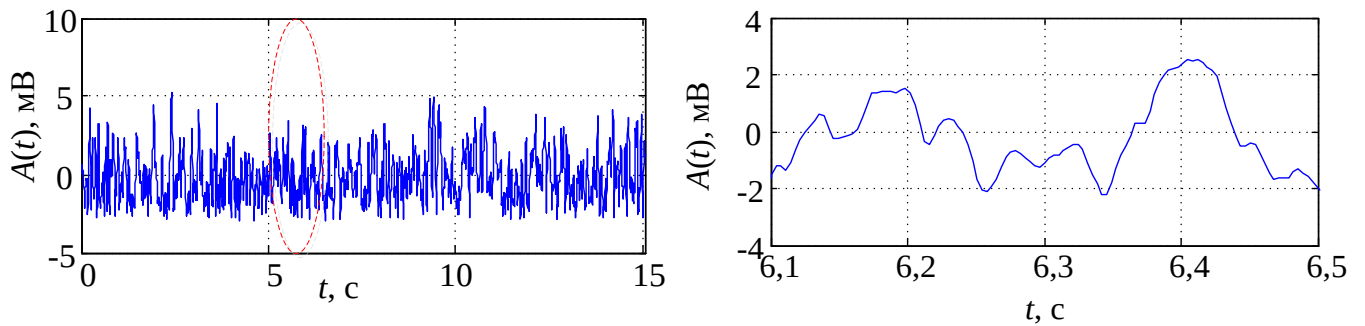


Рисунок 3.30 – Плотность распределения вероятностей мгновенных значений принимаемого сигнала на выходе согласованного фильтра при отсутствии цели (H_0), трасса «Лесной массив», прямой пролет



а) – на интервале времени $t = [0, 15]$

б) – на интервале времени $t = [6,1, 6,5]$

Рисунок 3.31 – Реализация сигнала на входе обнаружителя при наличии цели (H_1), трасса «Лесной массив», прямой пролет

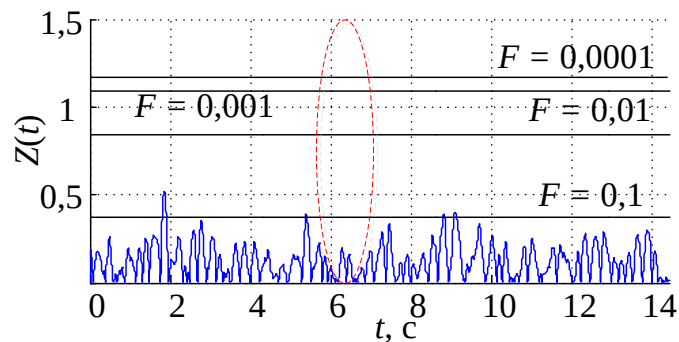


Рисунок 3.32 – Реализация выходного сигнала согласованного фильтра при наличии сигнала (H_1), трасса «Лесной массив», прямой пролет

Трасса «Металлический забор»

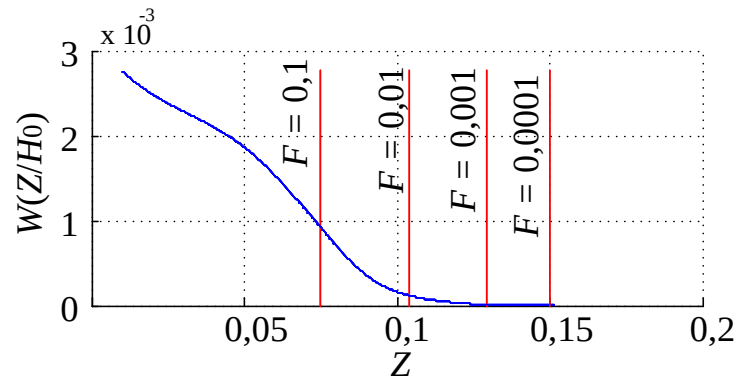
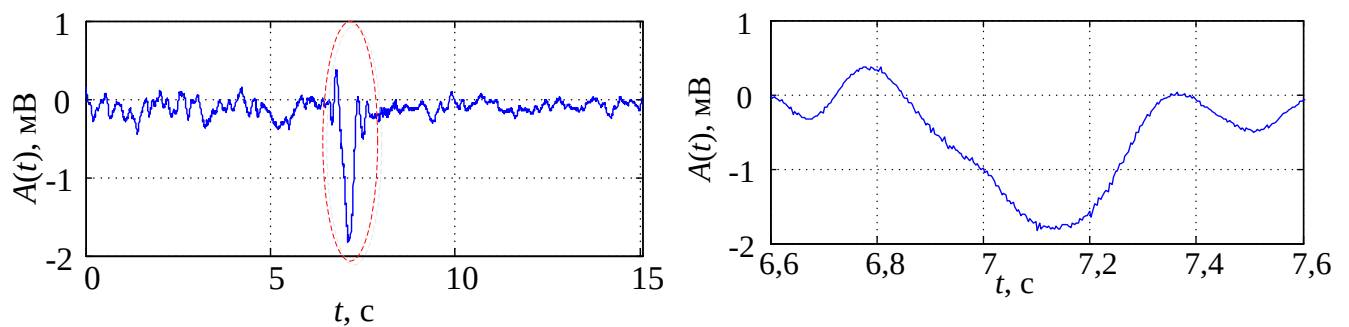


Рисунок 3.33 – Плотность распределения вероятностей мгновенных значений принимаемого сигнала на выходе согласованного фильтра при отсутствии цели (H_0), трасса «Металлический забор», прямой пролет



а) – на интервале времени $t = [0, 15]$

б) – на интервале времени $t = [6.6, 7.6]$

Рисунок 3.34 – Реализация сигнала на входе обнаружителя при наличии цели (H_1), трасса «Металлический забор», обратный пролет

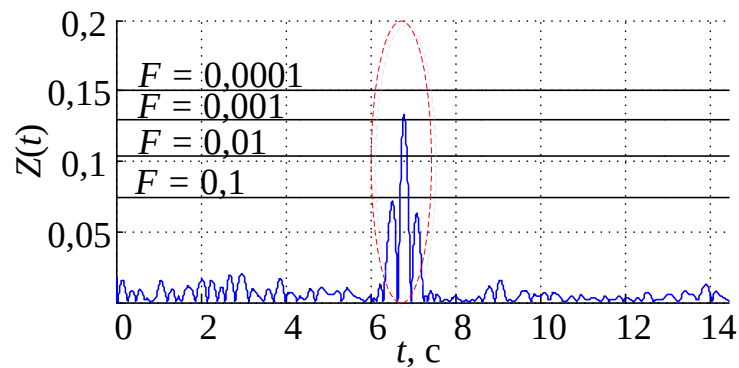


Рисунок 3.35 – Реализация выходного сигнала согласованного фильтра при наличии сигнала (H_1), трасса «Металлический забор», обратный пролет

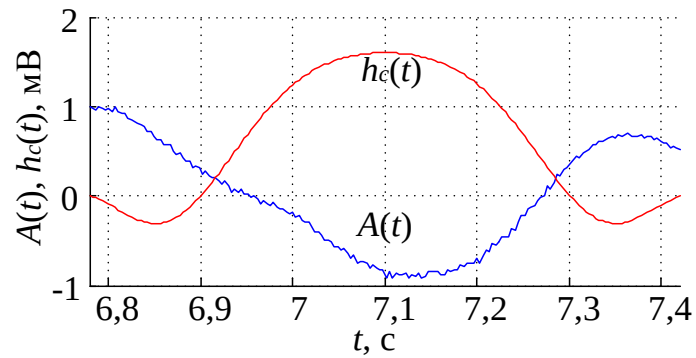


Рисунок 3.36 – Реализация принимаемого сигнала $A(t)$ и импульсной реакции $h_c(t)$ синфазного канала обнаружителя на интервале времени $t = [6,75, 7,45]$; трасса «Металлический забор», обратный пролет

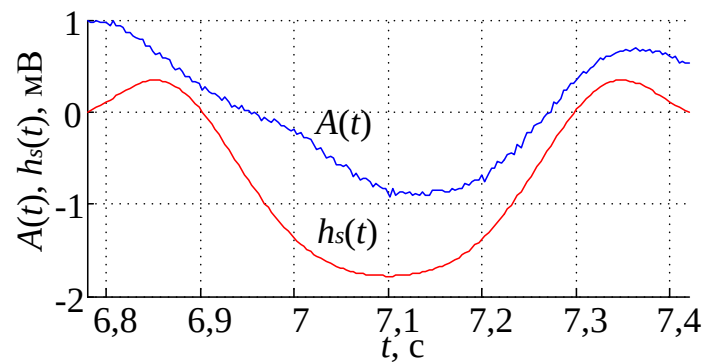


Рисунок 3.37 – Реализация принимаемого сигнала $A(t)$ и импульсной реакции $h_s(t)$ квадратурного канала обнаружителя на интервале времени $t = [6,75, 7,45]$, трасса «Металлический забор», обратный пролет

Трасса «Уголок с ветром»

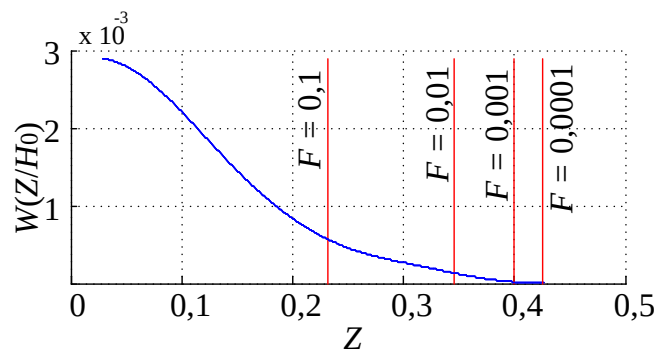
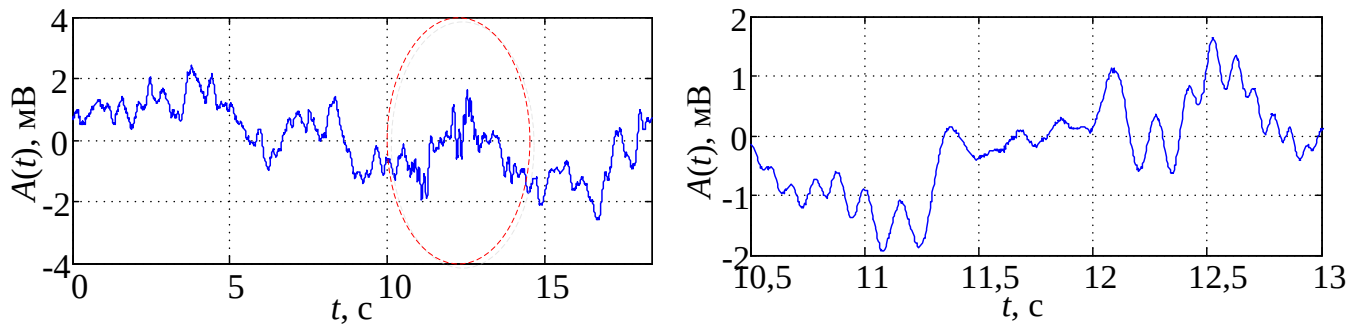


Рисунок 3.38 – Плотность распределения вероятностей мгновенных значений принимаемого сигнала на выходе согласованного фильтра при отсутствии цели (H_0), трасса «Уголок с ветром», прямой пролет



а) – на интервале времени $t = [0, 15]$

б) – на интервале времени $t = [10,5, 13,0]$

Рисунок 3.39 – Реализация сигнала на входе обнаружителя при наличии цели (Н1) трасса «Уголок с ветром», обратный пролет

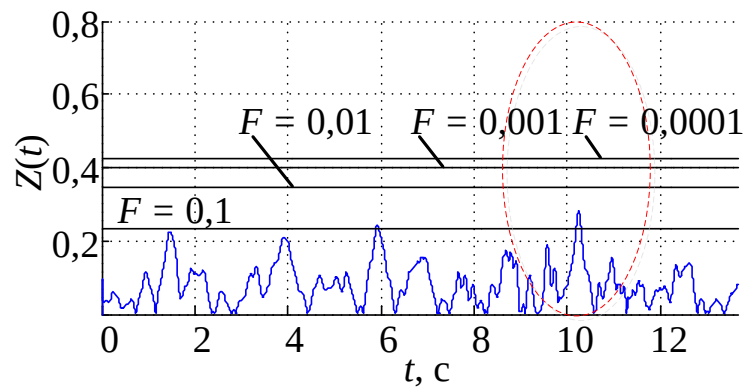


Рисунок 3.40 – Реализация выходного сигнала согласованного фильтра при наличии сигнала (Н1), трасса «Уголок с ветром», обратный пролет

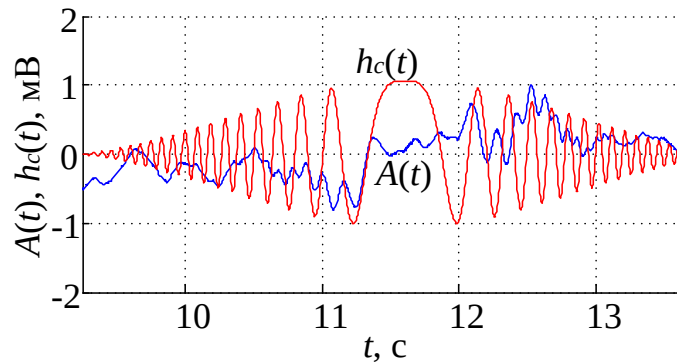


Рисунок 3.41 – Реализация принимаемого сигнала $A(t)$ и импульсной реакции $h_c(t)$ синфазного канала обнаружителя на интервале времени $t = [9,2, 13,6]$; трасса «Уголок с ветром», обратный пролет

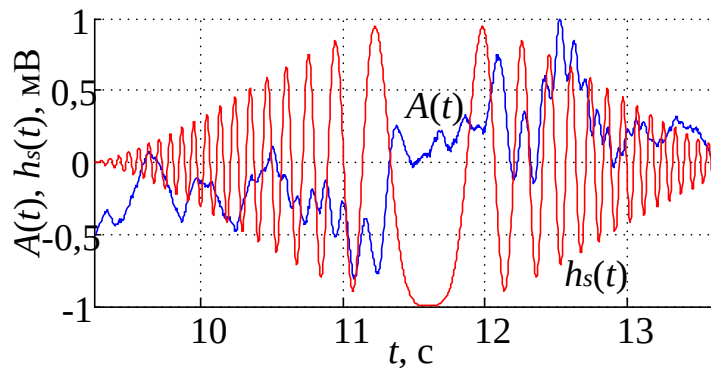


Рисунок 3.42 – Реализация принимаемого сигнала $A(t)$ и импульсной реакции $h_s(t)$ квадратурного канала обнаружителя на интервале времени $t = [9,2, 13,6]$; трасса «Уголок с ветром», обратный пролет

3.5 Выводы

1. Описана структурная схема макета фоновых радиолокатора. Описана методика и сценарии для четырех натурных испытаний.
2. Измерены бистатистическая ЭПР и ширина диаграммы рассеяния «на просвет» МБПЛА.
3. Получены результаты измерения статистических характеристик ЭПР фона.
4. После измерения параметров модели сигналов было проведено моделирование вероятностных характеристик обнаружения фоновых радиолокатора и приведены результаты работы обнаружителя для различных фонов и сценариев полета МБПЛА относительно фона и радара.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе приведены основные подходы к обнаружению МБПЛА, движущегося вблизи подстилающей поверхности, выявлены их достоинства и недостатки. Среди радиолокационных методов обнаружения МБПЛА отдельное внимание уделено методу фоновой радиолокации. В частности, показаны пути развития алгоритмов обнаружения движущихся целей для фоновых радиолокаторов на основе анализа доступной автору литературы.

Получены аналитические выражения полезного сигнала, наблюдаемого на входе обнаружителя фоновых радиолокаторов, выявлены закономерности изменения амплитуды и коэффициента сжатия полезного сигнала в зависимости от дальности до цели и фона, параметров движения МБПЛА.

Рассмотрен статистический подход к обнаружению полезного сигнала, вызванного движением МБПЛА, в частности, при наличии мультипликативной помехи, вызванной флуктуациями ЭПР. Теоретически и экспериментально проверен алгоритм обнаружения МБПЛА на основе согласованного фильтра.

Основные результаты диссертационной работы заключаются в следующем:

1. Дано определение фоновых радиолокаторов. Проведен обзор методов и подходов обнаружения движущейся цели в фоновых радиолокаторах, выявлены пути их совершенствования. Рассмотрена классификация активных радиолокационных средств на основе двух признаков: расположения пунктов в пространстве и способа формирования полезного сигнала. Применительно к рассмотренной классификации определено место фоновых радиолокаторов. Разработана структурная схема фоновых радиолокаторов с зондирующим радиосигналом с линейной частотной модуляцией, определен перечень параметров входящего в его состав обнаружителя для последующей модернизации.

2. Разработана математическая модель полезного сигнала на входе обнаружителя фоновых радиолокаторов, и получены количественные соотношения, связывающие амплитуду и коэффициент сжатия полезного сигнала с расположением на трассе и параметрами МБПЛА и фона.

3. Выявлены закономерности изменения коэффициента сжатия полезного сигнала от дальности до фона и цели, а также от параметров движения МБПЛА. В частности, показана квадратичная зависимость коэффициента сжатия полезного сигнала от расстояния до фона в диапазоне расстояний от 100 до 5000 м, которая не зависит от скорости движения МБПЛА.

4. На основе статистического подхода разработан алгоритм обнаружения МБПЛА, отличающийся от рассматриваемых в литературе, применением ряда согласованных фильтров с импульсными реакциями, настроенными на определенную дальность до фона и цели, а также па-

раметры ее движения. Для сокращения количества согласованных фильтров рассмотрены функции, описывающие изменение амплитуды его отклика при рассогласовании по параметрам полезного сигнала. На основе анализа и аппроксимации ширины таких функций разработан алгоритм расчета количества согласованных фильтров обнаружителя МБПЛА для фонового радиолокатора.

5. Работоспособность алгоритма обнаружения МБПЛА проверена путем обработки моделируемого полезного сигнала, искаженного, главным образом, флуктуациями ЭПР фона для различных сценариев движения БПЛА. Показано, что приемлемые характеристики обнаружения (вероятность правильного обнаружения более 0,95) обеспечиваются при флуктуациях ЭПР менее 3 м^2 для фона, расположенного от приемопередатчика радиолокатора на дальности около 1000 м.

6. Параметры модели полезного сигнала уточнены экспериментально: получены статистические характеристики отражения фоновых объектов и бистатистическая ЭПР «на просвет» МБПЛА. Работоспособность алгоритма обнаружения МБПЛА подтверждена моделированием полезного сигнала на основе уточненных параметров его модели.

7. Работоспособность разработанного обнаружителя МБПЛА подтверждена экспериментально на основе обработки разработанным алгоритмом отсчетов амплитуд сигналов биений для фонового радиолокатора.

Работа финансово поддержана Министерством образования и науки Российской Федерации в рамках соглашения 14.577.21.0279 от 26.09.2017, идентификатор проекта RFMEFI57717X0279.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ И УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АКФ – автокорреляционная функция
АЭС – атомная электростанция
БПЛА – беспилотный летательный аппарат
ГКРЧ – государственная комиссия по радиочастотам
ГЭС – гидроэлектростанция
ДН – диаграмма направленности
ДУП – датчик углового положения
ЗАК – зенитный артиллерийский комплекс
ЗПРК – зенитный ракетно-пушечный комплекс
ЗРК – зенитный ракетный комплекс
ИК – инфракрасный
ЛЧМ – линейная частотная модуляция
МБПЛА – малоразмерный беспилотный летательный аппарат
ПВО – противовоздушная оборона
ПЗУ – постоянное запоминающее устройство
ПК – персональный компьютер
ПЛИС – программируемая логическая интегральная схема
ПО – программное обеспечение
ППМ – приемо-передающий модуль
РАН – российская академия наук
РЛС – радиолокационная система
СВЧ – сверхвысокие частоты
СДЦ – селекция движущихся целей
СКО – среднеквадратическое отклонение
СУД – система управления двигателем
СФ – согласованный фильтр
ФЦП – федеральная целевая программа
ЦПП – цифровой приемо-передатчик
ЧПК – череспериодная компенсация
ЭМ – электромагнитные
ЭПР – эффективная поверхность рассеяния

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бодрова, А.С. Сборник докладов и статей по материалам II научно-практической конференции «Перспективы развития и применения комплексов с беспилотными летательными аппаратами» / Под. общ. ред. А.С. Бодрова, С.И. Безденежных. - Коломна: ГЦ БПА МО РФ, 2017. - 337 с.
2. Бодрова, А.С. Перспективы развития и применения комплексов с беспилотными летательными аппаратами» / Под. общ. ред. А.С. Бодрова, С.И. Безденежных. - Коломна: 2016. - 274 с.
3. Finn, A. An analysis of unmanned aerial vehicle-based acoustic atmospheric tomography / A. Finn, K. Rogers // Proc. Acoustics 2016: The second australiasian acoustical societies conf. - 2016.
4. Lloyd, S.D. Use of unmanned aerial vehicles (UAV's) for underwater noise assessment [Poster] / S.D. Lloyd, P.A. Lepper, S.C. Pomeroy // Loughborough university institutional repository - 2017.
5. Unmanned_Aerial_Vehicles_and_Anti-UAV_Defence_Systems [Электронный ресурс]. – Режим доступа:
https://spetstechnoexport.com/system/documents/attachments/000/000/050/original/06-Unmanned_Aerial_Vehicles_and_Anti-UAV_Defence_Systems_Screen.pdf?1533831062.
6. De Bree, H.E. Acoustic vector sensors on small unmanned air vehicles / H.E. De Bree, G. De Croon // The SMi unmanned aircraft systems. - 2011.
7. Asadi, A. The drones book / A. Asadi, R. Andrews // Imagine publishing ltd Richmond house 33. - 2016. - 164 p.
8. Harvey, B. Acoustic detection of a fixed-wing UAV / B. Harvey, S. O'Young // Drones. - 2018. - P. 4.
9. Еремин, Г.В. Малоразмерные беспилотники - новая проблема для ПВО / Г.В. Еремин, А.Д. Гаврилов, И.И. Назарчук // Армейский вестник. - 2015.
10. Самойлов, П.В. Угрозы применения малоразмерных БПЛА и определение наиболее эффективного способа борьбы с ними/ П.В. Самойлов, К.А. Иванов // Молодой ученый. - 2017. -N4. – С. 59-65.
11. Danyk, Y. G. Unmanned aerial vehicles detection based on analysis of acoustic and radar signals / Y. G. Danyk, I. V. Puleko V. Bougaiov // J. Zhytomyr State Technol. Univ. Ser., - 2014.
12. Ritchie, M. Micro-drone RCS analysis/ M. Ritchie, F. Fioranelli, H. Griffiths, and B. Torvik // IEEE Radar Conf., - 2015.

13. Hoffmann, F. Micro-Doppler based detection and tracking of UAVs with multistatic radar / F. Hoffmann, M. Ritchie, F. Fioranelli, A. Charlish, H. Griffiths // IEEE Radar Conf. (RadarConf) - 2016.
14. Fioranelli, F. Classification of loaded/unloaded micro-drones using multistatic radar / F. Fioranelli, M. Ritchie, H. Griffiths, H. Borrión // Electronics letters - 2015.
15. Даник, Ю.Г. Анализ эффективности выявления тактических беспилотных летательных аппаратов пассивными и активными способами сопряжения / Ю.Г. Даник, М.В. Бгайов // Проблемы создания испытания применения и эксплуатации сложных информационных систем. - 2015. - С. 5-20.
16. Даник, Ю.Г. Анализ собственных излучений оборудования тактических беспилотных летательных аппаратов / Ю.Г. Даник, С.О. Дупелич // Проблемы создания испытания применения и эксплуатации сложных информационных систем. - 2015. - С. 5-20.
17. Gu, J. Fast computation method for electromagnetic scattering characteristics of unmanned air vehicle / J. Gu, Z. Liang, and X. Wang // IET Int. Radar Conf., Hangzhou, China: - 2015.
18. Ryapolov, I. Radar cross-section calculation for unmanned aerial vehicle / I. Ryapolov, O. Sukharevsky, V. Vasilets // Int. Conf. Math. Methods Electromagn. Theory (MMET), Dnipropetrovsk, Ukraine: - 2014.
19. Peto, T. The radar cross section of small propellers on unmanned aerial vehicles / T. Peto, S. Bilicz, L. Szucs, S. Gyimóthy, J. Pávó, // 10th Eur. Conf. Antennas Propag. (EuCAP): - 2016.
20. Schroder, A. Numerical and experimental radar cross section analysis of the quadrocopter DJI phantom 2 / A. Schroder et al. // IEEE Radar Conf., - 2015.
21. Создание на основе собственной СВЧ элементной базы системы мониторинга верхней полусферы охраняемых объектов для предотвращения несанкционированного проникновения сверхмалоразмерных летательных аппаратов (типа «дрон») в охраняемую зону: отчет о ПНИЭР (промежуточный, этап 2, часть 1) / ТУСУР; рук. В.А. Хлусов; Исполн.: Д.М. Носов, А.В. Христенко [и др.]. – Томск, 2016. – 205 с. – ГР № АААА-А15-115123010010-3. – Соглашение № 14.577.21.0188 от 27.10.2014.
22. Khristenko, A.V. A system for measurement of electromagnetic wave scattered by small UAVs / A.V. Khristenko, M.O. Konovalenko, M.E. Rovkin et al. // International Siberian conference on control and communications (SIBCON). - 2014. –С 1-5.
23. Khristenko A.V. Magnitude and Spectrum of Electromagnetic Wave Scattered by Small Quadcopter in X-Band / A.V. Khristenko, M.O. Konovalenko, M.E. Rovkin [et al] // IEEE Trans. on Antennas and Propagation. – 2018. – Vol. 66, no. 4. – PP. 1977-1984, (DOI: 10.1109/TAP.2018.2800640, *Web of Science Core Collection*, Q1).

24. Коротченко, И. Возможности оборонно-промышленного комплекса России по созданию перспективных огневых систем ПРО / И.Кортченко // Фактор противоракетной обороны в формировании нового пространства безопасности. - 2012.
25. Ганин, С.М. Современные самоходные зенитные установки / С.М. Ганин, А.В. Карпенко. СПб.: Бастион. - 28 с.
26. Фитасов, Е.С. Пространственно-временная обработка сигналов в малогабаритных мобильных радиолокационных системах обнаружения низколетящих воздушных объектов: дис. ... д-ра тех. наук: 05.12.14 / Фитасов Евгений Викторович. - М., 2018. - 378 с.
27. Goering, A. UAV noise reduction / A. Goering. – P. 76.
28. Islam, R. Small UAV noise analysis/ R. Islam, A. Stimpson, M. Cummings. - 2017.
29. Kloet, N. Drone on: a preliminary investigation of the acoustic impact of unmanned aircraft systems (UAS) / N. Kloet et al. // 24th international congress on sound and vibration. - 2017.
30. Intaratep, N. Experimental study of quadcopter acoustics and performance at static thrust conditions / N. Intaratep et al. // 22nd AIAA/CEAS Aeroacoustics conference. - 2016. –P. 14
31. Chowdhury, A.S. Implementation and performance evaluation of acoustic denoising algorithms for UAV / A.S. Chowdhury. – 2016.
32. Harvey, B. Acoustic detection of a fixed-wing UAV/ B. Harvey, S. O’Young // Drones. - 2018. - N 4.
33. Islam, R. Small UAV nose analysis design of experiment / R. Islam, S.Kelly // Duke university. – 2016.
34. Zawodny, N.S. A summary of NASA research exploring the acoustics of small unmanned aerial systems / N.S. Zawodny, A. Christian, R. Cabell. - 2018.
35. Zawodny, N.S. Investigation of rotor-airframe interaction noise associated with small-scale rotary-wing unmanned aircraft systems / N.S. Zawodny, D.D. Boyd Jr // Aeroacoustics branch. - 2017.
36. Cabell, R. Measured noise from small unmanned aerial vehicles / R. Cabell, F. Grosveld, R. McSwain //Inter-noise and noise-con congress and conference proceedings. - 2016. - P. 345-354.
37. Howell, C.T. The NASA Langley research center’s unmanned aerial system surrogate research aircraft / C.T. Howell et al. // Digital avionics system conference. - 2010. -P. 14.
38. Marmaroli, P. A UAV motor denoising technique to improve localization of surrounding noisy aircraft: proof of concept for anti-collision systems / P.Marmaroli, X. Falourd, H. Lissek // Ecole polytechnique federale de Lausanne. - 2012.

39. MilijkoVIC, D. Methods for attenuation of unmanned aerial vehicle noise / D. MilijkoVIC // International convention on information and communication technology electronics and microelectronics (MIPRO). -2018. - P. 5.
40. Castro, V. Active noise cancellation system for UAVs / V. Castro et al. // American institute of aeronautics and astronautics.
41. Strauss, M. DREGON Dataset and methods for UAV-embedded sound source localization/ M. Strauss et al. // International conference on intelligent robots and systems (IROS). - 2018. - P. 8.
42. Leslie, A. Broadband noise reduction on a mini-UAV Propeller through boundary layer tripping / A. Leslie, K. Wong, D.Auld // Acoustics and sustainability. – 2008.
43. Visser, P. Designing a low-noise propeller for an unmanned aerial vehicle / P. Visser // Student projects innovate. - 2007.
44. Stoll, A. A dissertation submitted to the department of aeronautics and astronautics and the committee on graduate studies of Stanford university in partial fulfillment of the requirements for the degree of engineer / Stoll Alex. M., 2012. – 98 p.
45. Филин, Е.Д. Методы обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов на основе анализа электромагнитного спектра / Е.Д. Филин, Р.В. Киричек // Информационные технологии и телекоммуникации. - 2018. - N 2. - С. 97-93.
46. Годунов, А.И. Комплекс обнаружения и борьбы с малогабаритными беспилотными летательными аппаратами / А.И. Годунов, С.В. Шишков, Н.К. Юрков // Надежность и качество сложных систем. - 2014. - N 2 (6).
47. Абдулов, Р. Н. Обеспечение визуальной скрытности разведывательных беспилотных летательных аппаратов нижнего эшелона от летательных средств верхнего эшелона в условиях гомогенного и гетерогенного загрязнения атмосферы аэрозолем / Р. Н. Абдулов, Н. А. Абдуллаев, Х. Г. Асадов //Научные технологии в космических исследованиях Земли. - 2017. - N 4.
48. Barrett, R. UAV visual signature suppression via adaptive materials / R. Barrett, J. Melkert //Smart Structures and Materials 2005: Industrial and Commercial Applications of Smart Structures Technologies. - 2005. - P. 100-110.
49. Heikenfeld, J. Rare-earth-doped GaN switchable color electroluminescent devices / J. Heikenfeld, A.J. Steckl // IEEE Transactions on electron devices. - 2002.
50. Zhang Y.M. A single-molecule multicolor electrochromic device generated through medium engineering / Y.M. Zhang et al. // Light: science & applications. - 2015.

51. Пашаев, Н.М. Тепловизуальный метод высотного обнаружения низколетящих дронов с электронно-цветовым камуфлированием поверхности / Н.М. Пашаев // Научные технологии в космических исследованиях земли. - 2017.
52. Шубин, Н. Ю. Нейросетевой алгоритм обнаружения малоразмерных объектов на облачных фонах / Н. Ю. Шубин, В.С. Муравьев, С.И. Муравьев. // Графикон' 2011 21-я международная конференция по компьютерной графике и зрению. – 2011. - С. 220-223.
53. Корепанов, С.Е. Алгоритмы обнаружения объектов и оценивания их траекторных параметров с использованием каналов технического зрения бортовых систем обработки информации и управления: дис. ... канд. техн. наук: 05.13.01 / Корепанов Семен Евгеньевич. - М., 2016. - 238с.
54. Yoon, I. Wavelength-adaptive dehazing using histogram merging-based classification for UAV images / I. Yool et al. // Sensors. - 2015. - N 3. - P. 18.
55. Бархатов А.В. Пассивная когерентная радиолокация / А.В. Бархатов. - СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. 163 с.
56. Денисов, В.П. Фазовые радиопеленгаторы/ В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. - Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2002. - 251 с.
57. Paecock, M. Towards detection and control of civilian unmanned aerial vehicles / M. Paecock, M.N. Johnstone // Australian information warfare and security conference. - 2013.
58. Бомбизов, А.А. Исследование возможности обнаружения БПЛА по признакам электромагнитного излучения в области низких частот/ А.А. Бомбизов, А.Г. Лошилов, С.А. Артищев// XIV Международная конференция студентов, аспирантов и молодых ученых «Перспективы развития фундаментальных наук». - 2017. - С. 30-32.
59. Сколник, М. Справочник по радиолокации / М. Сколник. - М.: Сов. радио, 1976. - 456 с.
60. Денисов, В.П. Радиотехнические системы: учебное пособие/ В.П. Денисов, Б.П. Дудко. - Томск: Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2012. - 166 с.
61. Новиков, А.В. Дальность действия радиолокационных сенсоров охранных систем / А.В. Новиков, А.В. Христенко // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. - 2019. - С. 7-10.
62. Козлов, А.И. Поляризационно-доплеровская функция отклика составного радиолокационного объекта в задаче обнаружения/ А.И. Козлов, В.Н. Татаринев, С.В. Татаринев, Н.Н. Кривин// Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. - 2013. - N 7(193).

63. Кривин, Н.Н. Поляризационный след и поляризационный контраст малоразмерных радиолокационных объектов: дис. ... канд. тех. наук: 05.12.14/ Кривин Николай Николаевич. –М., 2015. – 111 с.
64. Бабанов, Н.Ю. О применении ЛЧМ-зондирующих сигналов в нелинейной радиолокации/Н.Ю. Бабанов, В.В. Дмитриев, И.Н. Замятина// Вестник НГИЭИ. - 2018. - N 3 (82).
65. Щербаков, Г.Н. Применение нелинейной радиолокации для дистанционного обнаружения малоразмерных объектов // Специальная техника. - 1999. - N 6. P. 34-39.
66. Семенов, А.В. Обнаружение радиолокационных целей с помощью преобразования Хафа / А.В. Семенов // Машиностроение и компьютерные технологии. - 2014. - N 12.
67. Duba, R.O. Use of the hough transformation to detect lines and curves in oictures / R.O. Duba, P.E. Hart // Sri international Menlo park ca artificial intelligence center. - 1971. - N 36.
68. Elazar, M. Search radar track-before-detect using the hough transform / M. Elazar // Naval postgraduate school Monterey CA. - 1995.
69. Иванов, В.К. Анализ фрактальных характеристик отраженных радиолокационных сигналов / В.К. Иванов и др. // Системы обработки информации. - 2007. - N 2. - С. 31 -34.
70. Johnston, L.A. Performance analysis of a dynamic programming track before detect algorithm / L.A. Johnston, V. Krishnamurthy // IEEE Transactions on aerospace and electronic system. - 2002. - N1. - P. 228-242.
71. Потапов, А.А. Методы фрактальной обработки слабых сигналов и малоконтрастных изображений / А.А. Потапов, В.А. Герман // Автометрия. - 2006. - N 5. - С. 3 -25.
72. Boers, Y. Track before detect algorithm / Y. Boers et al. - 2008.
73. Голубев, А.В. Алгоритм функционирования канала многообразного наблюдения перспективной РЛС / А.В. Голубев, А.Б. Силантьев // Радиолокация, навигация, связь. - 2018. - С. 343-350.
74. Бартон, В. Справочник по радиолокационным измерениям/ В. Бартон, Г. Вард. - М.: Советское радио, 1976. – 392 с.
75. Бакулев, П.А. Методы и устройства селекции движущихся целей/ П.А. Бакулев, В.М. Степин. - М.: Радио и связь, 1986. - 286 с
76. Садов, Д.А Экспериментальное исследование рассеяния электромагнитных волн подстилающей поверхностью в диапазоне сантиметровых и миллиметровых волн / Д.А. Садов, А.В. Христенко и др. // Радиотехника и электроника. - 2019. –С. 356-360.

77. Sadov, D.A. The experimental study of electromagnetic waves scattering of underlying terrain in centimeter and millimeter ranges // D.A. Sadov, A.V. Khristenko, et al. // Journal of communications technology and electronics. -2019. - P. 381-385.
78. Прикладные исследования и экспериментальная разработка многочастотных радиолокационных станций дистанционного зондирования Земли на платформах легкомоторной и беспилотной авиации для решения задач мониторинга и противодействия техногенным и биогенным угрозам: отчет о НИР (промежуточ., этап 2) / ТУСУР; рук. Ровкин М.Е; Исполн.: Н.Д. Малютин, М.О. Коноваленко, В.А. Хлусов [и др.] – Томск, 2018. – 650 с. – Соглашение № 14.577.21.0279.
79. Радиолокационные станции высокого разрешения MRS серии [Электронный ресурс]. // АО НПФ Микран. – Режим доступа:
<http://www.micran.ru/productions/radiolocation/mrs/>
80. Разработка и организация высокотехнологичного производства твердотельных радаров миллиметрового диапазона с применением электронной компонентной базы собственной разработки и создание на этой основе комплексированных систем мониторинга выделенных пространственных зон: материалы технического проекта системы (промежуточ., этап 1) / ТУСУР; рук. Хлусов В.А; Исполн.: Ровкин М.Е., Христенко А.В. [и др.]. – Томск, 2013. – 96 с. – Соглашение № 02.G25.31.0091.
81. Доценко, В.В. Судовая РЛС ближнего обзора с высоким разрешением по дальности / В.В. Доценко, Д.М. Носов, М.В. Осипов, М.Е. Ровкин, А.С. Сурков, В.А. Хлусов // КрыМиКо. - 2010 - С. 13-17.
82. Rovkin, M.E. Increasing of dynamic range of the homodyne receiving microwave channel of FM-CW radar / M.E. Rovkin, V.A. Khlusov, A.V. Hristenko, M.V. Osipov, O.Yu. Swarovsky // Dynamics of systems, mechanisms and machines (Dynamics). - 2016. - P. 1-5.
83. Доценко, В.В. Повышение энергетического потенциала РЛС с непрерывным ЛЧМ-сигналом / В.В. Доценко, М.В. Осипов, В.А. Хлусов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. - 2011.
84. Mervin, C. Basic radar analysis / C. Mervin, Budge Jr. // Artech house. - 2015.
85. Пирогов, Ю.А. Сверхразрешение в системах радиовидения миллиметрового диапазона [Электронный ресурс] / Ю.А. Пирогов, В.В. Гладун, Д.А. Тищенко, А.Л. Тимановский, И.В. Шлемин, С.Ф. Джен // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. - 2004. - N 3. – Режим доступа:
<http://jre.cplire.ru/jre/mar04/3/text.html>

86. Хармут, Х.Ф. Несинусоидальные волны в радиолокации и радиосвязи. – М.: Радио и связь. -1985.
87. Wehner, D.R. High-Resolution Radar // Boston, London: Artech House - 1995.
88. Бадулин, Н.Н. Радиолокатор с наносекундным зондирующим импульсом. / Н.Н. Бадулин, А.П. Бацула, В.П. Губанов, А.И. Климов, С.Д. Коровин, А.И. Мельников // Приборы и техника эксперимента. - 1998. - N 6. - С. 111–114
89. Иммореев, И.Я. Сверхширокополосные радары. Особенности и возможности / И.Я. Иммореев // Радиотехника и электроника, 2009. Т. 54, №1. С. 5–31.
90. Митрофанов, Е.Г. Зондирование урбанизированной среды широкополосными радиосигналами: дис. ... канд. физ.- мат. наук: 01.04.03 / Митрофанов Евгений Вячеславович. - М., 2016. – 148 С.
91. Ананенков, А. Е. К вопросу о наблюдении малоразмерных беспилотных летательных аппаратов / А.Е. Ананенков и др. // Труды МАИ. - 2016. - N 91.
92. Солонар, А.С. Межобзорная компенсация дискретных мешающих отражений с формированием карты помех и накоплением решений / А.С. Солонар и др. // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. - 2015. - N 4 (90).
93. Солонар А.С. Предварительная межобзорная селекция движущихся целей на фоне дискретных мешающих отражений на основе карт помех / А.С. Солонар, П.А. Хмарский, В.С. Иванюк // Государственный военно-промышленный комитет Республики Беларусь. - 2019. - С. 102-105.
94. Ананенков, А.Е. Обнаружение малоразмерных объектов сверхкороткоимпульсной РЛС/ А.Е. Ананенков, В.П. Бакалов, А.В. Коновальцев, В.М. Нуждин, В.В. Расторгуев, В.Н. Скосырев, П.В. Соколов // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике. - 2007.
95. Авиационные системы радиовидения. (Научная серия «Бортовые аэронавигационные системы») Монография / Под ред. Г.С. Кондратенкова. – М.: «Радиотехника», 2015. – 648 с.
96. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2010. – 680 с.
97. Тяпкин, В.Н. Основы построения радиолокационных станций радиотехнических войск / В.Н. Тяпкин, А.Н. Фомин, Е.Н. Гарин и др.; под общ. Ред. В.Н. Тяпкина. - Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2011. - 536 с.
98. Доросинский, Л.Г. Теория и практика обработки сигналов от пространственно-распределенных целей / Л.Г. Доросинский. - Ульяновск: Зебра, 2015. - 243 с.

99. Ушаков, В.А. Обеспечение радиолокационной селекции малоразмерных объектов терагерцовыми устройствами в зоне ответственности аэропорта: автореф. дис. ... канд. тех. наук: 05.12.14/ Ушаков Вадим Анатольевич. - М., 2012. – 21 с.
100. Ананенков, А.Е. Экспериментальное исследование отражений от подстилающей поверхности и селекции в РЛС обзора летного поля/ А.Е. Ананенков, Д.В. Марин, В.М. Нуждин, В.В. Расторгуев, В.Н. Скосырев // Журнал радиоэлектроники. - 2017. - 8 февраля. - N 2.
101. Зайцев, К.И. Комплекс для широкополосных когерентных измерений матричных импульсных характеристик радиоканалов в 3-см диапазоне волн / К.И. Зайцев, А.С. Мягков, М.В. Осипов, Д.М. Носов, А.С. Сурков, А.В. Христенко, Ю.П. Акулиничев, М.Е. Ровкин, В.А. Хлусов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. - 2011. –С. 34-39.
102. Зайцев, К.И. Широкополосные когерентные измерения матричной функции отклика приземных трасс в 3-см диапазоне радиоволн / К.И. Зайцев, А.С. Мягков, А.В. Новиков, Д.М. Носов, М.В. Осипов, А.С. Сурков, А.В. Христенко, Ю.П. Акулиничев, М.Е. Ровкин, В.А. Хлусов // 21-я Международная Крымская конференция. - 2011. - С. 1091-1092.
103. Зайцев, К.И. Измерительный комплекс для широкополосных когерентных измерений матричных импульсных характеристик приземных трасс в 3-см диапазоне волн / К.И. Зайцев, М.В. Осипов, А.В. Христенко, Ю.П. Акулиничев, М.Е. Ровкин, В.А. Хлусов // Марийский государственный технический университет. - 2011. - С. 30-34.
104. Анализ и прогнозирование искажений СВЧ радиоволн и звуковых волн при их распространении в неоднородной тропосфере над неоднородной и неровной земной поверхностью (итоговый отчет) / ТУСУР; рук. Акулиничев Ю.П.; Исполн.: Хлусов В.А., Ровкин М.Е., Христенко А.В. [и др.]. – Томск, 2011. – 439 с. – Соглашение № 02.740.11.0232
105. Rovkin, M.E. Radar detection of small-size UAVs / M.E. Rovkin, V.A. Khlusov, N.D. Mal-yutin, A.V. Hristenko, A.S. Novikov, D.M. Nosov, M.V. Osipov, M.O. Konovalenko, A.O. Marchenko, V.E. Ilchenko // Ural symposium on biomedical engineering, radioelectronics and information technology (USBREIT). - 2018. –P. 371-374.
106. Guvenc, I. Detection, Localization, and tracking of unauthorized UAS and jammers / I. Guvenc et al. // IEEE/AIAA 36th Digital avionics systems conference (DASC). - 2017. - P. 1 -10.
107. Коноваленко, М.О. Способ калибровки конформной антенной решетки по измерениям комплексных амплитуд поля в ближней зоне / М.О. Коноваленко, А.В. Христенко, А.В. Смотугин // 28-Я Международная Конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». - 2018. - С. 533-539.

108. Ritchie, M. Monostatic and bistatic radar measurements of birds and micro-drone/ M. Ritchie, F. Fioranelli, H. Griffiths, B. Torvik// IEEE Radar conference (RadarConf). - 2016. - P. 1-5.
109. Ritchie, M. Multistatic micro-doppler radar feature extraction for classification of unloaded/loaded micro-drones/ M. Ritchie, F. Fioranelli, H. Borrión, H. Griffiths// IET Radar, Sonar and Navigation. - 2016. - N 1. - P. 116-124.
110. Hoffmann, F. Micro-doppler based detection and tracking of UAVs with multistatic radar/ F. Hoffmann, M. Ritchie, F. Fioranelli, A. Charlish, H. Griffiths// IEEE Radar conference (RadarConf.). -2016. - P. 1-6.
111. Чигирь, И.В. Анализ алгоритма компенсации протяженных по дальности узкополосных ответных шумовых помех в импульсно-доплеровских радиолокаторах точного измерения координат / И.В. Чигирь, Н.К. Кузьмичев, С.А. Горшков // Государственный военно-промышленный комитет Республики Беларусь. - 2019. - С. 109-112.
112. Толкалин, Л.Н. Проблемы поиска малоразмерных высокоскоростных целей РЛС с некогерентными приемопередатчиками / Л.Н. Толкалин, Д.В. Дудка // Известия Тульского государственного университета. - 2008. - С. 8.
113. Янакова, Е.С. К вопросу селекции радиолокационных эхо-сигналов на неоднородной подстилающей поверхности / Е.С. Янакова // Труды МАИ. - 2013. - С. 7.
114. Плескачев, В.В. Оценка характеристик обнаружения малоразмерных целей приемными антеннами цифровых ФАР / В.В. Плескачев, И.Б. Ведник // Электроника и микроэлектроника СВЧ. - 2018. - С. 476-481.
115. Черняк, В.С. Многопозиционная радиолокация/ В.С. Черняк. – М.: Радио и связь, 1993. – 416 с.
116. Ковалев, Ф.Н. Методы, модели и алгоритмы просветной радиолокации: дис. ... д-ра техн. наук: 05.13.01, 05.12.14 / Ковалев Федор Николаевич. - М., 2015. - 378 с.
117. Уфимцев, П.Я. Основы физической теории дифракции / П.Я. Уфимцев. - М.: БИНОМ, 2011. - 351 с.
118. Бляхман, А.Б. Бистатическая эффективная площадь рассеяния и обнаружение объектов при радиолокации на просвет / А.Б. Бляхман, И.А. Рунова // Радиотехника и электроника. - 2001. - N 4. - С. 424–432.
119. Суриков, Б.С. Корреляционные и спектральные функции одномерных радиоголограмм, синтезированных при малых углах дифракции / Б.С. Суриков, Е.А. Хасина, В.В. Чапурский // Радиотехника и электроника. - 1989. - N 2. - С. 409-419.
120. Nezlin, D.V. Bistatic Radar. Principles and Practice / D.V. Nezlin et al. - Ed. M. Cherniakov. - England: Wiley, 2007. – 504 p.

121. Кобак, В.О. Радиолокационные отражатели / В.О. Кобак - Советское радио, 1975.
122. Бочкарев, А.М. Радиолокация малозаметных летательных аппаратов / А.М. Бочкарев, М.Н. Долгов // Зарубежная радиоэлектроника. - 1989. - N 2. - С. 3-17.
123. Глазер, Дж.И. Некоторые результаты по определению двухпозиционной ЭПО сложных объектов/ Дж.И. Глазер // Труды Института инженеров по электротехнике и радиоэлектронике (ТИИЭР). - 1989. - N 5. - С. 8-18.
124. Glaser, J.I. Bistatic RCS of complex objects near forward scatter // IEEE Trans. - 1985. - N 1. - P. 70-78.
125. Willis, N.J. Bistatic radar. - Technology Service Corporation, 1995. - 345 p.
126. Чапурский, В.В. Углочастотные характеристики объектов при наблюдении теневой компоненты рассеянного поля / В.В. Чапурский // Радиотехника. - 2007. - N 8. - С. 13-23.
127. Бураков, С.В. Фазовая синхронизация в просветной радиолокационной системе обнаружения наземных целей/С.В. Бураков, А.В. Мякинков//Радиолокация и радиосвязь: IV Всероссийская конференция. - 2010. – С. 60-65.
128. Калинин, А.А. Рассмотрение принципа взаимности при развитии метода бистатической радиолокации для исследования земной поверхности/ А.А. Калинин, В.М. Масюк, В.А. Плющев, И.Ю. Рыжов.// VII Всероссийские армандовские чтения. - 2017.
129. Васюта, К.С. МІМО РЛС, основанная на применении ортогональных хаотических сигналов в сетевцентрической системе ПВО/ К.С. Васюта, Ф.Ф. Зоц, С.Н. Ковалевский// Системи обробки інформації. - 2013. - N 1. - С. 21-24.
130. Дудуш, А.С. Определение пространственных координат целей в многопозиционных радиолокационных системах на основе МІМО РЛС/ А.С. Дудуш// Системи обробки інформації. - 2013. – N 5. - С. 29-33.
131. Черняк, В.С. Обнаружение сигналов в МІМО РЛС/ В.С. Черняк// Успехи современной радиоэлектроники. - 2014. - N 7. - С. 35-48.
132. Ковалев, Ф.Н. Интегральный доплеровский метод измерения угловых координат объекта в системах радиолокации на просвет/Ф.Н. Ковалев// Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. - 2013. - N 12.
133. Ковалев, А.Н. Разрешающая способность просветного радиолокатора/ А.Н. Ковалев, Ф.Н. Кондратьев В.В.//Журнал радиоэлектроники. - 2015. - N 3. - С. 3.
134. Зубарев, А.Н. Синтез многомерных изображений в многопозиционной системе РЛС на основе обобщенного решения обратной задачи дифракции в приближении физической оптики/А.Н. Зубарев, А.А. Лучин, А.К. Строев//Научные ведомости Белгородского государственного университета. -2013. - N 8-1(151).

135. Тимошенко, А.В. Метод конфигурации комплекса радиомониторинга при обнаружении воздушных объектов на основе экспериментальных исследований/А.В. Тимошенко, А.Н. Ганиев, П.Н. Хазов, Ю.И. Серебряков, И.В. Чеботарь// Машиностроение и компьютерные технологии 9. -2016. - N 9.
136. Водолазов, А.В. Обобщенная функция неопределенности по траекторным параметрам для бистатической просветной радиолокационной системы типа ММО/А.В. Водолазов, В.В. Чапурский//Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия «Приборостроение». -2017. - N5.
137. Лешко, Н.А. Расчет рабочей зоны многопозиционной радиолокационной системы по стороннему источнику подсвета/Н.А. Лешко, И.С.Ашурков//Труды МАИ. -2015. –N 83. – С. 27-27.
138. Ковалев, А.Н. Формулы расчета параметров траектории цели в просветных бистатических радиолокаторах / А.Н. Ковалев, Ф.Н. Ковалев// Вестник Саратовского государственного технического университета. - 2013. – N 1 (73).
139. Кирюшкин, В.В. Бистатическая локация воздушных целей сигналами спутниковых радионавигационных систем/ В.В. Кирюшкин, Д.А.Черепанов// Вестник Воронежского государственного технического университета.- 2010. - N 11.
140. Колокольцев, Е.А. Использование сверхширокополосного сигнала с повышенной частотой повторения в просветной многопозиционной радиолокационной системе/ Е.А. Колокольцев, А.В. Мякинков// Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроник. - 2017. - N 2. - С. 57 -64.
141. Johnsen, T. Bi-and multistatic radar/T. Johnsen, K.E. Olsen// Norwegian defence research establishment KJELLER. -2006.
142. Bezousek, P. Bistatic and multistatic radar systems/ P. Bezousek, V.Schejbal // Radioengineering. - 2008. - N 3. - P. 53.
143. Кондратенко, А.П. Принципы и варианты построения радиолокационной системы с использованием излучения мобильной связи / А.П. Кондратенко, П.А. Коваленко, И.С. Добрынин // Системы обработки информации. - 2006. - С. 71-78.
144. Kim, Y. Rake-Based cellular radar receiver design for moving target detection in multipath channel / Y. Kim, M. Jeong, Y. Han // ETRI Journal. - 2014. - P. 799-807.
145. Соколов, А. В. Вопросы перспективной радиолокации/ А. В. Соколов // М.: Радиотехника. - 2003. - 512 с.
146. Открытие «Закономерность проявления подвижного объекта», авторы Прангишвили И.В., Ануашвили А.Н., Маклакова В.В.. Постановление Бюро Отделения механики, машиностроения и процессов управления Российской Академии Наук, №10, от

- 18.02.1992г., на основе экспертного заключения Физико-технического Института им. А.Ф.Иоффе РАН, подписанного лауреатом Нобелевской премии академиком Алферовым Ж.И. и лауреатом премии Габора академиком Денисюком Ю.Н. (Диплом №55, 1977 г.).
147. Алымов, Ф. С. Фоновая радиолокация как нетрадиционный метод обнаружения движущихся воздушных объектов / Ф. С. Алымов, В. В. Розевиг, В. Н. Саблин, В.В. Чапурский // Вестник МГТУ им. Н. Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». - 2004. - N 4. - С. 72-90.
 148. Патент GB 2240894 A (Великобритания). Метод обнаружения малозаметных самолетов / Р. Хауи [в пер. на рус. яз.] // New Scientist. 1991. V. 132. № 1792. P. 28.
 149. Ануашвили, А. Н. Временная фоновая голография движущихся объектов / А. Н. Ануашвили, Л. И. Вайс, В. И. Мандрусов // Закономерность проявления подвижности объекта и развитие методов обнаружения, контроля и измерения: Сб. трудов. - М.: ИПУ РАН, 1993. - С. 70-78.
 150. Ахобадзе, Г. Н. Разработка радиоизмерительной установки для исследования подвижных объектов / Г. Н.Ахобадзе // Закономерность проявления подвижности объекта и развитие методов обнаружения, контроля и измерения: Сб. трудов. - М.: ИПУ РАН, 1993. - С. 79–84.
 151. Туров В. Е., Экспериментальные исследования выделения сигналов движущейся цели методом фоновой радиолокации //Вестник СибГУТИ. - 2016. - N. 3. - С. 164-175.
 152. Carlson, B. D. Search radar detection and track with the Hough transform. System concept / B. D. Carlson, E. D. Evans, S. L. Wilson // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, -1994. -1 Jan., Part I: P.102–108, Part II: P.109–115, Part III:P. 116-124.
 153. Ануашвили, А. Н. Математическое описание обнаружения малозаметных сигналов на основе фонового принципа / А. Н. Ануашвили //Глобальный научный потенциал. - 2014. - N 10. - С. 73-77.
 154. Anuashvili, A. N. New principle of moving object image reception / A. N. Anuashvili // Coherent Measuring and Data Processing Methods and Devices. – International Society for Optics and Photonics, 1993. - P. 147-155.
 155. Ануашвили, А. Н. Аппаратно-программный комплекс обнаружения малозаметных подвижных объектов на основе когерентного приема излучения неподвижного фона / А. Н. Ануашвили // Глобальный научный потенциал. - 2013. - N8. - С. 78-82.
 156. Ануашвили, А. Н. Эффект когерентного усиления информационного сигнала о малозаметном подвижном объекте / А. Н. Ануашвили // Журнал «Перспективы науки», раздел: электроника, измерительная техника, радиотехника и связь. - 2014. - N. 10. - С. 57.

157. Ануашвили, А. Н. Математическое описание процессов когерентного приема излучения, отраженного от неподвижного фона для обнаружения малозаметных подвижных объектов / А. Н. Ануашвили // Инновации и инвестиции. - 2013. - N 6. - С. 142-145.
158. Ануашвили, А. Н. Математическое описание условий для надежного обнаружения малозаметного подвижного объекта / А. Н. Ануашвили // Перспективы науки. - С. 23.
159. Ануашвили, А. Н. Доказательство достоверности закономерности проявления подвижности объектов в радио диапазоне волн / А. Н. Ануашвили // Успехи современной науки. - 2016. - N 11. -С. 166-169.
160. Ануашвили, А. Н. Теоретическое исследование восприятия сигналов подвижного прозрачного объекта/ А. Н. Ануашвили // Успехи современной науки и образования.- 2016. – N 11. - С. 184-188.
161. Быстров, Р.П., Метод обработки когерентных сигналов при обнаружении слабо рассеивающих наземных объектов / Р.П. Быстров, В.Л. Румянцев, А.В. Петров, Садыков Р.Р. // Научный вестник МГТУ ГА. - 2000. - N 24. - С. 112-125.
162. Борисова, С. Н. Использование вейвлет-преобразования в радиолокационных технических средствах охраны: дис. ... канд. тех. наук.: 05.12.14 / Борисова С. Н. М., 2005. - 154 с.
163. Данилов, Е. А. Метод определения информативных параметров нарушителя с использованием вейвлет-преобразования в технических средствах охраны с линейно-частотным модулированным сигналом: дис. ... канд. тех. наук.: 05.13.17 / Данилов Е.А. М., 2014. - 135 с.
164. Чернышев, М. Н. Исследование и разработка методов преобразования информации при формировании изображения нарушителя в электромагнитных волнах в технических системах охраны: дис. ... канд. тех. наук.: 05.13. 17 / Чернышев Максим Николаевич. М., - 2011.
165. Штагер, Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы / Е.А. Штагер. - М.: Радио и связь, 1986.
166. Григорьев, А.Д. Методы вычислительной электродинамики / А.Д. Григорьев. -М.: Физмалит, 2013. - 432 с.
167. Coifman, R. The fast multipole method for the wave equation: a pedestrian prescription / R. Coifman, V. Rokhlin, S. Wandzura // IEEE Antennas Propagat. -1993. P. 7-12.
168. Wagner, R.L. A ray-propagation fast multipole algorithm / R.L. Wagner, W.C. Chew // Micro. Opt. Tech. Lett. - 1994. - P. 435-438.
169. Lu, C.C. A fast algorithm for solving hybrid integral equations / C.C. Lu, W.C. Chew // IEEE Proceedings H (Microwaves antennas and propagation). -1993. - N. 6. - P. 455-460.

170. Фалькович, С.Е. Прием радиолокационных сигналов на фоне флуктуационных помех / С.Е. Фалькович. М.: Советское радио, 1961, 310 с.
171. Сосулин, Ю.Г. Теория обнаружения и оценивания стохастических сигналов М.: Сов. радио, 1978, 320 с.
172. Шахтарин, Б. И. Обнаружение сигналов. Учебное пособие для вузов. – 3-е изд., стереотип. – М.: Горячая линия–Телеком, 2014. – 526 с.
173. Патент на изобретение №2687286 Российская Федерация, МПК G01S 13/34. Приемопередатчик радара непрерывного излучения с расширенным динамическим диапазоном / М.Е. Ровкин, В.А. Хлусов, О.Ю. Сваровский, А.В. Христенко, М.В. Осипов, заявитель и патентообладатель ФГБОУ ВО «ТУСУР». – Оpubл. 13.05.2019, Бюл. №14.
174. Коноваленко, М.О. Программно-аппаратный комплекс для измерения параметров линейных антенных решеток Х-диапазона / М.О. Коноваленко, Ю.И. Буянов, А.В. Христенко // Известия высших учебных заведений. Физика. - 2015. - С. 68-71.
175. Буянов, Ю.И. Узконоправленная антенна 3-см диапазона для обзорной РЛС с высоким разрешением по дальности /Ю.И. Буянов, В.В. Доценко, Д.М. Носов, М.В. Осипов, М.Е. Ровкин, А.С. Сурков, В.А. Хлусов // Крымико. - 2010.
176. Бендат, Д., Применение корреляционного и спектрального анализа / Д. Бендат, А.Пирсол. - М.: Мир, 1983. - 312 с.
177. Айфичер, Э., Цифровая обработка сигналов: практический подход / Э. Айфичер, Б. Джервис. - 2-е изд., - М.: ИД “Вильямс”, 2004. - 992 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

(Обязательное)

Патент на изобретение и сведения о внедрении

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



ПАТЕНТ
НА ИЗОБРЕТЕНИЕ

№ 2687286

**ПРИЁМОПЕРЕДАТЧИК РАДАРА НЕПРЕРЫВНОГО
ИЗЛУЧЕНИЯ С РАСШИРЕННЫМ ДИНАМИЧЕСКИМ
ДИАПАЗОНОМ**

Патентообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники" (RU)*

Авторы: *Ровкин Михаил Евгеньевич (RU), Хлусов Валерий Александрович (RU), Сваровский Олег Юрьевич (RU), Христенко Алексей Викторович (RU), Осипов Михаил Витальевич (RU)*

Заявка № 2018109206
Приоритет изобретения 14 марта 2018 г.
Дата государственной регистрации в
Государственном реестре изобретений
Российской Федерации 13 мая 2019 г.
Срок действия исключительного права
на изобретение истекает 14 марта 2038 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности



Г.П. Излиев Г.П. Излиев



Акционерное общество
«Научно-производственная фирма «Микран»
(АО «НПФ «Микран»)

«УТВЕРЖДАЮ»
Заместитель генерального
директора по НИОКР
АО «НПФ «Микран»
А.А. Меньшиков
09 2019 г.

А К Т

внедрения результатов диссертационной работы Христенко Алексея Викторовича
«Обнаружение низколетящих малоразмерных целей методом фоновой радиолокации»

Настоящим актом подтверждается, что результаты, полученные А.В. Христенко в диссертационной работе на соискание учёной степени кандидата технических наук, являются практически значимыми и успешно реализованы на предприятии АО «НПФ «Микран» в программном обеспечении для обнаружения и завязки траектории целей радиолокационной системы «Hunter» во внутреннем проекте «Перспективные РЛС для охраны», которая в настоящий момент проходит испытательные работы.

Разработанный алгоритм метода фоновой радиолокации позволяет:

- осуществлять радиолокационной системе «Hunter» в наведенном режиме на фоновый ретранслятор (трехгранный уголкового отражатель) обнаружение подвижных малоразмерных целей, в том числе квадрокоптеры с эффективной площадью рассеяния $0,01 \text{ м}^2$ на расстоянии до 1400 м с вероятностью правильного обнаружения не хуже 0,7 % при вероятности ложной тревоги 0,1 % и на расстояниях от 1400 до 1500 м с вероятностью правильного обнаружения не хуже 0,95 % при вероятности ложной тревоги 0,0001 %;
- присвоить месторасположение обнаруживаемых радиолокационной системой «Hunter» подвижных малоразмерных целей в наведенном режиме на фоновый ретранслятор бинарным образом «да, нет» к одной из трех зон по дальности соответствующие следующим расстояниям от радиолокационной системы: от 0 до 250 метров, от 250 до 1250 метров, от 1250 до 1500 метров.

Разработанный алгоритм программного обеспечения метода фоновой радиолокации позволяет реализовать в радиолокационной системе «Hunter» дополнительный режим работы, предназначенный для обнаружения несанкционированного проникновения целей типа малоразмерный квадрокоптер на охраняемый объект.

Директор департамента СВЧ электроники

/ Руссков Д.А.

Заместитель директора департамента СВЧ электроники по РЛС

/ Сурков А.С.

Начальник отдела программного обеспечения департамента СВЧ электроники

/ Давиденко Е.А.



Акционерное общество
«Научно-производственная фирма «Микран»
(АО «НПФ «Микран»)

«УТВЕРЖДАЮ»

Заместитель генерального
директора по НИОКР
АО «НПФ «Микран»

А.А. Меньшиков

09 2019 г.



А К Т

внедрения результатов диссертационной работы Христенко Алексея Викторовича
«Обнаружение низколетающих малоразмерных целей методом фоновой радиолокации»

Настоящим актом подтверждается, что результаты, полученные А.В. Христенко в диссертационной работе на соискание учёной степени кандидата технических наук, являются практически значимыми и успешно реализованы на предприятии АО «НПФ «Микран» при измерении характеристик ЭПР малоразмерных БПЛА типа «квадрокоптер» в безэховой камере и их спектральных характеристик и были реализованы в проекте «Прикладные исследования и экспериментальная разработка многочастотных радиолокационных станций дистанционного зондирования Земли на платформах легкомоторной и беспилотной авиации для решения задач мониторинга и противодействия техногенным и биогенным угрозам»

Разработанный метод измерения малых ЭПР в безэховой камере позволяет:

- Оценить абсолютную величину ЭПР квадрокоптера с точностью $\pm 10^{-5}$ м² её ракурсную зависимость при малых значениях бистатического угла (3°) в 3-см диапазоне длин волн с пороговой чувствительностью 10^{-5} м² в диапазоне частот 3...34 ГГц.
- Оценить относительную величину мощности спектральных компонент ЭПР квадрокоптера, обусловленных его вращающимися винтами (не более -20 дБ от ЭПР корпуса квадрокоптера).

Разработка и экспериментальная проверка методики измерения малых ЭПР позволили методически обеспечить проведение измерения ЭПР малоразмерных целей и/или их имитаторов для выполнения измерений радиолокационной отражаемости при калибровке систем РСА ДЗЗ.

Заместитель директора департамента СВЧ электроники по НИОКР  / Федоров Е.В.

Начальник отдела приема-передающих модулей департамента СВЧ электроники

 / Самулев М.С.

Руководитель системной группы департамента СВЧ электроники

 / Носов Д.М.



Акционерное общество
«Научно-производственная фирма «Микран»
(АО «НПФ «Микран»)

«УТВЕРЖДАЮ»
Заместитель генерального
директора по НИОКР
АО «НПФ «Микран»
А.А. Меньшиков
09 2019 г.

А К Т

внедрения результатов диссертационной работы Христенко Алексея Викторовича
«Обнаружение низколетящих малоразмерных целей методом фоновой радиолокации»

Настоящим актом подтверждается, что результаты, полученные А.В. Христенко в диссертационной работе на соискание учёной степени кандидата технических наук, являются практически значимыми и успешно реализованы на предприятии АО «НПФ «Микран» при измерении характеристик ЭПР малоразмерных БПЛА типа "квадрокоптер" в безэховой камере и их спектральных характеристик и были реализованы в проекте "Создание на основе собственной СВЧ элементной базы системы мониторинга верхней полусферы охраняемых объектов для предотвращения несанкционированного проникновения сверхмалоразмерных летательных аппаратов (типа "дрон") в охраняемую зону", выполненном совместно с ТУСУР

Разработанный метод измерения малых ЭПР в безэховой камере и полученные при его измерении характеристики реальных образцов БПЛА типа "квадрокоптер" позволили:

- Оценить абсолютную величину ЭПР квадрокоптера с точностью $\pm 10^{-5}$ м² её ракурсную зависимость при малых значениях бистатического угла (3°) в 3-см диапазоне длин волн
- Оценить относительную величину мощности спектральных компонент ЭПР квадрокоптера, обусловленных его вращающимися винтами (не более -20 дБ от ЭПР корпуса квадрокоптера).

Получение указанных экспериментальных данных позволило скорректировать принципы построения охранных систем (исключить подсистему обнаружения отражений от винтов), направленных на защиту верхней полусферы объектов повышенной опасности от угроз различного рода, связанных с несанкционированным проникновением квадрокоптеров в охраняемую зону.

Заместитель директора департамента СВЧ электроники по НИОКР  / Федоров Е.В.

Руководитель системной группы департамента СВЧ электроники  / Носов Д.М.

Заместитель директора департамента СВЧ электроники
по производству  / Дегтярёв Д.С.