

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

Новосибирский государственный технический университет

На правах рукописи



Орешкина Маргарита Валерьевна

Имитация радиосигналов, отраженных от поверхности земли, на основе
цифровых карт местности

Специальность 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук, профессор

Киселев Алексей Васильевич

Новосибирск – 2022

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭХОСИГНАЛОВ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ	14
1.1 Математические модели эхо-сигналов от поверхности земли.....	14
1.1.1 Интенсивность эхосигналов и удельная эффективная поверхность рассеяния земных покровов	16
1.1.2 Корреляционная функция эхосигналов от поверхности земли.....	22
1.1.3 Спектральные характеристики эхосигналов от статистически однородной поверхности земли.....	23
1.2 Статистически неоднородная поверхность	25
1.2.1 Характеристики эхосигналов от статистически неоднородной земной поверхности	25
1.2.2 Оценка влияния неоднородности покровов поверхности на характеристики межпериодных и внутрипериодных флуктуаций эхосигналов	29
Выводы по первому разделу	42
2 ДИСКРЕТНАЯ МОДЕЛЬ СТАТИСТИЧЕСКИ НЕОДНОРОДНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ.....	44
2.1 Оценка ошибок задания распределения удельной эффективной поверхности рассеяния	46
2.1.1 Дискретизация распределения удельной эффективной поверхности рассеяния по азимутальной координате	46
2.1.2 Дискретизация распределения удельной эффективной поверхности рассеяния по координате наклонная дальность	50
2.1.3 Корреляционная функция межпериодных флуктуаций эхосигналов ..	52
2.1.4 Корреляционная функция внутрипериодных флуктуаций.....	53
2.2 Вычисление шага дискретизации.....	54
2.2.1 Оценки k_{up_R} и f_{up_R}	55
2.2.2 Оценки k_{up_F} и f_{up_B}	61

2.2.3	Оценки $k_{ур_FF}$ и $f_{ур_BB}$	63
2.2.4	Оценка шага дискретизации	64
2.3	Альтернативный алгоритм оценки шага дискретизации	68
2.3.1	Погрешности задания мощности и корреляционной функции эхосигнала при дискретизации распределения удельной эффективной поверхности рассеяния по поверхности земли	68
2.3.2	Математическое ожидание погрешности задания мощности	69
2.3.3	Математическое ожидание погрешности задания корреляции между двумя отраженными сигналами, поступившими при разных положениях антенны по азимуту	71
2.3.4	Дисперсия ошибки	72
	Выводы по второму разделу	74
3	МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ИМИТИРУЕМЫХ ЭХОСИГНАЛОВ ОТ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ	76
3.1	Формирование отсчетов комплексной огибающей имитируемого сигнала	76
3.2	Условия, при выполнении которых можно отказаться от имитации микромасштабной составляющей распределения удельной эффективной поверхности рассеяния	79
3.3	Сокращение количества отсчетов удельной эффективной поверхности рассеяния за счет предварительной фильтрации цифровой карты	84
3.4	Использование малоточечных геометрических моделей, точки которых формируют взаимосвязанные сигналы	99
	Выводы по третьему разделу	104
4	ПРАКТИЧЕСКОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ И ИХ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ	105
4.1	Обобщенный алгоритм имитации эхосигналов	105
4.2	Аппаратные средства имитатора эхосигналов	108
4.3	Программное обеспечение имитатора	115

4.3.1 Интерфейс программы формирования эхосигналов от поверхности земли.....	115
4.3.2 Алгоритм работы программы.....	119
4.3.3 Вычисление отсчетов комплексной огибающей имитируемого эхосигнала от поверхности земли.....	125
4.3.4 Применение разработанного программного обеспечения в составе имитационного комплекса.....	128
Выводы по четвертому разделу.....	134
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	135
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	137
ПРИЛОЖЕНИЕ А Оценки k_{up_F} и f_{up_B} для распространенных $F_\alpha(\alpha)$ и $B(t)$	149
ПРИЛОЖЕНИЕ Б Погрешности, обусловленные замещением многоточечного объекта моделью, точки которой формируют взаимосвязанные сигналы.....	167
ПРИЛОЖЕНИЕ В Акты о внедрении результатов диссертационной работы ...	170

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Настройка, отладка и испытания являются неотъемлемыми этапами разработки и производства радиотехнических устройств и систем (РТС). В настоящее время для их осуществления широко применяются методы полунатурного моделирования [1-16]. В этом случае в испытаниях задействованы реальные элементы или РТС в целом, а сигналы, приходящие на ее входы, формирует специальное программно-аппаратное устройство – имитатор. К достоинствам такого подхода, прежде всего, относится меньшая по сравнению с натурными испытаниями стоимость [1-3].

С помощью имитаторов сигналов можно проверять различные режимы работы РТС. Одной из важнейших задач является оценка возможностей их работы на фоне пассивных помех – мешающих отражений от объектов окружающей среды, в первую очередь от поверхности земли. Земля является подстилающей поверхностью, а отражения от нее выступают в качестве маскирующих помех, оказывающих значительное влияние на вероятностные характеристики обнаружения и оценки параметров сигналов, вероятности ошибок приема и другие [17-21]. При этом, согласно устоявшимся правилам (смотри, например, работы Бакулева П. А. [21]), под поверхностью земли понимают землю не как планету, а как подстилающую поверхность, покровы которой (в том числе и водные) определяют характеристики отраженных от нее сигналов.

Поэтому моделирование отражений от подстилающих поверхностей является необходимым условием имитации реальной радиоэлектронной обстановки. Оно позволяет в лабораторных и заводских условиях оценить характеристики разрабатываемой или производимой РТС, а также осуществлять сопровождение ее натуральных испытаний и т.д.

Степень разработанности темы исследования

Как и при моделировании любого иного объекта, наиболее острым вопросом при имитации сигналов, отраженных от поверхности земли, является обеспечение адекватности. В первую очередь это обусловлено сложностью задания отражающих свойств поверхности (определяемых удельной эффективной поверхностью рассеяния, сокращенно УЭПР) в полном соответствии с отражениями от реальной местности [17-39].

Реальная земная поверхность имеет сложную неоднородную структуру, как в макромасштабе (сочетание разнородных типов покровов, таких как лес, луг, поля, горы и т. д.), так и в микромасштабе (неоднородности в пределах одного типа покрова, например, каждый участок леса состоит из различной комбинации деревьев, опушек, полян, затенений и, соответственно, невозможно найти два одинаковых участка) [17-20, 28-59]. Такую поверхность называют статистически неоднородной, в отличие от гипотетически существующей статистически однородной (имеющей один однородный покров).

В настоящее время имитационное моделирование сигналов практически всегда базируется на использовании цифровых технологий и методов формирования [1-7, 17-20, 56-67]. Основой для имитации сигналов от земли служит цифровая карта, определяющая распределение покровов, высот и отражающих свойств по земной поверхности. По сути, используется дискретная цифровая модель поверхности.

При этом цифровой источник информации о распределении покровов и высот (цифровая карта) имеет ограниченную подробность, определяемую шагом между соседними отсчетами высот и ландшафта [68,69]. Влияние этой дискретности на достоверность имитации эхосигналов от поверхности в настоящее время в литературе не рассмотрено, как и вопрос каким должен быть шаг дискретизации, при котором обеспечивается заданный уровень ошибок имитации.

В большинстве доступных в настоящее время исследований (Бакулева П. А., Биллингслея Дж. Б., Греко М. С., Горошко Е. А., Зубковича С. Г., Кулемина Г. П., Мура Р. К., Мельника Ю. А., Натансона Ф. Е., Фарина А., Фенга С., Чена Дж. и др.) рассматривается, как правило, модель статистически однородной поверхности, а дискретность задания высот и покровов не учитывается. Более того. Применительно к цифровым РТС связи используются простейшие модели, представляющие поверхность относительно небольшим (как правило, не более 30) количеством точек, формирующих эхосигнал. Распределенность отражающих свойств при этом игнорируется, а эхосигналы имитируются только для точечных отражателей.

Отмеченные моменты обуславливают расхожимость оценок характеристик РТС, получаемых при натурных испытаниях и в результате имитационного моделирования. Значительный вклад в эти ошибки вносит несоответствие распределения отражающих свойств по реальной поверхности земли распределению, задаваемому при имитации с использованием цифровых карт этой же местности.

Цель работы – обосновать требования к цифровой модели статистически неоднородной подстилающей поверхности, обеспечивающей заданную точность моделирования эхосигналов наземных РТС, отраженных от поверхности земли, а также обосновать методы имитации на ее основе.

В соответствии с этим были поставлены и решены следующие **основные задачи**.

1. Исследовать влияние дискретности представления распределения отражающих свойств статистически неоднородной поверхности земли на характеристики и параметры имитируемых сигналов от нее.

2. Обосновать методы задания максимального значения шага дискретизации в цифровой модели распределения отражающих свойств по поверхности земли, при котором обеспечивается заданный уровень ошибок моделирования эхосигналов.

3. Обосновать методы расчета отсчетов сигналов, отраженных от поверхности земли, по цифровой модели земной поверхности, обеспечивающие заданную точность при минимальных требованиях к вычислительным ресурсам средств имитации.

4. Развить полученные результаты до уровня их практического использования для построения имитаторов сигналов, отраженных от статистически неоднородной поверхности земли. Осуществить их экспериментальную апробацию.

Практическая ценность работы

Полученные результаты следует применять при создании средств и комплексов математического моделирования и имитации эхосигналов от поверхности земли.

1. Предложенные подходы к выбору шага дискретизации распределения УЭПР по поверхности земли позволяют формировать требования к шагу дискретизации цифровых карт поверхности земли исходя из требуемого уровня ошибок моделирования.

2. Обоснованные методы уменьшения частоты дискретизации за счет предварительной обработки исходного распределения УЭПР и использование моделей поверхности с зависимыми сигналами позволяют снизить требования к необходимым вычислительным ресурсам имитатора в сотни - тысячи раз.

3. Разработанный алгоритм синтеза дискретной модели распределения УЭПР по земной поверхности, а также разработанные алгоритмы имитации эхосигналов целесообразно использовать для разработки имитаторов входных сигналов наземных РТС.

Методы исследования

Для решения поставленных задач использовался аппарат теории статистической радиотехники, теории вероятностей, математической статистики и математического моделирования.

Положения, выносимые на защиту

1. Дискретность распределения отражающих свойств по статистически неоднородной подстилающей поверхности, заданных цифровой картой местности, существенно влияет на характеристики имитируемых эхосигналов от нее и должна учитываться при их имитации. Шаг дискретизации карты следует задавать исходя из допустимых погрешностей моделирования отражающих свойств земли, диаграмм направленности и излучаемого сигнала РТС, а также корреляционных характеристик отраженных сигналов.

2. Отказ от моделирования микромасштабных неоднородностей распределения УЭПР, а также его предварительная обработка фильтрами нижних частот позволяет снизить частоту дискретизации цифровой карты в десятки – сотни раз при сохранении заданной точности моделирования. Полоса пропускания фильтра, осуществляющего фильтрацию по наклонной дальности, должна определяться шириной спектра излучаемого сигнала РТС. А по азимуту – шириной преобразования Фурье диаграмм направленности передающей и приемной антенн РТС.

3. При имитации сигналов, отраженных от поверхности земли, целесообразно ее замещение моделями, содержащими малое количество точек (начиная с 4-х на каждый элемент разрешения), формирующих взаимозависимые сигналы.

Достоверность и обоснованность теоретических результатов обеспечивается строгостью применяемого математического аппарата, а также подтверждением теоретических выводов положительными результатами апробации и внедрения.

Апробация работы

Основные результаты и положения работы докладывались и обсуждались на следующих научно-технических конференциях:

21 International conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – Altai, Erlagol, 29 June – 3 July 2020; 22 International

conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM). – Altai, Erlagol, 30 June – 4 July 2021; XXII Всероссийская научно-техническая конференция «Современные проблемы радиоэлектроники», Красноярск, 14–15 мая 2020 г.; XX Всероссийская научно-техническая конференция «Наука. Промышленность. Оборона». – Новосибирск, Изд-во НГТУ, 17–19 апреля 2019 г.; International multi-conference on engineering, computer and information sciences (2019 SIBIRCON), Novosibirsk, 21–22 Oct. 2019; Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2018), Новосибирск, 2–6 окт. 2018 г.

Научная новизна работы

1. Впервые исследовано влияние дискретности распределения отражающих свойств подстилающей поверхности, заданного цифровой картой местности, на энергетические и корреляционные свойства сигналов, отраженных от нее.

2. Получены соотношения, связывающие частоты дискретизации распределения УЭПР с погрешностями задания отражающих свойств поверхности, а также ошибками моделирования диаграмм направленности и комплексной огибающей излучаемого сигнала РТС.

3. Получены соотношения, обосновывающие отказ от имитации микромасштабных неоднородностей отражающих свойств поверхности земли, а также оценки снижения частоты дискретизации цифровой карты за счет ее низкочастотной фильтрации аналогичной классической фильтрации, предшествующей дискретизации сигналов.

4. Показано, что замещение поверхности земли моделью, составленной из точек, формирующих взаимозависимые сигналы, позволяет добиться замещения разрешаемых по азимуту и наклонной дальности участков поверхности малоточечными моделями (начиная с 4 точек).

Внедрение результатов исследования

На основе полученных результатов было разработано программное обеспечение имитационного комплекса, предназначенное для решения задач

имитации сигналов, отраженных от земли, в реальном масштабе времени. Внедрение программного обеспечения и результатов исследований в целом подтверждено соответствующими актами, представленными в приложении к работе.

Личный вклад автора

Все представленные в диссертации результаты исследований получены автором лично. Из 17 опубликованных работ 7 написаны в соавторстве. В работах, опубликованных в соавторстве, относящиеся к тематике работы результаты получены автором лично.

Публикации

По материалам диссертации опубликовано 17 работ, среди них 4 статьи в журналах, рекомендованных ВАК, и 7 работ в изданиях, включенных в международные базы цитирования Web of Science или Scopus.

Структура и объем работы

Диссертационная работа состоит из введения, четырех разделов, заключения и списка литературы, включающего 105 наименований. Текст изложен на 171 странице, содержит 71 рисунок, 7 таблиц и 3 приложения.

Краткое содержание работы

В первом разделе дан обзор характеристик и параметров эхосигналов от поверхности земли. Эхосигнал, отраженный от земной поверхности, представляет собой нестационарный нормальный случайный процесс с корреляционными функциями, зависящими от многих факторов, в том числе от ее отражающих свойств (определяемых двумерным распределением УЭПР), от формы, параметров и положения диаграммы направленности (ДНА) антенной системы РТС, параметров излучаемых ею сигналов и т. д.

Подчеркнуто, что в настоящее время подавляющее большинство исследований характеристик эхосигналов и обоснование методов их имитации выполнено для статистически однородной поверхности, имеющей покров одного

вида. Показано, что неоднородность поверхности значительно влияет на энергетические и корреляционные свойства эхосигналов.

Показано, что дискретность модели распределения отражающих свойств по поверхности существенно сказывается на точности имитации эхосигналов.

Сформулированы цель и основные задачи исследования.

Во втором разделе обоснованы методы расчета шага дискретизации цифровых карт земной поверхности, при котором обеспечивается заданная точность моделирования.

Показано, что задача задания шага дискретизации цифровой карты аналогична классической задаче дискретизации непрерывного сигнала. В результате развития этого положения получены соотношения для расчета частоты дискретизации распределения УЭПР по поверхности земли, при условии обеспечения заданного уровня ошибок. Показано, что помимо спектральных свойств распределения УЭПР эта частота зависит от формы и ДНА РТС и свойств излучаемых ею сигналов. В целом получены результаты, позволяющие рассчитать шаг дискретизации цифровой карты с учетом этих факторов.

В качестве альтернативного подхода рассмотрен выбор шага дискретизации для заданного относительного уровня ошибок задания параметров распределения УЭПР.

В целом, в разделе обоснованы методы расчета шага дискретизации распределения УЭПР по земной поверхности.

В третьем разделе обоснованы методы формирования имитирующего сигнала от статистически неоднородной поверхности земли.

Получена оценка требований к объему вычислительных операций, выполняемых в реальном масштабе времени при имитации эхосигналов от поверхности земли. Показано, что этот объем напрямую зависит от подробности используемых цифровых карт.

Рассмотрены условия его снижения за счет отказа от имитации микромасштабных неоднородностей.

Рассмотрен способ увеличения шага дискретизации за счет использования низкочастотной фильтрации (аналогичной классической фильтрации, предшествующей дискретизации сигналов) с последующей децимацией оцифрованной карты местности.

Рассмотрено замещение поверхности земли моделью, составленной из точек, формирующих взаимозависимые сигналы. Показано, что это позволяет добиться замещения разрешаемых по азимуту и наклонной дальности участков поверхности малоточечными (вплоть до 4 точек) моделями.

В целом обоснованные решения позволяют минимизировать требования к ресурсам средств вычислительной техники, необходимым для осуществления имитации в реальном масштабе времени.

В четвертом разделе полученные результаты развиты до уровня их практического использования. Сформулирован обобщенный алгоритм имитации отраженных сигналов. Рассмотрено программное обеспечение аппаратно-программного комплекса имитации эхосигналов типичной РТС – наземной радиолокационной станции (РЛС) обзора воздушного пространства, разработанное на основе полученных теоретических результатов. С использованием разработанных аппаратных и программных средств получен ряд экспериментальных результатов, подтверждающих правильность теоретических выводов, алгоритмов и технических решений.

В заключении приведены основные результаты работы.

1 МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ ЭХОСИГНАЛОВ ОТ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ

В настоящее время наибольшее применение нашли имитаторы, основанные на принципе математического моделирования [1, 2]. Их суть заключается в построении устройства, которое формирует сигнал на основе математической модели эхосигнала.

В данном разделе рассмотрены математические модели и характеристики эхосигналов от статистически однородной и неоднородной поверхности земли.

Показано, что неоднородность и дискретность модели распределения отражающих свойств и высот по поверхности земли оказывают сильное влияние на характеристики имитируемых сигналов и погрешности их задания. Они не могут игнорироваться при имитации.

Сформулированы цель и основные задачи исследования.

1.1 Математические модели эхо-сигналов от поверхности земли

Согласно известному подходу [17-22], поверхность земли представляется совокупностью элементарных отражателей. Эхосигнал от любого из них можно представить, как результаты прохождения сигналов РТС через канал передачи сигнала с переменными во времени параметрами. Формирование отраженного сигнала от участка поверхности происходит аналогично прохождению сигналов РТС через многоканальную систему, состоящую из множества элементарных каналов, выходы которых суммируются [1, 2, 22, 23].

Так как передаточная функция каждого канала случайна, суммарный выходной сигнал имеет случайную амплитуду и фазу [1, 2, 22, 23].

Дальнейшие исследования удобно проводить применительно к конкретному виду РТС. Он должен удовлетворять очевидному условию – быть максимально чувствительны к неадекватности имитации эхосигналов от земли. В наибольшей

степени этому условию отвечают классические наземные радиолокационные станции (РЛС) обзора воздушного пространства. Этот вид РТС наиболее уязвим к действию пассивных помех от поверхности земли. Причем отражениям от земли как непрерывного распределенного объекта. Заменить его простейшей моделью, составленной из малого количества отражателей (используемой, например, при работе с цифровыми РТС связи) в данном случае недопустимо. Такая замена приведет к кардинальному изменению помеховой обстановки. Присущая РЛС разрешающая способность по дальности предъявляет повышенные требования к достоверности имитации поверхности как двумерной (а, с учетом эффектов затенения элементов поверхности из-за неровного рельефа, трехмерной) распределенной структуры. Можно говорить о том, что данный тип РТС наиболее чувствителен к погрешностям и неадекватности имитации эхосигналов от земли.

При этом в качестве излучаемого РТС сигнала будет выступать зондирующий сигнал РЛС, Прием и передача сигналов осуществляется единой системой, имеющей общий фазовый центр.

При бесконечно большом количестве отражателей, комплексную огибающую эхосигнала (на входе приемника РЛС), отраженного от участка поверхности, находящегося на линии равной дальности, можно записать в виде:

$$\dot{s}(t, \alpha_{00}, \theta_{00}, r) \sim \int_0^{2\pi} \dot{i}_s(t - \tau(r)) F(\alpha - \alpha_{00}, \theta(r) - \theta_{00}) \sqrt{\sigma(\alpha, r)} \exp(j\phi_0(\alpha, r)) \times \exp(j2\pi f_d(\alpha, r)t) d\alpha, \quad (1.1)$$

где \sim – знак пропорциональности; t – текущее время; $\dot{i}_s(t)$ – комплексная огибающая зондирующего сигнала; $F(\alpha, \theta)$ – произведение ДНА передающей и приемной антенн в направлении α , θ ; θ – угол места; $\sigma(\alpha, r)$ – УЭПР с учетом затенения земли в точке с координатами α (азимут) и r (расстояние между фазовым центром антенны РЛС и точкой на поверхности земли); $\phi_0(\alpha, r)$, $f_d(\alpha, r)$ – начальная фаза и доплеровская частота эхосигнала, отраженного от точки с координатами α , r ; α_{00} , θ_{00} – положение осей ДНА по азимуту и углу места; j – мнимая единица; τ – время задержки, соответствующее расстоянию r .

В этом выражения использована система координат, центр которой совпадает с положением фазового центра антенны РЛС (рисунок 1.1).

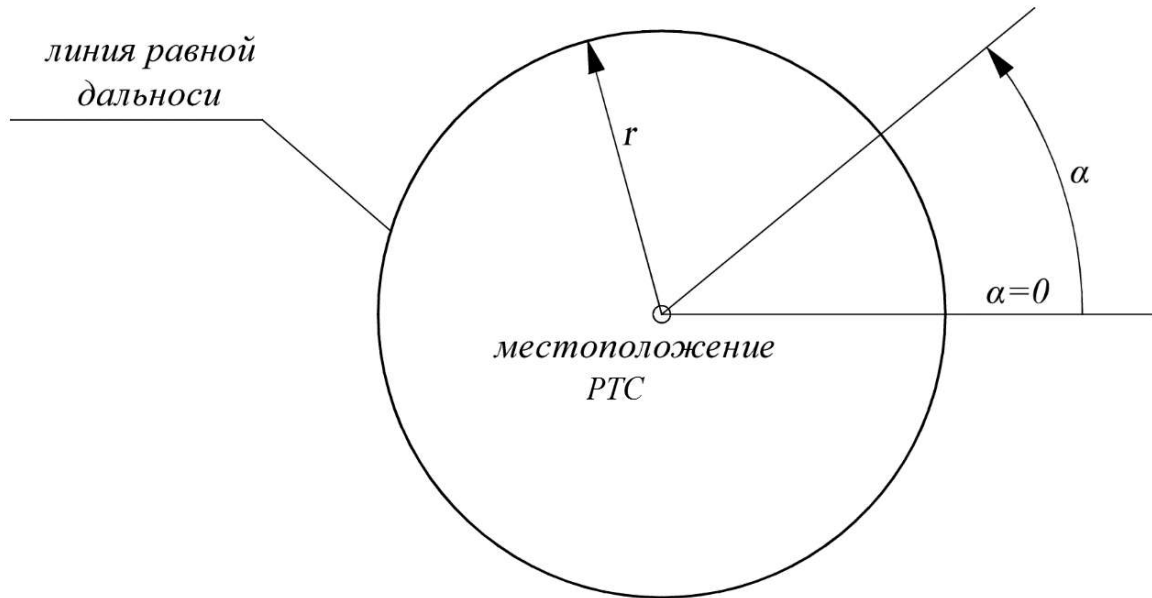


Рисунок 1.1 – Используемая система координат

Параметры распределения $\sigma(\alpha, r)$ зависят от типа покрова и затенения или не затенения данной точки. $\varphi_0(\alpha, r)$ случайна и имеет равномерную плотность распределения вероятности (ПРВ) в диапазоне $[0, 2\pi]$.

Отражающие элементы считаются или полностью независимыми, либо имеющими ограниченные корреляционные связи. Поэтому, согласно центральной предельной теореме, входной сигнал РЛС, являющийся суперпозицией большого числа эхосигналов от точек поверхности, представляет собой нормальный случайный процесс [24, 25].

Рассмотрим его основные свойства.

1.1.1 Интенсивность эхосигналов и удельная эффективная поверхность рассеяния земных покровов

В соответствии с выбранной математической моделью, поверхность земли представляется множеством независимых рассеивающих элементов, что

позволяет суммировать мощности рассеянных сигналов в пределах кольца изодальности без учета фазовых соотношений:

$$P(\alpha_{00}, \theta_{00}, r) \sim \int_0^{2\pi} \frac{P_t \lambda^2}{(4\pi)^3} \frac{F^2(\alpha - \alpha_{00}, \theta(r) - \theta_{00}) \sigma(\alpha, r)}{r^4} d\alpha, \quad (1.2)$$

где P_t – мощность передатчика; λ – длина волны зондирующего сигнала.

Мощность отражений от земной поверхности зависит как от параметров РЛС, так и от параметров поверхности. К характеристикам РЛС можно отнести рабочую частоту, излучаемую мощность, размеры облучаемой площадки (определяются видом и параметрами зондирующего сигнала, а также ДНА), направление и поляризацию облучения, а также другие факторы.

Параметры земной поверхности задаются распределением по ней УЭПР.

Одной из первых моделей, характеризующих отражения от земной поверхности, была так называемая постоянная- γ модель [18, 34, 35]:

$$\sigma(\psi) = \gamma \sin(\psi), \quad (1.3)$$

где ψ – угол между поверхностью земли и направлением луча антенны (угол скольжения); γ – константа, зависящая от типа покрова.

Эта модель получила широкое распространение. Однако она не соответствовала данным, полученным в области малых углов [18, 20].

Что касается формирования эхосигналов от поверхности земли для рассматриваемого вида РЛС, то наибольший интерес представляют значения углов близкие к скользящим.

Попытки описать отражения под малыми углами заключались в том, чтобы расширить постоянную- γ модель путем ввода эмпирически полученного добавочного члена. Однако, в связи с малым количеством эмпирически полученных данных, эти попытки не имели особого успеха [20].

В конце 70-х группа ученых из технологического института Джорджии представила эмпирическую модель УЭПР, которая включает зависимость от длины волны, шероховатости поверхности и угла падения [18, 31]:

$$\sigma(dB) = A(\psi_{inc} + C)^B \exp\left(\frac{-D}{1 + \frac{0.1\sigma_h}{\lambda}}\right), \quad (1.4)$$

где ψ_{inc} – угол между направлением визирования и нормалью к поверхности (угол падения) (радиан); σ_h – среднеквадратическое отклонение неровностей поверхности; A, B, C, D – постоянные величины, определенные эмпирически для конкретного земного покрова.

Хотя выражение (1.4) формально представляет возможность моделировать отражения во всем диапазоне углов, в опубликованных работах (в частности в [18, 31]) не была обоснована возможность ее использования в области малых углов.

Впоследствии еще одна модель института Джорджии, изначально разработанная на основе данных об отражениях от морской поверхности, нашла широкое применение для описания отражающей способности земной поверхности [36, 37]:

$$\begin{cases} \sigma_{HH} = y_1 \lambda \psi_{inc}^{y_2} A_i A_w A_u, & f_{op} \leq 10 \text{ ГГц}; \\ \sigma_{HH} = y_1 \psi_{inc}^{y_3} A_i A_w A_u, & f_{op} > 10 \text{ ГГц}, \end{cases} \quad (1.5)$$

$$\sigma_{VV} = \sigma_{HH} - (h_{wave} + z_1)^{z_2} (\psi_{inc} + z_3)^{z_4} \lambda^{z_5} 10^{z_6}, \quad (1.6)$$

где σ_{HH}, σ_{VV} – УЭПР при горизонтальной и вертикальной поляризации сигнала; h_{wave} – высота морской волны, которая соответствует неравномерности поверхности; A_i, A_w, A_u – добавочные коэффициенты, характеризующие многолучевое распространение, направление и высоту морских волн, соответственно; $y_1, y_2, y_3, z_1, z_2, z_3, z_4, z_5, z_6$ – константы, зависящие от частоты; f_{op} – частота на которой ведутся измерения.

Основанием для использования данной модели послужил тот факт, что отражающая способность поверхности под малыми углами обзора зависит, в основном, от ее шероховатости. При описании земной поверхности проводится аналогия между шероховатостью поверхности и состоянием моря. Более ровным поверхностям (трава, поле, дорога) присваивается низкая высота волн, а более грубым (городские районы, скалы, деревья) соответствует большая высота.

В конце 70-х годов в Массачусетском технологическом институте была начата большая программа по исследованию отражений под малыми углами [20, 38, 39]. В ходе программы, которая продолжалась более 20 лет, были подробно исследованы отражения от земной поверхности под разными углами и в разных диапазонах частот. На основании эмпирических данных была составлена табличная модель отражений, в которой среднее значение УЭПР зависит от типа покрова, угла падения, частоты сигнала [20, 38, 39]. В настоящее время эта модель получила широкое распространение для моделирования отражений под малыми углами.

Еще одна обширная программа по измерению отражений под малыми углами осуществлялась в институте радиофизики и электроники НАН Украины на протяжении более 50 лет [2,14]. В результате было собрано и проанализировано множество экспериментальных данных, на основании которых была построена следующая модель УЭПР:

$$\sigma_{HH}(f_{op}, \Psi) = A_1 + A_2 \lg\left(\frac{\Psi}{20}\right) + A_3 \frac{f_{op}}{10}; \quad (1.7)$$

$$\sigma_{VV}(f_{op}, \Psi) = \begin{cases} \sigma_{HH}(f_{op}, \Psi) + 10\left(\frac{f_{op}}{10}\right)^{-1/2}, & \text{для квазигладких поверхностей;} \\ \sigma_{HH}(f_{op}, \Psi), & \text{для остальных типов поверхностей;} \end{cases} \quad (1.8)$$

$$\sigma_{HV}(f_{op}, \Psi) = \sigma_{VH}(f_{op}, \Psi) = \begin{cases} \sigma_{HH}(f_{op}, \Psi) - 10, & \text{для квазигладких поверхностей;} \\ 0, & \text{для остальных типов поверхностей;} \end{cases} \quad (1.9)$$

где σ_{HV} – УЭПР при кросс поляризационном приеме; A_1, A_2, A_3 – константы, зависящие от типа покрова.

Эта модель нашла применение при моделировании отражений под малыми углами. Следует отметить, что в рассмотренных исследованиях не учитывались эффекты затенения, а также то, что они проводились для, так называемых, статистически однородных покровов, имеющих постоянные свойства в пределах отражающей площадки.

Подводя итог можно отметить следующее.

Величина УЭПР однородной поверхности зависит от типа покрова, угла скольжения, длины волны, поляризации излучения и приема, времени года, погодных условий и ряда других факторов [22-24]. При этом, следует отметить, что УЭПР реальной земной поверхности может изменяться, как при переходе от одного участка к другому, в связи с изменением типа покрова, так и пределах одного участка, в силу неоднородности покрытия – изменений отражающих свойств покрова (например, из-за локальных затенений).

По степени шероховатости земные покровы делятся на квазигладкие и шероховатые [12, 20, 25, 26].

Закономерности отражения от гладкой поверхности определяются законом Френеля (“угол падения равен углу отражения”) [27]. Отраженный сигнал имеет максимальную интенсивность, если излучение направлено по нормали к поверхности. В противном случае отражений в сторону облучающей антенны будет намного меньше [14, 20, 21, 26].

При облучении шероховатой поверхности имеет место диффузное (ненаправленное) отражение.

Граница между гладкими и шероховатыми поверхностями весьма условна. При разнице фаз между сигналами, отраженными от основания и от вершины неровности меньше 45 градусов, поверхность считается гладкой [23]. При этом поверхность, рассматриваемая как гладкая при работе на длинных волнах, для более высокочастотных РЛС может стать шероховатой [19-21, 25]. При углах облучения, отличных от нормального, квазигладкие поверхности, например, асфальтированные дороги, дают относительно слабые отражения. По сравнению с ними при скользящем зондировании большие значения УЭПР имеют смешанные поверхности, такие как пустыня с барханами и мелкими гладкими неровностями. Еще большие отражения дают почвы с неровной поверхностью. А почвы, имеющие слабые растительные покровы, дают большие отражения, чем при отсутствии растительности. Наибольшую УЭПР при скользящих углах наблюдения имеют густые лесные покровы [2, 18, 20, 28].

Традиционно выделяют три области значений угла облучения – почти вертикальные углы (где-то до 15 градусов), промежуточные (от 15 до 80 градусов) и углы близкие к скользящим. В пределах области вертикальных углов интенсивность отражений резко уменьшается с увеличением угла [14, 31-34]. Для промежуточной области эхосигналы имеют примерно постоянную мощность. При скользящих углах возникает резкое уменьшение интенсивности отраженных сигналов. Кроме того, для каждой области существуют свои особенности. Например, при работе на скользящих углах, часто наблюдают затенения – участки поверхности, находящиеся вне зоны видимости (например, скрытые горами или высокими деревьями), отражения от которых практически отсутствуют [20]. Вследствие этого, картина отражений становится неоднородной, «пятнистой» [20].

Влияние на изменение отражающей способности также оказывает поляризация и частота [14, 20-24, 29, 30]. Наиболее ярко это выражено для квазигладких поверхностей [20].

Приведенные в [14] измерения показали возрастание УЭПР примерно на 10 дБ при изменении частоты в пределах 10...35 ГГц. Для шероховатых поверхностей влияние длины волны было оценено как незначительное [14,20].

Также для квазигладких поверхностей весьма заметны поляризационные различия – при вертикальной поляризации интенсивность отражений на 8...10 дБ выше, чем при горизонтальной, а кросс поляризационная составляющая практически отсутствует. Для шероховатых поверхностей отражения при вертикальной поляризации превышают на 2...4 дБ отражения при горизонтальной и на 0...8 дБ при кроссполаризации [20].

1.1.2 Корреляционная функция эхосигналов от поверхности земли

Как известно [40-44], свойства рассматриваемых эхосигналов однозначно определяются корреляционной функцией или спектральной плотностью мощности (сокращенно СПМ) их флуктуаций.

Предполагая, что все отражатели статистически независимы и начальные фазы эхосигналов от них равновероятны в интервале $0-2\pi$, автокорреляционную функцию сигнала (1.1) можно записать в виде:

$$\begin{aligned} ACF(t, \alpha_{00}, \theta_{00}, \Delta\alpha_{00}, \Delta t, r) \sim & \int_0^{2\pi} \dot{i}_z(t - \tau(r)) \dot{i}_z^*(t + \Delta t - \tau(r)) \times \\ & \times F(\alpha - \alpha_{00}, \theta(r) - \theta_{00}) F(\alpha - \alpha_{00} - \Delta\alpha_{00}, \theta(r) - \theta_{00}) \times \\ & \times \sigma(\alpha, r) C_0(\alpha, r, \Delta t) \partial\alpha, \end{aligned} \quad (1.10)$$

где $\Delta\alpha_{00}$ – угол на который смещается ДНА за время Δt ; * - символ операции комплексного сопряжения; $C_0(\alpha, r, \Delta t)$ – корреляционная функция доплеровских флуктуаций эхосигнала от точки с координатами α, r ; t – текущее время.

В свою очередь корреляционную функцию (1.10) принято разделять на две компоненты [1, 40]. Это компонента, определяемая внутривнутрипериодными флуктуациями эхосигнала – его изменениями по задержке, отсчитываемой на интервале от момента начала излучения зондирующего импульса и до начала излучения следующего. То есть в пределах периода повторения зондирующих импульсов.

И вторая компонента – определяющая корреляционные свойства флуктуаций эхосигнала для фиксированной задержки – то есть между сигналами, разнесенными на период повторения зондирующих импульсов.

Первую компоненту называют внутривнутрипериодной, а вторую – межпериодной корреляционными функциями. Корреляционная функция эхосигнала равна произведению этих корреляционных функций [1, 36].

На сегодняшний день исследование обеих компонент достаточно объемны и всесторонни [1, 20, 21, 45-49]. Но с оговоркой – в основном они проведены для

случая отражения сигналов от статистически однородной поверхности. То есть поверхности, занятой одним покровом.

1.1.3 Спектральные характеристики эхосигналов от статистически однородной поверхности земли

Для статистически однородной поверхности спектральные характеристики внутрипериодных флуктуаций определяются спектром зондирующего сигнала [20, 33, 34].

А межпериодные – СПМ доплеровских флуктуаций эхосигнала для его выбранного сечения по задержке [33, 50] и сканированием антенны за время, равное периоду следования зондирующих импульсов, а также перемещениями РЛС.

Рассмотрим особенности этих спектральных компонент. Ограничимся случаем наиболее близким к теме исследования – неподвижной РЛС на поверхности земли и зондирующим сигналом, представляющим собой когерентную последовательность радиоимпульсов.

Аппроксимации спектра межпериодных флуктуаций.

Исторически первые экспериментальные результаты оценки доплеровских спектров показали, что они имеют гауссову форму [50-52]:

$$S_G(f) = \frac{\sqrt{4 \ln(2)}}{\sqrt{\pi} B_{DG}} \exp\left(-\frac{4 \ln(2) f^2}{B_{DG}^2}\right), \quad (1.11)$$

где $B_{DG} = \sqrt{8 \ln(2)} \sigma_v = 2.3548 \sigma_v$ – ширина доплеровского спектра по уровню 3 дБ;

$\sigma_f = \frac{2 \sigma_v}{\lambda}$; σ_v – среднеквадратической разброс скоростей отражателей; f –

доплеровская частота.

Позже, испытания РЛС с высокой разрешающей способностью показали, что спектры доплеровских флуктуаций несколько шире, что привело к появлению модели на основе степенного закона [53, 54]:

$$S_{POLY}(f) = \frac{p_{sh} \sin\left(\frac{\pi}{p_{sh}}\right)}{\pi B_{DP}} \frac{1}{1 + \left(\frac{2|f|}{B_{DP}}\right)^{p_{sh}}}, \quad (1.12)$$

где p_{sh} – параметр формы; $B_{DP} = 2\sigma_f$.

Более поздние измерения спектров мощности помех от земли до уровней существенно ниже (т.е. на 60 - 80 дБ ниже), чем в большинстве предыдущих измерений, указывают на аппроксимирующие зависимости, которые падают гораздо быстрее, чем степенной закон, и часто приближаются к экспоненциальной зависимости [55-59]:

$$S_{EXP}(f) = \frac{\ln(2)}{B_{DE}} \exp\left(-\frac{2\ln(2)}{B_{DE}}|f|\right), \quad (1.13)$$

где $B_{DE} = \sqrt{2} \ln(2) \sigma_f \sim 0,9803 \sigma_f$.

В настоящее время экспоненциальная модель принята, как наиболее точная. Сравнение гауссовой и экспоненциальных моделей показывает различие в ширине спектров на очень низких уровнях (-80 дБ) не более двух раз. Однако, при анализе систем селекции движущихся целей (СДЦ) неподвижных наземных РЛС эти различия являются несущественными по сравнению с расширением спектра, обусловленным сканированием. Поэтому в большинстве случаев, для анализа систем СДЦ, используют гауссову модель спектра [23, 33, 49, 60].

Сканирование антенны, как известно [33, 49, 60], приводит к расширению спектра межпериодных флуктуаций.

Например, для аппроксимации главного лепестка ДНА функцией Гаусса, согласно [60], сканирование антенны приводит к формированию СПМ межпериодных флуктуаций вида:

$$G_{SK}(f) = \frac{\sqrt{2\pi}}{\Omega} \exp\left(-\frac{2\pi^2}{\Omega^2} f^2\right), \quad (1.14)$$

где $\Omega = 1,66/T_{обл}$, $T_{обл}$ – время облучения площадки.

В целом СПМ межпериодных флуктуаций представляют собой свертку СПМ доплеровских флуктуаций и СПМ, обусловленной сканированием антенной системы [60].

В целом имитируемый сигнал от однородной подстилающей поверхности представляет собой нормальный случайный процесс с рассмотренными спектральными и корреляционными характеристиками.

1.2 Статистически неоднородная поверхность

1.2.1 Характеристики эхосигналов от статистически неоднородной земной поверхности

Как уже отмечалось, земная поверхность имеет сложную неоднородную структуру. Это хорошо видно при сравнении ее топографических карт, оптических и радиолокационных изображений.

Например, на рисунках 1.2 – 1.4 приведены фрагменты топографической карты, результатов космической фотосъемки и радиолокационного наблюдения окрестностей города Белоомут [70]. Нетрудно видеть, что оптическое и радиолокационное изображения отличаются от карты наличием множества мелких деталей, игнорируемых на топографической карте. По сути рисунок 1.2 соответствует макромасштабной модели, а рисунки 1.3 и 1.4 макромасштабной с микромасштабными неоднородностями.

В целом эксперименты, связанные с измерениями УЭПР земной поверхности, показывают следующее.

Для любого участка поверхности УЭПР можно представить, как сумму [19]:

$$\sigma(\alpha, r) = \sigma_{st}(\alpha, r) + \sigma_{fl}(\alpha, r) = \sigma_{fl}(\alpha, r) \left(1 + a_{sf}(\alpha, r) \right), \quad (1.15)$$

где $\sigma_{st}(\alpha, r)$, $\sigma_{fl}(\alpha, r)$ – стабильная и флюктуирующая компонента УЭПР в точке с координатами α , r ; $a_{sf}(\alpha, r)$ – коэффициент, показывающий отношение стабильной компоненты УЭПР к ее нестабильной части.

Обе компоненты определяются типом покрова. Причем стабильная компонента определяется выше приведенными (см. подраздел 1.1) соотношениями. А флуктуирующая компонента отвечает за микромасштабные неоднородности – локальные изменения значений УЭПР.

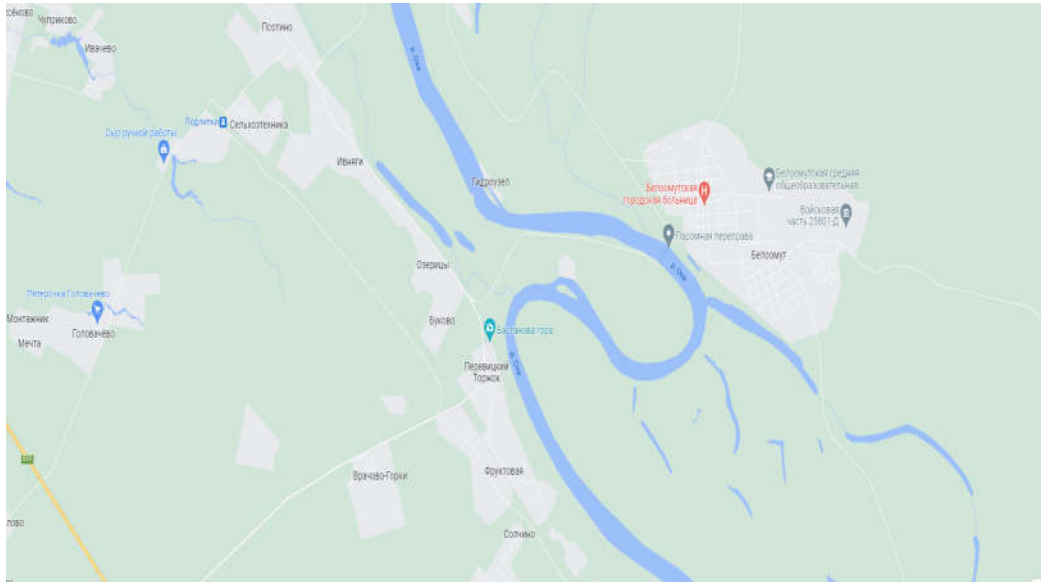


Рисунок 1.2 – Топографическая карта местности

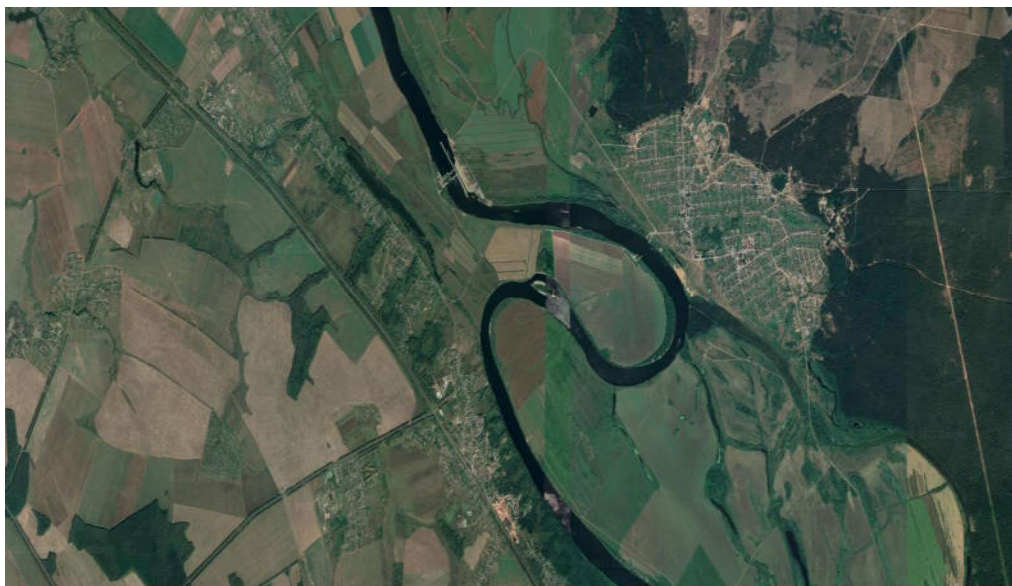


Рисунок 1.3 – Оптическое изображение местности, карта которой представлена на рисунке 1.2

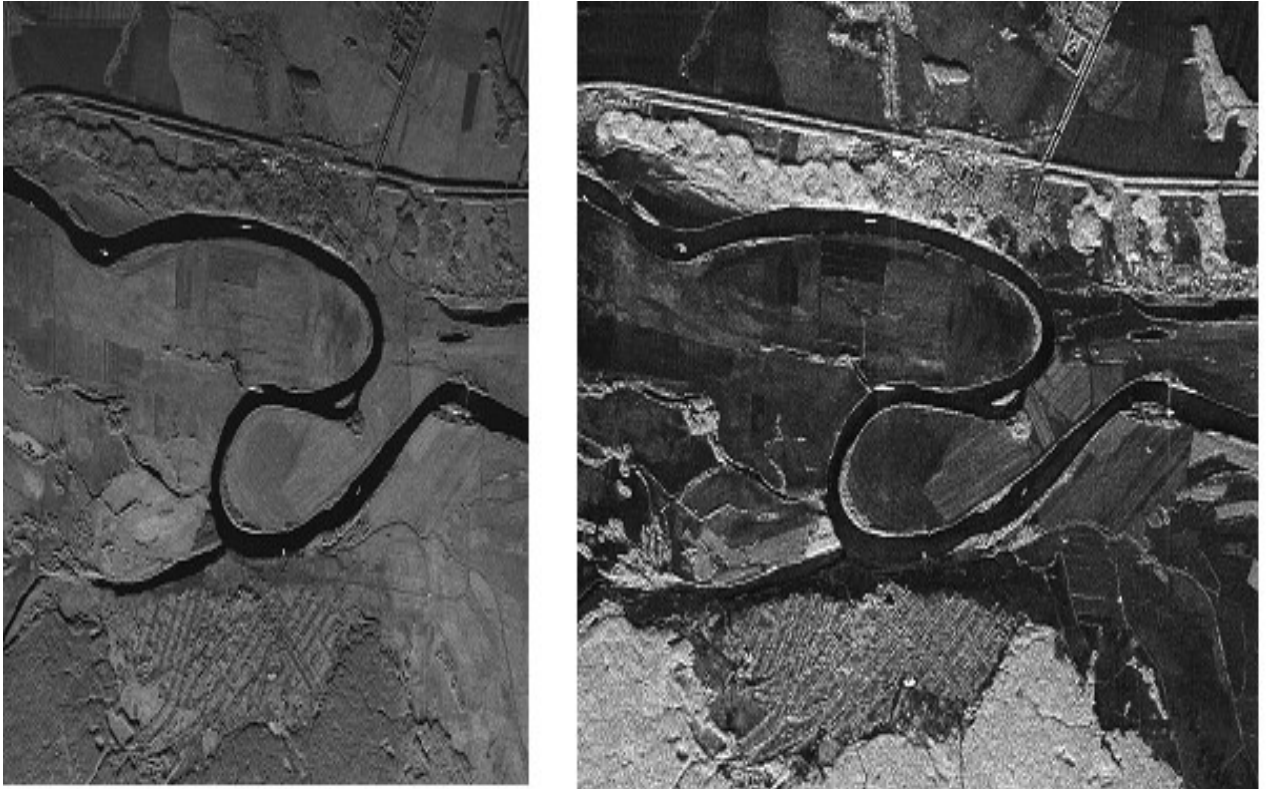


Рисунок 1.4 – Радиолокационные изображения местности, карта которой представлена на рисунке 1.2, в L и X диапазонах (взято из [70])

Рассмотрим основные характеристики флуктуаций УЭПР.

1. Функция распределения.

Статистика σ_l характеризует изменения, обусловленные сменой участков поверхности при обзоре пространства. Первоначально считалось, что их ПРВ соответствуют релеевскому распределению. Позже, с появлением РЛС с высоким разрешением, были выявлены значительные отличия от релеевского закона. В настоящее время наиболее часто употребляемыми аппроксимациями ПРВ являются распределение Вейбулла и логнормальное распределение [18, 24, 71].

Из интересных результатов уместно упомянуть работы [19, 72], в которых была теоретически обоснована плотность распределения среднего значения УЭПР (σ_{mean}) вида (зависящая от локального угла наклона поверхности):

$$w(\sigma_{mean}) = \frac{1}{\sigma_{cp} \left(1 - \frac{10}{A_{tt}}\right) \frac{A_{tt}}{10} C_{tt} A_{tt} / 10 \sqrt{D_{\xi}} \sqrt{2\pi}} \times \exp\left(-\frac{\left(\sigma_{mean} \frac{10}{A_{tt}} - \psi C_{tt} \frac{10}{A_{tt}}\right)^2}{2C_{tt} \frac{A_{tt}}{5} D_{\xi}}\right), \quad (1.16)$$

где D_{ξ} – дисперсия распределения локальных углов наклона; A_{tt} и C_{tt} – параметры, зависящие от типа покрова;

Как видно из (1.16) среднее значение УЭПР имеет сложное нестандартное распределение. Однако там же (в [19, 72]) представлено доказательство того, что для растительных покровов, при малых углах скольжения эта плотность распределения оказывается гауссовой в области неотрицательных значений.

$$w(\sigma_{mean}) = \begin{cases} \frac{1}{D_{\xi} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{\sigma_{mean}^2}{2C_{tt}^2 D_{\xi}^2}\right), & \sigma_{mean} \geq 0 \\ 0, & \sigma_{mean} < 0 \end{cases}. \quad (1.17)$$

2. Корреляционная функция флуктуаций распределения УЭПР по поверхности земли.

Несмотря на то, что эхосигналы от отражателей на поверхности земли независимы, изменения $\sigma(\alpha, r)$ имеют статистическую зависимость. В [20, 23, 37] представлены эксперименты, результаты которых показали наличие пространственной корреляции изменений УЭПР, как по наклонной дальности, так и по азимутальной координате. Анализ радиолокационных изображений поверхности земли показал, что распределение УЭПР в пределах одного покрова может быть представлено, как случайный процесс с коэффициентом корреляции [20, 45]:

$$r_{cor}(\Delta x, \Delta y) = \exp\left(-\frac{\Delta x_{im}}{\rho_1} - \frac{\Delta y_{im}}{\rho_2}\right), \quad (1.18)$$

где ρ_1, ρ_2 – радиус корреляции в горизонтальном и вертикальном направлении, $\Delta x_{im}, \Delta y_{im}$ – расстояние между точками изображения в горизонтальном и вертикальном направлении.

1.2.2 Оценка влияния неоднородности покровов поверхности на характеристики межпериодных и внутрипериодных флуктуаций эхосигналов

Выявим влияние неоднородности подстилающей поверхности на параметры и свойства эхосигналов.

А именно:

- на форму и параметры спектров межпериодных флуктуаций;
- на флуктуации, обусловленные сканированием диаграммы направленности антенной системы;
- на параметры и свойства внутрипериодных флуктуаций.

Рассмотрим простейший случай. Пусть распределение отражающих свойств по моделируемой земной поверхности имеет простейший вид, представленный на рисунке 1.5а. То есть присутствуют два типа покрова, не имеющих микромасштабных неоднородностей.

Распределение УЭПР в этом случае показано на рисунке 1.5б.

В таком случае мощность сигнала, приходящего на вход приемника, в зависимости от положения оси ДНА можно представить в виде:

$$\begin{aligned}
 P(\alpha_{00}, \theta_{00}, r) \sim & \sigma_1 \int_0^{\pi} F^2(\alpha - \alpha_{00}, \theta(r) - \theta_{00}) d\alpha + \\
 & + \sigma_2 \int_{\pi}^{2\pi} F^2(\alpha - \alpha_{00}, \theta(r) - \theta_{00}) d\alpha,
 \end{aligned}
 \tag{1.19}$$

где σ_1 и σ_2 – УЭПР первого и второго покрова.

В результате будем иметь следующее.

1. Межпериодные флуктуации.

1.1. Доплеровский спектр эхосигналов, очевидно, будет представлять сумму доплеровских спектров эхосигналов от первого и второго покровов, попавших в луч антенны РЛС:

$$G_{2D}(f) = wp_1 S_{G1}(f) + wp_2 S_{G2}(f), \quad (1.20)$$

где S_{G1} , S_{G2} – доплеровские спектры эхосигналов от первого и второго покровов; wp_1 , wp_2 – весовые коэффициенты, определяемые интенсивностями этих компонент при текущем положении луча антенны.

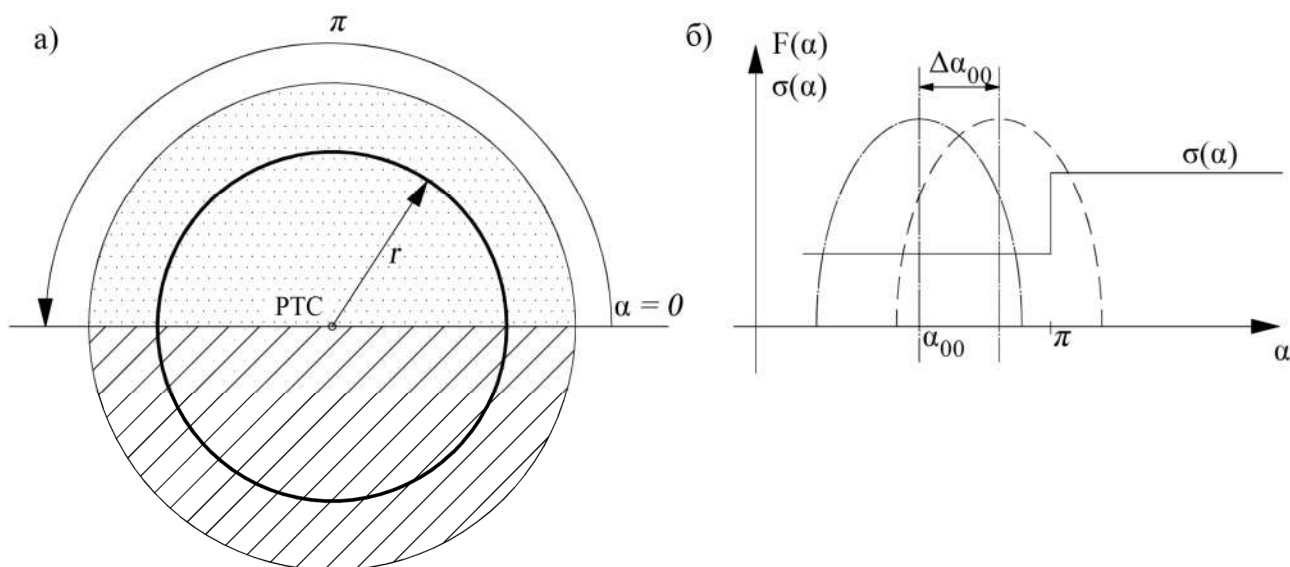


Рисунок 1.5 – Схематично показана область поверхности вокруг РТС, точками показан первый тип покрова, а косой штриховкой – второй (а); распределение УЭПР, соответствующее выделенной линии равных дальностей (б).

Штрихпунктирной и штриховой линиями нанесен главный лепесток ДНА, для двух положений ее оси α_{00} (штрихпунктирная линия) и $\alpha_{00} + \Delta\alpha_{00}$ (штриховая линия)

Например, для покровов «лес» и «голая земля» при слабом ветре, получим спектр, представленный на рисунке 1.6. Нетрудно видеть, что он отличается от спектра, имеющего место при статистически однородной поверхности.

Поэтому, в частности, в [50] в качестве аппроксимаций доплеровского спектра эхосигналов от поверхности земли рекомендуется использовать зависимость:

$$G_{app}(f) \sim a_{sf}^2 \delta(f) + k_{norm} \left[1 + (f / \Delta f_{3dB})^{k_{s-us}} \right]^{-1}, \quad (1.21)$$

где k_{norm} – коэффициент, нормирующий к единице площадь под вторым слагаемым; Δf_{3dB} – ширина доплеровского спектра на уровне -3 дБ; k_{s-us} – коэффициент формы; $\delta(f)$ – дельта функция.

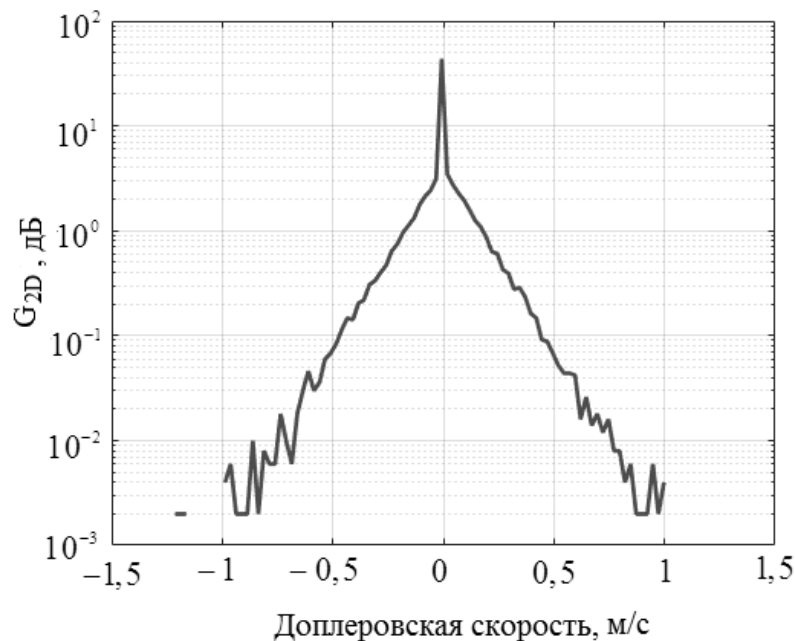


Рисунок 1.6 – Доплеровский спектр, полученный для участка, половину площади которого занимает лес, а вторую половину голая земля. По оси абсцисс отложена

доплеровская скорость, пересчитанная из доплеровской частоты ($v_d = \frac{f\lambda}{2\pi}$)

Параметры a_{sf} , Δf_{3dB} и k_{s-us} зависят от силы ветра и типа покрова [50].

При этом оговаривают наличие на отражающем участке двух покровов: подверженного ветровым воздействиям и стабильного, не дающего частотное рассеяние эхосигнала. Первый имеет доплеровский спектр колоколообразной формы. Вторым – дает компоненту на нулевой частоте.

Справедливость (1.20) и (1.21) подтверждают экспериментальные исследования, результаты которых представлены в [20, 38] (см., например, рисунок 1.7).

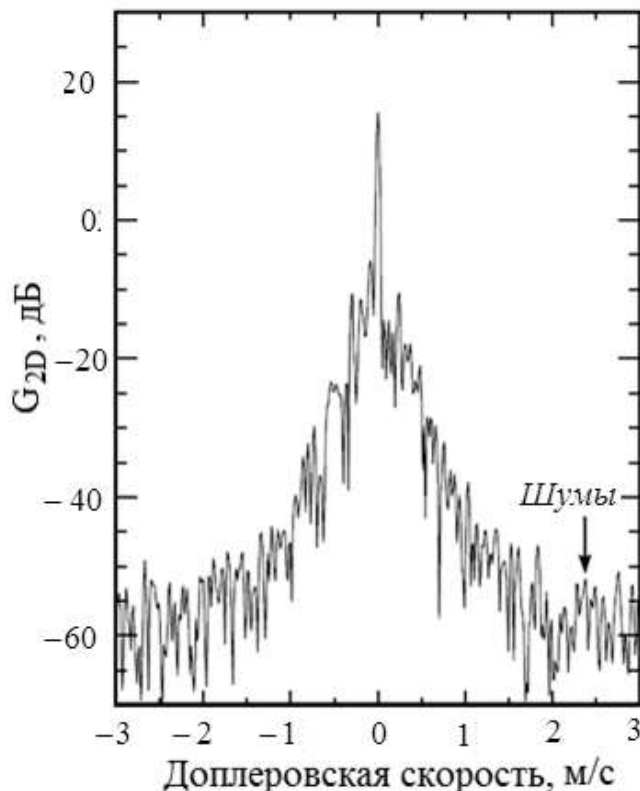


Рисунок 1.7 – Эмпирически измеренный доплеровский спектр (взято из [20]) эхосигнала от пересеченного лестного участка при ветреной погоде

1.2. Корреляция эхосигналов при сканирующей антенне.

Рассмотрим случай сканирования антенны по азимуту.

Для коэффициента межпериодной корреляции эхосигналов при разнесенных на $\Delta\alpha_{00}$ положениях луча и без учета доплеровских флуктуаций эхосигналов, получим [75]:

$$r_c(\alpha_{00}, \Delta\alpha_{00}, \theta_{00}, r) = \frac{C(\alpha_{00}, \Delta\alpha_{00}, \theta_{00}, r)}{\sqrt{P(\alpha_{00}, \theta_{00}, r)P(\alpha_{00} - \Delta\alpha_{00}, \theta_{00}, r)}}, \quad (1.22)$$

где $C(\alpha_{00}, \Delta\alpha_{00}, \theta_{00}, r)$ - взаимная корреляционная функция эхосигналов для положения луча антенны по азимуту α_{00} и $\alpha_{00} + \Delta\alpha_{00}$.

Для рассматриваемого примера:

$$C(\alpha_{00}, \Delta\alpha_{00}, \theta_{00}, r) \sim \sigma_1 \int_0^{\pi} F(\alpha - \alpha_{00}, \theta(r) - \theta_{00}) F(\alpha - \Delta\alpha_{00} - \alpha_{00}, \theta(r) - \theta_{00}) d\alpha + \\ + \sigma_2 \int_{\pi}^{2\pi} F(\alpha - \alpha_{00}, \theta(r) - \theta_{00}) F(\alpha - \alpha_{00} - \Delta\alpha_{00}, \theta(r) - \theta_{00}) d\alpha.$$

Например, для распределения УЭПР, представленного на рисунке 1.5, ДНА имеющей форму главного лепестка вида функции sinc, шириной 1 градус по уровню половинной мощности и $\sigma_1 = 0,5\sigma_2$ получим результаты, приведенные на рисунке 1.8.

Нетрудно заметить существенные различия для зависимостей, полученных для однородной и неоднородной поверхности [73].

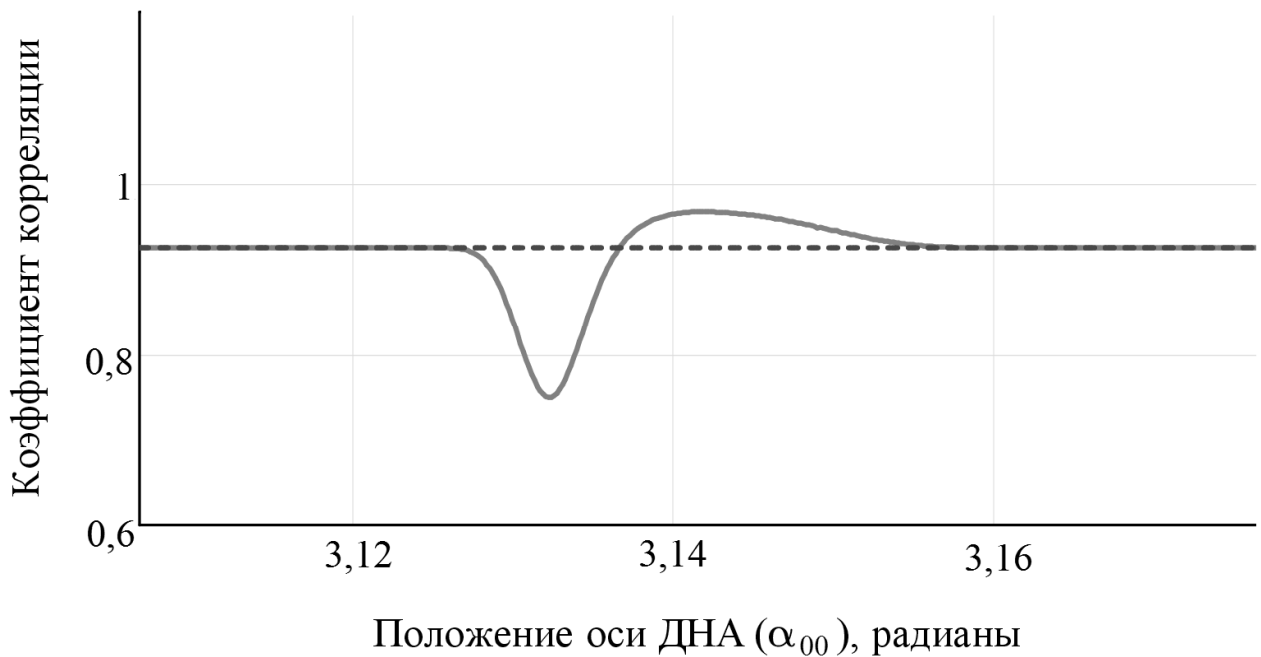


Рисунок 1.8 – Коэффициент межпериодной корреляции при сканирующей антенне. Штриховой линией показан результат, полученный для однородного покрова. Непрерывной линией – полученный при сканировании распределения УЭПР, показанного на рисунке 1.2. За период повторения зондирующих импульсов ДНА смещается на $\Delta\alpha_{00}=0,2\pi/180$

Аналогичный результат имеет место при расчете коэффициента корреляции для реальных распределений УЭПР, полученных с использованием

топографических карт. Например, на рисунке 1.9б приведены результаты расчетов коэффициента межпериодной корреляции при сканирующей антенне для одной из изодальности поверхности, топографическая карта, распределение высот и УЭПР которой показаны на рисунках 1.10 и 1.11. Нетрудно видеть значительные изменения $r_c(\alpha_{00}, \Delta\alpha_{00}, \theta_{00}, r)$ при сканировании антенны.

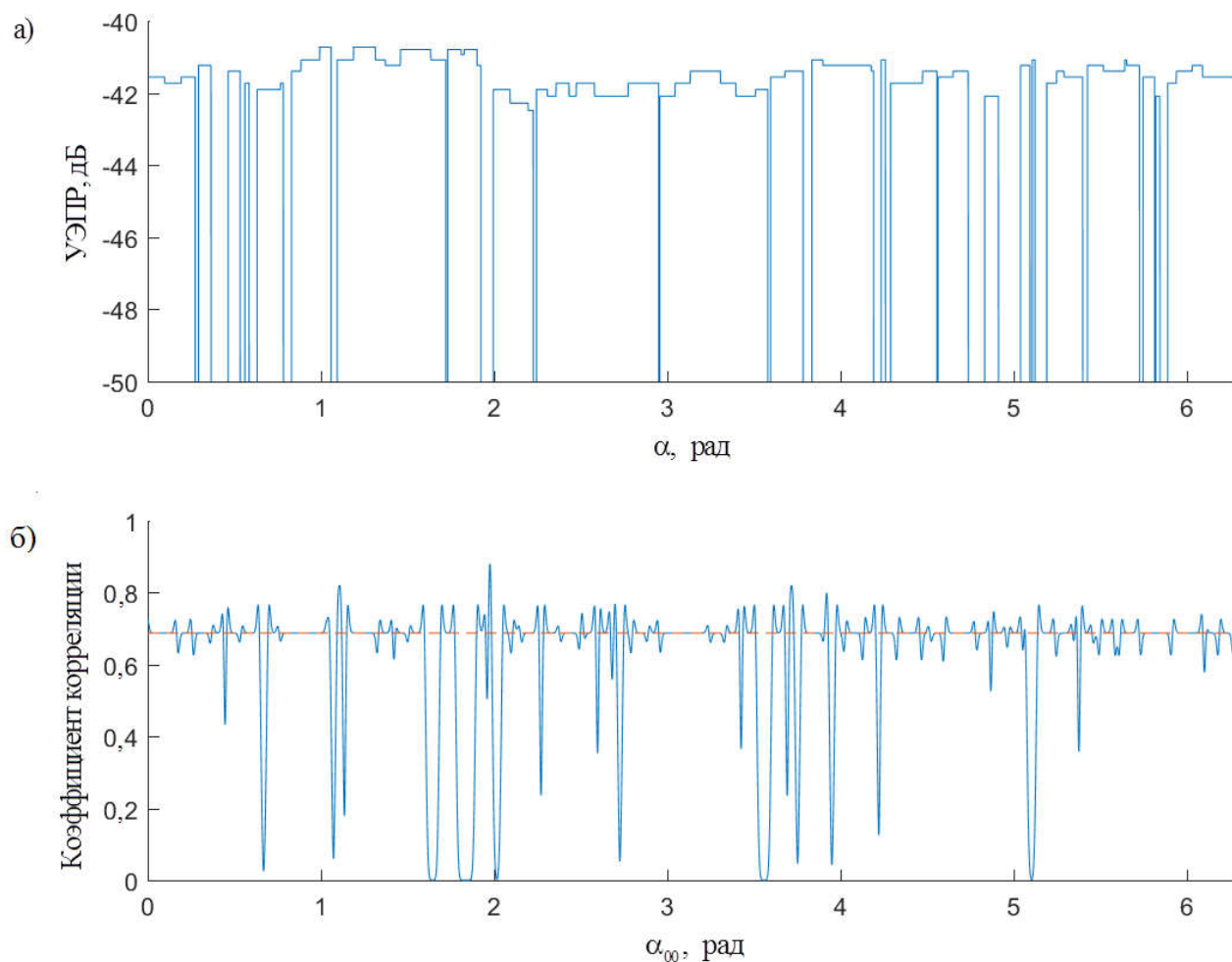


Рисунок 1.9 – УЭПР (а) и коэффициент межпериодной корреляции (сплошная линия на рисунке (б)) при сканирующей антенне. Для сравнения штриховой линией на рисунке (б) показан коэффициент межпериодной корреляции для однородного покрова. Ширина главного лепестка антенны $2\pi/180$ рад. За период повторения зондирующих импульсов ДНА смещается на $\Delta\alpha_{00}=0,2\pi/180$

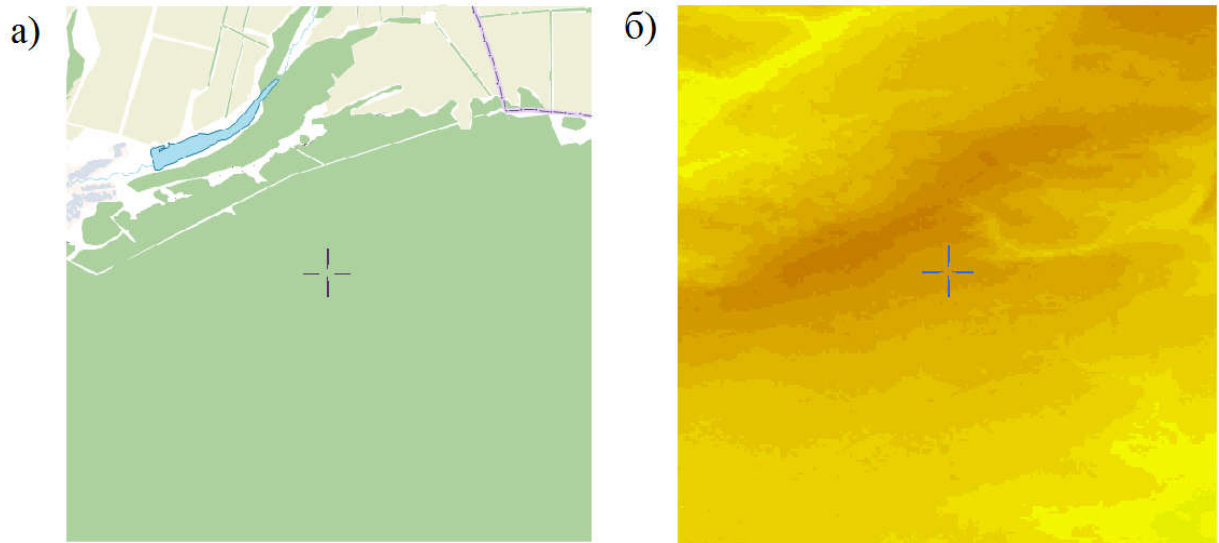


Рисунок 1.10 – Топографическая карта (а) и распределение высот участка поверхности (б)



Рисунок 1.11 – Распределение УЭПР участка поверхности, представленного на рисунке 1.10 (Высота точки наблюдения над поверхностью земли 7 метров. Положение центра соответствует метке на рисунке 1.10.)

Внутрипериодные флуктуации.

Забегаая вперед (см. раздел 2. Подраздел 2.1.4), следует сказать, что соотношения, определяющие корреляционные свойства внутрипериодных флуктуаций идентичны соотношениям, полученным для определения межпериодных корреляционных связей при сканирующей антенне. Различия ограничиваются заменой ДНА на комплексную огибающую функции неопределенности или комплексную огибающую зондирующих импульсов, прошедших тракт приемника. Соответственно, при переходе к неоднородной поверхности следует ожидать изменений внутрипериодных корреляционных связей, аналогичных имеющим место для межпериодных при сканирующей антенне.

Это подтверждают результаты расчетов, представленные на рисунке 1.12. Они получены для одной из линий с фиксированным угловым положением (10 градусов относительно направления “восток”) для распределения УЭПР, показанного на рисунке 1.11.

Таким образом, характеристики межпериодных и внутрипериодных флуктуаций эхосигналов от статистически неоднородной и однородной подстилающей поверхности существенно различаются.

Основные различия заключаются в следующем.

1. Для неоднородной поверхности доплеровские спектры эхосигналов могут не иметь единой формы. Они могут быть индивидуальны для каждого элемента разрешения по азимуту×дальности.

2. Коэффициенты межпериодной корреляции, определяемые сканированием антенны, для неоднородной и однородной поверхностей имеют различия.

3. Внутрипериодные корреляционные связи также могут существенно различаться.

Картина еще больше усложнится при переходе к использованию цифровых карт.

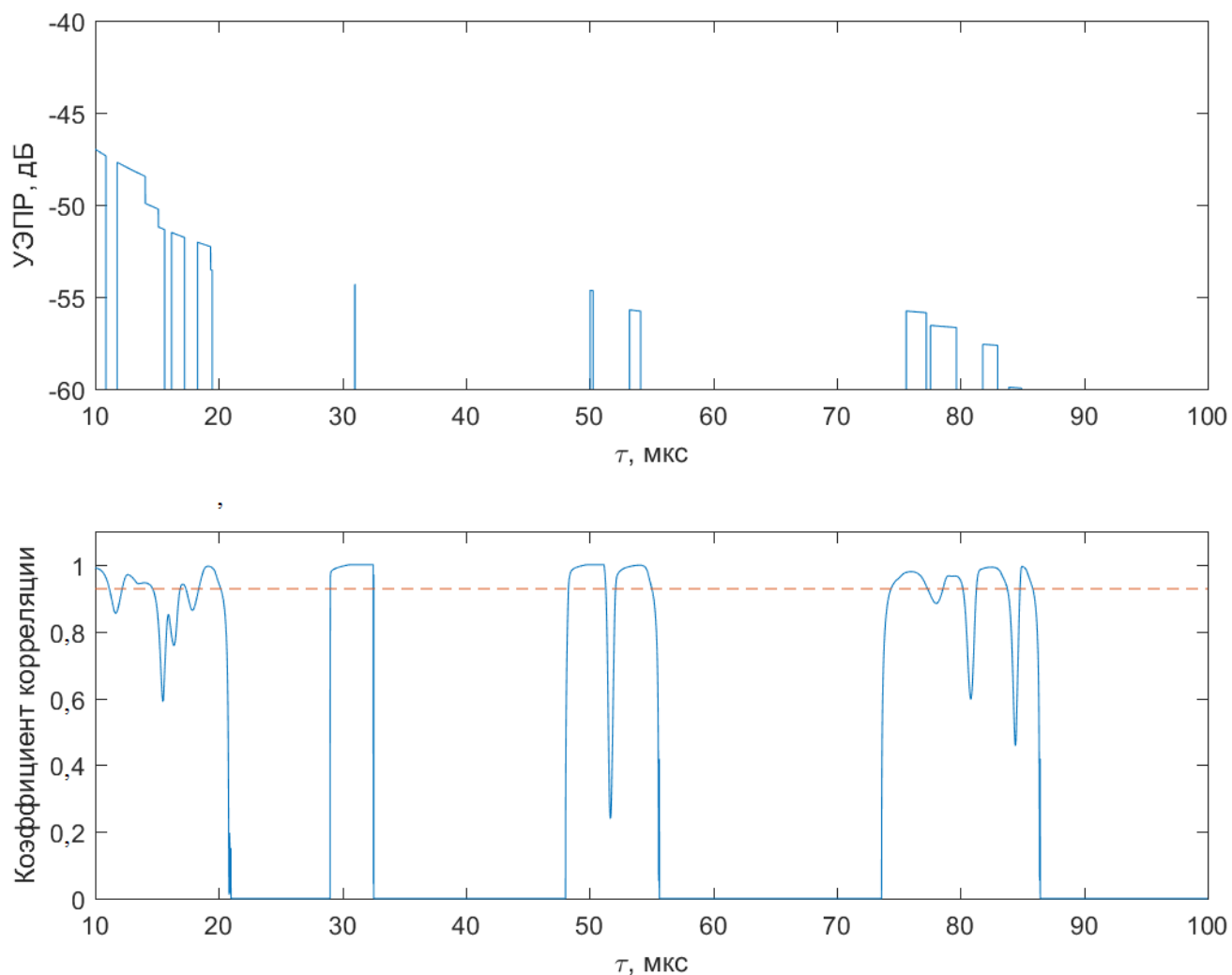


Рисунок 1.12 – УЭПР (а) и коэффициент внутрипериодной корреляции (сплошная линия на рисунке (б)). Для сравнения штриховой линией на рисунке (б) показан коэффициент межпериодной корреляции для однородного покрова. Параметры зондирующего импульса: прямоугольного радиоимпульса с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), длительность импульса 20 мкс; девиация частоты 5 МГц.

Коэффициент корреляции рассчитан для $\Delta\tau_{00}=0,05$ мкс

При имитации эхосигналов с их помощью формируют распределение УЭПР по поверхности земли, а также выделяют затененные и видимые участки местности [20, 74-81].

Объекты на цифровой карте представлены двумя взаимосвязанными частями – позиционной, в которой описана форма и положение объекта в пространстве, и непозиционной, которая содержит перечень свойств (атрибутов)

объекта, а также информацию о типе покрова, необходимую для создания модели отражений [68, 69, 82-84]. Наиболее часто используемым форматом отображения данных является векторное описание. Векторная модель представляет собой набор полигонов, границы которых описаны с помощью кривых линий. Однако, векторный формат неудобен для формирования отраженного сигнала. В первую очередь он ориентирован на решение задач топографии. Поэтому векторная карта подвергается дискретизации – наложению сетки, в узлах которой берутся отсчеты, определяющие теперь уже дискретную модель распределения УЭПР по поверхности земли. Точнее двумерный массив элементов, которые описывают тип покрова в точках взятия отсчетов. После чего по матрице высот устанавливают высоту каждой из точек и (для заданной высоты расположения фазового центра антенны РТС) определяют: является точка видимой или затененной. Для видимых точек данные о типе покрова преобразуются в УЭПР и формируют матрицу распределения УЭПР [20] (для невидимых точек ставятся нули):

$$\sigma(m, n) \sim \begin{pmatrix} \sigma_{1,1} & \dots & \sigma_{M,1} \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ \sigma_{1,N} & \dots & \sigma_{M,N} \end{pmatrix}, \quad (1.23)$$

где M, N – количество отсчетов по азимуту и дальности.

Оценим влияние дискретности распределения УЭПР по поверхности земли на характеристики флуктуаций имитируемых эхосигналов [85].

Для этого обратимся к рисунку 1.13. Нетрудно заметить, что точки переходов от одного покрова к другому не синхронизированы с положением точки взятия отсчета УЭПР. Это приведет к тому, что возникнет ошибка в определении как мощности, так и корреляционных характеристик имитируемого сигнала.

Это предположение подтверждают результаты расчетов, представленные на рисунке 1.14. Они получены для распределения УЭПР, представленного на

рисунке 1.13, и диаграммы направленности, аппроксимируемой функцией Гаусса (главный лепесток), шириной 2 градуса по уровню -3 дБ.

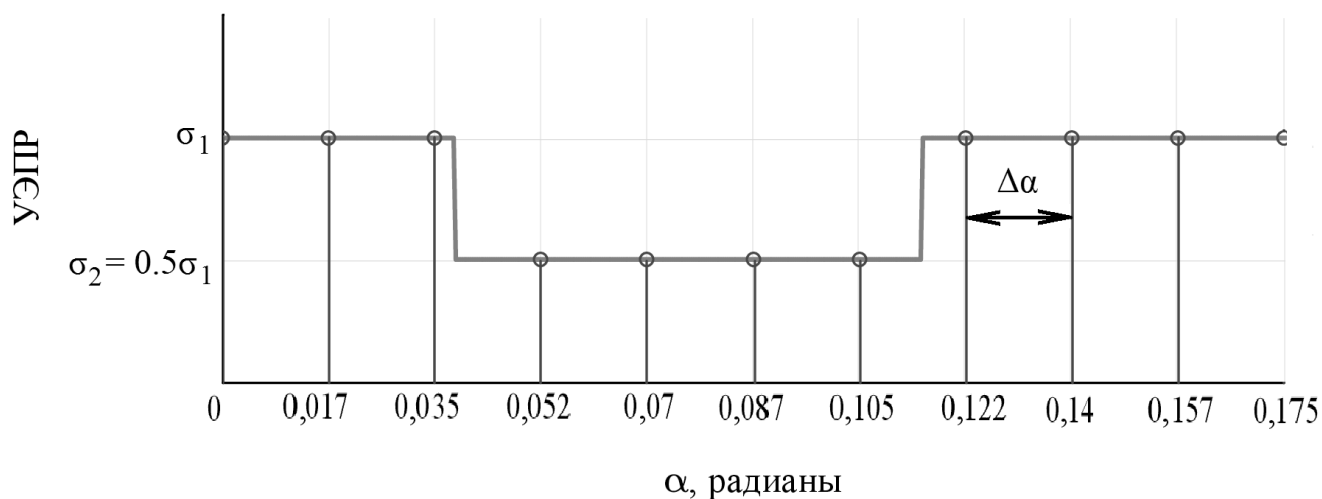


Рисунок 1.13 – Непрерывное и дискретное распределения УЭПР вдоль азимутальной координаты ($\Delta\alpha$ – шаг дискретизации по азимутальной координате)

Очевидный путь снижения выявленной ошибки заключается в уменьшении шага между отсчетами УЭПР.

Однако [87]:

– это неминуемо приведет к увеличению объема вычислений, необходимых для расчета отсчетов имитируемого эхосигнала;

– цифровые карты распределения покровов и высот имеют вполне определенные значения разрешения (по сути, равные значениям шага дискретизации), карты с требуемым шагом дискретизации для требуемого участка поверхности может не существовать.

Таким образом, имитация отражений от статистически неоднородной подстилающей поверхности на основе использования цифровых карт принципиально отличается от случая поверхности, имеющей однородный покров.

Основные различия заключаются в следующем.

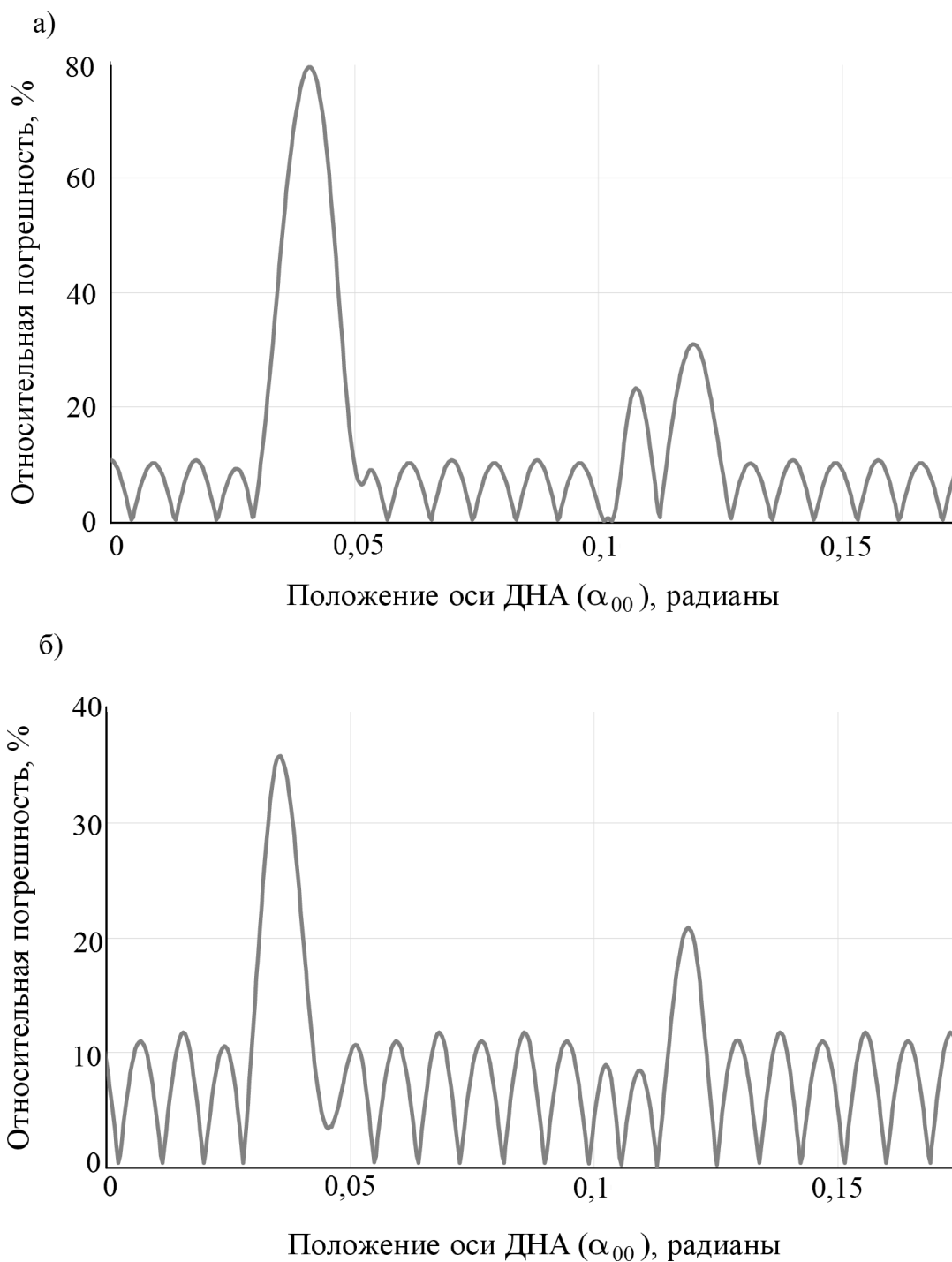


Рисунок 1.14 – Относительная погрешность для мощности (а) и коэффициента межпериодной корреляции при $\Delta\alpha_{00}=0,2\pi/180$ (б) при дискретном задании УЭПР

1. Для неоднородной поверхности доплеровские спектры эхосигналов могут не иметь единой формы. Они могут быть индивидуальны для каждого из элементов разрешения.

2. Основой для формирования эхосигнала должны служить распределения отражающих свойств и высот по подстилающей поверхности. По сути, карта, в каждой точке которой нанесено значение отражающей способности – УЭПР с учетом затенений.

3. Эта карта, безусловно, должна быть цифровой, и соответственно дискретной.

4. Шаг дискретизации карты напрямую определяет требования к ресурсам средств вычислительной техники, используемой для формирования имитируемого эхосигнала. Чем меньше дискрет, тем выше будут требования.

5. Однако дискретность карты влияет на точность задания характеристик имитируемого сигнала. То есть на достоверность имитации. Поэтому шаг дискретизации должен выбираться как максимальный, при котором обеспечивается заданная точность.

Представленные положения позволяют сформулировать цель и основные задачи исследования.

Цель работы – обосновать требования к цифровой модели статистически неоднородной подстилающей поверхности, обеспечивающей заданную точность моделирования эхосигналов наземных РТС, отраженных от поверхности земли, а также обосновать методы имитации на ее основе.

Основные задачи исследования.

1. Установить влияние дискретности представления распределения отражающих свойств статистически неоднородной поверхности земли на характеристики и параметры имитируемых сигналов от нее.

2. Обосновать методы задания максимального значения шага дискретизации в цифровой модели распределения отражающих свойств по поверхности земли, при котором обеспечивается заданный уровень ошибок моделирования эхосигналов.

3. Обосновать методы расчета отсчетов сигналов, отраженных от поверхности земли, по цифровой модели земной поверхности, обеспечивающие

заданную точность при минимальных требованиях к вычислительным ресурсам средств имитации.

4. Развить полученные результаты до уровня их практического использования для построения имитаторов сигналов, отраженных от статистически неоднородной поверхности земли. Осуществить их экспериментальную апробацию.

Выводы по первому разделу

1. Представленный обзор характеристик эхосигналов от поверхности земли показывает, что они представляют собой нормальный случайный процесс с внутри и межпериодными корреляционными функциями, зависящими от многих факторов. В том числе, от распределения по поверхности ее отражающих свойств (определяемых двумерным распределением УЭПР с учетом затенений), от формы, параметров и положения ДНА, параметров излучаемого сигнала и других факторов.

2. Внутри и межпериодные корреляционные и спектральные свойства эхосигналов от поверхности, имеющей один и несколько покровов, принципиально различаются как по характеристикам внутрипериодных, так и межпериодных флуктуаций. На них существенно влияет неоднородность покровов поверхности.

3. В качестве основы для имитации эхосигналов от поверхности земли должны использоваться цифровые карты распределения покровов и высот. Они имеют дискретную структуру. Эта дискретность является причиной дополнительных погрешностей задания характеристик внутрипериодных и межпериодных корреляционных свойств имитируемых эхосигналов.

4. Задачей, требующей решения, является задача обоснования метода расчета шага дискретизации цифровой карты, при котором обеспечивается заданный уровень ошибок имитации.

5. Отмеченные моменты позволяют сформулировать основные задачи исследования как составные части проблемы, связанной с расчетом отсчетов имитируемых эхосигналов по цифровой – дискретной карте распределения отражающих свойств и высот по поверхности земли при заданных допустимых уровнях ошибок.

2 ДИСКРЕТНАЯ МОДЕЛЬ СТАТИСТИЧЕСКИ НЕОДНОРОДНОЙ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

Как уже отмечалось в предыдущем разделе, при имитации исходное распределение УЭПР по поверхности земли задается в форме цифровой карты. По сути, оно является результатом наложения на карту сетки, разбивающей ее на отдельные участки (рисунок 2.1). Точка в центре участка соответствует положению отсчета. Тип покрова и высота в этой точке определяют отсчет УЭПР, а также СПМ доплеровских флуктуаций эхосигнала. При этом удобно использовать систему координат, центр которой совпадает с положением РЛС (рисунок 2.1).

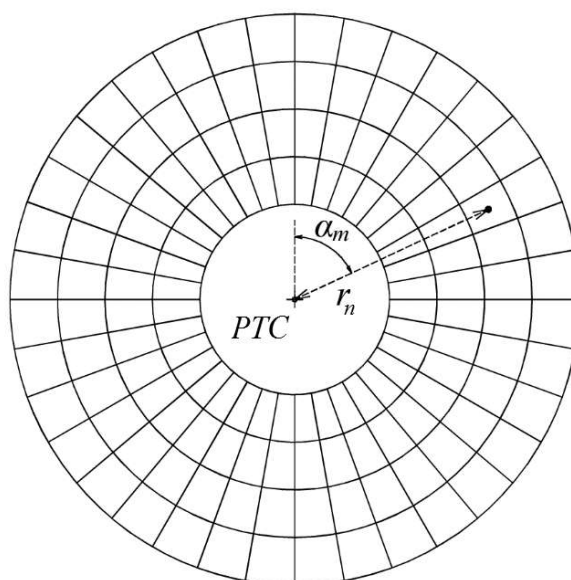


Рисунок 2.1 – Сетка, накладываемая на карту для формирования массива отсчетов УЭПР. На рисунке помечен отсчет с координатами α_m, r_n , где m, n – индексы отсчетов по азимуту и наклонной дальности

Покров в точке взятия отсчета принимается единым в пределах всего участка. Значение УЭПР в пределах участка становится фиксированным. Однако очевидно, что может возникнуть ситуация, когда в пределах участка поверхности, для которого берется единственный отсчет, находится два или большее число типов покровов (рисунок 2.2), из которых только один придется на точку взятия

отсчета. Это повлечет за собой ошибки при задании параметров моделируемого сигнала. Выбор очень маленького шага дискретизации позволил бы решить эту проблему, но не является допустимым, так как приведет к росту объема вычислений, необходимых для формирования имитируемого сигнала, а также невозможен в силу того, что доступные цифровые карты имеют ограниченное разрешение. Таким образом, актуален поиск максимально возможного шага дискретизации, при котором ошибки в параметрах моделируемого сигнала будут в пределах, допустимых для решения конкретной имитационной задачи.

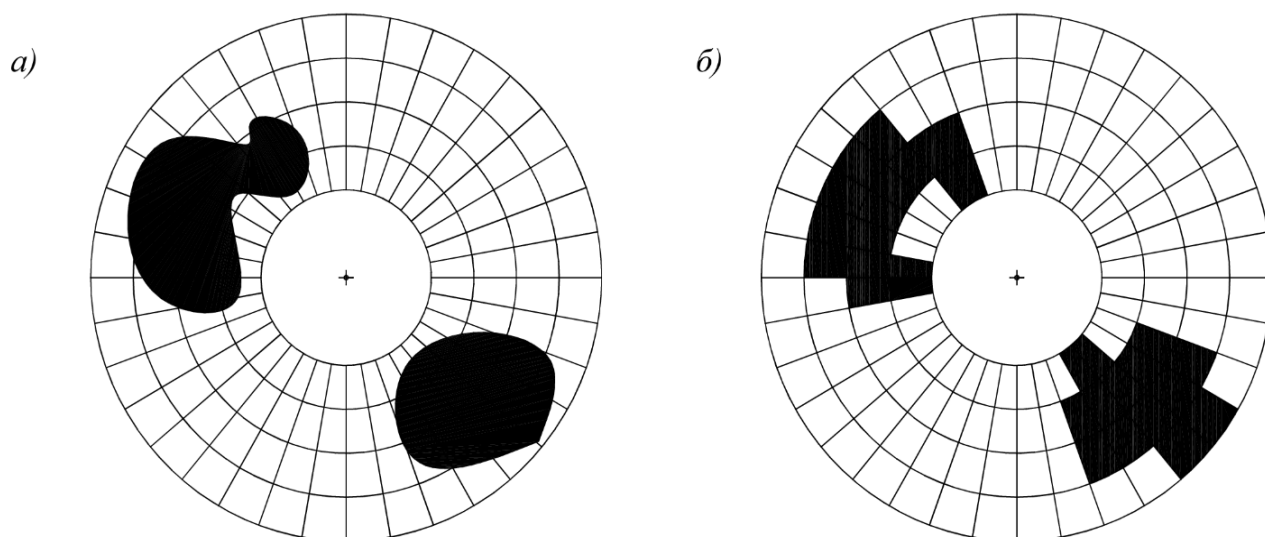


Рисунок 2.2 – Исходное распределение покрова на карте (а); карта, соответствующая массиву дискретных отсчетов (б)

Решение этой задачи и составляет основную часть материалов, представленных в данном разделе. В нем используются два подхода.

Первый основан на очевидной общности задачи замещения непрерывной земной поверхности ее дискретной моделью и классической задачи дискретного представления сигналов.

По сути, выполнено развитие известных положений и результатов теории дискретизации применительно к задачам:

- дискретизации распределения УЭПР;

– выявления влияния дискретности на характеристики имитируемых сигналов (энергетические, а также корреляционные свойства межпериодных и внутрипериодных флуктуаций);

– определения шага дискретизации, при котором обеспечивается требуемая точность задания энергетических, а также корреляционных свойств межпериодных и внутрипериодных флуктуаций имитируемых эхосигналов.

Второй (альтернативный) подход основан на оценках статистических характеристик распределения УЭПР (его математического ожидания и дисперсии). Он рассмотрен в подразделе 2.3 настоящего раздела.

2.1 Оценка ошибок задания распределения удельной эффективной поверхности рассеяния

2.1.1 Дискретизация распределения удельной эффективной поверхности рассеяния по азимутальной координате

Рассмотрим наиболее явную и важную характеристику эхосигналов – их мощность. Точнее, ее зависимость от углового положения луча антенны при фиксированной дальности. Как будет показано ниже, анализ данной характеристики позволит получить результаты, применимые к внутрипериодными и межпериодным корреляционным функциям имитируемых сигналов.

При сканировании ДНА по азимуту мощность эхосигналов, приходящих от линии равной дальности, определяется как (для ДНА, допускающих разделение переменных):

$$P(\alpha_{00}, \theta_{00}, r) \sim \int_0^{2\pi} F_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}) F_\theta^2(\theta(r) - \theta_{00}) \sigma(\alpha, r) d\alpha, \quad (2.1)$$

где F_α – произведение диаграмм направленности передающей и приемной антенн РТС в азимутальной плоскости в направлении α ; F_θ – произведение диаграмм

направленности передающей и приемной антенн РТС в угломестной плоскости в направлении θ .

При использовании дискретизированной карты вместо непрерывного распределения УЭПР мы имеем набор дискретных значений $\sigma_d(\alpha_m, r_n)$. В этом случае мощность эхосигналов от поверхности будет равна:

$$P_d(\alpha_{00}, \theta_{00}, r_n) \sim \sum_{m=0}^{M-1} F_\alpha^2(\alpha_m - \theta_{00}) F_\theta^2(\theta(r_n) - \alpha_{00}) \sigma_d(\alpha_m, r_n). \quad (2.2)$$

В выражениях (2.1) и (2.2) часть функций зависят от α , а часть параметров от разности $\alpha - \alpha_{00}$.

Для упрощения математических выкладок объединим параметры, зависящие от α , в одну функцию.

Таким образом, получим:

$$P(\alpha_{00}, \theta_{00}, r) \sim \int_0^{2\pi} F_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}) R_r(\alpha, r, \theta_{00}) d\alpha, \quad (2.3)$$

$$P_d(\alpha_{00}, \theta_{00}, r_n) \sim \sum_{m=0}^{M-1} F_\alpha^2(\alpha_{00} - \alpha_m) R_d(\alpha_m, r_n, \theta_{00}), \quad (2.4)$$

где $R_r(\alpha, r, \theta_{00}) = F_\theta^2(\theta(r) - \theta_{00}) \sigma(\alpha, r)$;

$R_d(\alpha_m, r_n, \theta_{00}) = F_\theta^2(\theta(r_n) - \theta_{00}) \sigma_d(\alpha_m, r_n)$.

Нетрудно заметить, что (2.3) представляет собой свертку функции R_r и функции F_α^2 . В свою очередь (2.4) является сверткой дискретной функции R_d и F_α^2 . Если перейти в частотную область, то, согласно свойствам преобразования Фурье, получим следующие соотношения:

$$G_P(k, \theta_{00}, r_n) \sim G_F(k) G_R(k, \theta_{00}, r_n), \quad (2.5)$$

$$G_{Pd}(k, \theta_{00}, r_n) \sim G_F(k) G_{Rd}(k, \theta_{00}, r_n) \sim G_F(k) \sum_{i=-\infty}^{\infty} G_R\left(k + i \frac{1}{\Delta\alpha}, \theta_{00}, r_n\right), \quad (2.6)$$

где G_P – спектр функции $P(\alpha_{00}, \theta_{00}, r)$; G_F – спектр функции F_α ; G_R – спектр функции R_r по координате α ; G_{Pd} – спектр дискретной функции $P_d(\alpha_{00}, \theta_{00}, r)$; G_{Rd}

– спектр дискретной функции R_d по координате α ; k – вещественная переменная, имеющая смысл пространственной частоты.

Спектр дискретной функции R_d имеет очевидное свойство.

Из-за дискретности σ_d он повторяется с шагом, равным $1/\Delta\alpha$, где $\Delta\alpha$ – шаг дискретизации по α .

Периодическое повторение спектра приводит к известному явлению, называемому наложением спектров (рисунок 2.3). Если область, в которой возникают наложения, входит в область, ограниченную шириной G_F , то спектр функции (2.4) будет отличаться от спектра функции (2.3).

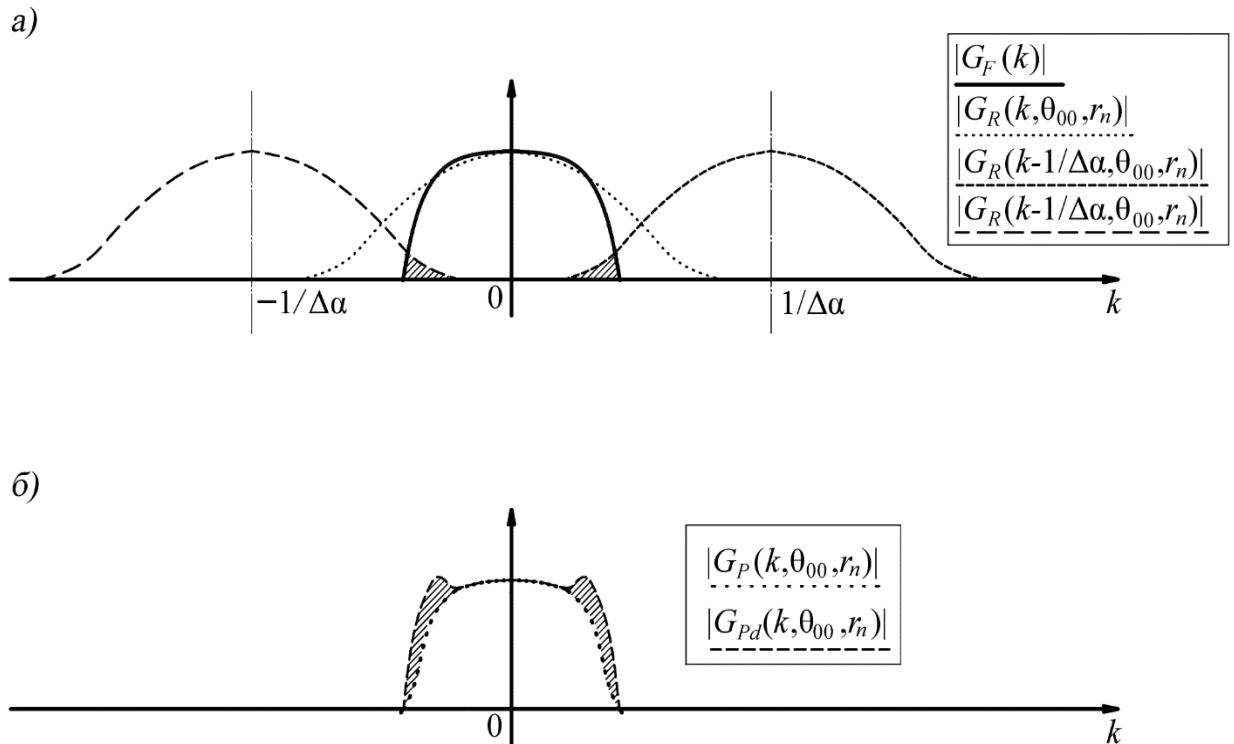


Рисунок 2.3 – Штриховкой показан результат наложения спектров внутри области, ограниченной $|G_F(k)|$ (а); штриховкой показаны искажения в спектре мощности, возникающие из-за наложения спектров

Продолжим использование аналогии с дискретизацией сигналов.

Как известно, дискретизация предполагает ограничение ширины спектра дискретизируемого сигнала некоторой полосой, за пределами которой его интенсивность принимается пренебрежимо малой.

Нетрудно показать (и это показано в приложении А), что функции G_F и G_R убывают с увеличением $|k|$, что позволяет, найти такие частоты k_{up_F} и k_{up_R} (соответственно для G_F и G_R), выше которых значениями функций можно пренебречь – принять равными нулю. Тогда при условии ограничения ширин G_F и G_R для частоты дискретизации получим (Рисунок 2.4) [83, 84]:

$$k_d \geq k_{up_F} + k_{up_R}, \tag{2.7}$$

где k_{up_F} – частота в спектре G_F , принятая верхней; k_{up_R} – частота в спектре G_R , принятая верхней.

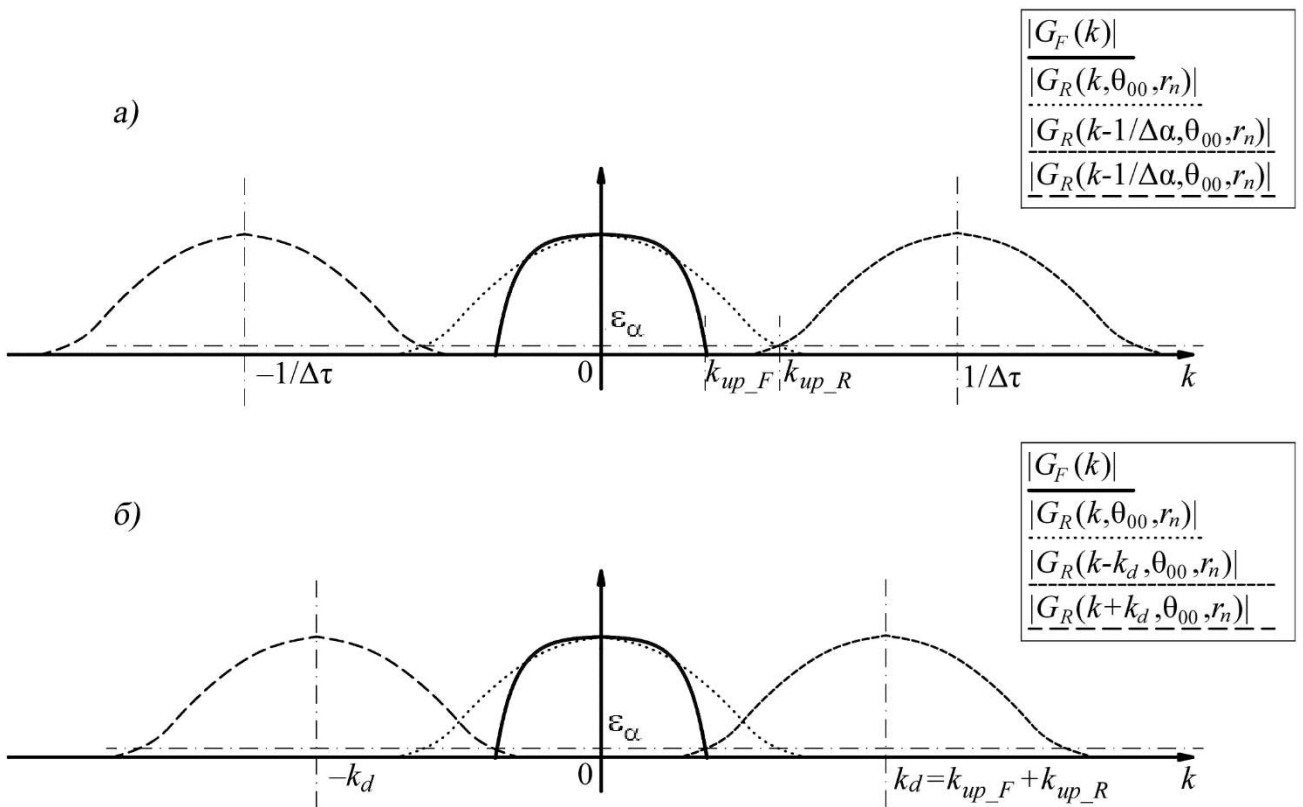


Рисунок 2.4 – Выбор верхних частот в спектрах G_F и G_R (нормированных к своим максимальным значениям (а); выбор шага дискретизации (б)

2.1.2 Дискретизация распределения удельной эффективной поверхности рассеяния по координате наклонная дальность

Разовьем полученные результаты применительно к изменениям мощности эхосигналов по координате задержка – наклонная дальность.

Рассмотрим сигнал, отраженный от линии, имеющей азимутальное положение α_c .

В приемном тракте РТС осуществляется усиление сигнала, преобразование частоты и согласованная фильтрация – сжатие принятого эхосигнала [23]. Считая, что автоматическая регулировка усиления в тракте приемника компенсируют ослабление эхосигналов с ростом дальности, а операции усиления и преобразования линейны, сигнал на выходе фильтра сжатия от участков, имеющих одинаковое азимутальное положение α_c можно представить, как [88]:

$$\begin{aligned} \dot{s}_{сж}(t, \alpha_c, \alpha_{00}, \theta_{00}) &\sim F_{\alpha}(\alpha_c - \alpha_{00}) \times \\ &\times \int_{\tau_1}^{\tau_2} \left(\dot{x}_{ran}(\alpha_c, \tau) \sqrt{R_r(\alpha_c, \tau c / 2, \theta_{00})} \dot{B}(t - \tau) \exp(-j(2\pi f_0(t - \tau))) \right) d\tau, \end{aligned} \quad (2.8)$$

где $\dot{x}_{ran}(\alpha, \tau(r))$ – центрированный гауссовский случайный процесс с единичной дисперсией; $\dot{B}(t)$ – комплексная огибающая сжатого зондирующего импульса; f_0 – центральная частота сжатого импульса; τ_1, τ_2 – время задержки прихода эхосигнала от самого близкого и самого удаленного элемента поверхности; c – скорость света.

Сигнал на выходе фильтра сжатия представляет собой случайный процесс с нулевым математическим ожиданием. Как известно [89-93], мощность центрированного случайного процесса определяется его дисперсией. Учитывая это, получим следующее выражение для мощности сжатого эхосигнала:

$$P_{сж}(t, \alpha_c, \alpha_{00}, \theta_{00}) \sim F_{\alpha}^2(\alpha_c - \alpha_{00}) \int_{\tau_1}^{\tau_2} R_r(\alpha_c, \tau c / 2, \theta_{00}) |\dot{B}(t - \tau)|^2 d\tau. \quad (2.9)$$

Перейдем в частотную область, выполнив преобразование Фурье по времени t . Нетрудно заметить, что выражение (2.9) представляют собой свертку

двух функций R_r и $|\dot{B}|^2$. Поэтому спектр $P_{сжс}$ представляет собой произведение функций:

$$G_{P_f}(f_r, \alpha_c, \alpha_{00}, \theta_{00}) \sim G_{R\tau}(\alpha_c, f_r, \theta_{00}) G_B(f_r), \quad (2.10)$$

где G_B – спектр функции B^2 ; $G_{R\tau}$ – спектр функции R_r по координате τ ; f_r – частота.

Соответственно, выражение для мощности сжатого эхосигнала при дискретном задании УЭПР:

$$P_{fd}(t, \alpha_c, \alpha_{00}, \theta_{00}) \sim \sum_{n=0}^{N-1} R_d(\alpha_m, \tau_n c / 2, \theta_{00}) \left| \dot{B}(t - \tau_n) \right|^2, \quad (2.11)$$

где τ_n – задержка соответствующая расстоянию r_n .

При этом, спектр P_{fd} представляет собой произведение функций:

$$\begin{aligned} G_{P_{fd}}(f_r, \alpha_c, \alpha_{00}, \theta_{00}) &\sim G_B(f_r) G_{Rd\tau}(\alpha_c, f_r, \theta_{00}) \sim \\ &\sim G_B(f_r) \sum_{j=-\infty}^{\infty} G_{R\tau}\left(\alpha_c, f_r + \frac{1}{\Delta\tau}, \theta_{00}\right), \end{aligned} \quad (2.12)$$

где $G_{Rd\tau}$ – спектр функции R_d по координате τ .

Можно провести аналогию с выкладками, приведенными в предыдущем подразделе. Дискретизация функции $R_{d\tau}$, ведет к периодизации ее спектра с шагом равным $1/\Delta\tau$. Это приводит к известному явлению, называемому наложением спектров. При этом, если область, в которой возникают наложения, входит в область, ограниченную G_B , то спектр функции (2.8) будет отличаться от спектра функции (2.6).

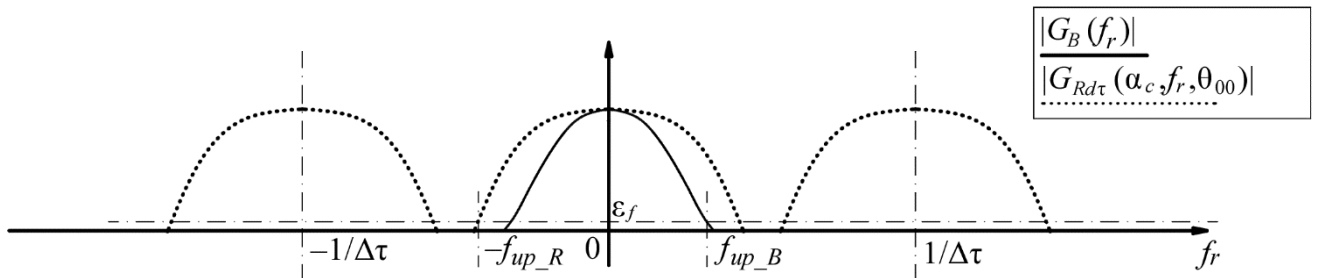


Рисунок 2.5 – Модули спектров $G_B(f_r)$, $G_{Rd\tau}(\alpha_c, f_r, \theta_{00})$ нормированные к своим максимальным значениям

Введем частоты f_{up_B} и f_{up_R} за пределами которых значениями G_{Rdt} , G_B допустимо пренебречь (см. рисунок 2.5). Тогда требования к частоте и шагу дискретизации по задержке [86,87]:

$$f_d \geq f_{up_B} + f_{up_R}; \quad (2.13)$$

$$\Delta\tau \leq 1 / (f_{up_B} + f_{up_R}),$$

где f_{up_B} – верхняя частота в спектре функции $|\dot{B}|^2$; f_{up_R} – верхняя частота в спектре функции R_r .

И наклонной дальности:

$$\Delta r \leq c / 2(f_{up_B} + f_{up_R}). \quad (2.14)$$

2.1.3 Корреляционная функция межпериодных флуктуаций эхосигналов

Разовьем результаты, полученные для мощности, на корреляционные функции межпериодных флуктуаций имитируемых эхосигналов.

Корреляционную функцию межпериодных флуктуаций эхосигналов можно записать как (для поверхности, имеющей статичные покровы, и сканировании антенны по азимуту):

$$\begin{aligned} C_{mp}(\alpha_{00}, \theta_{00}, r, \Delta\alpha_{00}) &\sim \\ &\sim \int_0^{2\pi} F_\alpha(\alpha - \alpha_{00}) F_\alpha(\alpha - \alpha_{00} - \Delta\alpha_{00}) R_r(\alpha, r, \theta_{00}) \partial\alpha. \end{aligned} \quad (2.15)$$

Для дискретного распределения УЭПР:

$$\begin{aligned} C_{dmp}(\alpha_{00}, \theta_{00}, r_n, \Delta\alpha_{00}) &\sim \\ &\sim \sum_{m=0}^{M-1} F_\alpha(\alpha_m - \alpha_{00}) F_\alpha(\alpha_m - \alpha_{00} - \Delta\alpha_{00}) R_d(\alpha_m, r_n, \theta_{00}). \end{aligned} \quad (2.16)$$

В выражениях (2.15) и (2.16) часть функций зависит от α , а часть от разности $\alpha - \alpha_{00}$. Объединим функции, зависящие от α в одну:

$$C_{mp}(\alpha_{00}, \theta_{00}, r, \Delta\alpha_{00}) \sim \int_0^{2\pi} F F_\alpha(\alpha - \alpha_{00}, \Delta\alpha_{00}) R_r(\alpha, r, \theta_{00}) \partial\alpha; \quad (2.17)$$

$$C_{dmp}(\alpha_{00}, \theta_{00}, r_n, \Delta\alpha_{00}) \sim \sum_{m=0}^{M-1} FF_{\alpha}(\alpha_m - \alpha_{00}, \Delta\alpha_{00}) R_d(\alpha_m, r_n, \theta_{00}), \quad (2.18)$$

где $FF_{\alpha}(\alpha, \Delta\alpha_{00}) = F_{\alpha}(\alpha)F_{\alpha}(\alpha - \Delta\alpha_{00})$.

Соответственно, спектры функций (2.17), (2.18):

$$G_C(k, r, \theta_{00}, \Delta\alpha_{00}) \sim G_{FF}(k, \Delta\alpha_{00}) G_R(k, r, \theta_{00}), \quad (2.19)$$

$$\begin{aligned} G_{Cd}(k, r_n, \theta_{00}, \Delta\alpha_{00}) &\sim G_{FF}(k, \Delta\alpha_{00}) G_{Rd}(k, r_n, \theta_{00}) \sim \\ &\sim G_{FF}(k, \Delta\alpha_{00}) \sum_{j=-\infty}^{\infty} G_R\left(k + \frac{1}{\Delta\alpha}, r_n, \theta_{00}\right), \end{aligned} \quad (2.20)$$

где G_{FF} – спектр функции FF_{α} ; G_C – спектр функции C_{mp} ; G_{Cd} – спектр функции C_d .

Полученные соотношения аналогичны имеющим место для мощности эхосигнала. Введем частоту $k_{up_FF}(\Delta\alpha_{00})$, ниже которой G_{FF} можно принять равным нулю.

Тогда частота дискретизации будет определяться, как [88,94]:

$$k_{d_C} \geq \max(k_{up_FF}(\Delta\alpha_{00})) + \max(k_{up_R}(\Delta t)). \quad (2.21)$$

2.1.4 Корреляционная функция внутривариационных флуктуаций

Автокорреляционная функцию сжатого импульса, отраженного от участков поверхности, имеющих азимутальное положение α_c , можно записать как:

$$ACF_{сж} (t, \alpha_c, \theta_{00}, \Delta\tau_{00}) \sim \int_{\tau_1}^{\tau_2} R_r(\alpha_c, \tau c/2, \theta_{00}) BB(t - \tau, \Delta\tau_{00}) \partial\tau, \quad (2.22)$$

где $BB(t - \tau, \Delta\tau_{00}) \sim |\dot{B}(t - \tau) \dot{B}^*(t - \tau - \Delta\tau_{00})|$.

Если УЭПР представлена дискретными отсчетами, то:

$$ACF_{сж_d}(t, \alpha_c, \theta_{00}, \Delta\tau_{00}) \sim \sum_{n=0}^{N-1} R_{d\tau}(\alpha_c, \tau_n c/2, \theta_{00}) BB(t - \tau_n, \Delta\tau_{00}). \quad (2.23)$$

Нетрудно заметить уже привычную свертку. При этом в качестве непрерывной функции выступает функция BB .

Введем частоту f_{up_BB} выше которой спектр функции BB можно обнулить.

Тогда частота дискретизации [86, 95]:

$$f_{d_ACF} \geq \max(f_{up_BB}(\Delta\tau_{00})) + f_{up_R}, \quad (2.24)$$

где $\Delta\tau_{00}$ – сдвиг по временной оси.

Соответственно, получим требования к шагу дискретизации по задержке:

$$\Delta\tau \leq 1 / (\max(f_{up_BB}(\Delta\tau_{00})) + f_{up_R}). \quad (2.25)$$

И наклонной дальности:

$$\Delta r \leq c / 2 (\max(f_{up_BB}(\Delta\tau_{00})) + f_{up_R}). \quad (2.26)$$

2.2 Вычисление шага дискретизации

Разовьем полученные общие теоретические результаты применительно к использованию для задания шага дискретизации цифровой карты. При этом следует учитывать следующий принципиальный момент.

Функция $|G_R(k, \theta_{00}, r_n)|$ определяется $\sigma(\alpha, r_n)$, соответственно, частоты k_{up_R} и f_{up_R} будут определять требования к шагу дискретизации, исходя из необходимости обеспечения заданного уровня погрешностей дискретной модели $\sigma(\alpha, r_n)$.

Спектры функций $F_\alpha^2(\alpha)$ и $B^2(t)$, определяют соответственно, k_{up_F} и f_{up_B} . По сути, это частоты, определяющие шаг дискретизации из условия обеспечения требуемой точности воспроизведения формы ДНА и спектра зондирующего импульса. От свойств поверхности они не зависят. Они от нее обособлены.

Механизмы их воздействия на шаг дискретизации принципиально иные, чем для поверхности. Согласно положениям подраздела 2.1, функции $F_\alpha^2(\alpha)$ и

$B^2(t)$ выполняют роль своеобразных фильтров, через которые пропускается зависимость $\sigma(\alpha, r_n)$ как функция от α и r .

Поэтому вопрос об оценке частот дискретизации логично решать:

– отдельно для k_{up_R} и f_{up_R} , определяемых отражающими свойствами поверхности (распределением УЭПР);

– отдельно для k_{up_F} и f_{up_B} , а также для k_{up_FF} и f_{up_BB} , определяемых ДНА РЛС и ее зондирующим сигналом.

2.2.1 Оценки k_{up_R} и f_{up_R} .

Рассмотрим частные случаи, соответствующие разной подробности доступных цифровых карт.

1. Случай, соответствующий доступности карт любой подробности (любого разрешения).

В этом случае результаты, полученные в подразделах 2.1.1 – 2.1.4, могут быть применены в полной мере.

Выбор шага дискретизации по координате азимут.

Абсолютный (обозначим его $\Delta G_R(k_{up_R}(n), n)$) и относительный (обозначим его $\varepsilon_{er_R}(k_{up_R}(n), n)$) уровень ошибок, обусловленных ограничением спектра функции G_R , для n -го кольца изодальностей, очевидно, составит:

$$\Delta G_R(k_{up_R}(n), n) = \int_{-\infty}^{\infty} |G_R(k, 0, r_n)| dk - \int_{-k_{up_R}(n)}^{k_{up_R}(n)} |G_R(k, 0, r_n)| dk, \quad (2.27)$$

$$\varepsilon_{er_R}(k_{up_R}(n), n) = \frac{\Delta G_R(k_{up_R}(n), n)}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_R(k, 0, r_n)| dk}, \quad (2.28)$$

где $k_{up_R}(n)$ - значение k_{up_R} для n -го кольца изодальностей.

В записанных выражениях значение $F_\theta(\theta)=1$ задано из соображения того, что θ не влияет на результат, вместе с тем формально требуется задание некоторого значения.

Переходя к вычислению спектров по цифровой карте и предполагая использование с этой целью цифрового преобразования Фурье, перейдем в (2. 27) и (2.28) от интегралов к конечным суммам по частотам. При этом предполагается, что распределение УЭПР сформировано по карте с наилучшим разрешением.

Кроме того, поскольку в:

$$R_r(\alpha, r, \theta_{00}) = F_\theta^2(\theta(r) - \theta_{00})\sigma(\alpha, r), \quad (2.29)$$

зависимость от азимутальной переменной α , полностью определяется функцией $\sigma(\alpha, r_n)$, то форма огибающей $|G_R(k, 0, r_n)|$ и, соответственно, $\Delta G_R(k_{up_R}(n), n)$ определяется распределением $\sigma(\alpha, r_n)$ по изодальности, соответствующей r_n .

По сути, определяется частота дискретизации функции $\sigma(\alpha, r_n)$ при которой имеет место заданный уровень ошибок, оцениваемый (2.27) и (2.28).

Приведенные выражения позволяют рассчитать зависимость $\varepsilon_{er_R}(k_{up_R}, n)$ от $k_{up_R}(n)$ для выбранного кольца изодальностей, заданного значением r_n . По этой зависимости можно определить значение $k_{up_R}(n)$, начиная с которого обеспечивается допустимое значение $\varepsilon_{er_R}(k_{up_R}(n), n)$. Повторив эту процедуру для всех N колец изодальностей, составим массив значений $k_{up_R}(n)$. Максимальное значение из этого массива и даст искомое значение k_{up_R} .

Аналогичным образом следует поступить и с частотой дискретизации по координате наклонная дальность.

При этом имеет смысл перейти от спектра функции $R_r(\alpha, r, \theta_{00}) = F_\theta^2(\theta(r) - \theta_{00})\sigma(\alpha, r)$ к спектру функции $\sigma(\alpha, r)$, положив $F_\theta^2(\theta) = 1$. Это вполне оправдано, поскольку определению подлежит частота дискретизации

функции $\sigma(\alpha, r_n)$, при которой имеет место заданный уровень ошибок, оцениваемый выражениями, аналогичными (2.27) и (2.28):

$$\Delta G_{R\tau}(k_{up_R}(m), m) = \int_{-\infty}^{\infty} |G_{R\tau}(\alpha_m, f, \theta_{00})| df - \int_{-f_{up_R}(m)}^{f_{up_R}(m)} |G_{R\tau}(\alpha_m, f, \theta_{00})| df, \quad (2.30)$$

$$\varepsilon_{er_R\tau}(f_{up_R}(m), m) = \frac{\Delta G_{R\tau}(f_{up_R}(m), m)}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{R\tau}(\alpha_m, f, \theta_{00})| df}. \quad (2.31)$$

Следует рассчитать зависимость $\varepsilon_{er_R\tau}(f_{up_R}, m)$ от $f_{up_R}(m)$ для выбранного направления, заданного значением α_m . По этой зависимости взять значение $f_{up_R}(m)$, начиная с которого обеспечивается допустимое значение $\varepsilon_{er_R\tau}(f_{up_R}, m)$. Повторив эту процедуру для всех M линий равного α , составим массив значений $f_{up_R}(m)$. Максимальное значение из этого массива и даст искомое значение f_{up_R} .

Таким образом, будут определены частоты ($2k_{up_R}$ и $2f_{up_R}$) и, соответственно, шаг дискретизации $\sigma(\alpha, r_n)$ по азимуту ($1/2k_{up_R}$) и наклонной дальности ($1/2f_{up_R}$). Параметры, определяющие необходимую подробность цифровой модели поверхности земли.

2. Случай, соответствующий доступности карт ограниченной подробности (низкого разрешения).

В этом случае нет возможности провести расчеты спектров $G_R(k, \theta, r_n)$ и $G_{R\tau}(\alpha_c, f, \theta_{00})$, позволяющие выполнить все шаги процедуры, рассмотренной выше.

Рассмотрим возможность оценки частоты и шага дискретизации в этом случае.

Оценки для “наихудшего покрова”.

Предположим, что имеет место единственный покров.

Оценим относительный уровень ошибки в дисперсии микромасштабной составляющей $\sigma(\alpha, r_n)$, обусловленной отсечением спектра, начиная с $\pm k_{up_R}$. Обозначим этот уровень как $\varepsilon_{er_R_s}(k_{up_R}, r_n)$.

В сечении по координате α для коэффициента корреляции флуктуаций УЭПР по азимутальной координате будем иметь (смотри (1. 18)):

$$r_{cor_R}(\Delta\alpha_R) = \exp\left(-\frac{|\Delta\alpha_R|}{\rho_\alpha}\right), \quad (2.32)$$

где $\Delta\alpha_R, \rho_\alpha$ – расстояние между точками и радиус корреляции флуктуаций по азимутальной координате.

Соответствующее ему изображение Фурье:

$$G_{cor_R}(k) = \frac{2}{\rho_\alpha(1/\rho_\alpha^2 + (2\pi k)^2)}. \quad (2.33)$$

Относительная ошибка при ограничении ширины спектра величиной k_{up_R} составит:

$$\varepsilon_{er_R_s}(k_{up_R}) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} G_{cor_R}(k)dk - \int_{-k_{up_R}}^{k_{up_R}} G_{cor_R}(k)dk}{\int_{-\infty}^{\infty} G_{cor_R}(k)dk}. \quad (2.34)$$

При этом

$$\int_{-\infty}^{\infty} G_{cor_R}(k)dk = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{2}{\rho_\alpha(1/\rho_\alpha^2 + (2\pi k)^2)}dk = 1, \quad (2.35)$$

$$\int_{-k_{up_R}}^{k_{up_R}} G_{cor_R}(k)dk = \int_{-k_{up_R}}^{k_{up_R}} \frac{2}{\rho_\alpha(1/\rho_\alpha^2 + (2\pi k)^2)}dk = \frac{2}{\pi} \arctg(2\pi\rho_\alpha k_{up_R}). \quad (2.36)$$

Тогда:

$$\varepsilon_{er_R_s} = 1 - \frac{2}{\pi} \arctg(2\pi\rho_\alpha k_{up_R}). \quad (2.37)$$

Из полученного выражения видно, что для обеспечения заданного уровня ошибки $\varepsilon_{er_R_c}$ следует обеспечить соответствующее значение произведения $\rho_\alpha k_{up_R}$. Отсюда вытекает два очевидных важных момента.

Во-первых, частота k_{up_R} обратно пропорциональна ρ_α покрова:

$$k_{up_R} = \frac{1}{2\pi\rho_\alpha} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2}(1 - \varepsilon_{er_R_c})\right). \quad (2.38)$$

Чем меньше ρ_α , тем больше должна быть частота. Естественно, что наименьшее значение ρ_α будет иметь для кольца изодальностей, максимально удаленного от РЛС.

Во-вторых, при прочих равных условиях k_{up_R} участка, имеющего несколько покровов, будет во многом определяться покровом с меньшим ρ_α .

Переходя к зависимости относительной ошибки от величины порога ε_α , получим:

$$\varepsilon_\alpha = \frac{G_{cor_R}(k_{up_R})}{G_{cor_R}(0)} = \frac{1/\rho_\alpha^2}{1/\rho_\alpha^2 + (2\pi k_{up_R})^2} = \frac{1}{1 + (2\pi\rho_\alpha k_{up_R})^2}. \quad (2.39)$$

Отсюда:

$$k_{up_R} = \frac{1}{2\pi\rho_\alpha} \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_\alpha} - 1}, \quad (2.40)$$

и

$$\varepsilon_{er_R_c} = 1 - \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg}\left(\sqrt{\frac{1}{\varepsilon_\alpha} - 1}\right), \quad (2.41)$$

$$\varepsilon_\alpha = 1 + \frac{1}{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi(1 - \varepsilon_{er_R_c})}{2}\right)}. \quad (2.42)$$

Аналогичные результаты можно записать для координаты наклонная дальность в фиксированном азимутальном сечении:

$$f_{up_R} = \frac{1}{2\pi\rho_r} \sqrt{\frac{1}{\varepsilon_f} - 1}, \quad (2.43)$$

и

$$\varepsilon_{er_R\tau} = 1 - \frac{2}{\pi} \arctg\left(\sqrt{\frac{1}{\varepsilon_f} - 1}\right), \quad (2.44)$$

$$\varepsilon_f = 1 + \frac{1}{\operatorname{tg}\left(\frac{\pi(1 - \varepsilon_{er_R\tau})}{2}\right)}, \quad (2.45)$$

$$f_{up_R} = \frac{1}{2\pi\rho_r} \operatorname{tg}\left(\frac{\pi}{2}(1 - \varepsilon_{er_R\tau_\sigma})\right), \quad (2.46)$$

где ρ_r – радиус корреляции флуктуаций УЭПР по координате наклонная дальность.

При этом ДНА по углу места принималась изотропной.

Рассмотрим применение полученных результатов для оценки k_{up_R} и f_{up_R} .

а) Рассмотрим простейший случай, когда имеет место единственный покров в пределах всей поверхности. В этом случае для задания k_{up_R} и f_{up_R} достаточно найти значения ρ_α и ρ_r . Например, они могут быть получены в результате расчета для карты, имеющей высокое разрешение, на которой присутствует такой же или аналогичный покров.

б) Если покровов несколько, то в качестве оценок k_{up_R} и f_{up_R} можно предложить наибольшие значения, полученные для присутствующих покровов. По сути, ограничиться единственным покровом. Для реализации данного подхода достаточно располагать ρ_α и ρ_r для “наихудшего” покрова, для которого эти радиусы имеют наименьшие значения. Например, для леса или травы (смотри рисунки 1.3 и 1.4).

Эта оценка будет пессимистичной, завышенной, но гарантированно обеспечит заданный уровень ошибок.

Она, очевидно, имеет два применения.

Во-первых, ее можно использовать для принятия решения о достаточности подробности цифровой карты, с точки зрения обеспечения требуемого уровня ошибок (ε_{er_R} и $\varepsilon_{er_R\tau}$), обусловленных дискретизацией. Если полученные выше значения $2k_{up_R}$ и $2f_{up_R}$ оказываются меньшими чем у располагаемых цифровых карт, то эти карты могут быть использованы. Их подробность (дискретность) гарантированно не приведет к снижению точности моделирования.

Во-вторых, ее можно использовать для оценки уровня ошибок, возникающих при использовании карт недостаточно высокого разрешения. Если значения $2k_{up_R}$ и $2f_{up_R}$ оказались большими чем у располагаемых цифровых карт, то использование этих карт не гарантирует обеспечение требуемого уровня относительных ошибок $\varepsilon_{er_R\sigma}$ и $\varepsilon_{er_R\tau\sigma}$. Ожидаемый уровень ошибок в этом случае нетрудно получить, подставив частоты дискретизации располагаемых карт в выражения для зависимости относительной ошибки от частоты дискретизации (см. (2.37) и (2.44)):

$$\varepsilon_{er_R\sigma} = 1 - \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg}(2\pi\rho_{\alpha} k_{up_R_map}); \quad (2.47)$$

$$\varepsilon_{er_R\tau\sigma} = 1 - \frac{2}{\pi} \operatorname{arctg}(2\pi\rho_r f_{up_R_map}), \quad (2.48)$$

где $k_{up_R_map}$, $f_{up_R_map}$ – частоты дискретизации для располагаемых карт по координате азимут и наклонная дальность.

2.2.2 Оценки k_{up_F} и f_{up_B}

Рассматриваемые величины определяются функциями $F_{\alpha}^2(\alpha)$ и $B^2(t)$.

Оценка k_{up_F} .

По аналогии с (2.28) введем относительный уровень ошибки:

$$\varepsilon_{er_F}(k_{up_F}) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G_F(k)| \partial k - \int_{-k_{up_F}}^{k_{up_F}} |G_F(k)| \partial k}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_F(k)| \partial k}. \quad (2.49)$$

Анализ был выполнен для часто употребляемых аппроксимаций главного лепестка ДНА.

1. Функция Гаусса.
2. Главный лепесток функции sinc.
3. Главный лепесток функции косинус в квадрате.
4. Главный лепесток функции косинус в кубе.

Последовательно находились спектры, входящие в (2.49), и зависимости относительной ошибки от произведения ширины ДНА на k_{up_F} . Выкладки и их результаты приведены в Приложении А.

Оценка f_{up_B} .

Введем относительный уровень ошибки:

$$\varepsilon_{er_B}(f_{up_B}) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G_B(f_r)| \partial f_r - \int_{-f_{up_B}}^{f_{up_B}} |G_B(f_r)| \partial f_r}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_B(f_r)| \partial f_r}. \quad (2.50)$$

Анализ был выполнен для часто употребляемых зондирующих сигналов.

1. Прямоугольный радиоимпульс.
2. Радиоимпульс с ЛЧМ.
3. Радиоимпульс с ФКМ (фазо-кодированная манипуляция).

Последовательно находились спектры, входящие в (2.50), и зависимости относительной ошибки от произведения параметров сигнала на f_{up_B} . Выкладки и их результаты приведены в Приложении А.

2.2.3 Оценки k_{up_FF} и f_{up_BB}

Рассматриваемые величины определяются функциями $FF_\alpha(\alpha, \Delta\alpha_{00})$ и $BB(t, \Delta\tau_{00})$.

Оценка k_{up_FF} .

По аналогии с (2.49) введем относительный уровень ошибки:

$$\varepsilon_{er_FF}(k_{up_FF}, \Delta\alpha_{00}) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{FF}(k, \Delta\alpha_{00})| \partial k - \int_{-k_{up_FF}}^{k_{up_FF}} |G_{FF}(k, \Delta\alpha_{00})| \partial k}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{FF}(k, \Delta\alpha_{00})| \partial k}. \quad (2.51)$$

Анализ был выполнен для часто употребляемых аппроксимаций главного лепестка ДНА.

1. Функция Гаусса.
2. Главный лепесток функции sinc.
3. Главный лепесток функции косинус в квадрате.
4. Главный лепесток функции косинус в кубе.

Последовательно находились спектры, входящие в (2.51), и зависимости относительной ошибки от произведения ширины ДНА на k_{up_FF} . Выкладки и их результаты приведены в Приложении А.

Они позволяют сделать следующие выводы.

1. Численные оценки показывают, что для использованных аппроксимаций главного лепестка ДНА (за исключением аппроксимацией функцией Гаусса) значения k_{up_FF} превышают k_{up_F} . Различия нарастают с ростом $\Delta\alpha_{00}$.

2. То есть требования к частоте дискретизации ДНА, диктуемые требованием обеспечения $\varepsilon_{er_FF}(k_{up_FF}, \Delta\alpha_{00})$ выше, чем для $\varepsilon_{er_F}(k_{up_F})$.

3. Как показали те же расчеты (смотри Приложение А, рисунки А.8 –А.10), для коэффициента корреляции в диапазоне 1-0.5 различия между k_{up_FF} и k_{up_F}

не превышают 10-15 процентов, а для коэффициента корреляции, в диапазоне 0.5-0.1, 50 процентов (при $\varepsilon_{er_FF}(k_{up_FF}, \Delta\alpha_{00}) = \varepsilon_{er_F}(k_{up_F}) = 0.1$).

4. Это позволяет использовать результаты, получаемые для мощности при увеличенной частоте k_{up_F} .

Оценка f_{up_BB} .

Введем относительный уровень ошибки:

$$\varepsilon_{er_BB}(f_{up_BB}, \Delta\tau_{00}) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{BB}(f_r), \Delta\tau_{00}| \partial f_r - \int_{-f_{up_BB}}^{f_{up_BB}} |G_{BB}(f_r), \Delta\tau_{00}| \partial f_r}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{BB}(f), \Delta\tau_{00}| \partial f_r}. \quad (2.52)$$

Анализ был выполнен для часто употребляемых зондирующих сигналов.

1. Прямоугольный радиоимпульс.
2. ЛЧМ радиоимпульс.
3. ФКМ радиоимпульс.

Последовательно находились спектры, входящие в (2.52), и зависимости относительной ошибки от произведения параметров сигнала на f_{up_BB} . Выкладки и их результаты приведены в Приложении А.

Они позволяют сделать следующие выводы.

1. Численные оценки показывают, что частота f_{up_BB} меньше f_{up_B} (для простого и ФКМ сигнала) или превышает ее не более чем на 5 % (для сигнала с ЛЧМ).

2. Это позволяет использовать результаты, получаемые для мощности при увеличенной частоте f_{up_B} .

2.2.4 Оценка шага дискретизации

Цель настоящего подраздела – численно оценить значения шага дискретизации.

1. Оценка шага дискретизации распределения УЭПР ($\sigma(\alpha, r)$).

Эту оценку удобно провести, используя (2.38) и (2.46).

Для уровней $\varepsilon_{er_R_s}$ и $\varepsilon_{er_R\tau_s}$, равных 0.1, 0.01 и 0.001, соответственно получим: $\eta_R = k_{up_R} \cdot \rho_\alpha \approx 1, 10, 100$ и $\eta_\tau = f_{up_R} \cdot \rho_r \approx 1, 10, 100$.

Рассмотрим численный пример.

Пусть поверхность имеет единый травяной покров. При $\lambda=3$ см его ρ_α, ρ_r соответствуют 12 м [2, 20].

Тогда линейные размеры шага дискретизации цифровой карты по осям x и y составят приблизительно 4, 0.4 и 0.04 метра для уровней $\varepsilon_{er_R_s}$ и $\varepsilon_{er_R\tau_s}$, равных 0.1, 0.01 и 0.001. Расчет осуществлялся по формуле:

$$Step = \frac{\rho_\alpha}{2\sqrt{2}\eta_R} = \frac{\rho_r}{2\sqrt{2}\eta_\tau}. \quad (2.53)$$

Добавление корня из двух в приведенном выражении поясняется рисунком 2.6.

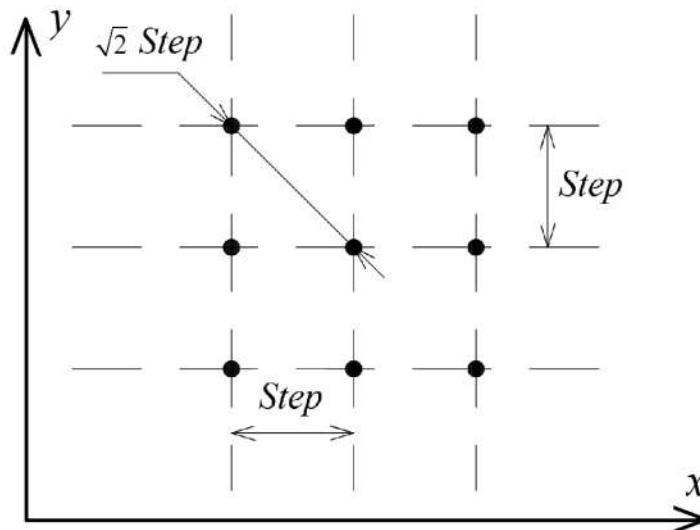


Рисунок 2.6 – К пересчету систем координат

2. Оценка при заданных k_{up_F} и f_{up_B} .

Для аппроксимации ДНА шириной 2 градуса функцией Гаусса и ЛЧМ радиоимпульса с девиацией частоты 3 МГц (согласно результатам приложения А) имеем:

$$k_{up_F} = 24,8 \text{ (1/рад)} \text{ (для относительного уровня ошибки 0,1);}$$

$$f_{up_B} = 2,05 \text{ (МГц)} \text{ (для относительного уровня ошибки 0,1).}$$

Результирующий шаг дискретизации составит (для частот дискретизации $k_d \geq k_{up_F} + k_{up_R}$ и $f_d \geq f_{up_B} + f_{up_R}$ с учетом рисунка 2.6 и минимальной наклонной дальности 5 км) порядка 7 метров по радиальной координате и $78 \cdot 10^{-5}$ радианов по азимутальной .

Приведенный пример показывает, что фильтрующие свойства антенны и зондирующего сигнала позволили увеличить шаг дискретизации в десятки раз по азимутальной координате и практически в два раза по радиальной координате.

3. Оценка при заданных k_{up_FF} и f_{up_BB} .

Как уже отмечалось выше (смотри подраздел 2.2.3), требования к частотам k_{up_FF} и f_{up_BB} , диктуемые требованием обеспечения $\varepsilon_{er_FF}(k_{up_FF}, \Delta\alpha_{00})$ и $\varepsilon_{er_BB}(k_{up_FF}, \Delta\tau_{00})$, могут быть выше, чем для k_{up_F} и f_{up_B} . Однако, как показали расчеты (смотри приложение А), частота f_{up_BB} меньше f_{up_B} (для простого и ФКМ сигнала) или превышает ее не более чем на 5 % (для сигнала с ЛЧМ) и эти различия можно игнорировать. Для коэффициента корреляции в диапазоне 1-0,9 различия k_{up_F} и k_{up_FF} не превышают 10 процентов.

Оценка шага дискретизации для статистически однородного покрова без мелкомасштабных флуктуаций.

Данный частный случай весьма интересен по двум причинам.

Во-первых, он соответствует классической имитации сигналов для статистически однородной поверхности.

Во-вторых, сравнение получаемых для него значений шага дискретизации со значениями, получаемыми для неоднородного покрова, позволит получить численные оценки, показывающие влияние неоднородности и его основных компонент на требования к подробности (разрешению) цифровой карты.

Для однородного покрова без мелкомасштабных неоднородностей имеем:

$$k_{up_R} = 0 \text{ и } f_{up_R} = 0. \quad (2.54)$$

Соответственно частоты дискретизации:

$$k_d \geq k_{up_F}, f_d \geq f_{up_B}. \quad (2.55)$$

В этом случае при $\varepsilon_{er_F}(k_{up_F})=0.1$ имеем (Приложение А) $k_{up_F}W_{00}$ от 1,2 до 2,1 (в зависимости от выбранной аппроксимации формы главного лепестка ДНА). Это соответствует приблизительно 2 отсчетам на ширину главного лепестка ДНА. При этом $\varepsilon_{er_B}(f_{up_B})=0.1$ соответствует приблизительно 2 отсчетам на элемент разрешения по дальности. Что соответствует общепринятым.

Для рассмотренного выше травяного покрова имели бы 200 отсчетов на ширину главного лепестка ДНА и порядка 5-6 отсчетов на ширину главного лепестка сжатого импульса (смотри пример расчета для травяного покрова, подраздел 3.1).

Таким образом, корректная имитация эхосигналов от статистически неоднородной поверхности земли требует использования цифровых карт разрешение (подробность) которых составляет единицы метров. При этом количество отсчетов УЭПР, участвующих в формировании эхосигнала от одного элемента разрешения по азимуту×наклонной дальности, может составлять тысячи ($200 \times 6 = 1200$ для примера, рассмотренного в подразделе 3.1).

2.3 Альтернативный алгоритм оценки шага дискретизации

2.3.1 Погрешности задания мощности и корреляционной функции эхосигнала при дискретизации распределения удельной эффективной поверхности рассеяния по поверхности земли

В дополнение к рассмотренному выше общему подходу к выбору шага дискретизации распределения УЭПР логично оценить влияние дискретизации на основные характеристики этого распределения. Точнее, на основные численные характеристики мощности эхосигнала, формируемого дискретной моделью. Переход от УЭПР к мощности вполне оправдан и определяется следующими факторами.

1. В формировании эхосигнала участвуют ДНА приемной и передающей антенн, осуществляющие некое усреднение – интерполяцию значения УЭПР в пределах ширин своих главных лепестков. Это усреднение позволит сгладить эффекты, обусловленные дискретностью модели УЭПР.

2. Помехи от поверхности земли влияют на характеристики РТС опосредованно – через параметры эхосигнала. Поэтому оценивать погрешности модели УЭПР также логично через изменение его характеристик – мощности и корреляционной функции.

Рассмотрим отражение от кольца равной дальности. Мощность и корреляционная функция эхосигнала в этом случае определяется соотношениями 2.1 и 2.2, 2.17 и 2.18.

Погрешность, возникающую при дискретном задании отражающих свойств земной поверхности, можно представить, как [96]:

$$E_p(\alpha_{00}, \theta_{00}, r) = P(\alpha_{00}, \theta_{00}, r) - P_d(\alpha_{00}, \theta_{00}, r); \quad (2.56)$$

$$\begin{aligned} E_c(\alpha_{00}, \theta_{00}, r, \Delta\alpha_{00}) = \\ = C_{mp}(\alpha_{00}, \theta_{00}, r, \Delta\alpha_{00}) - C_{dmp}(\alpha_{00}, \theta_{00}, r, \Delta\alpha_{00}). \end{aligned} \quad (2.57)$$

где E_p – погрешность задания мощности; E_C – погрешность задания корреляционной функции межпериодных флуктуаций.

Эти погрешности, во-первых, обусловлены тем, что в пределах участка, представленного элементарным отражателем, может находиться несколько типов покровов, а точечный отражатель характеризует участок как однородную область [96].

Во-вторых, при размерах участка, соизмеримых с шириной ДНА, погрешность может быть вызвана влиянием диаграммы направленности антенны.

2.3.2 Математическое ожидание погрешности задания мощности

Определим математическое ожидание погрешности задания мощности для фрагмента:

$$ME_P(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00}) \sim \int_{\alpha_m - \Delta\alpha/2}^{\alpha_m + \Delta\alpha/2} R_r(\alpha, r_n, \theta_{00}) F_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}) \partial\alpha - R_d(\alpha_m, r_n, \theta_{00}) F_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}) \Delta\alpha. \quad (2.58)$$

Рассмотрим частный случай, когда в пределах участка находится один покров. Тогда:

$$\begin{aligned} ME_P(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00}) &\sim \\ &\sim R_r(\alpha_m, r_n, \theta_{00}) \int_{\alpha_m - \Delta\alpha/2}^{\alpha_m + \Delta\alpha/2} F_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}) \partial\alpha - R_d(\alpha_m, r_n, \theta_{00}) F_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}) \Delta\alpha \sim \\ &\sim R_r(\alpha_m, r_n, \theta_{00}) \left(\int_{\alpha_m - \Delta\alpha/2}^{\alpha_m + \Delta\alpha/2} F_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}) \partial\alpha - F_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}) \Delta\alpha \right). \end{aligned} \quad (2.59)$$

Разложим интеграл, входящий в полученное выражение, в ряд Тейлора в точке α_m . При этом малое значение интервала $\Delta\alpha$ приводит к тому, что основной вклад вносят первые три члена ряда:

$$\begin{aligned}
\int_{\alpha_m - \Delta\alpha/2}^{\alpha_m + \Delta\alpha/2} F_\alpha^2(\alpha) \partial\alpha &= \int_{\alpha_m - \Delta\alpha/2}^{\alpha_m + \Delta\alpha/2} \left[F_\alpha^2(\alpha_m) + \frac{\partial(F_\alpha^2(\alpha))}{\partial\alpha} \Big|_{\alpha=\alpha_m} (\alpha - \alpha_m) + \right. \\
&\quad \left. + \frac{\partial^2(F_\alpha^2(\alpha))}{\partial\alpha^2} \Big|_{\alpha=\alpha_m} \frac{(\alpha - \alpha_m)^2}{2} \right] \partial\alpha = \\
&= F_\alpha^2(\alpha_m) \Delta\alpha + \frac{\partial(F_\alpha^2(\alpha))}{\partial\alpha} \Big|_{\alpha=\alpha_m} \frac{(\alpha - \alpha_m)^2}{2} \Big|_{\alpha=\alpha_m - \Delta\alpha/2}^{\alpha=\alpha_m + \Delta\alpha/2} + \\
&\quad + \frac{\partial^2(F_\alpha^2(\alpha))}{\partial\alpha^2} \Big|_{\alpha=\alpha_m} \frac{(\alpha - \alpha_m)^3}{6} \Big|_{\alpha=\alpha_m - \Delta\alpha/2}^{\alpha=\alpha_m + \Delta\alpha/2} = \\
&= F_\alpha^2(\alpha_m) \Delta\alpha + \frac{\partial^2(F_\alpha^2(\alpha))}{\partial\alpha^2} \Big|_{\alpha=\alpha_m} \frac{\Delta\alpha^3}{24}.
\end{aligned} \tag{2.60}$$

Подставляя полученные результаты в (2.59) получим [97]:

$$\begin{aligned}
ME_P(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00}) &\sim \\
&\sim R_r(\alpha_m, r_n, \theta_{00}) \frac{\partial^2(F_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}))}{\partial\alpha^2} \Big|_{\alpha=\alpha_m} \frac{\Delta\alpha^3}{24},
\end{aligned} \tag{2.61}$$

Теперь рассмотрим случай, когда в пределах $\Delta\alpha$ находится несколько типов покровов. Разделим участок на области, в пределах которых функцию R_r постоянна:

$$R_r(\alpha, r_n, \theta_{00}) = \begin{cases} R_{r_1}(r_n, \theta_{00}), & \alpha \in S_1(\alpha_m, r_n); \\ R_{r_2}(r_n, \theta_{00}), & \alpha \in S_2(\alpha_m, r_n); \\ \dots \\ R_{r_I}(r_n, \theta_{00}), & \alpha \in S_I(\alpha_m, r_n), \end{cases} \tag{2.62}$$

где S_i – область, занятая i -м покровом, в пределах рассматриваемого (m, n - го) участка поверхности, I – количество покровов в пределах участка.

При этом выражение (2.58) трансформируется к виду [97] для изотропной в пределах $\Delta\alpha$ ДНА (такое допущение имеет место, если погрешность (2.61) меньше заданной):

$$ME_P(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00}) \sim F_\alpha^2(\alpha_m - \alpha_{00}) \left(\sum_{i=1}^I R_{r_i}(r_n, \theta_{00}) \Delta S_i - R_r(\alpha_m, r_n, \theta_{00}) \Delta \alpha \right), \quad (2.63)$$

где ΔS_i – ширина i -й области.

Переходя к относительной ошибке, для эхосигнала от n -го кольца и нормируя полученную зависимость, найдем [97, 98]:

$$ME_{P_rel}(\alpha_{00}, \theta_{00}, r_n) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} ME_P(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00})}{P(\alpha_{00}, \theta_{00}, r_n)}, \quad (2.64)$$

где $P(\alpha_{00}, \theta_{00}, r_n)$ – истинное значение мощности отраженного сигнала, полученное, например, при стремящемся к нулю шаге дискретизации.

В целом, используя полученные соотношения, можно определить величину шага дискретизации для заданного уровня величины ошибки.

Аналогичные соотношения будут справедливы для координаты наклонная дальность, при подстановке вместо ДНА функции $|\dot{B}|$.

2.3.3 Математическое ожидание погрешности задания корреляции между двумя отраженными сигналами, поступившими при разных положениях антенны по азимуту

Применительно к погрешности корреляционной функции $E_C(\alpha_{00}, \theta_{00}, r, \Delta \alpha_{00})$ можно записать соотношения, аналогичные полученным для мощности.

По аналогии с (2.61) математическое ожидание погрешности задания корреляционной функции для однородного покрова:

$$\begin{aligned} ME_C(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \Delta \alpha_{00}) &\sim \\ &\sim R_r(\alpha_m, r_n, \theta_{00}) \frac{\partial^2 (FF_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}, \Delta \alpha_{00}))}{\partial \alpha^2} \Big|_{\alpha=\alpha_m} \frac{\Delta \alpha^3}{24}. \end{aligned} \quad (2.65)$$

Для неоднородного покрова функцию $R_r(\alpha_m, r_n, \theta_{00})$ можно представить в виде (2.62).

Математическое ожидание погрешности для эхосигнала от фрагмента:

$$\begin{aligned} ME_C(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00}, \Delta\alpha_{00}) &\sim \\ &\sim FF_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}, \Delta\alpha_{00}) \left(\sum_{i=1}^I R_{r_i}(r_n, \theta_{00}) \Delta S_i - R_r(\alpha_m, r_n, \theta_{00}) \right). \end{aligned} \quad (2.66)$$

Относительная погрешность:

$$ME_{C_rel}(\alpha_{00}, \Delta\alpha_{00}, \theta_{00}, r_n) = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} ME_C(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00}, \Delta\alpha_{00})}{C_{mp}(\alpha_{00}, \theta_{00}, r_n, \Delta\alpha_{00})}, \quad (2.67)$$

где $C_{mp}(\alpha_{00}, \theta_{00}, r_n, \Delta\alpha_{00})$ – истинное значение корреляционной функции.

2.3.4 Дисперсия ошибки

Рассмотрим разницу дисперсий мощности эхосигнала от m, n - го участка для непрерывного и дискретного распределения УЭПР:

$$\begin{aligned} PVD(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00}) &\sim \\ &\sim D \left[\int_{r_n - \Delta r/2}^{r_n + \Delta r/2} \left(\int_{\alpha_m - \Delta\alpha/2}^{\alpha_m + \Delta\alpha/2} \sigma(\alpha, r) F_\theta^2(\theta(r_n) - \theta_{00}) F_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}) \partial\alpha \right) \partial r \right] - \\ &- D \left[\sigma(\alpha_m, r_n) F_\theta^2(\theta(r_n) - \theta_{00}) F_\alpha^2(\alpha - \alpha_{00}) \right] \Delta\alpha \Delta r, \end{aligned} \quad (2.68)$$

где $D[]$ – символ операции вычисления дисперсии.

Выразим дисперсию ошибки через дисперсию и корреляционную функцию УЭПР.

Рассмотрим однородный участок поверхности. Используя выражение для дисперсии произвольной линейной комбинации нескольких случайных величин [24, 25], получим:

$$\begin{aligned}
PVD(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00}) &\sim D_{hom} \times \\
&\times \int_{r_n - \Delta r/2}^{r_n + \Delta r/2} \int_{r_n - \Delta r/2}^{r_n + \Delta r/2} \int_{\alpha_m - \Delta \alpha/2}^{\alpha_m + \Delta \alpha/2} \int_{\alpha_m - \Delta \alpha/2}^{\alpha_m + \Delta \alpha/2} \left(f_{integ}(\alpha_{m1}, \alpha_{m2}, r_{n1}, r_{n2}) \partial \alpha_{m2} \partial \alpha_{m1} \partial r_{n2} \partial r_{n1} \right) - \\
&- \Delta \alpha \Delta r D_{hom} F_\alpha^2(\alpha_m - \alpha_{00}) F_\theta^2(\theta(r_n) - \theta_{00}),
\end{aligned} \quad (2.69)$$

где

$$\begin{aligned}
f_{integ}(\alpha_{m1}, \alpha_{m2}, r_{n1}, r_{n2}) &= F_\alpha(\alpha_{m1} - \alpha_{00}) F_\alpha(\alpha_{m2} - \alpha_{00}) \times \\
&\times F_\theta(\theta(r_{n1}) - \theta_{00}) F_\theta(\theta(r_{n2}) - \theta_{00}) r_{cor}(\alpha_{m2} - \alpha_{m1}, r_{n2} - r_{n1});
\end{aligned}$$

D_{hom} – дисперсия мощности эхосигнала от покрова, лежащего в пределах m, n – го участка; $r_{cor}(\alpha_{m2} - \alpha_{m1}, r_{n2} - r_{n1})$ – коэффициент корреляции отсчетов значений УЭПР (с координатами первый α_{m1}, r_{n1} , второй α_{m2}, r_{n2}) (смотри (1.18)).

В приближении изотропности ДНА в пределах участка (шага дискретизации) получим:

$$\begin{aligned}
PVD(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00}) &\sim \\
&\sim D_{hom} F_\alpha^2(\alpha_m - \alpha_{00}) F_\theta^2(\theta(r_n) - \theta_{00}) \times \\
&\times \left[\int_{r_n - \Delta r/2}^{r_n + \Delta r/2} \int_{r_n - \Delta r/2}^{r_n + \Delta r/2} \int_{\alpha_m - \Delta \alpha/2}^{\alpha_m + \Delta \alpha/2} \int_{\alpha_m - \Delta \alpha/2}^{\alpha_m + \Delta \alpha/2} r(\alpha_{m2} - \alpha_{m1}, r_{n2} - r_{n1}) \partial \alpha_{m2} \partial \alpha_{m1} \partial r_{n2} \partial r_{n1} - \Delta \alpha \Delta r \right].
\end{aligned} \quad (2.70)$$

Подставив выражение для коэффициента корреляции (1.18) (с учетом используемой системы координат радиусы корреляции ρ_x и ρ_y трансформируются в ρ_α и ρ_r) и произведя необходимые преобразования, найдем:

$$\begin{aligned}
&\int_{r_n - \Delta r/2}^{r_n + \Delta r/2} \int_{r_n - \Delta r/2}^{r_n + \Delta r/2} \int_{\alpha_m - \Delta \alpha/2}^{\alpha_m + \Delta \alpha/2} \int_{\alpha_m - \Delta \alpha/2}^{\alpha_m + \Delta \alpha/2} r(\alpha_{m2} - \alpha_{m1}, r_{n2} - r_{n1}) \partial \alpha_{m2} \partial \alpha_{m1} \partial r_{n2} \partial r_{n1} = \\
&= \int_{\alpha_m - \Delta \alpha/2}^{\alpha_m + \Delta \alpha/2} \int_{\alpha_m - \Delta \alpha/2}^{\alpha_m + \Delta \alpha/2} \exp\left(-\frac{|\alpha_{m2} - \alpha_{m1}|}{\rho_\alpha}\right) \partial \alpha_{m2} \partial \alpha_{m1} \times \\
&\times \int_{r_n - \Delta r/2}^{r_n + \Delta r/2} \int_{r_n - \Delta r/2}^{r_n + \Delta r/2} \exp\left(-\frac{|r_{n2} - r_{n1}|}{\rho_r}\right) \partial r_{n2} \partial r_{n1}.
\end{aligned} \quad (2.71)$$

В результате получим:

$$\int_{r_n+\Delta r/2}^{r_n+\Delta r/2} \int_{r_n+\Delta r/2}^{r_n+\Delta r/2} \int_{\alpha_m-\Delta\alpha/2}^{\alpha_m+\Delta\alpha/2} \int_{\alpha_m-\Delta\alpha/2}^{\alpha_m+\Delta\alpha/2} r(\alpha_{m2} - \alpha_{m1}, r_{n2} - r_{n1}) \partial\alpha_{m2} \partial\alpha_{m1} \partial r_{n2} \partial r_{n1} =$$

$$= 4\rho_\alpha \rho_r \left(\Delta\alpha - \rho_\alpha + \rho_\alpha \exp\left(\frac{-\Delta\alpha_L}{\rho_\alpha}\right) \right) \left(\Delta r - \rho_r + \rho_r \exp\left(\frac{-\Delta r}{\rho_r}\right) \right). \quad (2.72)$$

Окончательно:

$$PVD(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00}) \sim$$

$$4D_{hom} F_\alpha^2(\alpha_m - \alpha_{00}) F_\theta^2(\theta(r_n) - \theta_{00}) \times$$

$$\times \left(\Delta\alpha - \rho_\alpha + \rho_\alpha \exp\left(\frac{-\Delta\alpha_L}{\rho_\alpha}\right) \right) \left(\Delta r - \rho_r + \rho_r \exp\left(\frac{-\Delta r}{\rho_r}\right) \right) -$$

$$-\Delta\alpha \Delta r D_{hom} F_\alpha^2(\alpha_m - \alpha_{00}) F_\theta^2(\theta(r_n) - \theta_{00}). \quad (2.73)$$

Величина относительной погрешности [97,98]:

$$Z(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00}) \sim$$

$$\sim \left| \frac{PVD(\alpha_m, r_n, \alpha_{00}, \theta_{00})}{\Delta\alpha \Delta r D_{hom} F_\alpha^2(\alpha_m - \alpha_{00}) F_\theta^2(\theta(r_n) - \theta_{00})} \right|. \quad (2.74)$$

Выводы по второму разделу

1. Подход, основанный на использовании спектральных плотностей распределений УЭПР, позволяет оценить шаг дискретизации цифровой карты для заданного уровня ошибок задания УЭПР поверхности, ДНА и спектральных характеристик зондирующего сигнала РТС.

2. Показано, что частота и величина шага дискретизации могут рассматриваться отдельно для поверхности, ДНА и зондирующего сигнала.

3. Если рассматривается мощность имитируемого эхосигнала, то результирующая частота дискретизации по азимуту равна половине суммы частот дискретизации поверхности и ДНА. А по наклонной дальности – половине суммы

частоты дискретизации поверхности и ширины спектра зондирующего импульса сигнала, отсчитываемой на заданном уровне.

4. Шаг дискретизации, при котором обеспечивается заданная точность моделирования распределения УЭПР по подстилающей поверхности, определяется радиусом корреляции микромасштабных неоднородностей ее покрова. Значение шага для таких покровов как трава может составлять единицы метров (например, 4 метра для примера, рассмотренного в подразделе 2.2.1).

5. Требования к шагу дискретизации, обеспечивающие заданные уровни ошибок моделирования внутри и межпериодных корреляционных характеристик, могут быть жестче, чем для мощности эхосигналов.

6. Альтернативой спектральному подходу является выбор шага дискретизации на основе заданного относительного уровня ошибок задания математического ожидания и дисперсии распределения УЭПР.

7. В целом полученные результаты позволяют выбирать шаг дискретизации распределения УЭПР по поверхности земли, при котором имеют место ошибки, не превышающие заданный уровень.

3 МЕТОДЫ ФОРМИРОВАНИЯ ИМИТИРУЕМЫХ ЭХОСИГНАЛОВ ОТ ПОВЕРХНОСТИ ЗЕМЛИ

Определившись с моделью подстилающей поверхности, уместно перейти к вопросам формирования имитируемого сигнала. Оно должно осуществляться в реальном масштабе времени для текущих значений параметров имитируемой ситуации (вида и параметров излучаемых сигналов РТС, ее рабочей частоты, направления луча антенны и других). Это накладывает на методы и алгоритмы формирования обязательное условие – они должны реализовываться при минимальных требованиях к вычислительным ресурсам, определяемым, в первую очередь, объемом вычислений, необходимых для расчета отсчетов имитируемого сигнала.

Обоснование этих методов и алгоритмов составляет материал настоящего раздела.

3.1 Формирование отсчетов комплексной огибающей имитируемого сигнала

Рассмотрим формирование отсчетов комплексной огибающей имитируемого сигнала.

Для q -го отсчета комплексной огибающей флуктуаций имитируемого сигнала, попадающего в пределы главного лепестка ДНА, для n -го кольца изодальности можно записать:

$$\begin{aligned} \dot{S}_e(q, n, \alpha_{00}, \theta_{00}) &= \\ &= \sum_{m=m_1(\alpha_{00})}^{m_2(\alpha_{00})} \sqrt{P_e(m, n)} F_\alpha(\alpha_m - \alpha_{00}) F_\theta(\theta(r_n) - \theta_{00}) (s_{Re}(m, n, q) + js_{Im}(m, n, q)), \end{aligned} \quad (3.1)$$

где $m_1(\alpha_{00})$, $m_2(\alpha_{00})$ – индексы крайних отсчетов УЭПР, попадающих в пределы главного лепестка ДНА по азимуту, при положении луча антенны $\alpha = \alpha_{00}$; $P_e(m, n)$ – мощность эхосигнала от m , n – го фрагмента поверхности при условии изотропности ДНА; $\alpha_m = m\Delta\alpha$; $s_{Re}(m, n, q)$, $s_{Im}(m, n, q)$ – отсчеты действительной и

мнимой частей нормально распределенного случайного процесса с единичной дисперсией и спектром, совпадающим со спектром доплеровских флуктуаций эхосигнала от покрова в m, n – й точке поверхности.

Частота дискретизации отсчетов равна $1/\Delta\tau$.

После наложения этих отсчетов на комплексную огибающую зондирующего импульса РЛС (для иных видов РТС – наложения на комплексную огибающую излучаемого радиосигнала), получим отсчеты комплексной огибающей имитируемого сигнала:

$$\dot{S}(q, n, \alpha_{00}, \theta_{00}) = \sum_{n_1=0}^{N_1} \dot{S}_e(q + n_1, n, \alpha_{00}, \theta_{00}) \dot{S}_{zond}(n_1 \Delta\tau), \quad (3.2)$$

где $\dot{S}_{zond}(t)$ – комплексная огибающая зондирующего импульса РЛС; $N_1 = \text{int}(\frac{\tau_{zu}}{\Delta\tau})$;

τ_{zu} – длительность зондирующего импульса; $\text{int}(y)$ – целая часть числа y .

И в заключение, суммируя сигналы N колец, для одного периода зондирования получим:

$$\begin{aligned} \dot{S}_\Sigma(q, \alpha_{00}, \theta_{00}) &= \sum_{n=1}^N \dot{S}(q, n, \alpha_{00}, \theta_{00}) = \\ &= \sum_{n=1}^N \sum_{n_1=0}^{N_1} \dot{S}_{zond}(n_1 \Delta\tau) \sum_{m=m_1(\alpha_{00})}^{m_2(\alpha_{00})} \sqrt{P_e(m, n)} F_\alpha(\alpha_m - \alpha_{00}) F_\theta(\theta(r_n) - \theta_{00}) \times \\ &\times (s_{\text{Re}}(m, n, q + n_1) + js_{\text{Im}}(m, n, q + n_1)). \end{aligned} \quad (3.3)$$

Оценим требования к ресурсам средств вычислительной техники, необходимых для расчета отсчетов в реальном масштабе времени.

Количество операций умножения комплексных чисел, извлечения из памяти и др., необходимых для вычисления одного отсчета по полученной формуле составит не менее:

$$Q_{\min} = N_1 N M_\alpha, \quad (3.4)$$

где M_α – количество отсчетов УЭПР в пределах ширины главного лепестка ДНА по азимуту ($M_\alpha = m_2 - m_1$).

Оценим требования к быстродействию средств вычислительной техники, осуществляющих вычисления отсчетов комплексной огибающей имитируемого эхосигнала.



Рисунок 3.1 – Распределение УЭПР, полученное для реальной карты. Белым показаны участки, УЭПР которых выше -50 дБ

Для этого рассмотрим численный пример. В качестве моделируемой поверхности возьмем участок, представленный на рисунке 3.1. Он покрыт травой. Длина волны зондирующего сигнала РЛС равна 3 см. Используется ЛЧМ сигнал длительностью 20 мкс и девиацией 3 МГц и ДНА имеющая форму функции Гаусса шириной 2 градуса по уровню половинной мощности. Тогда (смотри подраздел 2.2.1) имеем шаг дискретизации карты порядка 4 м. Диапазон дальностей, для которых моделируются помехи от поверхности земли, ограничим 5-55 км.

Выполним оценки требований к быстродействию средств вычислительной техники для этого случая. Для простоты примем коэффициент снижения частоты дискретизации за счет фильтрующих свойств ДНА и функции $B(t)$ равным двум.

Тогда шаг дискретизации можно принять равным 7 метрам по радиальной координате и $78 \cdot 10^{-5}$ радианам по азимутальной координате.

Как будет показано в подразделе 3.2, в этом случае, для ширины ДНА порядка 2 градусов, количество отсчетов УЭПР по азимуту в пределах ширины главного лепестка для одного кольца дальности будет составлять более 200, то есть будем иметь: $M_\alpha \geq 200$, $N > 12500$, $N_1 > 750$. Тогда получим $Q_{\min} = N_1 N M_\alpha$ не менее $185 \cdot 10^7$ операций за один период повторения зондирующего импульса РЛС. И это только на вычисления по (3.3).

Реализация этих вычислений в реальном масштабе времени потребует специальных вычислительных средств, что сделает экономическую целесообразность применения имитационного моделирования весьма проблематичной.

Актуально рассмотреть пути снижения объема вычислений, выполняемых в реальном масштабе времени (пути снижения N , N_1 и M_α).

N , N_1 и M_α напрямую зависят от подробности задания распределения УЭПР по поверхности земли, которая определяется шагом дискретизации.

Поэтому в качестве путей снижения требований к ресурсам вычислительной техники, осуществляющей расчет отсчетов имитируемых сигналов, следует в первую очередь рассмотреть решения, позволяющие увеличить этот шаг.

3.2 Условия, при выполнении которых можно отказаться от имитации микромасштабной составляющей распределения удельной эффективной поверхности рассеяния

Как показано во втором разделе, флуктуирующая компонента σ_{fl} формирует тонкую структуру распределения УЭПР, которая определяет требования к шагу дискретизации. Если от ее моделирования можно отказаться, то допустимо будет использовать более простую модель поверхности, составленную из участков с

постоянной УЭПР. Это позволит увеличить шаг дискретизации и снизить значения N , N_1 и M_α .

Рассмотрим вклад случайной компоненты σ_{fl} в мощность имитируемого эхосигнала от поверхности земли.

Выделим фрагмент поверхности с линейными размерами $\Delta\alpha_L$ на Δr , в пределах которого ДНА можно считать изотропной.

ЭПР этого участка:

$$\sigma_0(\Delta\alpha_L, \Delta r) = \Delta\alpha_L \cdot \Delta r \cdot \sigma_{st} \left(\frac{\alpha_{en} - \alpha_{st}}{2}, \frac{r_{en} - r_{st}}{2} \right) + \int_{\alpha_{st}}^{\alpha_{en}} \int_{r_{st}}^{r_{en}} \sigma_{fl}(\alpha_L, r) \partial\alpha_L \partial r, \quad (3.5)$$

где α_{en} , α_{st} , r_{en} , r_{st} – границы рассматриваемого участка по азимуту и наклонной дальности.

В силу случайности σ_{fl} суммарная ЭПР также будет случайна. Причем регулярная компонента УЭПР определит математическое ожидание ЭПР, а флуктуирующая компонента среднеквадратическое отклонение от него. Для оценки вклада флуктуирующей компоненты оценим коэффициент вариации [90-92]:

$$c_v(\Delta\alpha_L, \Delta r) = \frac{\sqrt{D[\sigma_0(\Delta\alpha_L, \Delta r)]}}{M[\sigma_0(\Delta\alpha_L, \Delta r)]} \cdot 100\%, \quad (3.6)$$

где $M[]$ – символ операции вычисления математического ожидания.

Математическое ожидание в нашем случае будет равно:

$$M[\sigma_0(\Delta\alpha_L, \Delta r)] = \Delta\alpha_L \Delta r \sigma_{st} \left(\frac{\alpha_{en} - \alpha_{st}}{2}, \frac{r_{en} - r_{st}}{2} \right).$$

Для корреляционной функции флуктуирующей компоненты вида (1.18), получим:

$$\begin{aligned} D[\sigma_0(\Delta\alpha_L, \Delta r)] &= D \left[\int_{\alpha_{st}}^{\alpha_{en}} \int_{r_{st}}^{r_{en}} \sigma_{fl}(\alpha_L, r) \partial r \partial \alpha_L \right] = \\ &= 4D_{fl} \rho_\alpha \rho_r \left(\Delta\alpha_L - \rho_\alpha + \rho \exp\left(\frac{-\Delta\alpha_L}{\rho_\alpha}\right) \right) \left(\Delta r - \rho_r + \rho \exp\left(\frac{-\Delta r}{\rho_r}\right) \right), \end{aligned} \quad (3.7)$$

где D_{fl} – дисперсия флюктуирующей компоненты УЭПР.

Подставляя полученные соотношения в (3.6), получим следующее выражение [99,100]:

$$c_v(\Delta\alpha_L, \Delta r) = \frac{\sqrt{4D_{fl}\rho_\alpha\rho_r \left(\Delta\alpha_L - \rho_\alpha + \rho_\alpha \exp\left(\frac{-\Delta\alpha_L}{\rho_\alpha}\right) \right) \left(\Delta r - \rho_r + \rho_r \exp\left(\frac{-\Delta r}{\rho_r}\right) \right)}}{\Delta\alpha_\alpha \cdot \Delta r \cdot \sigma_{st} \left(\frac{\alpha_{en} - \alpha_{st}}{2}, \frac{r_{en} - r_{st}}{2} \right)} 100\%. \quad (3.8)$$

Оно позволяет оценить относительный вклад флюктуирующей компоненты в ЭПР участка и может использоваться для обоснованного выбора модели УЭПР.

Например, если принять, что при коэффициенте c_v меньше 10% вкладом флюктуирующей компоненты можно пренебречь, то, начиная с этого значения и ниже, модель распределения УЭПР существенно упростится, а значения ее шага дискретизации возрастет.

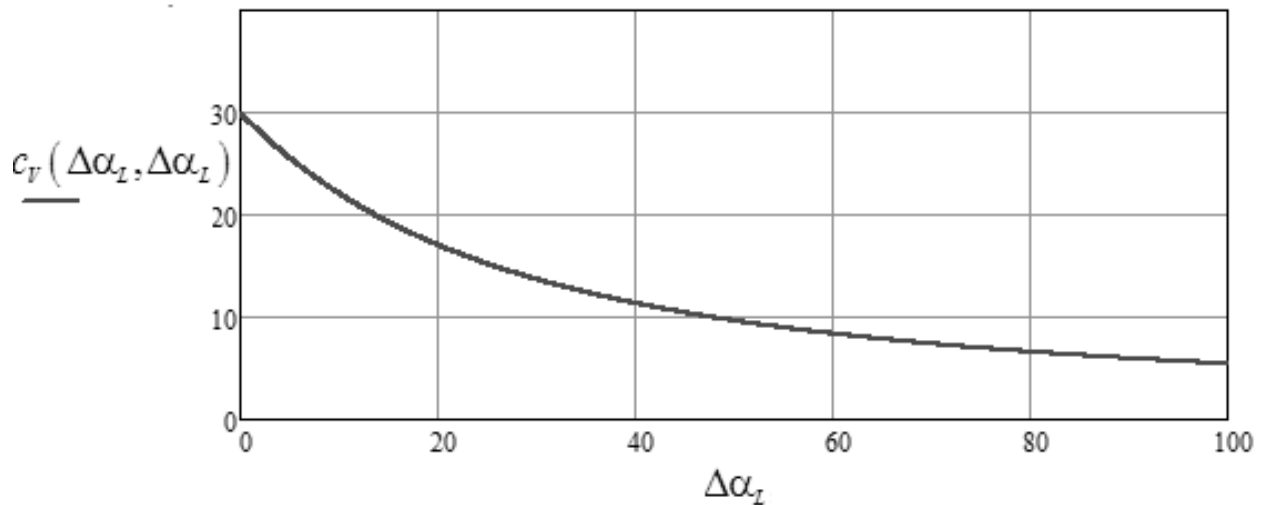


Рисунок 3.2 – Зависимость коэффициента c_v от $\Delta\alpha_L$ и Δr при $\Delta\alpha_L = \Delta r$ (метров)

В качестве примера рассмотрим моделирование отражений от ранее неоднократно использованного участка, покрытого травой, для длины волны, равной 3 см, и угла скольжения равного шести градусам. В этом случае имеем: $\sigma_{st} = 10^{-3}$, $D_0 = 10^{-8}$, ρ_α, ρ_r соответствуют 12 м [2, 20]. На рисунках 3.2 – 3.4

представлены зависимости, полученные по формуле (3.8) для разных значений $\Delta\alpha_L$ и Δr .

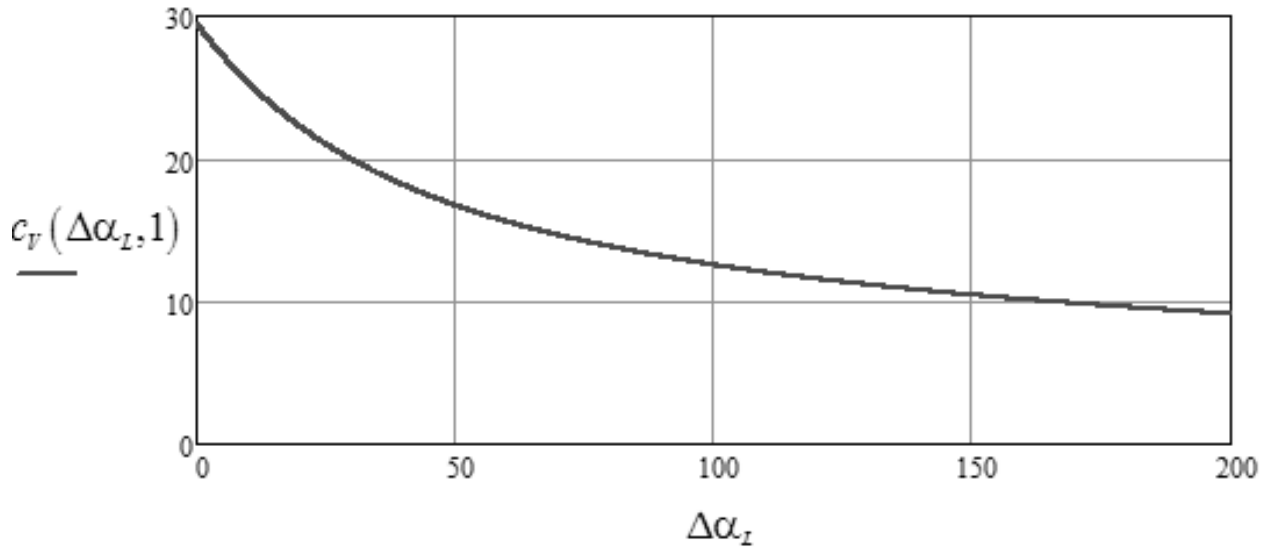


Рисунок 3.3 – Зависимость коэффициента c_v от $\Delta\alpha_L$ (метров) при $\Delta r=10$ метров

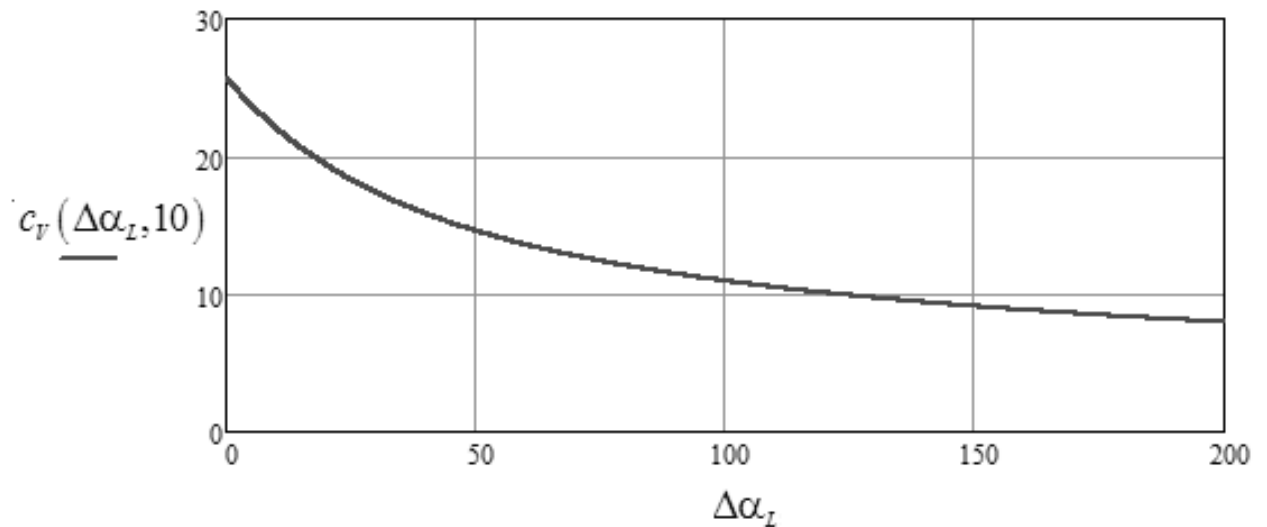


Рисунок 3.4 – Зависимость коэффициента c_v от $\Delta\alpha_L$ (метров) при $\Delta r=1$ метр

Как видно из графиков, расчеты по (3.8) показывают уменьшение вклада случайной компоненты с ростом размеров участка.

В целом полученные соотношения позволяют оценить возможность игнорировать флуктуирующую компоненту распределения УЭПР.

В этом случае значение УЭПР на протяжении покрова одного типа остается постоянной. Поэтому в пределах линии равной дальности его можно представить, как

$$\sigma(\alpha, r) = \begin{cases} \sigma_1, \alpha_{st_1} < \alpha < \alpha_{en_1}; \\ \sigma_2, \alpha_{st_2} < \alpha < \alpha_{en_2}; \\ \dots \\ \sigma_I, \alpha_{st_I} < \alpha < \alpha_{en_I}, \end{cases} \quad (3.9)$$

где σ_i – УЭПР i -ого покрова; α_{st_i} и α_{en_i} – координаты начала и конца участка, который занимает i -й покров в пределах рассматриваемой изодальности; I – количество покровов.

Для реальных карт размеры участков, занятых одним покровом, могут быть весьма значительными. Вплоть до одного покрова в пределах всей поверхности земли. Соответственно, ожидаемый выигрыш может быть очень велик.

Иллюстрируя это положение, рассмотрим простейший пример. Пусть поверхность в радиусе 50 км вокруг РТС имеет единственный травяной покров, рассмотренный выше (т.е. при $\lambda=3$ см: $\sigma_{st}=10^{-3}$, $D_0=10^{-8}$, ρ_α, ρ_r соответствуют 12 м) [2, 20]. Тогда на дальности 50 км мы будем иметь окружность длиной около 314 км. Если отсчеты поверхности брать с шагом, равным 7 метров (смотри подраздел 2.2.4), получим 44857 отсчетов УЭПР на этой окружности. Для ширины главного лепестка ДНА 2 градуса это соответствует $M_\alpha = 250$. Если же флуктуациями УЭПР пренебречь, то M_α может быть значительно снижено. Например, как показали результаты численных экспериментов, приведенные в подразделе 3.3, будет достаточно $M_\alpha < 8$, что дает 30 кратный выигрыш. Кроме того снизится и значение N_1 . В результате получим многократный (исчисляемый сотнями) выигрыш в количестве операций, необходимых для вычисления отсчетов комплексной огибающей имитируемого эхосигнала (Q_{\min}).

3.3 Сокращение количества отсчетов удельной эффективной поверхности рассеяния за счет предварительной фильтрации цифровой карты

Рассмотрим еще одну возможность снижения частоты дискретизации [100-102].

По сути, процедура ее формирования близка классической оцифровке сигнала [89]. При этом известно, что преобразованию из аналоговой формы в цифровую должна предшествовать аналоговая фильтрация, ограничивающая ширину спектра сигнала значением половины частоты дискретизации [89]. Так называемая «anti-aliasing» фильтрация. Она позволяет избежать эффекта наложения спектров, возникающего при дискретизации [89].

Рассмотрим возможность и целесообразность применения предварительной фильтрации при формировании дискретного распределения УЭПР.

Последовательно рассмотрим дискретизацию по азимуту и наклонной дальности.

Обратимся к материалам второго раздела. Из зависимостей, представленных на рисунке 2.4, видно, что ширина спектра G_R без ущерба для точности может быть ограничена $\pm k_{up_F}$ (рисунок 3.5а). Результат такого ограничения представлен на рисунке 3.5б.

Для этого достаточно пропустить $R_r(\alpha, r, \theta_{00}) = F_\theta^2(\theta(r) - \theta_{00})\sigma(\alpha, r)$ через фильтр нижних частот (ФНЧ) с полосой пропускания k_{up_F} .

Например, при использовании метода быстрой свертки [89], это может быть осуществлено следующим образом.

1. Для выбранного r_n исходное распределение УЭПР или функция $R_r(\alpha, r, \theta_{00})$ дискретизируется по α с частотой, удовлетворяющей соотношению $k_d \geq 2k_{up_R}$.

2. Вычисляется спектр (G_{Rd}) дискретизированной функции. Его возможный вид представлен на рисунке 3.5а.

3. Из полученного спектра прямоугольными окнами (шириной $2k_{up_F}$) высекаются интересующие нас области. Для этого в действительной и мнимой компонентах спектра G_{Rd} обнуляются все составляющие выше k_{up_F} и ниже $-k_{up_F}$. Результат представлен на рисунке 3.5б. По сути, мы получили результат фильтрации в частотной области.

4. Осуществляется обратное преобразование Фурье.

5. Осуществляется децимация полученного отфильтрованного дискретизированного распределения УЭПР или функции $R_r(\alpha, r, \theta_{00})$ – переход к частоте дискретизации равной $2k_{up_F}$.

Таким образом, предварительная фильтрация исходного распределения УЭПР или функции $R_r(\alpha, r, \theta_{00})$ по азимутальной координате фильтром нижних частот с полосой пропускания, равной k_{up_F} , позволяет снизить частоту дискретизации по этой координате до величины $2k_{up_F}$. Это позволит увеличить шаг дискретизации и, соответственно, уменьшить количество отсчетов распределения УЭПР в пределах колец равной дальности в $(k_{up_F} + k_{up_R}) / 2k_{up_F}$ раз. При этом снижение частоты и соответствующее увеличение шага не будут сопровождаться увеличением погрешностей. По сути, шаг дискретизации будет определяться шириной и формой ДНА.

Оценим значение частоты k_{up_F} для типовых аппроксимаций главного лепестка ДНА: функцией Гаусса, косинусом во второй и третьей степени, а также функцией sinc.

Результаты оценки, полученные для трех значений уровня, по которому определяется k_{up_F} (обозначенного ϵ на рисунке 3.5), сведены в таблицу 3.1. В ней представлены значения k_{up_F} в зависимости от ширины главного лепестка ДНА по уровню первого нуля W_{00} (для функции Гаусса – по уровню половинной мощности W_{05}).

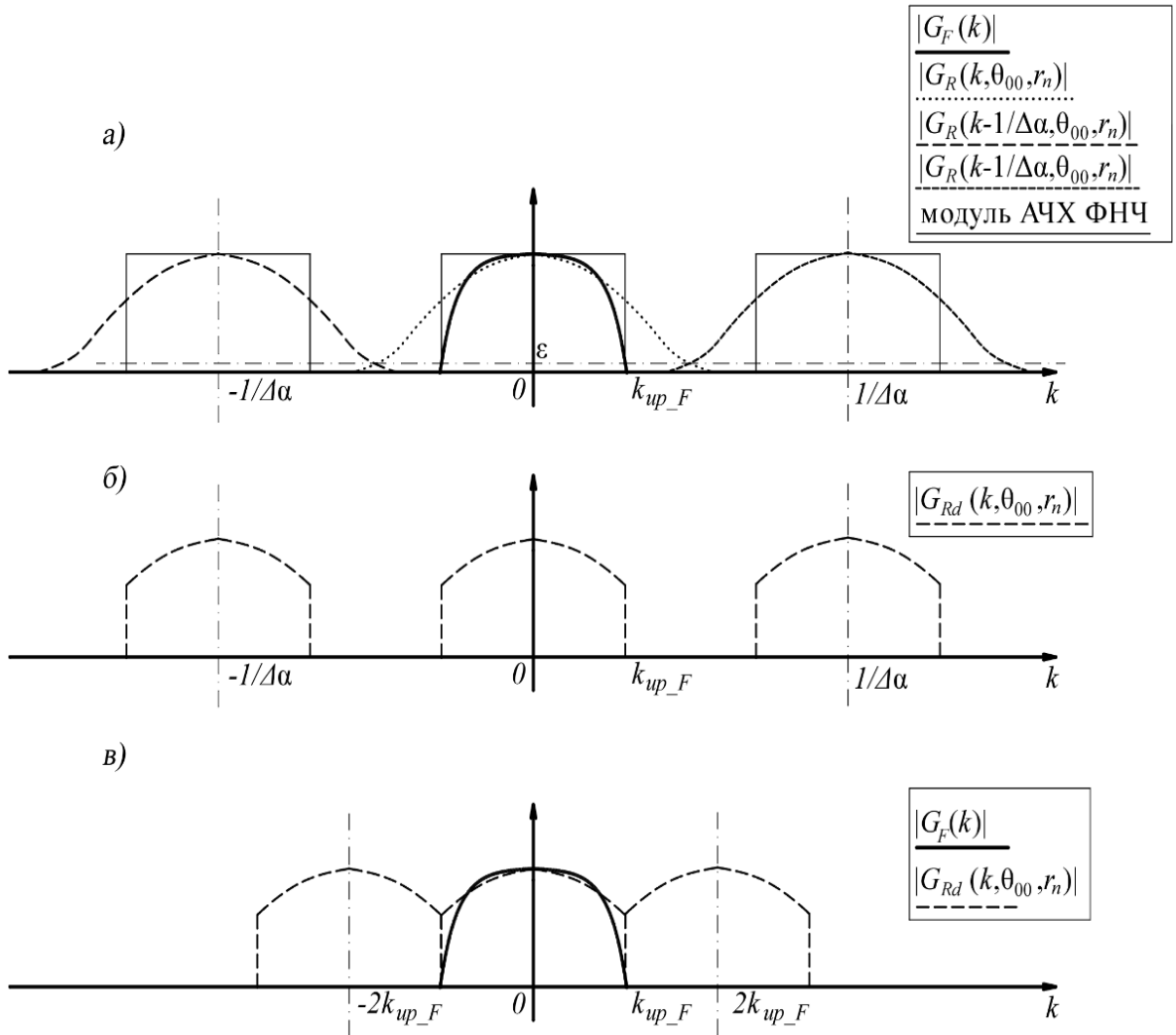


Рисунок 3.5 – К вопросу о предварительной фильтрации $R_r(\alpha, r, \theta_{00})$. Исходные нормированные спектры функций $R_r(\alpha, r, \theta_{00})$, $R_d(\alpha_m, r_n, \theta_{00})$ и модуль АЧХ ФНЧ (а); модуль спектра функции $R_d(\alpha_m, r_n, \theta_{00})$ после фильтрации (б) и снижения частоты дискретизации (в)

Как уже неоднократно отмечалось во втором разделе, соотношения для мощности схожи соотношениям для внутри и межпериодных корреляционных функций. Поэтому полученный результат будет справедлив и для них. С той разницей, что вместо k_{up_F} будут использоваться:

- k_{up_FF} для межпериодных флуктуаций;
- f_{up_BB} для внутрипериодных флуктуаций.

Таблица 3.1 – Значение необходимой частоты дискретизации покрова по координате азимут для часто используемых моделей ДНА

Модель ДНА	Верхняя частота в спектре функции $F_{\alpha}^2(\alpha)$ для ε_{er_F} (Приложение А), равного:		
	0,001	0,01	0,1
$F_{\alpha}(\alpha) = \exp\left(\frac{4 \ln(0,5)}{W_{05}^2} \alpha^2\right)^2$	$1,69/W_{05}$	$1,35/W_{05}$	$0,85/W_{05}$
$F_{\alpha}(\alpha) = \left(\frac{\sin(2\pi\alpha / W_{00})}{2\pi\alpha / W_{00}}\right)^2$	$3,37/W_{00}$	$2,82/W_{00}$	$1,91\pi/W_{00}$
$F_{\alpha}(\alpha) = \cos^2\left(\frac{\pi}{W_{00}} \alpha\right)$	$3,58/W_{00}$	$2,46/W_{00}$	$1,67/W_{00}$
$F_{\alpha}(\alpha) = \cos^3\left(\frac{\pi}{W_{00}} \alpha\right)$	$3,58/W_{00}$	$2,99/W_{00}$	$2,02 / W_{00}$



Рисунок 3.6 – Распределение УЭПР, полученное для реальной карты. Белым показаны участки, УЭПР которых выше -50 дБ

Рассмотрим ряд численных примеров, позволяющих оценить эффективность предварительной фильтрации по азимутальной координате. В качестве исходных данных будем подставлять уже использованные типовые значения ширины ДНА РЛС.

Пример 1.

Рассмотрим моделирование эхосигналов от участка поверхности, радиусом 10 км при высоте фазового центра антенны РЛС над поверхностью земли, равной 7 метров. Распределение УЭПР в его пределах (с учетом затенений) показано на рисунке 3.6. Шаг дискретизации карты соответствует 200 метрам.

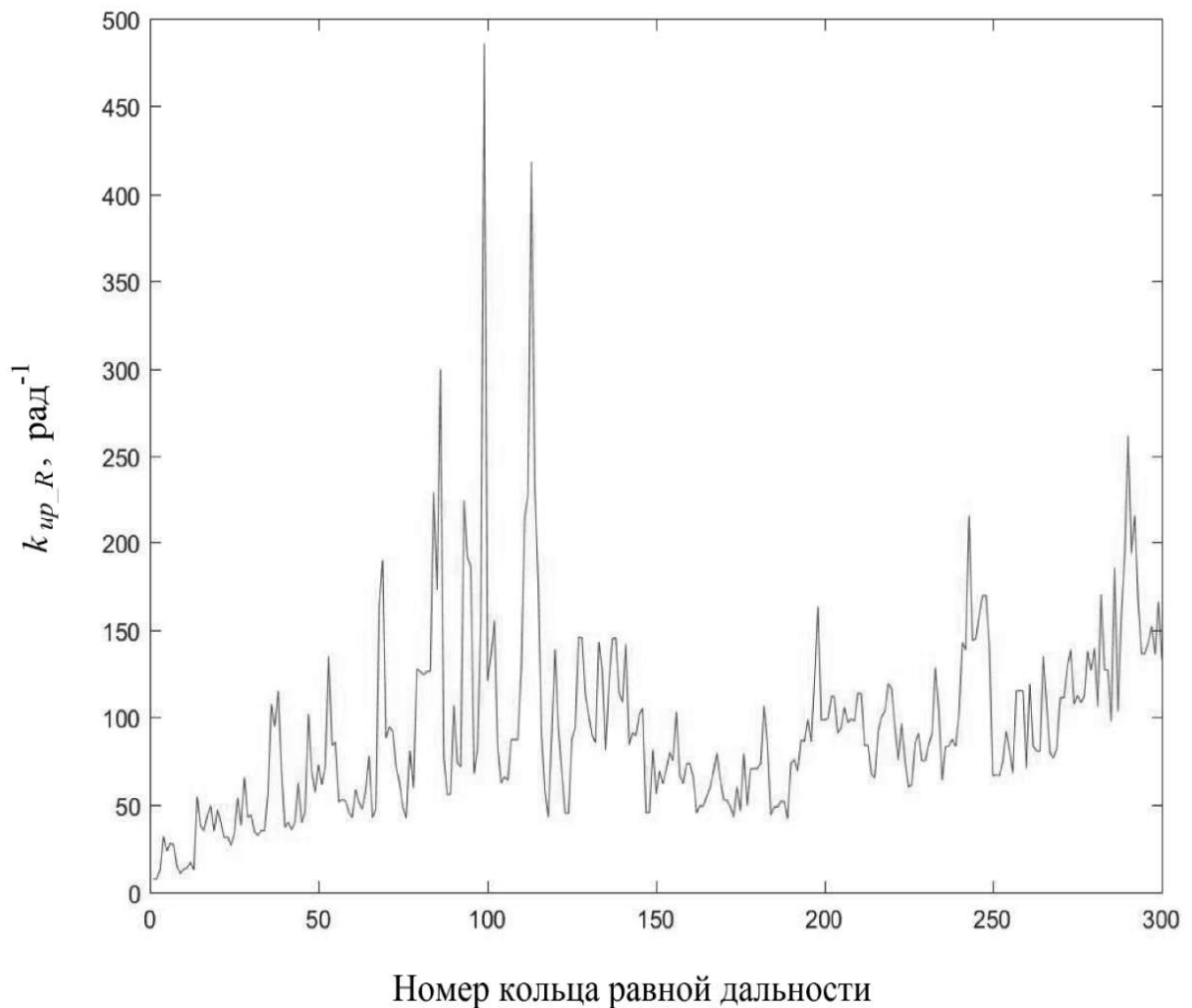


Рисунок 3.7 – Зависимость $k_{ур_R}$ от номера кольца равной дальности (начало отсчета находится на границе мертвой зоны РЛС по дальности)

На участок было наложено 300 колец равной дальности. В пределах каждого кольца было взято по 10000 отсчетов. С помощью быстрого преобразования Фурье вычислен спектр и найдена его верхняя частота k_{up_R} по уровню 0,1.

Таким образом было получено 300 значений k_{up_R} (рисунок 3.7). Как видно максимальное значение $k_{up_R} = 486$.

Таблица 3.2 – Оценка эффективности предварительной фильтрации.

Модель ДНА	Ширина ДНА, в градусах	Верхняя частота в спектре ДНА, рад ⁻¹	Количество отсчетов в на ширину ДНА	Выигрыш для высоты 7 метров ($k_{up_R}=486$)	Выигрыш для высоты 25 метров ($k_{up_R}=68$)
$F_{\alpha}(\alpha) = \exp\left(\frac{4 \ln(0,5)}{W_{05}^2} \alpha^2\right)^2$	1	48	2	5,5	1,2
	2	24	2	10,6	1,9
	4	12	2	20,7	3,3
$F_{\alpha}(\alpha) = \left(\frac{\sin(2\pi\alpha / W_{00})}{2\pi\alpha / W_{00}}\right)^2$	1	109	4	2,7	отсутствует
	2	54	4	5	1,1
	4	27	4	9,5	1,7
$F_{\alpha}(\alpha) = \cos^2\left(\frac{\pi}{W_{00}} \alpha\right)$	1	95	4	3	отсутствует
	2	48	4	5,5	1,2
	4	24	4	10,6	1,9
$F_{\alpha}(\alpha) = \cos^3\left(\frac{\pi}{W_{00}} \alpha\right)$	1	115	5	2,6	отсутствует
	2	57	5	4,7	1,08
	4	28	5	9,1	1,7

Оценим получаемый выигрыш от применения фильтрации:

$$\gamma_p = \frac{k_{up_F} + k_{up_R}}{2k_{up_F}}. \quad (3.10)$$

Для рассмотренного примера значение k_{up_F} и получаемый выигрыш занесены в таблицу 3.2.

Пример 2.

Рассмотри этот же участок при высоте расположения фазового центра антенны, равной 25 метров. В этом случае большее количество элементов поверхности будет освещено (рисунок 3.8) и распределение УЭПР будет более однородным. Это приведет к уменьшению верхней частоты k_{up_R} (рисунок 3.9) до 68. Оценки выигрыша для этого случая приведены в таблице 3.2.

Пример 3.

Рассмотрим участок, УЭПР которого представлена на рисунке 3.8. Порог для определения k_{up_R} выбран равным 0,01. Получим распределение частот, представленное на рисунке 3.10.

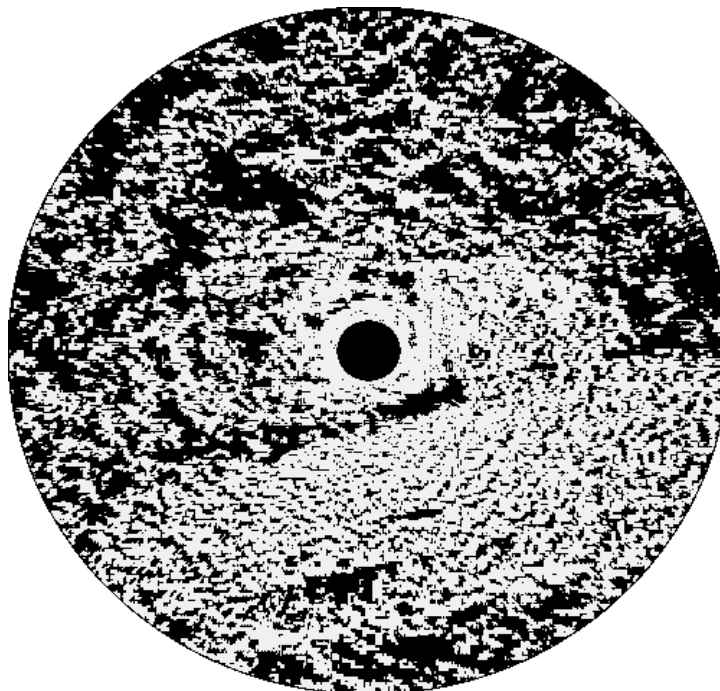


Рисунок 3.8 – Распределение УЭПР, полученное для реальной карты. Белым показаны участки, УЭПР которых выше -50 дБ

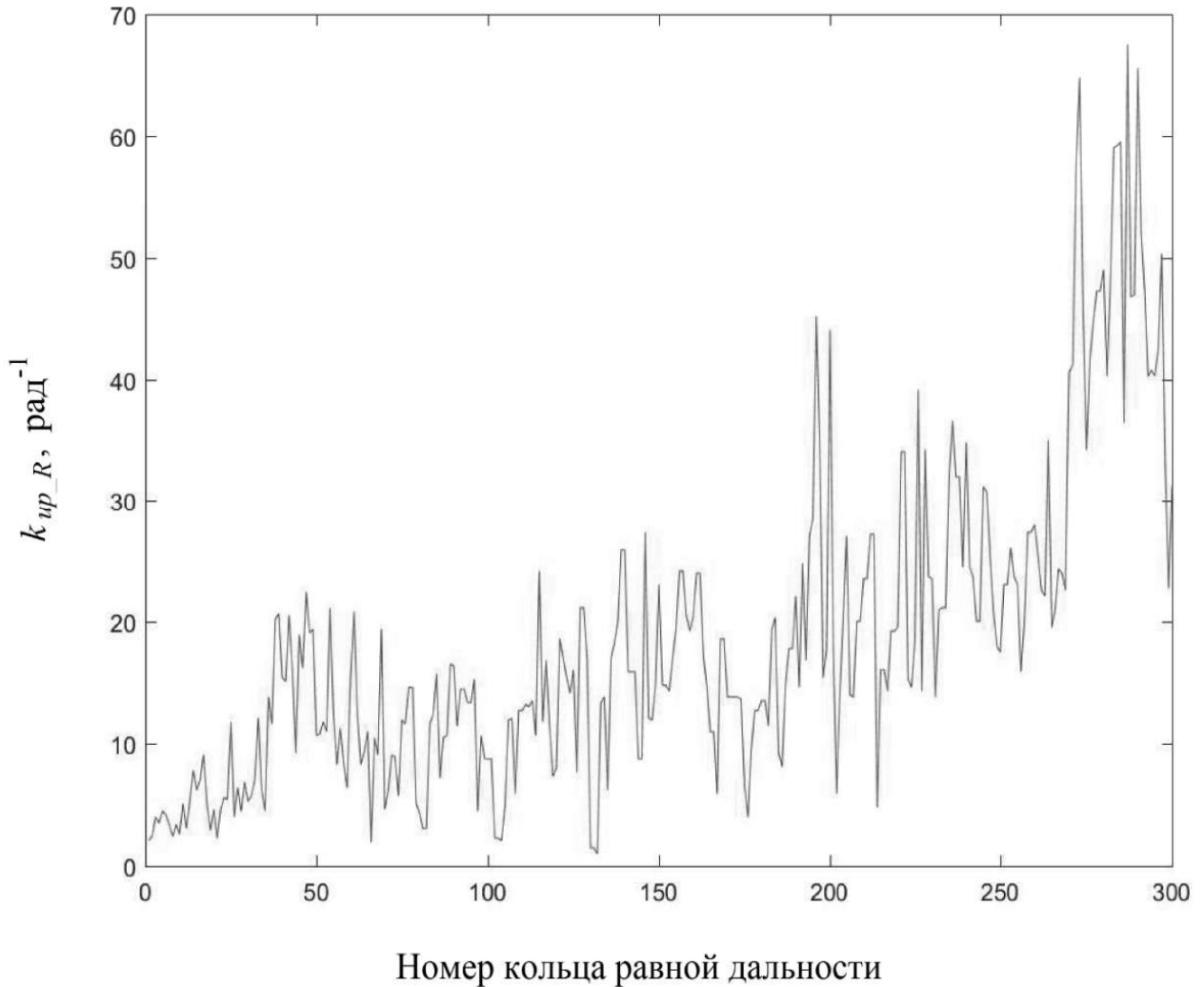


Рисунок 3.9 – Зависимость k_{up_R} от номера кольца равной дальности (начало отсчета находится на границе мертвой зоны РЛС по дальности)

В этом случае $k_{up_R} = 796$. Верхние частоты, вычисленные для ДНА и полученный выигрыш, занесены в таблицу 3.3.

Пример 4.

До этого были рассмотрены примеры, когда мелкомасштабная составляющая покрова игнорируется. Рассмотрим пример, когда участки покрыты травой. В этом случае, для рассмотренных участков макромасштабные неоднородности практически не влияют на верхнюю частоту в спектре. Верхняя частота k_{up_R} зависит от радиуса корреляции покрова (для травы он составляет 12 метров). Полученные результаты занесены в таблицу 3.4

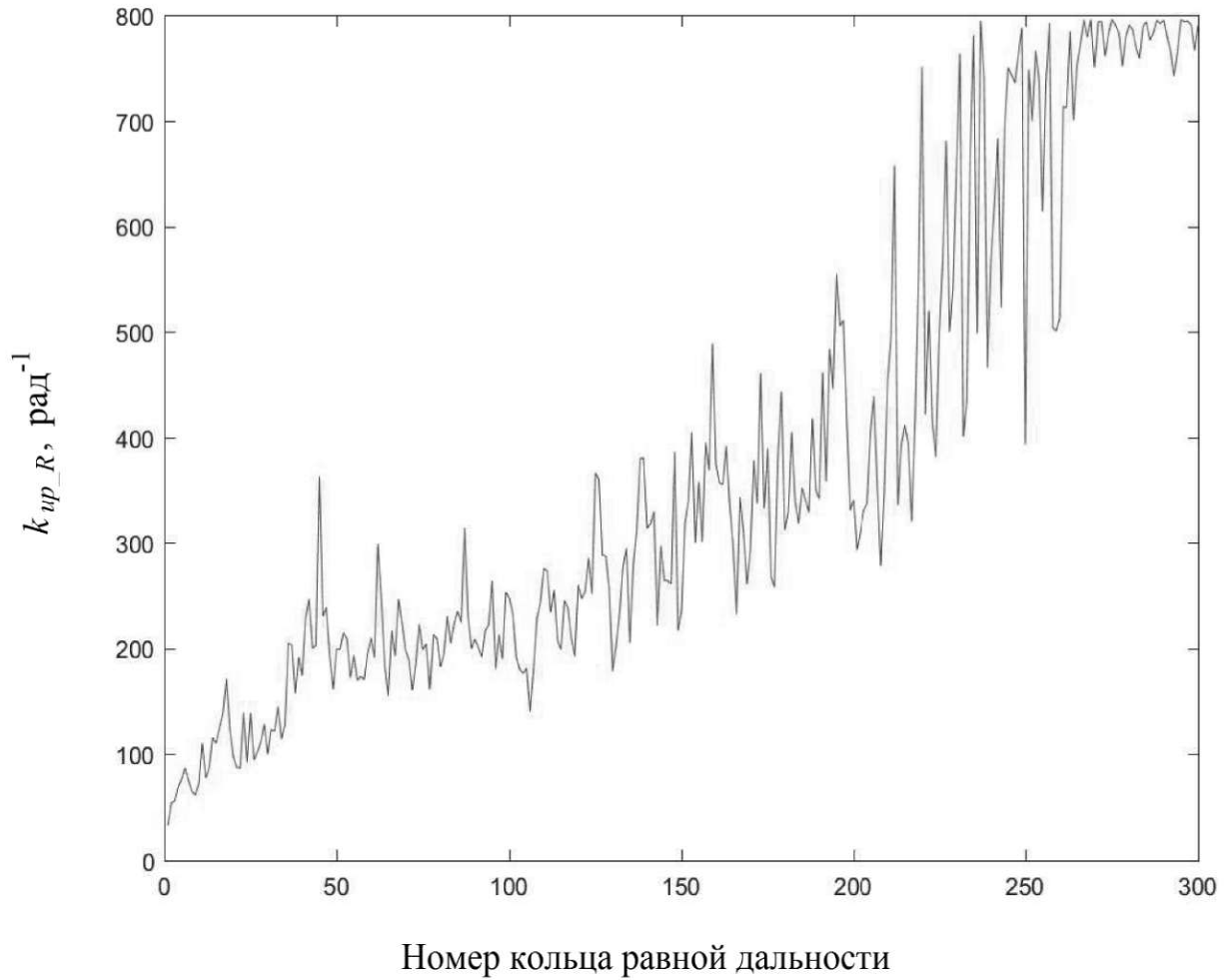


Рисунок 3.10 – Зависимость k_{up_R} от номера кольца равной дальности (начало отсчета находится на границе мертвой зоны РЛС по дальности)

Рассмотрим теперь дискретизацию по координате наклонная дальность.

По аналогии с азимутальной плоскостью ограничим ширину спектра G_{Rr} пределами $\pm f_{up_B}$. Полученный при этом выигрыш составит:

$$\xi_{meth} = \frac{f_{up_B} + f_{up_R}}{2f_{up_B}} \text{ раз.} \quad (3.11)$$

Рассмотрим ряд численных примеров, позволяющих оценить эффективность предварительной фильтрации. В качестве исходных данных будем использовать типовые значения параметров РЛС.

Пример 1.

Рассмотрим пример моделирования участка земной поверхности, для РЛС, зондирующий сигнал которой имеет вид радиочастотного импульса с ЛЧМ, длительностью 20 мкс и девиацией частоты 3 МГц. Для такого импульса $f_{up_B} = 2,05$ МГц при $\varepsilon_r = 0,1$ и $f_{up_B} = 2,65$ МГц при $\varepsilon_r = 0,01$. Также рассмотрим моделирование поверхности, для РЛС зондирующий сигнал которой имеет вид радиочастотного импульса с ЛЧМ, длительностью 20 мкс и девиацией частоты 5 МГц. Для такого импульса $f_{up_B} = 3,4$ МГц при $\varepsilon_{er_B} = 0,1$ и $f_{up_B} = 4,4$ МГц при $\varepsilon_{er_B} = 0,01$.

Таблица 3.3 – Оценка эффективности предварительной фильтрации

Модель ДНА	Ширина ДНА, в градусах	Верхняя частота в спектре ДНА (рад ⁻¹)	Количество отсчетов на ширину ДНА	Выигрыш пример 3 $k_{up_R}=796$
$F_\alpha(\alpha) = \exp\left(\frac{4\ln(0,5)}{W_{05}^2}\alpha^2\right)^2$	1	77	3	5,6
	2	38	3	10,9
	4	19	3	21,4
$F_\alpha(\alpha) = \left(\frac{\sin(2\pi\alpha / W_{00})}{2\pi\alpha / W_{00}}\right)^2$	1	161	6	2,9
	2	50	6	8,4
	4	40	6	10,4
$F_\alpha(\alpha) = \cos^2\left(\frac{\pi}{W_{00}}\alpha\right)$	1	140	5	3,3
	2	70	5	6,1
	4	35	5	11,8
$F_\alpha(\alpha) = \cos^3\left(\frac{\pi}{W_{00}}\alpha\right)$	1	170	6	2,8
	2	85	6	5,1
	4	42	6	9,9

Таблица 3.4 – Оценка эффективности предварительной фильтрации

Модель ДНА	Ширина ДНА, в градусах	Верхняя частота в спектре покрова, покрытого травой по уровню (рад ⁻¹)		Выигрыш	
		$\varepsilon_{er_F} = 0,1$	$\varepsilon_{er_F} = 0,01$	$\varepsilon_{er_F} = 0,1$	$\varepsilon_{er_F} = 0,01$
$F_{\alpha}(\alpha) = \exp\left(\frac{4\ln(0,5)}{W_{05}^2}\alpha^2\right)^2$	1	1250	12500	13	81
	2			26	165
	4			52	329
$F_{\alpha}(\alpha) = \left(\frac{\sin(2\pi\alpha / W_{00})}{2\pi\alpha / W_{00}}\right)^2$	1			6	39
	2			12	125
	4			23	156
$F_{\alpha}(\alpha) = \cos^2\left(\frac{\pi}{W_{00}}\alpha\right)$	1			7	45
	2			13	89
	4			26	179
$F_{\alpha}(\alpha) = \cos^3\left(\frac{\pi}{W_{00}}\alpha\right)$	1			6	37
	2			11	74
	4			22	149

Распределение УЭПР, показанное на рисунке 3.6, было разделено на 300 радиальных линий. В пределах каждой было взято по 10000 отсчетов. С помощью быстрого преобразования Фурье вычислен спектр и найдена его верхняя частота f_{up_R} по уровню 0.1.

Было получено 300 значений f_{up_R} (рисунок 3.11). Как видно максимальное значение $f_{up_R} = 5,7$ МГц.

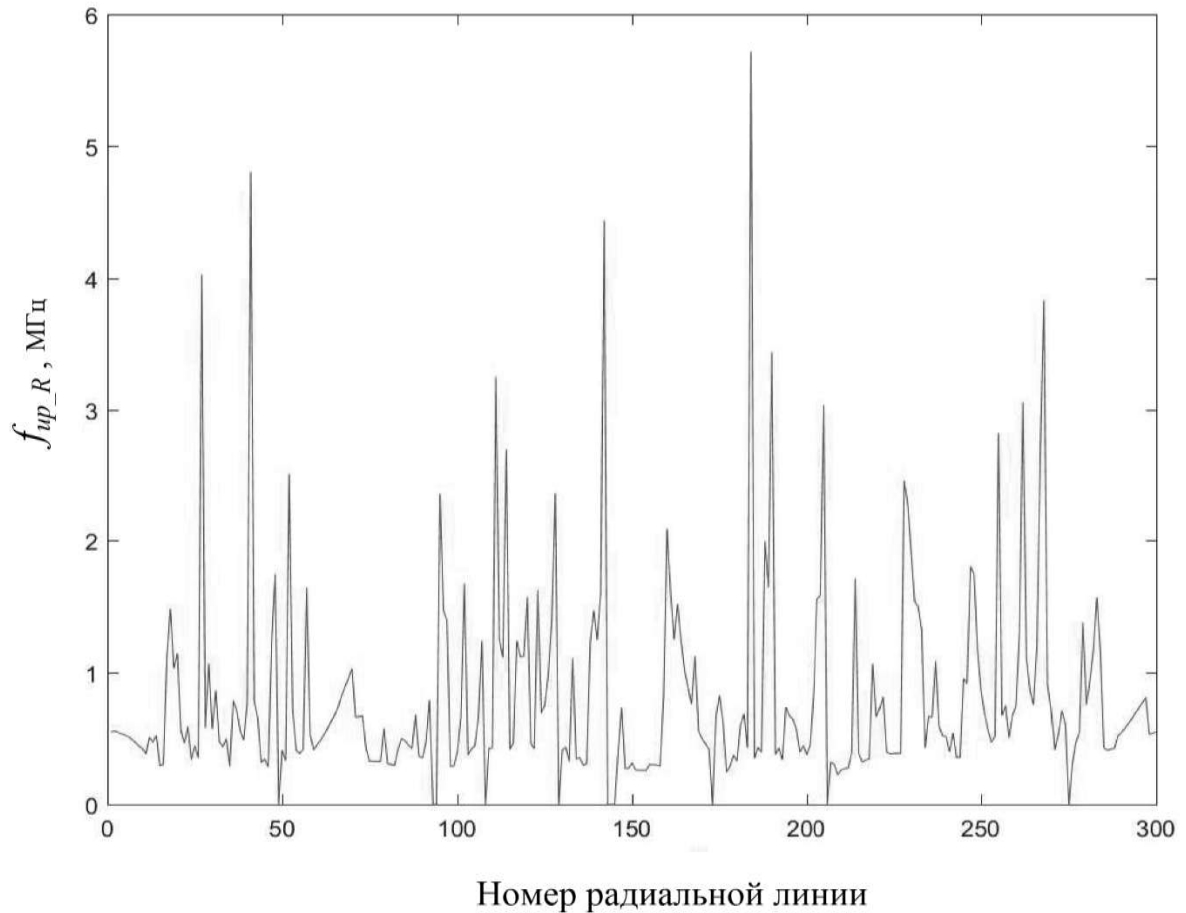


Рисунок 3.11 – Зависимость f_{up_R} от номера радиальной линии (начало отсчета находится на границе мертвой зоны РЛС по дальности)

Полученный выигрыш приведен в таблице 3.5.

Пример 2.

При большей высоте расположения фазового центра антенны РЛС, (равной 25 метров, рисунок 3.8), имеем $f_{up_R} = 2,3$ МГц (рисунок 3.12).

Полученный выигрыш приведен в таблице 3.5.

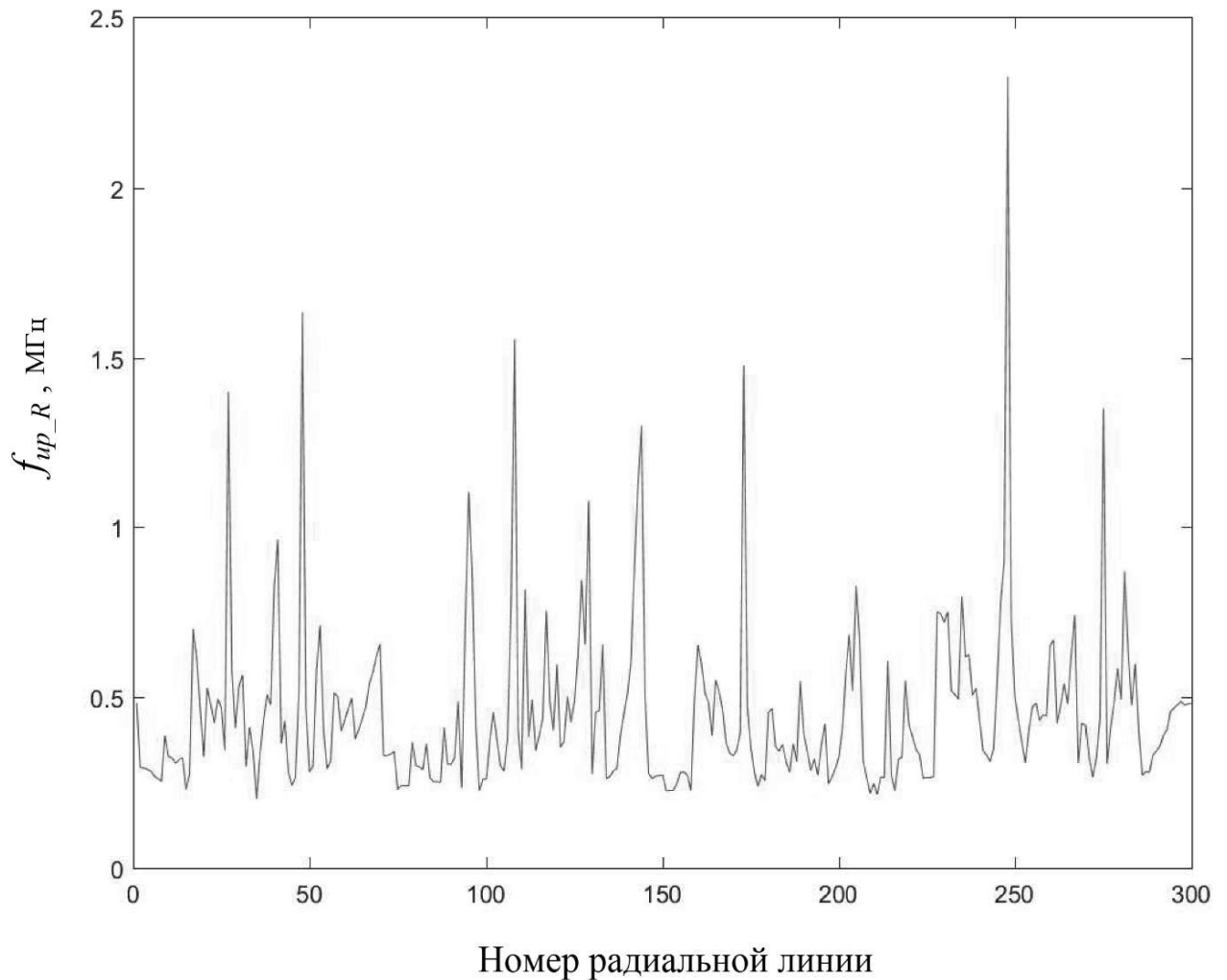


Рисунок 3.12 – Зависимость f_{up_R} от номера радиальной линии (начало отсчета находится на границе мертвой зоны РЛС по дальности)

Пример 3.

Для относительного уровня ошибки определения f_{up_R} , равного 0,01, получим распределение частот, представленное на рисунке 3.10. В этом случае $f_{up_R} = 7,3$ МГц. Результаты для этого случая также приведены в таблице 3.5.

Помимо примеров, когда мелкомасштабная составляющая покрова игнорируется, в таблице приведены результаты расчетов для поверхностей, покрытых травой. Полученные результаты занесены в таблицу 3.5.

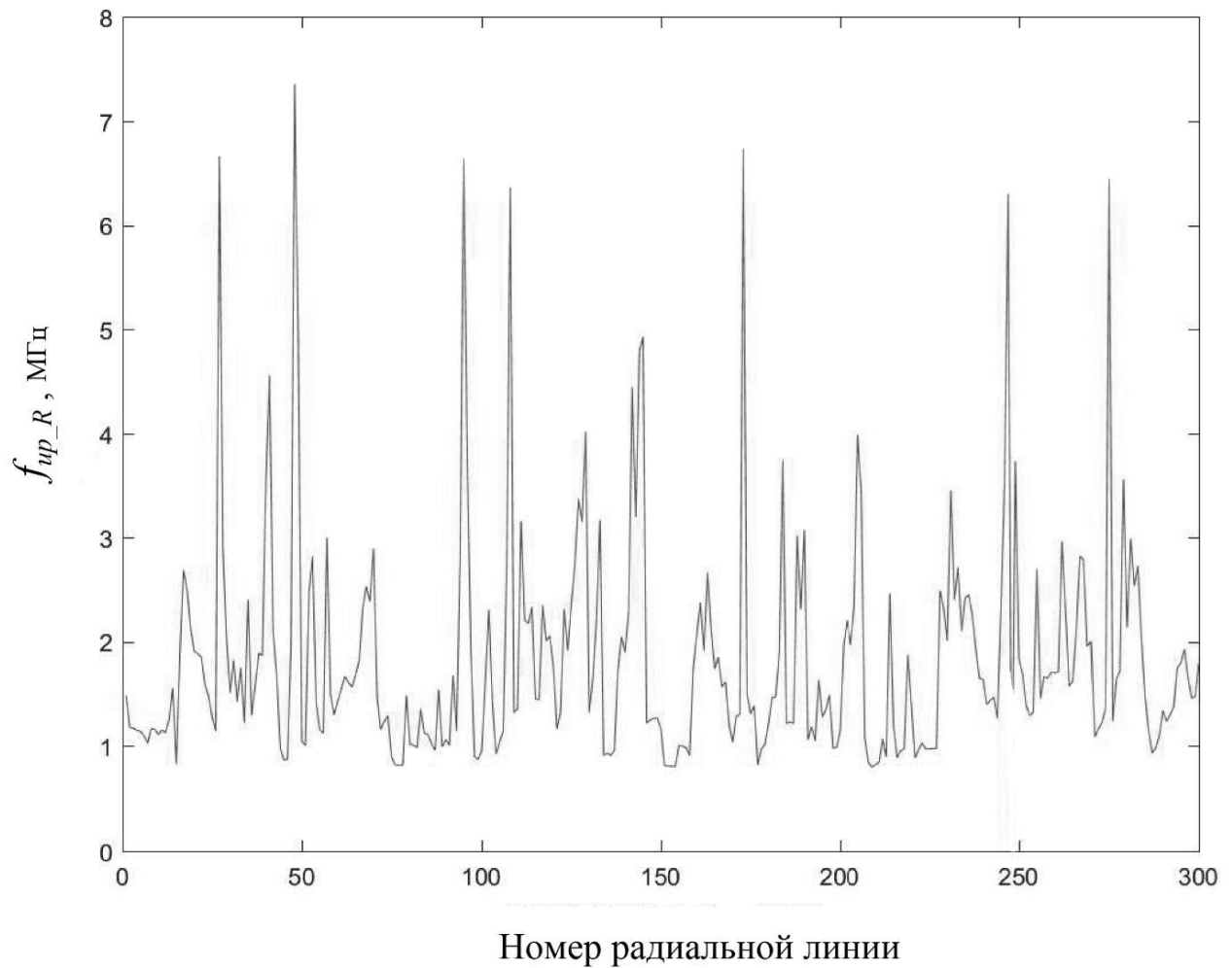


Рисунок 3.13 – Зависимость f_{up_R} от номера кольца равной дальности (начало отсчета находится на границе мертвой зоны РЛС по дальности)

Представленные численные оценки показывают:

- целесообразность применения предварительной фильтрации распределения УЭПР;
- зависимость эффективности фильтрации от ширины ДНА, чем она больше, тем выше эффективность;
- зависимость эффективности фильтрации от разрешающей способности зондирующего сигнала по дальности, чем она ниже, тем выше эффективность;
- зависимость эффективности от степени неоднородности распределения УЭПР, чем в больших пределах она варьируется и чем чаще происходят эти изменения, тем эффективность выше;

– зависимость эффективности от значения порога, чем он ниже, тем эффективность выше.

Таблица 3.5 – Оценка эффективности предварительной фильтрации (в скобках указаны результаты для поверхности покрытой травой)

	Пример 1	Пример 2	Пример 3
Сигнал с ЛЧМ с частотой девиации 3 МГц			
Шаг дискретизации без фильтрации, метры	19 (7)	34 (7)	17 (0.7)
Шаг дискретизации при использовании фильтрации, метры	36	36	28
Выигрыш	1,89 (5,14)	1,05 (5,14)	1,64 (40)
Сигнал с ЛЧМ с частотой девиации 5 МГц			
Шаг дискретизации без фильтрации, метры	16 (7)	26 (7)	12 (0.7)
Шаг дискретизации при использовании фильтрации, метры	22	- (22)	17
Выигрыш	1,37 (3.14)	- (3.14)	1,41 (24,2)

Полученные результаты вполне объяснимы.

Чем шире ДНА, тем уже спектр G_F и ниже k_{up_F} . Чем выше степень неоднородности, тем выше k_{up_R} и, соответственно, выше отношение k_{up_R} к k_{up_F} .

Аналогично и для координаты наклонная дальность. Чем ниже разрешающая способность зондирующего импульса, тем уже спектр G_B и ниже f_{up_B} . Чем выше степень неоднородности поверхности, тем выше f_{up_R} и, соответственно, выше отношение f_{up_R} к f_{up_B} .

Приведенные результаты и оценки получены для мощности имитируемых эхосигналов. Если же говорить о корреляционных функциях, то вместо k_{up_F} и f_{up_B} следует использовать:

- k_{up_FF} для межпериодных флуктуаций;
- f_{up_BB} для внутривнутрипериодных флуктуаций.

Вместе с тем, как уже отмечалось в разделе 2, разница между парами частот k_{up_FF} и k_{up_F} , f_{up_BB} и f_{up_B} не велика и результаты будут близки.

3.4 Использование малоточечных геометрических моделей, точки которых формируют взаимосвязанные сигналы

Рассмотрим еще одну возможность снижения числа точек.

Рассмотренные ранее решения имеют общие корни. Они основаны на представлении поверхности земли геометрической моделью, составленной из точек, формирующих статистически не связанные между собой эхосигналы.

Вместе с тем известно, что количество точек модели распределенного радиолокационного объекта (а поверхность земли является одним из его разновидностей) можно резко (до 3 – 4 точек) сократить, введя связи между формируемыми ими эхосигналами [103]. Этот подход подробно рассмотрен в работах С.В. Тырыкина [103].

Его идея заключается в следующем.

Как известно [103], совокупность из двух точек, не разрешаемых антенной РЛС, воспринимается ею как одна точка (называемая кажущимся центром излучения, сокращенно КЦИ), положение которой зависит от амплитудно-фазовых соотношений между сигналами от первой и второй точек модели:

$$\zeta = \frac{1 - z_0^2}{1 + 2z_0 \cos(\psi) + z_0^2}, \quad (3.12)$$

где ζ – обобщенная угловая координата положения КЦИ, нормированная к значению половины расстояния между точками; $z_0 = U_1 / U_2$, ψ – отношение амплитуд и разность фаз сигналов, формируемых первой и второй точками.

Это соотношение хорошо известно. При этом разность фаз обычно задают равной нулю, что, как показано в [103], обеспечивает минимальный уровень ошибок, вызванных замещением. Управляя отношением амплитуд (z_0) сигналов, можно управлять положением КЦИ (при этом оно не должно выходить за пределы модели). Значение z_0 , требуемое для установки КЦИ в положение ζ :

$$z_0 = \frac{1 - \zeta}{1 + \zeta}. \quad (3.13)$$

Для имитации нескольких точек, имеющих разное угловое положение, достаточно разделить формируемые сигналы между двумя точками модели, в отношении (3.13) для требуемых положений КЦИ каждой из них. При этом, по сути, каждая из точек на поверхности земли замещается своим КЦИ. В результате получаем модель, содержащую только две точки, замещающая сколь угодно большое количество отражателей на земной поверхности.

Следует отметить, что рассмотренное замещение точки КЦИ сопряжено со специфическими ошибками, подробно рассмотренными в работе [103]. Они выражаются в эквивалентных искажениях ДНА антенны РТС, точнее, приводят к увеличению ее ширины и сглаживанию нулей. Уровень этих искажений зависит от разноса точек модели ($2\Delta\alpha_M$). Он выбирается таким, чтобы искажения не выходили за допустимые пределы (смотри Приложение Б и работу [103]).

Аналогичные результаты имеют место и для координаты наклонная дальность (приложение Б).

Применим рассмотренное решение к нашей задаче.

Расположим точки модели на изодальностях с шагом, равным $2\Delta\alpha_M$, выбранным из условия обеспечения допустимого уровня искажений функции $F_\alpha(\alpha)$ (выбор осуществляется по рисункам Б.2 – Б.5, путем подстановки в них W_{05}).

Итого $M_M = \pi/\Delta\alpha_M$ положений по азимуту.

Аналогично для координаты наклонная дальность: расположим точки модели на линиях постоянного азимута (идущих с шагом, равным $2\Delta\alpha_M$) с шагом (обозначим его $2\Delta r_M$), выбранным из условия обеспечения допустимого уровня искажений функции $B(t)$ (выбор осуществляется по рисункам Б.2 – Б.5, подставляя в них вместо W_{05} значение ширины функции $B(t)$ по уровню половинной мощности).

Итого $N_M = (r_{\max} - r_{\min})/2\Delta r_M$ точек модели, где r_{\max}, r_{\min} – границы области по координате наклонная дальность, в пределах которой моделируются эхосигналы от поверхности земли.

В результате сформируется сетка, схематично изображенная на рисунке 3.14.

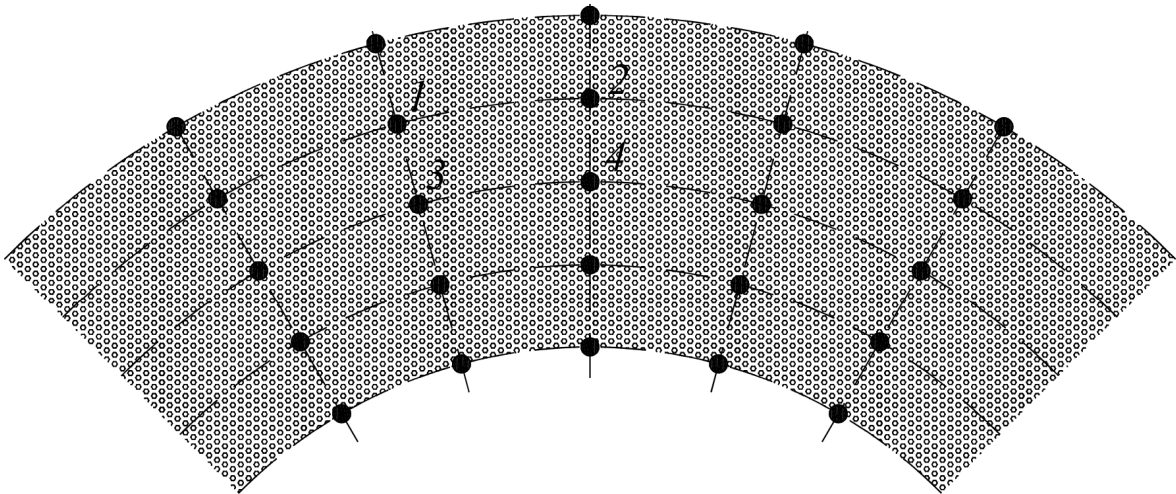


Рисунок 3.14 – Замещение дискретной (цифровой) модели моделью, составленной из точек, формирующих зависимые сигналы. Черные точки схематично обозначают расположение точек модели. Кружочки – точки на земной поверхности

Общее количество точек модели составит $M_M N_M$, что будет в $\frac{MN}{M_M N_M}$ раз меньше чем число отсчетов УЭПР земной поверхности.

Каждая из пар соседних точек сформирует набор КЦИ, соответствующих попадающим между ними отсчетам цифровой карты. Четверка точек, образующих прямоугольник, заместит находящиеся в его пределах отсчеты цифровой карты (рисунок 3.15).

Соотношение амплитуд сигналов, формируемых точками модели, при котором получим требуемое положение КЦИ, возьмем из работы [103]:

$$\begin{cases} E_1 = z_\alpha / Z, \\ E_2 = 1/Z, \\ E_3 = z_\alpha z_r / Z, \\ E_4 = z_r / Z, \end{cases} \quad (3.14)$$

где $Z = z_r + z_\alpha + z_\alpha z_r + 1 = (z_r + 1)(z_\alpha + 1)$;

$z_\alpha = \frac{\Delta\alpha_M - \alpha_{КЦИ}}{\Delta\alpha_M + \alpha_{КЦИ}}$; $z_r = \frac{\Delta r_M - r_{КЦИ}}{\Delta r_M + r_{КЦИ}}$; E_1, E_2, E_3, E_4 – амплитуды сигналов,

формируемые точками модели, нормированные к амплитуде сигнала, излучаемого КЦИ; $r_{КЦИ}, \alpha_{КЦИ}$ – положение КЦИ по координате наклонная дальность и азимут.

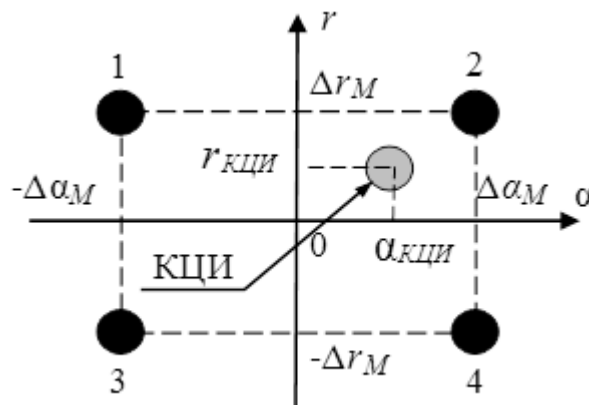


Рисунок 3.15 – Структура двумерной четырехточечной модели, замещающей участок поверхности

Тогда для отсчетов комплексных огибающих сигналов, формируемых точками рассмотренной четырех точечной модели, имитирующей отражения от точки КЦИ с координатами $r_{КЦИ} = r_n$, $\alpha_{КЦИ} = \alpha_m$, получим:

$$\dot{S}_1(q, n, m) = E_1 \sum_{n_1=0}^{N_1} \dot{S}_{zond}(n_1 \Delta \tau) \sqrt{P_e(m, n)} (s_{Re}(m, n, q + n_1) + js_{Im}(m, n, q + n_1)), \quad (3.15)$$

$$\dot{S}_2(q, n, m) = E_2 \sum_{n_1=0}^{N_1} \dot{S}_{zond}(n_1 \Delta \tau) \sqrt{P_e(m, n)} (s_{Re}(m, n, q + n_1) + js_{Im}(m, n, q + n_1)),$$

$$\dot{S}_3(q, n, m) = E_3 \sum_{n_1=0}^{N_1} \dot{S}_{zond}(n_1 \Delta \tau) \sqrt{P_e(m, n)} (s_{Re}(m, n, q + n_1) + js_{Im}(m, n, q + n_1)),$$

$$\dot{S}_4(q, n, m) = E_4 \sum_{n_1=0}^{N_1} \dot{S}_{zond}(n_1 \Delta \tau) \sqrt{P_e(m, n)} (s_{Re}(m, n, q + n_1) + js_{Im}(m, n, q + n_1)).$$

В этом случае произойдет замещение m, n -й точки, соответствующей m, n отсчету УЭПР, КЦИ.

Тогда сигналы, формируемые точками, для фрагмента, ограниченного моделью рисунок 3.15:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{1\Sigma}(q, n, m) &= \sum_{n=n_3}^{n_4} \sum_{m=m_3}^{m_4} E_1(m, n) \times \\ &\times \sum_{n_1=0}^{N_1} \dot{S}_{zond}(n_1 \Delta \tau) \sqrt{P_e(m, n)} (s_{Re}(m, n, q + n_1) + js_{Im}(m, n, q + n_1)), \\ &\dots \dots \dots \end{aligned} \quad (3.16)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_{4\Sigma}(q, n, m) &= \sum_{n=n_3}^{n_4} \sum_{m=m_3}^{m_4} E_4(m, n) \times \\ &\times \sum_{n_1=0}^{N_1} \dot{S}_{zond}(n_1 \Delta \tau) \sqrt{P_e(m, n)} (s_{Re}(m, n, q + n_1) + js_{Im}(m, n, q + n_1)), \end{aligned}$$

где $E_1(m, n)$, $E_2(m, n)$, $E_3(m, n)$, $E_4(m, n)$ – нормированные амплитуды сигналов, формируемые точками модели, замещающие сигнал m, n – го отсчета; суммирование по m, n осуществляется для отсчетов, попадающих в пределы замещаемой области (ее границы n_3 , n_4 для n и m_3 , m_4 для m).

А отсчеты комплексной огибающей суммарного сигнала на входе приемника РЛС:

$$\begin{aligned}
\dot{S}_{\Sigma}(q, \alpha_{00}, \theta_{00}) &= \dot{S}_{1\Sigma}(q, n, m) F_{\alpha}(\alpha_{M1} - \alpha_{00}) F_{\theta}(\theta_{M1} - \theta_{00}) + \\
&+ \dot{S}_{2\Sigma}(q, n, m) F_{\alpha}(\alpha_{M2} - \alpha_{00}) F_{\theta}(\theta_{M2} - \theta_{00}) + \\
&+ \dot{S}_{3\Sigma}(q, n, m) F_{\alpha}(\alpha_{M3} - \alpha_{00}) F_{\theta}(\theta_{M3} - \theta_{00}) + \\
&+ \dot{S}_{4\Sigma}(q, n, m) F_{\alpha}(\alpha_{M4} - \alpha_{00}) F_{\theta}(\theta_{M4} - \theta_{00}),
\end{aligned} \tag{3.17}$$

где $\alpha_{M1}, \alpha_{M2}, \alpha_{M3}, \alpha_{M4}, \theta_{M1}, \theta_{M2}, \theta_{M3}, \theta_{M4}$ – координаты точек четырех точечной модели по азимуту и углу места.

Совокупность таких четверок и образует модель, представленную на рисунке 3.14. При этом четыре точки модели заместят $(n_4 - n_3) \times (m_4 - m_3)$ отсчетов цифровой модели.

Выводы по третьему разделу

1. Получены соотношения, позволяющие оценить возможность игнорирования флуктуирующей компоненты распределения УЭПР. Это позволяет многократно снизить частоту дискретизации (для рассмотрено примера более чем в 100 раз только по азимутальной координате).

2. Предварительная обработка распределения УЭПР или функции $R_r(\alpha, r, \theta_{00})$, заключающаяся в их фильтрации по α фильтром нижних частот с полосой пропускания равной $2k_{up_F}$, позволяет снизить частоту дискретизации и количество отсчетов в $(k_{up_F} + k_{up_R}) / 2k_{up_F}$ раз. Аналогичный результат имеет место при фильтрации по наклонной дальности. Как показали численные примеры, сокращение частоты дискретизации по азимуту составит десятки-сотни раз, а по наклонной дальности единицы-десятки раз.

3. Замещение поверхности моделью, составленной из точек, формирующих взаимно зависимые имитирующие сигналы позволяет сократить количество точек вплоть до 4-х на элемент разрешения по азимуту \times наклонной дальности.

4 ПРАКТИЧЕСКОЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПОЛУЧЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ И ИХ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ АПРОБАЦИЯ

Цель раздела – развить полученные теоретические результаты до уровня практического применения и экспериментально апробировать их.

В данном разделе решены следующие основные задачи.

1. На основе теоретических результатов разделов 2 и 3 разработан обобщенный алгоритм синтеза цифровой карты распределения УЭПР по поверхности земли.

2. На базе этого алгоритма разработано программное обеспечение для аппаратно-программного комплекса имитации эхосигналов типичного представителя наземных РТС - РЛС обзора воздушного пространства.

3. С использованием разработанных программных средств получен ряд результатов, подтверждающих правильность теоретических выводов, алгоритмов и технических решений.

4.1 Обобщенный алгоритм имитации эхосигналов

Основываясь на результатах предыдущих разделов, имитацию отражений от поверхности земли можно разбить на следующие основные этапы.

1. Задание условий моделирования.

Устанавливаются пределы изменения параметров РТС и параметры сценария имитации (виды и параметры организованных помех, целевой обстановки и т.д.).

Применительно к моделированию отражений от поверхности земли в первую очередь необходимо задать область поверхности, от которой будут имитироваться эхосигналы.

2. Построение модели дискретного распределения УЭПР по поверхности земли.

Синтезируется модель распределения УЭПР, дискретизированная с максимальным для заданной точности шагом (используются соотношения, полученные в разделах 2 и 3). Последовательность выполняемых действий представлена на рисунке 4.1. В результате формируется файл, задающий распределение УЭПР. По сути, в нем содержатся элементы матрицы $\sigma(\alpha_m, r_n)$.



Рисунок 4.1 – Основные действия, выполняемые при построении дискретного распределения УЭПР по имитируемой поверхности (лист 1 из 2)

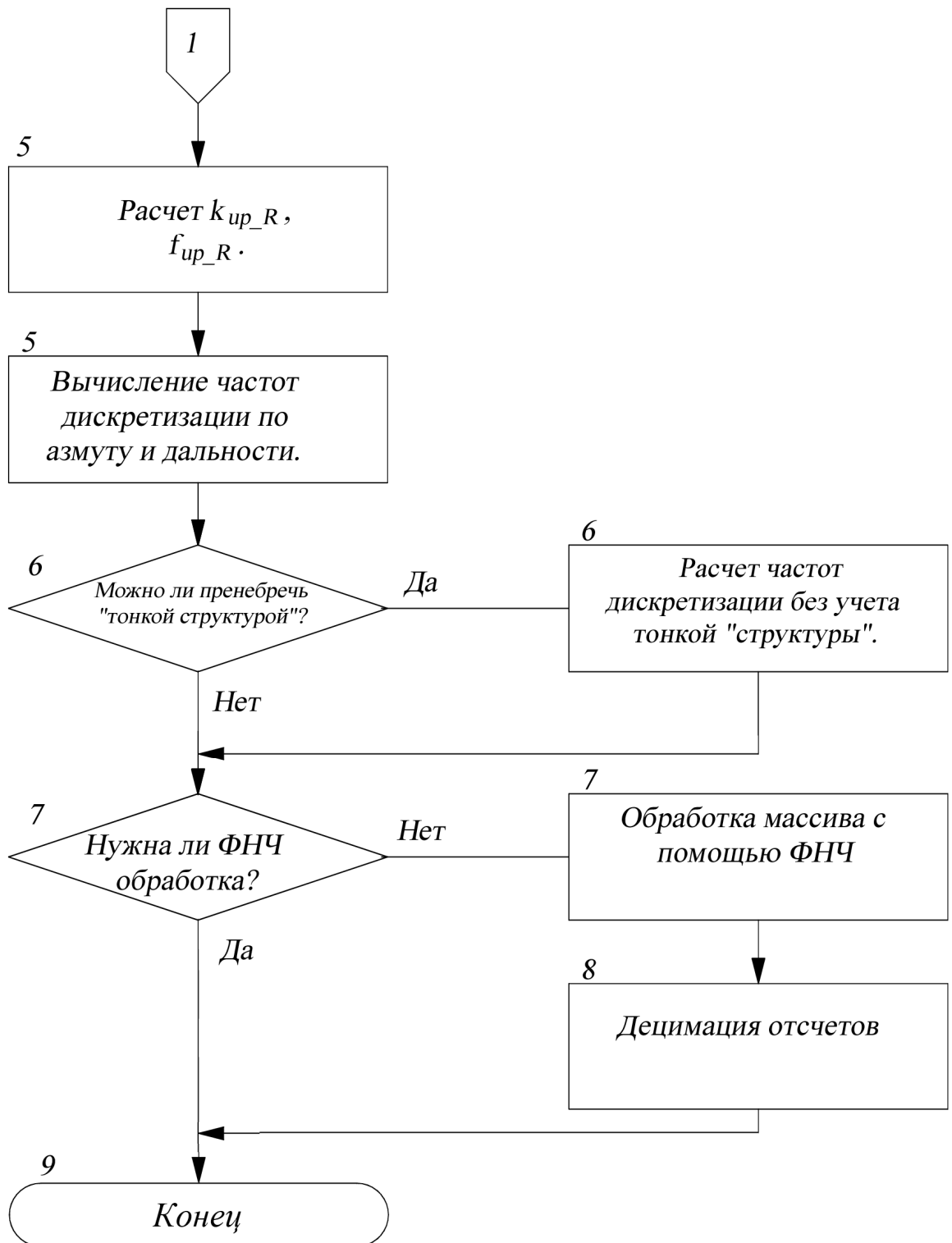


Рисунок 4.1 – Основные действия, выполняемые при построении дискретного распределения УЭПР по имитируемой поверхности (лист 1 из 2)

3. Работа в реальном масштабе времени. Этот этап можно разбить на следующие подэтапы.

3.1 Вычисление отсчетов комплексной огибающей имитируемого эхосигнала от поверхности земли.

3.2 Вычисленные отсчеты пересылаются в имитатор. Как будет пояснено ниже, в имитаторе они заносятся в ОЗУ модуля цифровой обработки сигналов (сокращенно – МЦОС), из которого затем извлекаются в последовательности, синхронизированной с работой РТС. Отсчеты переносятся на рабочую частоту, преобразуются в аналоговый сигнал, устанавливаются по мощности и поступают на вход приемника РТС.

Параллельно ведется формирование команд, необходимых для управления аппаратными средствами.

4.2 Аппаратные средства имитатора эхосигналов

Апробация полученных теоретических результатов осуществлялась путем их использования при разработке аппаратно-программного комплекса имитации эхосигналов и помех наземной РЛС обзора воздушного пространства и обнаружения воздушных целей.

Имитатор предназначался для работы с РЛС, имеющей следующие основные параметры.

1. Рабочая частота – порядка 3 ГГц.
2. Зондирующий сигнал – ЛЧМ длительностью 20 мкс, при девиации частоты около 3 МГц.
3. Период повторения зондирующих импульсов – порядка 1 кГц.
4. Селектор движущихся целей – двукратный череспериодный компенсатор.
5. Пределы сканирования луча – круговой обзор по азимуту и от минус 5 до плюс 45 градусов по углу места (с разбивкой по углу места на несколько возможных зон сканирования). Обзор по азимуту последовательный,

осуществляется за счет механического сканирования антенной. По углу места – электронный, с возможностью быстрого переключения положения луча в выбранных пределах (реализация режима дискретного сканирования).

6. Длительность цикла обзора порядка 5 секунд.

7. Основные параметры ДНА приемопередающей антенны – игольчатая, шириной около 2 градусов по уровню половинной мощности в обеих плоскостях. Форма ДНА допускает разделение переменных и аппроксимируется функцией Гаусса.

8. Имитатор предназначен для работы на промежуточной частоте (ПЧ) приемника РЛС ($F_{пч}$), составляющей несколько десятков МГц.

Укрупненная структура имитатора представлена на рисунке 4.2.

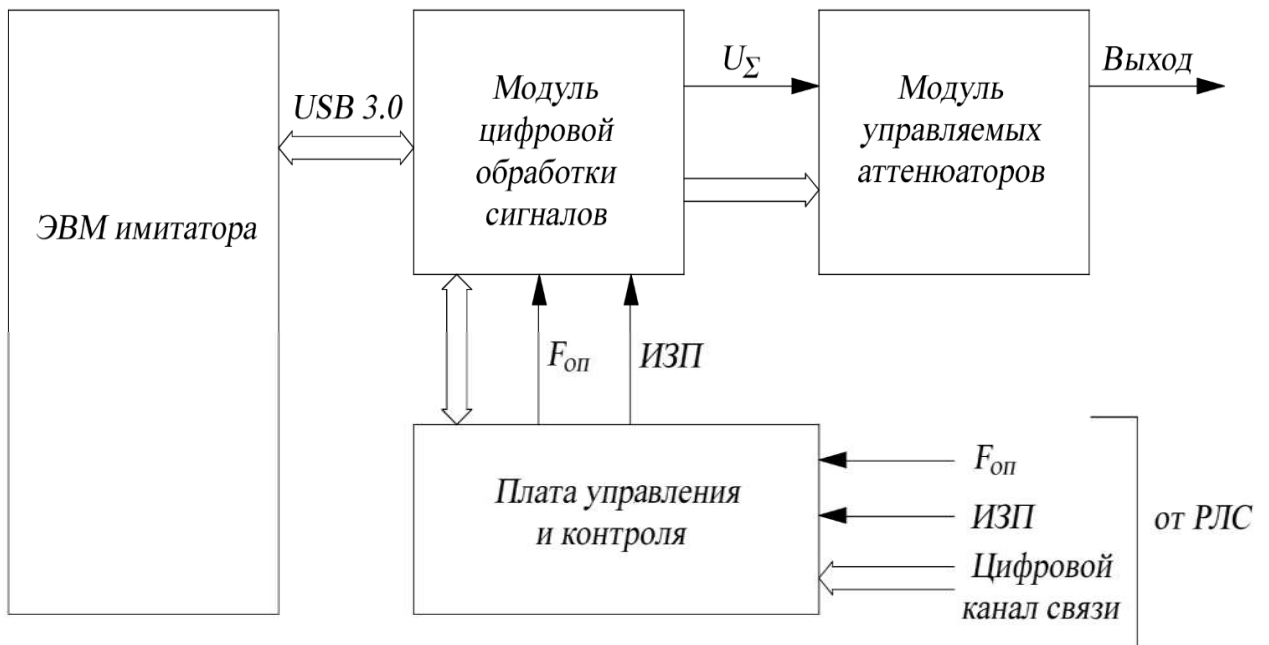


Рисунок 4.2 – Укрупненная структура имитатора. $F_{оп}$, ИЗП – сигнал опорной частоты и импульсы начала излучения зондирующего импульса РЛС. U_{Σ} – симитированный аналоговый эхосигнал

В его состав входят:

– ЭВМ имитатора;

- модуль цифровой обработки сигналов (МЦОС);
- модуль управляемых аттенюаторов;
- плата управления и контроля;
- модуль источников питания (на рисунке 4.2 он не показан).

ЭВМ имитатора осуществляет формирование дискретного распределения УЭПР и вычисление отсчетов имитируемых эхосигналов, выдачу команд управления аппаратными средствами, а также обеспечивает прием и обработку информации, поступающей по каналам связи от РЛС. По сути, она реализует этапы, рассмотренные в подразделе 4.1.

Конфигурация ЭВМ приведена в таблице 4.1

Таблица 4.1 – Конфигурация ЭВМ имитатора

Назначение	Наименование	Количество
Материнская плата	Gigabyte GA-H110TN	1
Процессор	Intel Core i5-6600 3.3 ГГц	1
Модуль памяти	DDR4 2133MHz 4Gb	1
Твердотельный жесткий диск	Kingston SM200S3240G	1

Модуль МЦОС осуществляет преобразование рассчитанных отсчетов в аналоговые сигналы, синхронизированные с параметрами зондирующего сигнала РЛС.

Укрупненная функциональная схема модуля приведена на рисунке 4.3.

Конфигурация основных элементов модуля показана на рисунке 4.4.

Ядро модуля выполнено на программируемой логической интегральной схеме (сокращенно ПЛИС, типа FPGA фирмы Xilinx).

Выходной аналоговый интерфейс модуля представлен цифро-аналоговым преобразователем (типа DAC5675A) с операционным усилителем и аналоговым фильтром нижних частот на выходе.

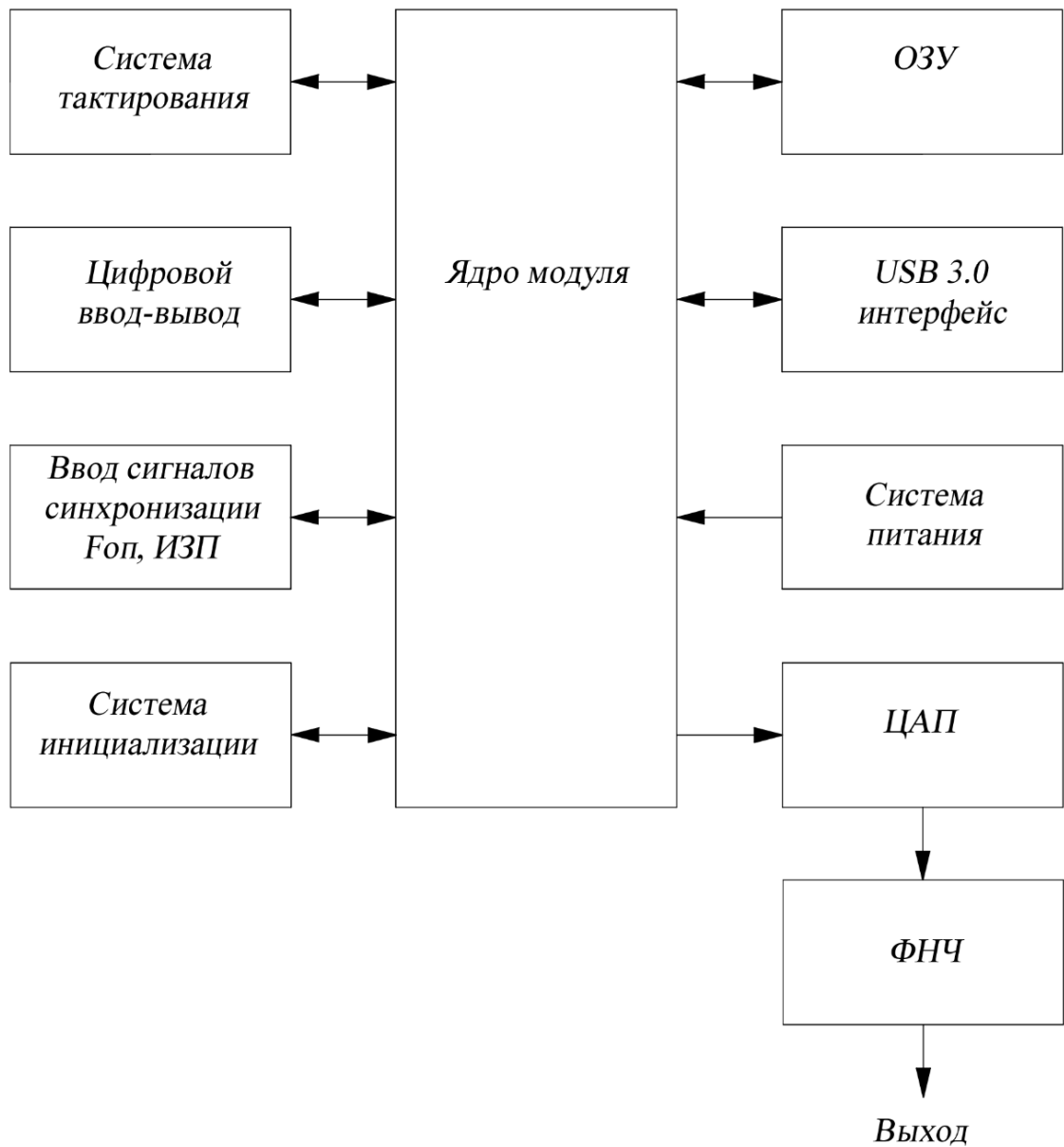


Рисунок 4.3 – Увеличенная функциональная схема модуля МЦОС

Объем ОЗУ, входящего в состав модуля, составляет 4 М 32-х разрядных слов.

Роль цифровых портов выполняют четыре 16-ти разрядных шинных преобразователя уровня (типа 74ALVC164245) с разъемами (тип EHF-120-01-L-D-SM-LC (SAMTEC)) для подключения внешних цепей.

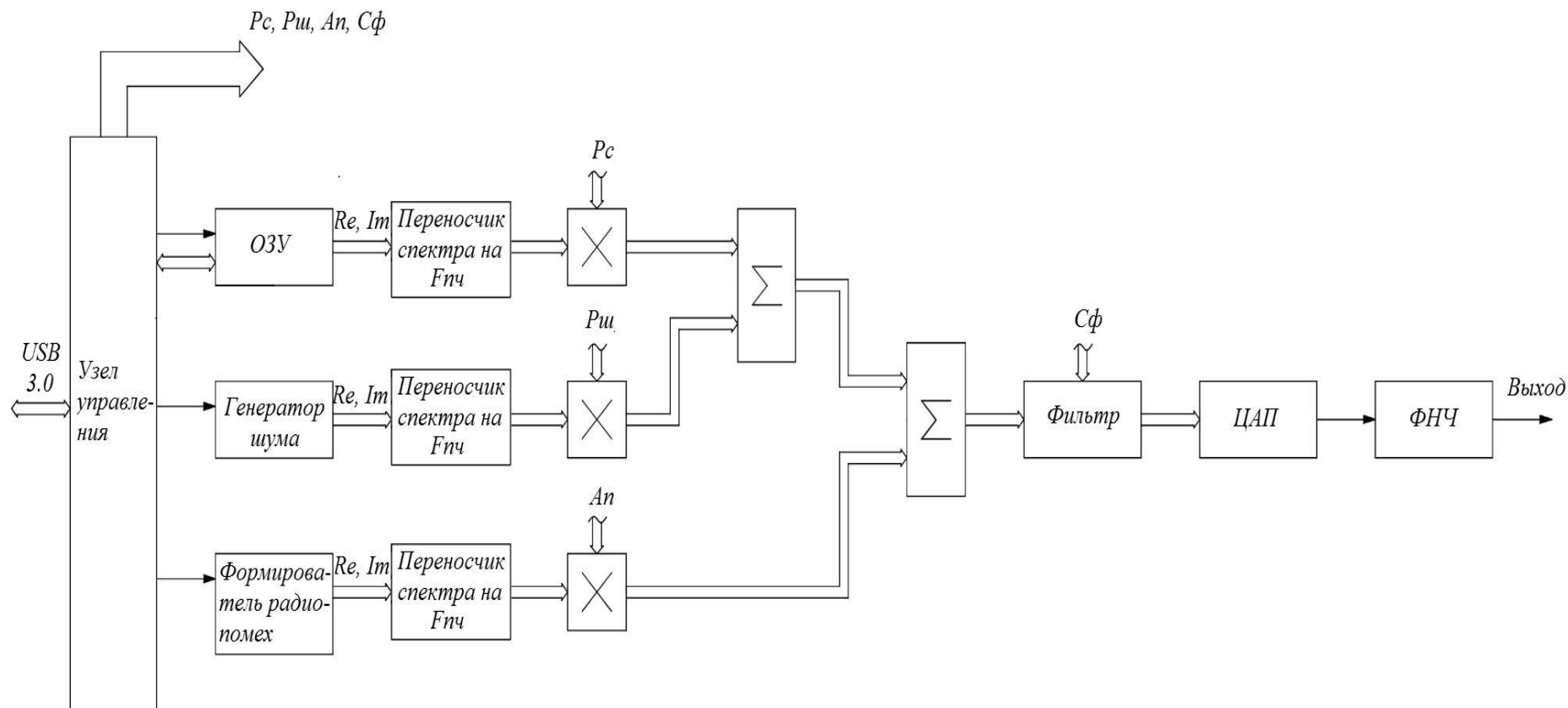


Рисунок 4.4 – Конфигурация основных элементов модуля МЦОС. P_c , P_{ui} , A_n – весовые коэффициенты, устанавливающие относительные уровни сигналов и помех. C_f – весовые коэффициенты выходного цифрового фильтра

Система инициализации предназначена для загрузки конфигурационного массива ПЛИС при включении питания и при перепрограммировании.

Связь с ЭВМ осуществляется по каналу USB 3.0. Для этого в составе имеется соответствующий контроллер.

Конструктивно МЦОС выполнен в виде многослойной печатной платы с габаритными размерами 145 x 185 x 21 мм.

В составе имитатора модуль решает следующие задачи:

- прием с USB3.0, хранение и выдачу отсчетов имитируемых сигналов и команд управления;
- моделирование тепловых шумов приемника (их отсчеты формируются аппаратно);
- формирование отсчетов комплексной огибающей имитируемых активных организованных помех (осуществляется аппаратно);
- перенос отсчетов имитируемых сигналов и помех на частоту $F_{пч}$;
- цифроаналоговое преобразование сформированных отсчетов;
- трансляцию команд управления, формируемых ЭВМ, (поступают от нее через USB3.0) на модуль управляемых аттенюаторов (через промежуточные буферные регистры).

Модуль управляемых аттенюаторов обеспечивает преобразование амплитуды выходного аналогового сигнала МЦОС к уровню, требуемому для подключения к входу тракта промежуточной частоты приемника РЛС, а также осуществляет его дополнительную аналоговую фильтрацию. Аттенюаторы имеют цифровое управление затуханием в пределах 0-62 дБ с шагом 1 дБ.

Плата управления и контроля обеспечивает трансляцию сигналов синхронизации, а также формирование сигналов для светодиодных индикаторов, показывающих режим работы имитатора.

Конструктивно имитатор выполнен в корпусе стандарта Евромеханика, 19".

В работе имитатора можно выделить два основных этапа:

- предварительная подготовка данных;

– имитация сигналов и помех в реальном масштабе времени (сокращенно РМВ).

Выполнение первого этапа практически полностью осуществляется ЭВМ имитатора. Подробно этап рассмотрен в подразделах 4.1 и 4.3.

Во время этого этапа ЭВМ рассчитывает распределение УЭПР, а также формирует вектор команд, необходимых для формирования помех, установки задержек и уровней выходных сигналов.

Команды управления элементами имитатора (также через канал USB 3.0) заносятся в регистры модуля ЦОС.

На втором этапе вычисляются отсчеты комплексной огибающей имитируемого сигнала и пересылаются в ОЗУ МЦОС.

По сигналам узла управления (с заданной задержкой относительно начала излучения зондирующего импульса РЛС) отсчеты поблочно (один блок на один период повторения зондирующих импульсов РЛС) считываются из ОЗУ и поступают на переносчик сигналов на $F_{пч}$. К ним добавляются отсчеты шума, моделирующие тепловые шумы приемника РЛС.

При имитации организованных активных помех отсчеты квадратур помех генерируются узлом формирования помех. Они переносятся на $F_{пч}$ и добавляются к имитируемым эхосигналам от целей, поверхности и тепловым шумам. Таким образом на выходе ЦАП получаем аналоговый сигнал на частоте $F_{пч}$, содержащий все компоненты моделируемой смеси.

Взвешивание сигналов, собственных шумов и помех множителями $P_c, P_{ш}, A_n$ обеспечивает установку их уровней.

Выходной цифровой фильтр – полоснопропускающий. Он обеспечивает ограничение ширины спектра формируемых сигналов полосой 3 МГц.

Разрядность основных целочисленных операций МЦОС – 14 разрядов. Промежуточные вычисления в фильтре выполняются с 25 разрядами, с последующим округлением до 14 разрядов.

Выходной сигнал модуля МЦОС поступает на модуль управляемых аттенюаторов, а затем на выход имитатора.

4.3 Программное обеспечение имитатора

Программное обеспечение имитатора предназначено для решения следующих основных задач:

1. Формирование дискретного распределения УЭПР по поверхности земли в пределах области, отражения от которой участвуют в формировании эхосигнала.
2. Расчет и формирование отсчетов комплексной огибающей эхосигналов от поверхности земли и целей.
3. Управление специализированными аналоговыми узлами имитатора.
4. Прием текущих значений параметров, определяющий режим работы РЛС.
5. Протоколирование текущих параметров имитируемых эхосигналов и помех.

ЭВМ имитатора работает под управлением операционной системы Windows. Операционная система функционирует в режиме защиты от сбоев.

Программное обеспечение выполнено на языках высокого уровня в среде разработки Builder XE3. Оно реализовано на основе модульного принципа построения и состоит из нескольких вполне самостоятельных программ-модулей. Для имитации отражений от поверхности земли используется модуль “Программа формирования эхосигналов от поверхности земли”.

4.3.1 Интерфейс программы формирования эхосигналов от поверхности земли

Главное окно программы представлено на рисунке 4.5.

Программа формирования эхосигналов от поверхности земли

Структура земной поверхности

Ввод топографической карты
Имя файла: ...

Просмотр данных карты

Ввод матрицы высот
Имя файла: ...

Просмотр данных карты

Состояние земных покровов:
Зеленая растительность ▾

Рассчитать отражения от земли в диапазоне:

от метров

до метров

автоматически

Параметры РЛС

Тип аппроксимация ДНА
Гауссова функция ▾

Ширина главного лепестка ДНА по уровню 0 дБ:
в азимутальной плоскости Градусов
в угломестной плоскости Градусов

Параметры зондирующего импульса

Длительность: мкс
Девияция частоты: кГц
Рабочая частота: ГГц

Положение фазового центра антенны по высоте
 метров

Координаты местоположения РЛС (в метрах)
В системе координат карты

X =
Y =

Панель вычисления

Использовать обработку ФНЧ

Создать: Системный файл ▾

Начать вычисление Остановить

Выполнено 0 %

Рисунок 4.5 – Главное окно программы

В блоке «Структура земной поверхности» находятся:

- строка задания пути к файлам карт в форматах SXF (векторная карта местности) и MTW (матрица высот);

– кнопки просмотра параметров выбранных карт, при нажатии на которые открывается окно (рисунок 4.6) с указанием координат участка поверхности, который описан в карте, и типа проекции;

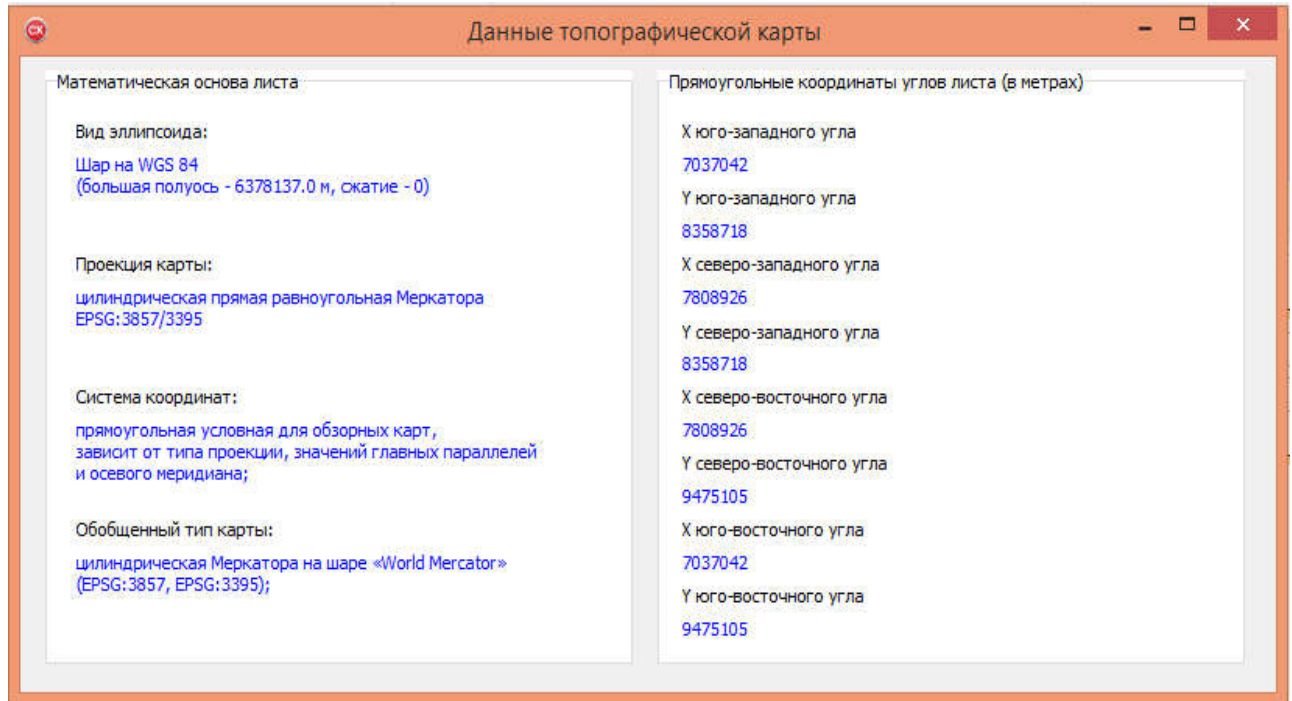


Рисунок 4.6 – Окно программы для просмотра данных карты

– меню выбора состояния земных покровов (содержит или нет зеленую растительность, снежный покров, голые деревья). Этот пункт позволяет выбрать условия моделирования, так как на значения УЭПР влияет время года, а точнее состояние земных покровов (наличие травы и листвы на деревьях или заснеженность покровов);

– поля для ввода радиусов, ограничивающих область, от которой необходимо рассчитать отражения. Есть возможность автоматического выбора. В этом случае диапазон будет выбран в зависимости от высоты расположения фазового центра антенны РЛС над поверхностью земли.

В блоке «Параметры РЛС» расположено меню выбора типа аппроксимации ДНА (функция Гаусса, главный лепесток функции sinc, лепесток функции косинус), а также поля для ввода следующих параметров:

- ширина главного лепестка ДНА в угломестной и азимутальной плоскостях;

- положение фазового центра антенны по высоте;

- параметры зондирующего ЛЧМ импульса – длительность, девиация и рабочая частота;

- координаты РЛС в системе, используемой картой местности. Тип карты можно посмотреть, используя кнопку «просмотр данных карты»;

В блоке «Панель вычисления» расположены:

- маркер выбора опции «ФНЧ обработка». При выборе этой опции будет реализован алгоритм уменьшения количества отсчетов, представленный в подразделе 3.3;

- меню выбора варианта дальнейшей работы программы (кнопка «создать», реализованы следующие варианты: системный файл, рисунок, тест “шахматная доска”):

- 1) при выборе варианта «системный файл» программа создает системный файл, используемый в дальнейшей работе имитатора;

- 2) при выборе варианта «рисунок», программа графически отображает распределение отражающих свойств на выбранном участке поверхности (открывает окно «распределение УЭПР», показанное на рисунке 4.7). Данный вариант позволяет визуально оценить области поверхности, от которой приходят отражения;

- 3) при выборе пункта «тест шахматная доска» программа создает системный файл и открывает панель отображения «распределение УЭПР» (рисунок 4.8). В этом случае карты местности не используются. Распределение УЭПР задается в виде шахматной доски – чередующиеся отражающие и неотражающие участки, имеющие квадратную форму. Созданный файл используется в качестве теста.

- кнопки «начать вычисление» и «остановить» для запуска и прерывания работы программы;

– панель состояния, для визуальной оценки оставшегося времени вычисления.

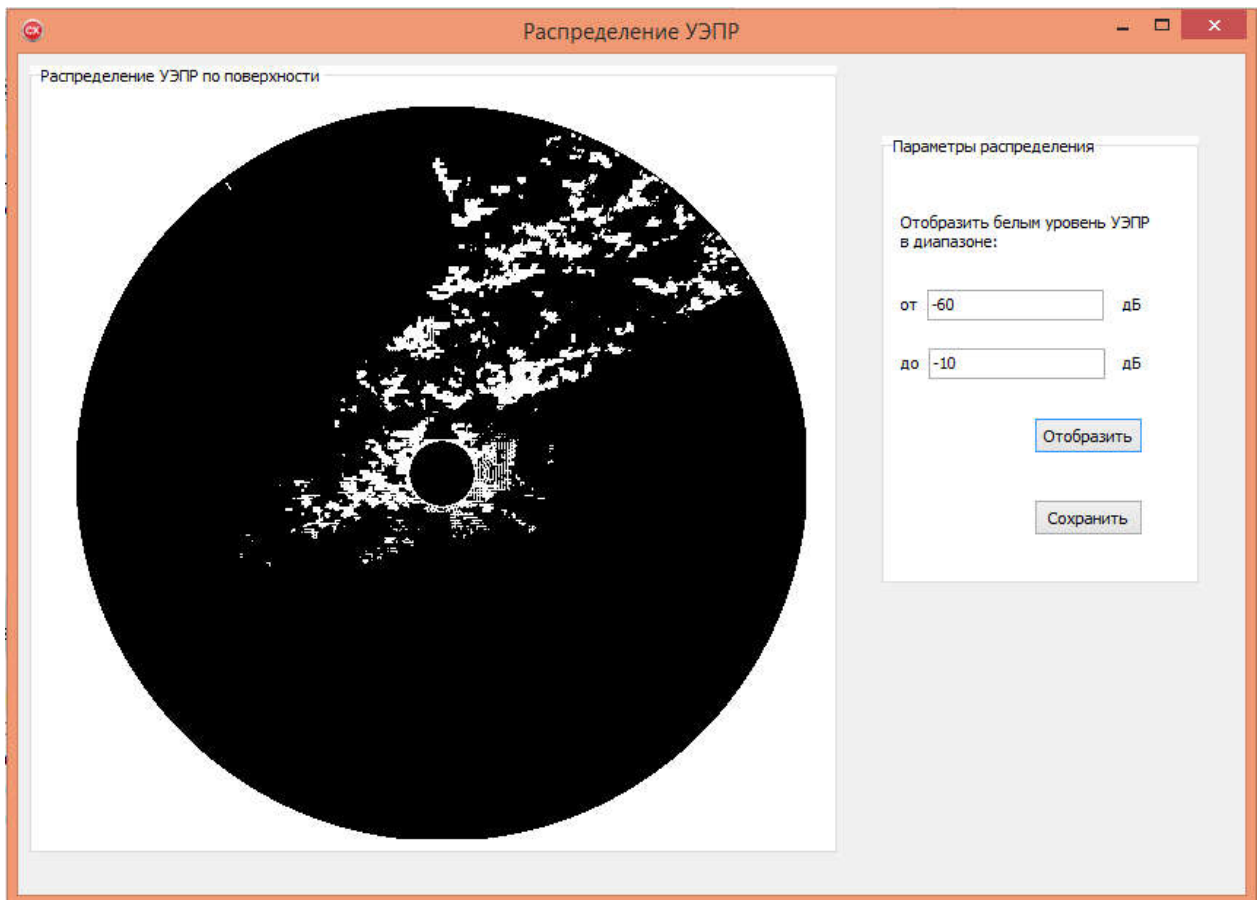


Рисунок 4.7 – Вид окна «Распределение УЭПР» при расчете карты отражений для участка реальной поверхности

4.3.2 Алгоритм работы программы

После ввода названных выше параметров и нажатия кнопки «начать вычисления» происходит следующее.

Согласно рисунку 4.1 выполняются следующие действия.

1. Для заданной формы и ширины ДНА рассчитывается функция $F_{\alpha}(\alpha)$. Для которого рассчитывают частоты k_{up_F} , k_{up_FF} .

По заданным параметрам зондирующего импульса рассчитывается функция $B(t)$. Вычисляется ее спектр, для которого находят верхнюю частоту f_{up_B}, f_{up_BV} .

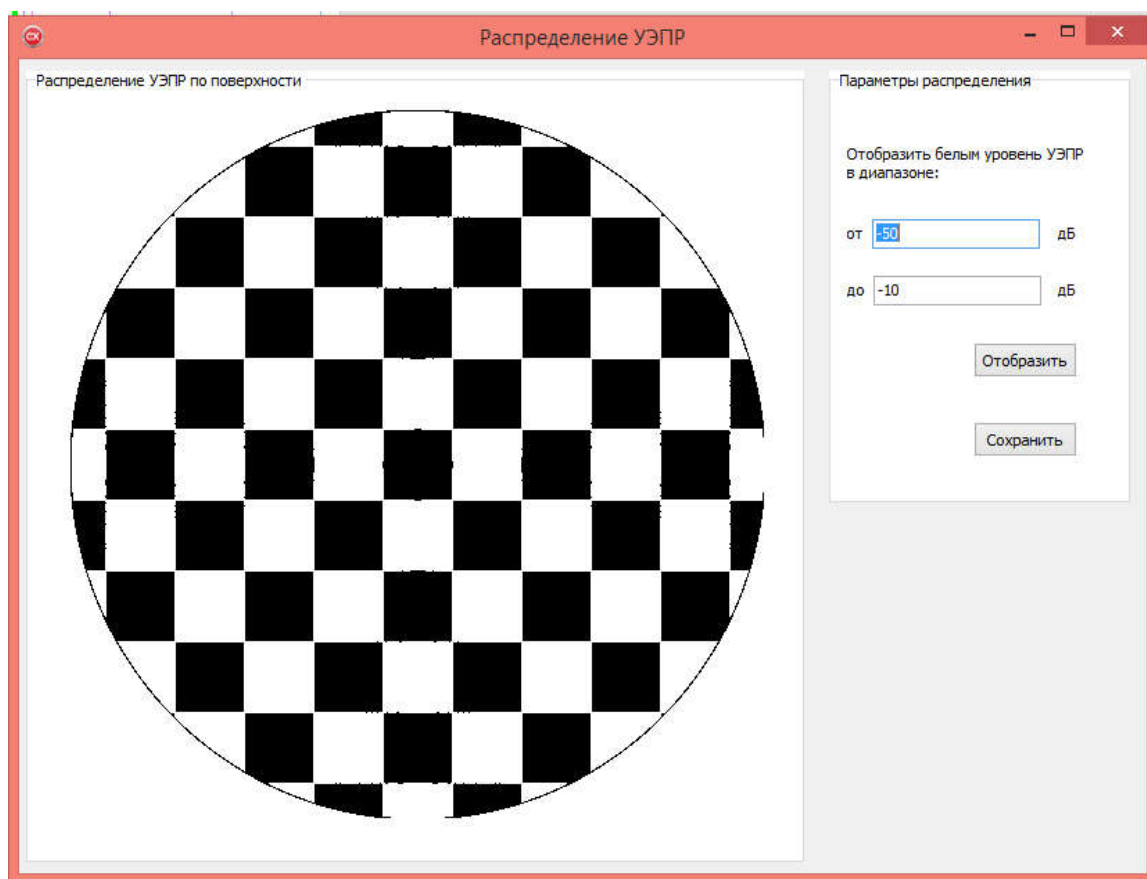


Рисунок 4.8 – Вид окна «Распределение УЭПР» при запуске «тест шахматная доска»

2. Далее начинается работа с картами местности (Программа использует топографические карты в формате SXF. Структура файлов для данного формата приведена в документе ПАБР.00046-06 99 02 «Форматы и спецификация данных. Векторный формат SXF. Структура в двоичном виде.»). Осуществляется их ввод.

По заданным значениям строится сетка аналогичная представленной на рисунке 2.1. Координата центра – местоположение РЛС. Для каждой образованной сеткой ячейки вычисляются координаты ее середины (для примера координаты центра одной из ячеек α_m, r_n показаны на рисунке 2.1). Максимальный и минимальный радиус выбирается в соответствии заданными значениями, введенными в главном окне программы.

3. Следующим этапом является определение затененных участков.

Для задания высот точек поверхности используется цифровая модель рельефа – матрица высот в формате MTW. Структура файлов для данного формата приведена в документе ПАБР.00046-06 99 01 «Форматы и спецификация данных. RWS, MTW. Структура данных в двоичном виде».

По этой матрице для каждого дискретного значения азимутального угла (рисунок 2.1) определяется вектор значений высот. Затем происходит выявление затененных ячеек (рисунок 4.9).

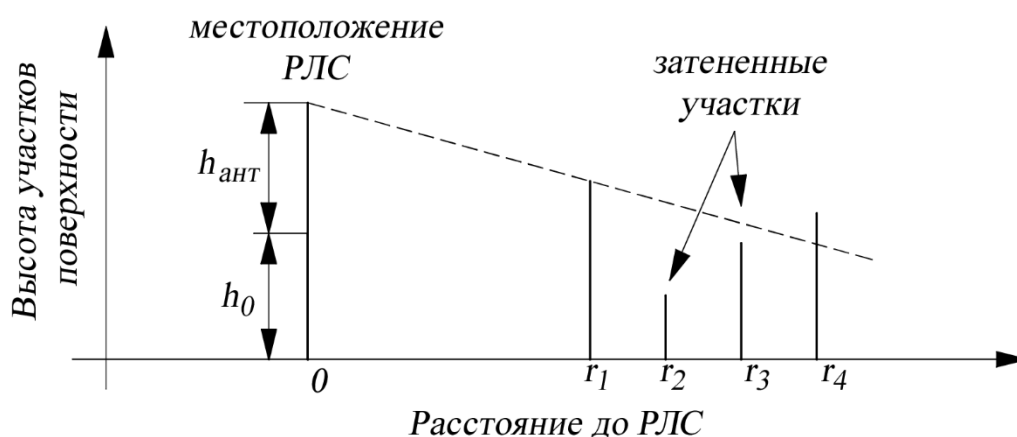


Рисунок 4.9 – Схематическое описание определения затененных участков. На рисунке показаны высоты для ячеек, имеющих одинаковое азимутальное положение. h_0 , $h_{ант}$ – высота точки поверхности в месте расположения РЛС и высота фазового центра ее антенны над этой точкой

4. Если ячейка является видимой, то по карте местности и известным координатам центра ячейки, определяется тип покрова, находящегося в этой точке. Используя данные о типе покрова, рассчитываются значения УЭПР (смотри раздел 1). Если объект является затененным, то в итоговый массив записывается нулевое значение интенсивности отражения. Таким образом, имеем:

$$\sigma_{m,n} = \begin{cases} 10^{\frac{\left(A_1 + A_2 \lg\left(\frac{\Psi}{20}\right) + A_3 \frac{f_{op}}{10}\right)}{10}}, & \text{если участок видимый;} \\ 0, & \text{если участок затенен.} \end{cases} \quad (4.1)$$

Полученный массив представляет собой двумерную матрицу. Каждый столбец матрицы содержит значения отсчетов УЭПР для ячеек, имеющих одно азимутальное положение. Каждая строка матрицы содержит значения УЭПР для ячеек, находящихся на соответствующей линии равной дальности.

5. Для каждой строки массива находим дискретное преобразование Фурье и по нему вычисляем его верхнюю частоту: $k_{up_R}(n)$. Например, для $\varepsilon_\alpha=0.1$ и карты рисунок 4.10, получим набор значений, представленный на рисунке 4.11.

После чего находится k_{up_R} , как максимальная частота из $k_{up_R}(n)$.

Вычисляем требуемое значение частоты дискретизации по азимуту по формуле (2.7).

Переходим к расчету частоты дискретизации по дальности. Для каждого столбца матрицы находим дискретное преобразование Фурье и вычисляем верхнюю частоту $f_{up_R}(m)$. После чего вычисляется f_{up_R} , как максимальную частоту из $f_{up_R}(m)$. Определяем новый шаг дискретизации по дальности (2.14) и формируем новый массив значений УЭПР с выбранными шагами дискретизации по азимуту и дальности.

6. Для каждого кольца равной дальности рассчитывается вклад микромасштабных неоднородностей в УЭПР покрова. Для его оценки используется коэффициент c_v (3.8). Если он меньше 10%, то микромасштабными неоднородностями можно пренебречь.

7. Если выбрана опция «ФНЧ обработка», то полученный массив распределения УЭПР подвергается обработке ФНЧ (смотри подраздел 3.3).

8. После чего вычисляется новый шаг дискретизации и происходит децимация массива, полученного после обработки ФНЧ.

9. Рассчитанный массив записывается в файл с расширением «.bin». Он имеет структуру, представленную в таблице 4.2.



- Лес густой высокий
- Водоём
- Сельскохозяйственные угодья
- Поселки сельского типа

Рисунок 4.10 – Участок поверхности. Крестиком обозначено местоположение РЛС (координаты широта $54^{\circ}40'$, долгота $83^{\circ}25'$)

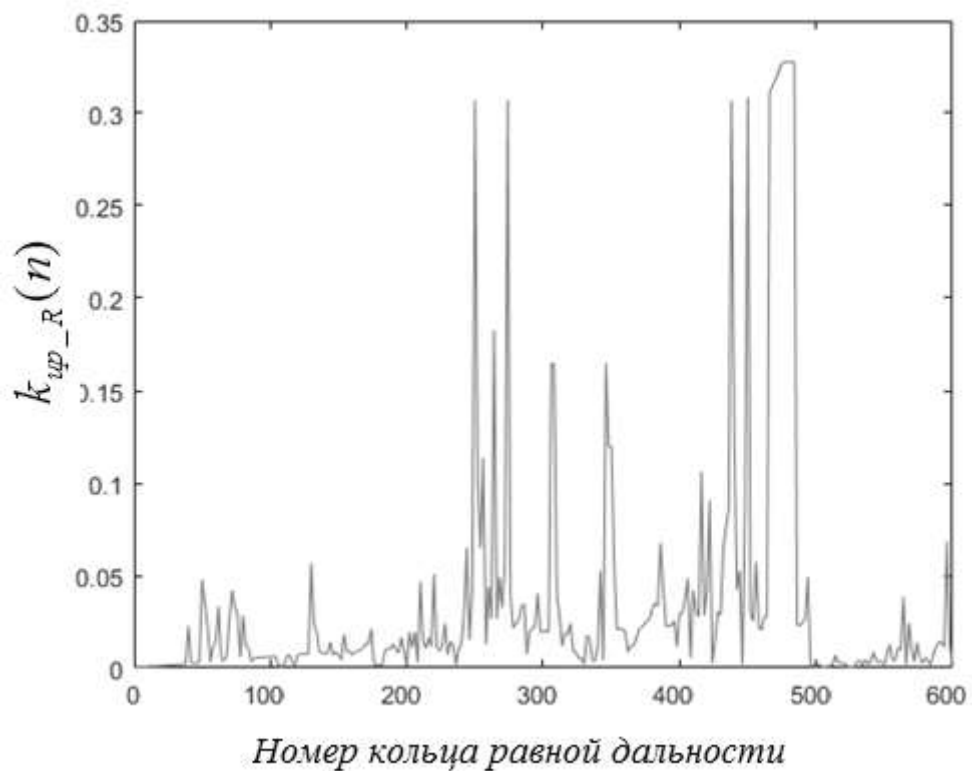


Рисунок 4.11 – Пример зависимости $k_{up_R}(n)$ от номера кольца равной дальности.

Шаг по дальности 10 метров. Высота расположения антенны 15 метров

Таблица 4.2 – Структура выходного файла

Назначение поля	Смещение	Длина
Идентификатор файла	+0	4
Размер файла	+4	4
Шаг по азимуту	+8	4
Шаг по дальности	+12	4
Количество отсчетов по азимуту	+16	4
Количество отсчетов по азимуту	+20	4
Описания коэффициента отражений.	+24	

Пример работы программы

После выполнения расчетов программа визуально отображает полученное распределение УЭПР. Например, на рисунке 4.8 показана область, полученная в

режиме «тест шахматная доска». На рисунке 4.7 показано распределение УЭПР, полученное для реальной карты местности (для положения фазового центра антенны на высоте 5 метров над поверхностью земли).

4.3.3 Вычисление отсчетов комплексной огибающей имитируемого эхосигнала от поверхности земли

Использовался алгоритм, построенный с использованием предварительной фильтрации (подраздел 3.3). Кроме того, можно использовать модель, рассмотренную в подразделе 3.4.

Предварительно были выполнены перестановки в исходном выражении (3.3):

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\Sigma}(q, n, \alpha_{00}, \theta_{00}) &= \\ &= \sum_{m=m_1(\alpha_{00})}^{m_2(\alpha_{00})} F_{\alpha}(\alpha_m - \alpha_{00}) \sum_{n=1}^N \sum_{n_1=0}^{N_1} \sqrt{P_e(m, n)} \dot{S}_{zond}(n_1 \Delta \tau) F_{\theta}(\theta(r_n) - \theta_{00}) \times \\ &\times (s_{\text{Re}}(m, n, q + n_1) + js_{\text{Im}}(m, n, q + n_1)) \end{aligned} \quad (4.2)$$

или

$$\dot{S}_{\Sigma}(q, n, \alpha_{00}, \theta_{00}) = \sum_{m=m_1(\alpha_{00})}^{m_2(\alpha_{00})} F_{\alpha}(\alpha_m - \alpha_{00}) \dot{S}_{punkt}(q, m, n, \theta_{00}), \quad (4.3)$$

где

$$\begin{aligned} \dot{S}_{punkt}(q, m, n, \theta_{00}) &= \sum_{n=1}^N \sum_{n_1=0}^{N_1} \sqrt{P_e(m, n)} \dot{S}_{zond}(n_1 \Delta \tau) F_{\theta}(\theta(r_n) - \theta_{00}) \times \\ &\times (s_{\text{Re}}(m, n, q + n_1) + js_{\text{Im}}(m, n, q + n_1)). \end{aligned} \quad (4.4)$$

Массив значений $\dot{S}_{punkt}(q, m, n, \theta_{00})$ рассчитывался заранее, до работы в реальном масштабе времени.

Расчет отсчетов комплексной огибающей имитируемого сигнала, осуществляемый при работе в реальном масштабе времени, сводился к вычислениям по (4.3) для $M_{\alpha}=5$ слагаемых.

По сути, использовался следующий алгоритм формирования имитируемого эхосигнала от поверхности земли [103, 104].

1. Подготовка массивов отсчетов по (4.5).
2. Их выборка для заданного положения луча антенны по азимуту и углу места (осуществляется при работе в реальном масштабе времени).
3. Вычислению сумм (4.3) и пакетная (на один период следования зондирующих импульсов РЛС) пересылка полученных отсчетов в ОЗУ МЦОС (осуществляется при работе в реальном масштабе времени).
4. Перенос отсчетов на промежуточную частоту приемника РЛС и их преобразование в аналоговый сигнал (осуществляется в реальном масштабе времени).

Оценка требований к быстродействию ЭВМ.

В приведенном выше алгоритме в реальном масштабе времени выполняются вычисления по пунктам 2 и 3.

Для рассматриваемой РЛС (подраздел 4.2) время, отводимое для выполнения этих действий для одного кольца дальностей, составило порядка 0.3 мкс. При используемом $M_a=5$, требования к быстродействию ЭВМ уложились в возможности персонального компьютера, применяемого в имитаторе (доступный ПК, смотри таблицу 4.1).

Оценка объема заранее подготавливаемых отсчетов.

Обозначим количество отсчетов, необходимых для имитации эхосигналов за один поворот антенной системы по азимуту на 360 градусов как Q :

$$Q = M_M M_\theta N_M N_{\text{зонд}}, \quad (4.5)$$

где M_θ – количество положений оси ДНА по углу места, при которых имитируется эхосигнал от поверхности земли; $N_{\text{зонд}}$ – количество периодов зондирования в одном угловом направлении по углу места.

Отражения от поверхности земли являются пассивными помехами, маскирующими полезный сигнал. Это маскирование ощутимо при положениях

луча антенны по углу места близких к скользящим. Обычно [23] это соответствует одному-двум нижним положениям луча антенны по углу места. Для больших углов отражения от земли как правила малы и их игнорируют. Это позволило ограничить имитацию отражений от поверхности земли одним-двумя значениями положения луча антенны по углу места. То есть $M_0 = 2 - 3$.

Значение $N_{зона}$ для рассматриваемой РЛС обзора и обнаружения воздушных целей составляет 3 (определяется использованием в СДЦ двукратного череспериодного компенсатора).

Общее количество отсчетов, необходимых для имитации эхосигналов в течение времени $T_{ими}$ составит:

$$Q_{\Sigma} = \frac{Q \times T_{ими}}{T_{обзора}}, \quad (4.6)$$

где $T_{обзора}$ - длительность одного цикла обзора.

В нашем случае $T_{обзора} = 5$ секунд (подраздел 4.2).

В результате для $T_{ими} = 3600$ секунд (1 час), Q_{Σ} составило менее 20×10^9 комплексных отсчетов. Это требует не более 200 Гигабайт памяти ЭВМ, что в настоящее время весьма скромно (смотри таблицу 4.1).

Логично спросить, а почему нельзя обойтись вообще без вычислений в реальном масштабе времени. Заготовить массивы отсчетов \dot{S}_{Σ} заранее. К сожалению, для рассматриваемой РЛС это не осуществимо по следующей причине. У нее сканирование пространства осуществляется электронным путем по углу места и механическим по азимуту. При этом, если положение луча по углу места устанавливается в заранее известные положения (выбираемые из порядка 50 возможных значений), то по азимуту оно в значительной степени произвольно (в том числе из-за использования механических приводов вращения антенны по азимуту). Вместе с тем измеряется это положение достаточно точно. Это позволяет сформировать данные для вычислений по (4.3), но не позволяет (в

силу априорной неопределенности положения луча антенны по азимуту) заранее просчитать значения отсчетов $\dot{S}_{\Sigma}(q, n, \alpha_{00}, \theta_{00})$.

4.3.4 Применение разработанного программного обеспечения в составе имитационного комплекса

Разработанное программное обеспечение было использовано в составе аппаратно-программного имитационного комплекса, аппаратные средства которого рассмотрены в подразделе 4.2. Комплекс использовался для имитации эхосигналов и помех двух близких по параметрам, но различающихся по назначению РЛС.

Первая предназначалась для обзора поверхности земли.

Вторая РЛС – это станция обзора воздушного пространства и обнаружения воздушных целей (то есть та, для работы с которой имитатор изначально и предназначался).

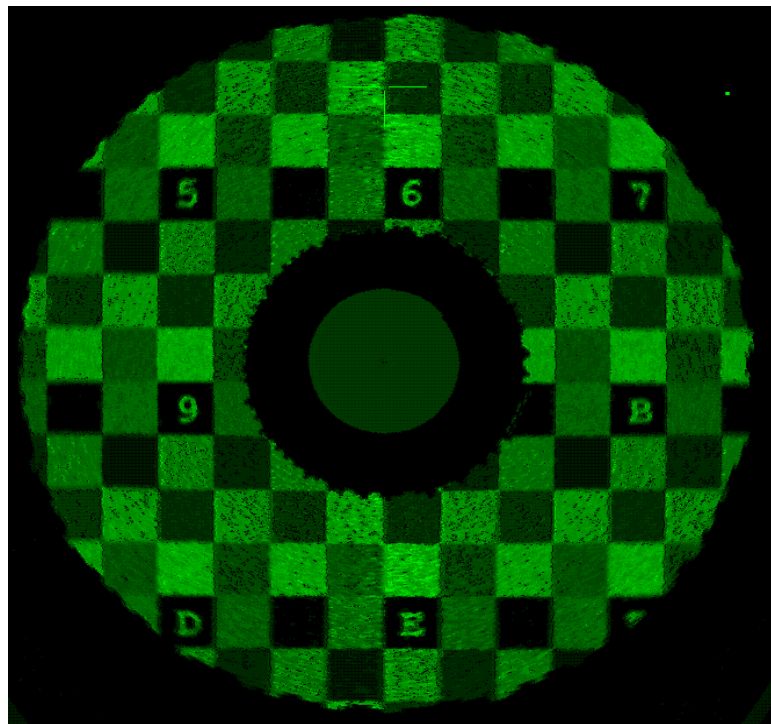


Рисунок 4.12 – Изображение на дисплее РЛС при подаче сигнала тестового изображения

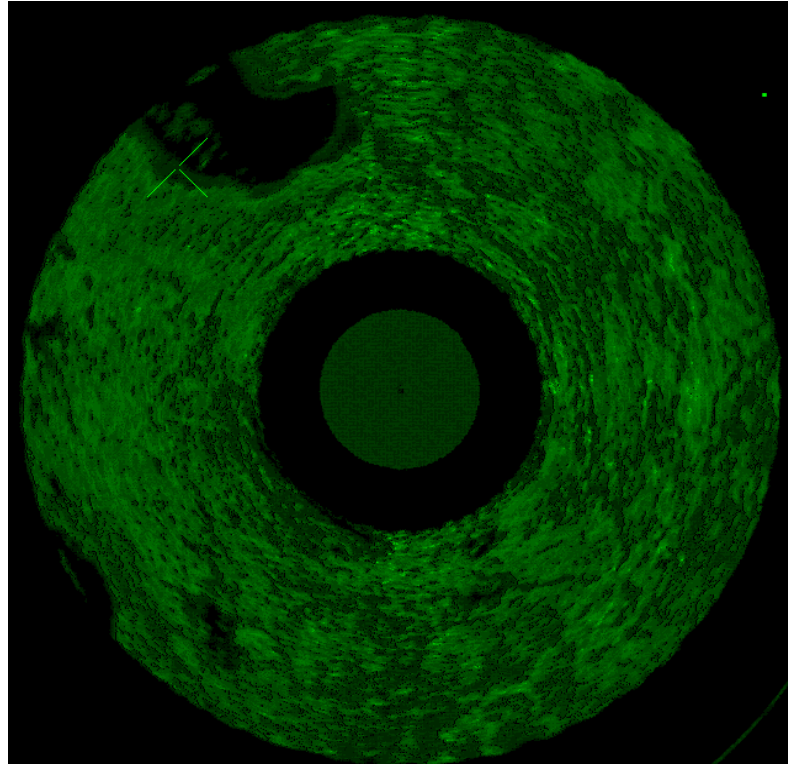


Рисунок 4.13 – Изображение на дисплее РЛС при имитации отражений на основе реальной карты местности

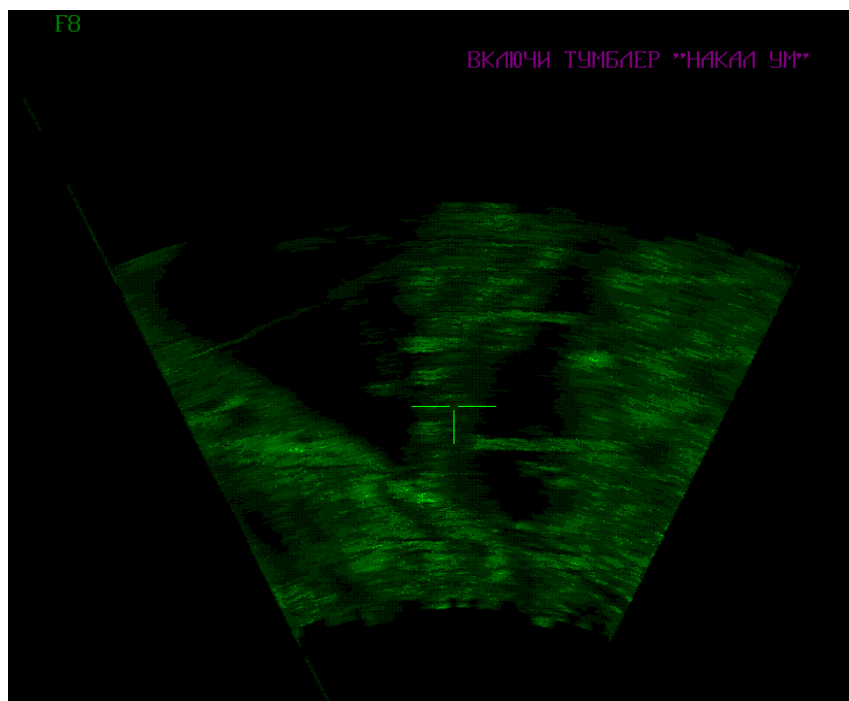


Рисунок 4.14 – Изображение в режиме “МИКРОПЛАН” (директорная метка преднамеренно смещена в центр участка)

На рисунках 4.12, 4.13 и 4.14 приведены скриншоты, сделанные с экрана дисплея РЛС обзора земной поверхности.

В первом случае (рисунок 4.12) имитатор формировал тестовый сигнал, соответствующий распределению УЭПР, аналогичному представленному на рисунке 4.8 (с добавлением изображений цифр и букв, а также введением полутонных фрагментов – квадратов). Цель проводимых экспериментов заключалась в проверке правильности геометрии формирования распределений отражающих свойств по поверхности земли, оценке динамического диапазона и чувствительности приемника РЛС, проверке работы системы временной автоматической регулировки усиления и других систем приемника.

Во втором случае (рисунок 4.13) помеха от земли формируется по реальной цифровой карте с учетом затенений и микромасштабных неоднородностей. Они хорошо заметны на рисунке 4.14, на котором представлено изображение поверхности земли при работе РЛС в режиме “МИКРОПЛАН” (в этом режиме на дисплей в увеличенном масштабе выводится выбранный фрагмент). На нем довольно хорошо видно наличие флуктуаций яркости, обусловленных микромасштабными неоднородностями.

На рисунках 4.15 – 4.18 представлены фотографии экрана дисплея РЛС обзора воздушного пространства и обнаружения воздушных целей. Как и в предыдущем случае для формирования эхосигналов от поверхности земли использовалась цифровая карта реального распределения покровов и высот.

При этом, в отличие от предыдущей РЛС (обзора земной поверхности), на экран РЛС выводятся только отметки, показывающие обнаруженные цели и ложные тревоги.

В целом данная РЛС является классическим представителем наземных станций обнаружения воздушных целей (подраздел 4.2).

Формирование и обработка сигналов – когерентная.

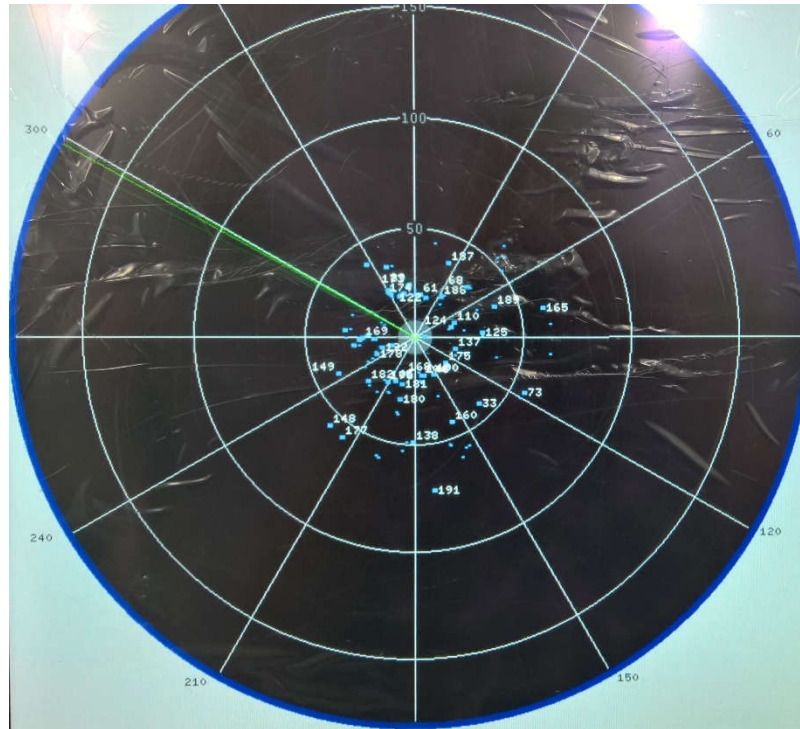


Рисунок 4.15 – Изображение на экране РЛС при имитации при выключенной системе селекции движущихся целей



Рисунок 4.16 – Фрагмент изображения рисунок 4.15, охватывающий диапазон наклонных дальностей до 60 км, в увеличенном масштабе



Рисунок 4.17 – Изображение на экране РЛС при включенной системе селекции движущихся целей

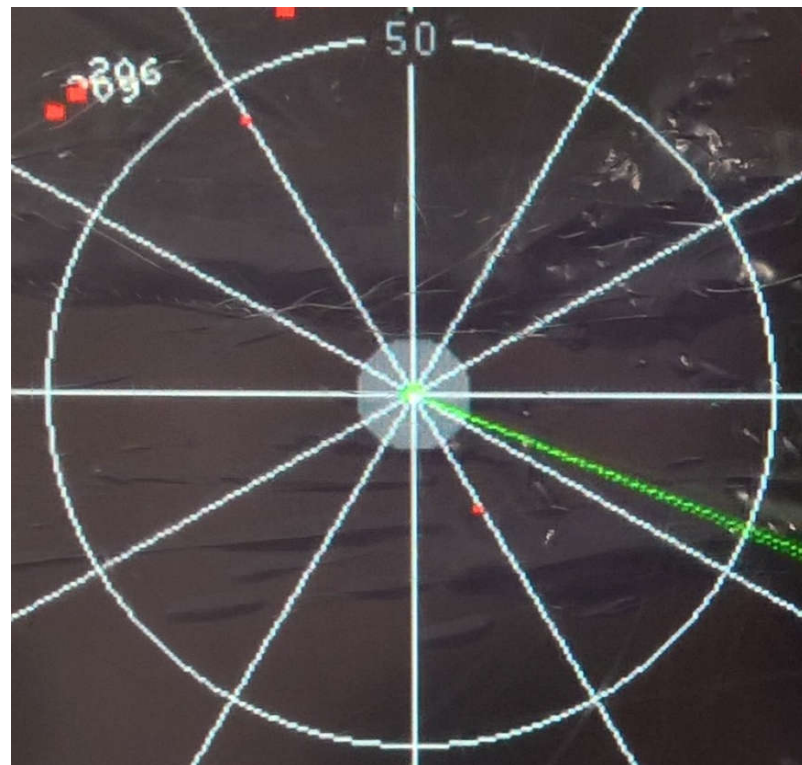


Рисунок 4.18 – Фрагмент изображения рисунок 4.17, охватывающий диапазон наклонных дальностей до 60 км, в увеличенном масштабе

Антенна – фазированная антенная решетка с электронным сканированием по углу места и механическим по азимуту. Ширина ДНА в обеих плоскостях – порядка 2 градусов. Высота подъема фазового центра антенного полотна порядка 5 метров над поверхностью земли.

Для подавления помех от подстилающей поверхности тракт приемника РЛС имеет в своем составе систему селекции движущихся целей (сокращенно СДЦ) на основе классического двукратного череспериодного компенсатора [39]. Реализация СДЦ – цифровая. Диапазон дальностей в пределах которого она работает – от 6 км (дальняя граница “мертвой зоны”) до 60 км.

Обнаружение сигнала осуществляется ПУЛТ-алгоритмом (алгоритмом стабилизации уровня ложных тревог) построенном на основе метода “скользящего окна” [39].

Типичные результаты экспериментов, проведенных с этой станцией показаны на рисунках 4.15 - 4.18.

На рисунках 4.15 и 4.16 представлены фотографии дисплея при работе РЛС с выключенной системой СДЦ. На них хорошо заметны многочисленные отметки (в основном это ложные тревоги), обусловленные помехами от поверхности земли.

Включение системы СДЦ должно устранять и устраняет эти отметки. Это видно из фотографий, представленных на рисунках 4.17 и 4.18.

Причем на них в пределах 60 км зоны видны две ранее отсутствовавшие отметки, имеющие азимутальные положения порядка 150 и 330 градусов, идентифицируемые как обнаруженные движущиеся цели (об этом говорит красный цвет отметок). Их появление вполне объяснимо. Система СДЦ снизила уровень пассивных помех на входе обнаружителя и ранее не видимые из-за них цели стали обнаруживаться.

Качество подавления имитируемых эхосигналов от поверхности земли системой СДЦ получилось достаточно хорошим.

Это косвенно подтверждает достоверность имитации их доплеровских спектров.

В целом полученные результаты демонстрируют работоспособность разработанного имитатора и его программного обеспечения, а, следовательно, и справедливость теоретических результатов, лежащих в их основе.

Выводы по четвертому разделу

1. На основе теоретических результатов, полученных в разделах 2 и 3, разработан алгоритм, позволяющий получить требуемое дискретное распределение УЭПР, а также осуществить расчет отсчетов комплексной огибающей имитируемых эхосигналов от поверхности земли.

2. На основе этого алгоритма разработано программное обеспечение, включенное в пакет программ аппаратно-программного комплекса имитации эхосигналов и помех наземной РЛС обзора воздушного пространства и обнаружения воздушных целей.

3. Проведенная разработка имитатора и ряд выполненных с его помощью экспериментов подтвердили правильность полученных теоретических результатов и практическую ценность выполненной работы.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе обоснованы требования к цифровой модели статистически неоднородной подстилающей поверхности, обеспечивающей заданную точность моделирования эхосигналов наземных РТС, а также обоснованы методы имитации на ее основе.

Поставлены и решены следующие основные задачи.

1. Установлено влияние дискретности представления распределения отражающих свойств статистически неоднородной поверхности земли на характеристики и параметры имитируемых эхосигналов от нее.

2. Обоснованы способы задания максимального значения шага дискретизации цифровой карты, при котором обеспечивается заданный уровень ошибок моделирования сигналов, отраженных от поверхности земли.

3. Обоснованы методы расчета отсчетов имитируемых эхосигналов по цифровой модели земной поверхности.

4. Полученные результаты развиты до уровня их практического использования для построения имитаторов эхосигналов от статистически неоднородной поверхности земли.

Полученные в работе результаты целесообразно применять при создании комплексов имитации входных сигналов и помех наземных РТС. В первую очередь для наземных РЛС.

При этом предложенные подходы к выбору шага дискретизации распределения УЭПР по поверхности земли, а также обоснованные методы формирования имитирующих сигналов позволяют в сотни - тысячи раз снизить требования к ресурсам вычислительных средств аппаратно-программного имитирующего комплекса при гарантированном уровне ошибок моделирования параметров отраженного сигнала.

В качестве направлений дальнейших исследований уместно рассматривать имитацию эхосигналов от поверхности земли применительно к

РТС цифровой связи, бистатическим системам, а также бортовым РТС (РТС, установленных на подвижном носителе, бортовым РЛС обзора земной поверхности, радиовысотомерам и РТС иного назначения).

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Тверской, Г. Н. Имитаторы эхосигналов судовых радиолокационных станций / Г. Н. Тверской, Г. К. Харченко, И. П. Терентьев. – Л.: Судостроение, 1973. – 224 с.
2. Kulemin, G. P. Millimeter-wave radar targets and clutter / G. P. Kulemin. – London: Artech House, 2003. – 417 с.
3. Liu, Y. Clutter simulation overview / Y. Liu, Z. Li // Proceedings of 2017 2nd International Conference on Materials Science, Machinery and Energy Engineering. – 2017. – № 123. – P. 530–534.
4. Ergezer H. Hardware-in-the-loop radar test simulator / H. Ergezer, M. F. Keskin, O. Gunay // 2014 4th International Conference On Simulation And Modeling Methodologies, Technologies And Applications. –Vienna, 2014. – P. 666–673.
5. Clutter real time simulations of the airborne phased-array radar / H. Xiaochuan, S. Xudong, W. Xuegang, X. Jingcheng // proceeding of the international conference on radar. – Beijing, 2001. – P. 920–923.
6. Bantle, M. PC based real-time radar environment simulation / M. Bantle, G. Schumacher // International radar symposium. – Krakow, 2016. – P. 1–3.
7. Wenhao, Z. Modeling and simulation of ground clutter in the improvement factor test / Z. Wenhao, Z. Li // Information Technology and Artificial Intelligence Conference. – Chongqing, 2011. – P. 250–253.
8. Shnidman, D. A. Generalized radar clutter model / D. A. Shnidman // Transaction on aerospace and electronic system. – 1999. – № 3. – P. 857–869.
9. Simulation and modeling of radar echo signal / Q. Hua, C. Hao, Z. Mo et al. // 2012 9th International Conference on Fuzzy Systems and Knowledge Discovery. – Chongqing, 2012. – P. 1954–1957.
10. Zhang, Z Analysis and simulation of land and rain clutter for PRC CW radar at X-band / Z. Zhang, Z. Cao, T. Zhang // Radar, Sonar Navigation. – 1999. – № 2. – P. 101–106.

11. Никулин, А. В. Замещение поверхности земли дискретной моделью при имитации радиолокационных эхосигналов от нее / А. В. Никулин, Р. Ю. Белоруцкий // Вопросы радиоэлектроники. Серия Системы отображения информации и управления спецтехникой. – 2012. – № 4. – С. 134–144.

12. Ground Clutter Simulation for surface-based radars / D. L. Hellard, J. P. Henry, J. Agnesina, M. Moruzzis // proceeding of the IEEE international conference. – 1995. – P. 579-582

13. Arian, F. A methodology for modeling and simulation of radar clutter and multipath/ F. Arian, H. Raemer // Journal of Electromagnetic Waves and Application. – 1996. – № 2. – P. 215–242.

14. Кулемин, Г. П. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью земли под малыми углами / Г. П. Кулемин, В. Б. Разказовский. – Киев: наукова думка, 1987. – 232 с.

15. Андреев, В. Г. Формирование радиолокационного изображения подстилающей поверхности по цифровой топографической карте / В.Г. Андреев, С.А. Юкин // Вестник РГРТУ. – 2007. – № 21. – С. 1–7.

16. Артюшенко, В. В. Использование графических процессов для имитации радиолокационных эхосигналов от поверхности Земли / В. В. Артюшенко, А. В. Киселев, С. В. Тырыкин // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2014): тр. 12 междунар. конф., Новосибирск, 2014. – Т. 4. – С. 37-39.

17. Greco, M. S. Radar clutter modeling and analysis / M. S. Greco, S. Watts // Academic press library in signal processing. – NY.: Academic press, 2013. – volume 2. – P. 513-594.

18. Nathanson, F. E. Radar design principles signal processing and the environment / F. E. Nathanson. – Mendham: Scitech publishing, 1991. – 724 p.

19. Кулемин, Г. П. Пространственно-временные характеристики обратного рассеяния от земной поверхности / Г.П. Кулемин, Е.А. Горошко, Е.В. Тарнавский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2004. – № 12. – С. 60–70.

20. Billingsley, B. J. Low angle radar land clutter measurements and empirical models / B. J. Billingsley. – NY.: William Andrew Publishing, 2001. – 719 p.
21. Бакулев, П. А. Радиолокация движущихся целей / П. А. Бакулев. – М.: Советское радио, 1964. – 336 с.
22. Зубкович, С. Г. Статистические характеристики радиосигналов, отраженных от земной поверхности / С. Г. Зубкович. – М.: Советское радио, 1968. – 224 с.
23. Справочник по радиолокации / Под ред. М.И. Скольника. Пер. с англ. под общей ред. В.С. Вербы. В 2 книгах. Книга 1. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.
24. Пугачев, В. С. Теория случайных функций и ее применение в задачах автоматического управления / В. С. Пугачев. – М.: Государственное издательство технико-технической литературы, 1957. – 661 с.
25. Справочник по теории вероятностей и математической статистики / В. С. Королюк, В. И. Портенко, А. В. Скороход, А. Ф. Турбин. – М.: Наука, 1985. – 640 с.
26. Радиолокационные методы исследования Земли / Ю. А. Мельник, С. Г. Зубкович, В. Д. Степаненко и др.; Под ред. Ю.А. Мельника. – М.: Советское радио, 1980. – 264 с.
27. Явровский, Б. М. Справочник по физике для инженеров и студентов вузов / Б. М. Явровский, А. А. Детлаф, А. К. Лебедев. – 8-е изд., перераб. и испр. – М.: Оникс, 2006. – 156 с.
28. Hoekman, D. H. Land cover type and biomass classification using AirSAR data for evaluation of monitoring scenarios in Colombian Amazon / D. H. Hoekman, M. J. Quinones // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2000. – №38. – P. 685–696.
29. Dong, Y. Models of land clutter vs grazing angle, spatial distribution and temporal distribution. L-Band VV polarisation perspective / Y. Dong. – Edinburgh: Systems Sciences Laboratory, 2004. – 65 p.

30. Barton, D. K. Land clutter models for radar design and analysis / D. K. Barton // Proceedings of the IEEE. – 1985. – №2(73) . – P. 198-204.
- 31 Ulaby, F. T. Microwave remote sensing: active and passive / F. T. Ulaby, R. K. Moore, A. K. Fung. – MA: Artech House, 1986. – 1101 p.
- 32 Levanon, N. Radar principles / N. Levanon. – NY: John Willey and sons, 1988. – 317 p.
- 33 Бакулев, П. А. Радиолокационные системы / П. А. Бакулев. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.
- 34 Feng, S. Low-angle reflectivity modeling of landc / S. Feng, J. Chen // IEEE Geoscience and remote sensing letters. – 2006. – № 3. – P. 254–258.
- 35 Richards, M. A. Principles of modern radar / M. A. Richards, J. A. Scheer, W. A. Holm. – Edison: Scitech publishing, 2010. – 962 p.
- 36 Mediavilla, R. Terrain backscattering coefficient generator / R. Mediavilla, W. O'Connor, V. Pyati, K. Wilsom // IEEE 1999 Interational Geoscience and Remote Sensing Symposium. – Hamburg, 1999. – P. 1429–1431.
- 37 Statistical analyses of measured radar ground clutter data/ J.B.Billingsley, A. Farina, F. Gini et al. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 1999. – № 35. – P. 579–593.
- 38 Impact of clutter spectra on radar performance prediction / P. Lombardo, M. Greco, F. Gini et al // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2001. – № 3. – P. 1022–1038.
- 39 Бакулев, П. А. Методы и устройства селекции движущихся целей / П. А. Бакулев, В. М. Степин. – М.: Советское радио, 1986. – 288 с.
- 40 Левин, Б. Р. Теоретические основы статистической радиотехники / Б. Р. Левин. – 2-е, перераб. и доп. – М.: Советское радио. – 1975. – 390 с
- 41 Харкевич, А. А. Спектры и анализ / А. А. Харкевич. – 5-е. изд. — М.: Книжный дом «либрокком», 2009. – 240 с.
- 42 Грибанов, Ю. И. Спектральный анализ случайных процессов / Ю. И. Грибанов, В. Л. Мальков. – М.: Энергия, 1974. – 240 с.

43 Darawankul, A. Band-limited exponential correlation function for rough-surface scattering / A. Darawankul, J. T. Johnson // IEEE Transaction on Geoscience and Remote Sensing. – 2007. – № 45. – P. 1198–1206.

45. Habibi, A. Two dimensional Bayesian estimate of image / A. Habibi // Proceedings of the IEEE60. – 1972. – № 7. – P. 878–883.

46. Ground based MIMO SAR and land clutter modelling: Difficulties and guidelines / G. Marino, D. Tarchi, V. Kyovtorov et al. // 2015 Signal Processing Symposium . – Debe, 2015. – P. 1-5.

47. Darawankul, A. Band-limited exponential correlation function for rough-surface scattering / A. Darawankul, J. T. Johnson // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. – 2007. – № 5(45). – P. 1198–1206.

48. Teng, L Model for spatial-correlated clutter and its application to temporal-spatial correlated clutter / L. Teng, H. Dan, Y. Di // Microwaves, Antennas and Propagation. – 2011. – № 3. – C. 298–304.

49. New method for generating site-specific clutter map for land-based radar by using multimodal remote-sensing images and digital terrain data / A. Kurekin, D. Radford, K. Lever et al. // IET Radar, Sonar and Navigation. – 2011. – № 5(3). – P. 374–388.

50. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / Я. Д. Ширман, С. Т. Багдасарян, А. С. Маляренко и др. ; под ред. Я. Д. Ширмана. – М.: Радиотехника. – 2007. – 512 с.

51. Goldstein, H. The Fluctuations of Clutter Echoes / H. Goldstein // Propagation of Short Radio Waves. – 1951. – volume 2. – P. 550–587.

52. Lawson J. L. Threshold Signals / J. L. Lawson, G. E. Uhlenbeck. – NY.: McGraw-Hill, 1950. – 388 p.

53. Klemm, R. Space-time adaptive processing: principles and applications / R Klemm. – London: IET, 1999. – 448 с.

54. Simkins, W. L. Seek igloo radar clutter stud / W. L. Simkins, V. C. Vannicola, J. P. Royan // Technical report. Rome Air Development Center, Rome. – 1997. – DDC AD-A047 897.

55. Fishbein, W. Clutter attenuation analysis / W. Fishbein, S.W. Graveline, O. E. Rittenbach // Technical report. US Army Electronics Command. Fort Monmouth, NJ – 1967. – ECOM-2808.

56. Billingsley, J. B. Measured spectral extent of L- and X-Band radar reflections from windblown trees / J. B. Billingsley, J. F. Larrabee // Technical report. MIT Lincoln Laboratory, Lexington. – 1987. DTIC AD-A179942.

57. Sarno, G. C A model of coherent radar land backscatter / G. C Sarno // Conf. Proc. Target and Clutter Scattering and Their Effects on Military Radar Performance, Ottawa. – 1991. – AGARD-CP-501.

58. Billingsley, J. B. A new model for the Doppler spectrum of windblown radar ground clutter / J. B. Billingsley // proceedings of the 1999 IEEE radar conference. – 1999. – P. 142–147.

59. Chan, H. C., Spectral characteristics of low-angle radar ground clutter / H. C. Chan // Technical report. Defence Research Establishment Command. No. 1020, Fort Monmouth, NJ – 1967.

60. Колчинский, В. Е. Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов / В. Е. Колчинский, И. А. Мандуровский, М. И. Константиновский М. И; под ред. В. Е. Колчинского. – М.: Советское радио, 1975. – 432 с.

61. Tarnavsky, E. V. Modeling of radar land clutter map for small grazing angles / E. V. Tarnavsky, G. P. Kulemin // Proceedings of the SPIE. – 2004. – P. 702– 706.

62. Clutter modeling for FOD surveillance radar at low grazing angle/ F. Qin, Y. Wan, X. Liang et al. // IEEE International Conference on Signal, Information and Data Processing (ICSIDP) . – Chongqing, 2019. – P. 1– 4.

63. New method for generating site-specific clutter map for land-based radar by using multimodal remote-sensing images and digital terrain data / A. Kurekin, D.

Radford, K. Lever et al. // IET Radar, Sonar and Navigation. – 2011. – № 5(3). – P. 374–388.

64. Weather radar ground clutter. Part I: identification, modeling, and simulation / J. C. Hubbert, M. Dixon, S.M. Ellis, G. Meymaris // Journal of atmospheric and oceanic technology. – 2009. – № 26(7). – P. 1165–1180.

65. Simulation for surveillance radar ground clutter at low grazing angle / X. Wang, H. Wang, S. Yan et al. // proceeding of the international conference on image analysis and signal processing. – 2012. – P. 9–11.

66. Modelling and simulation of spatial-temporal correlated K distributed clutter for coherent radar seeker / Y. Yang, S. Xiao, D. Feng, W. Zhang // IET Radar, Sonar and Navigation. – 2014. – № 8. – P. 1–8.

67. Lin, C. C. A site-specific model of radar terrain backscatter and shadowing / C.C. Lin, J. P Reilly // Johns Hopkins APL technical digest. – 1997. – № 3. – P. 432–447.

68. Геоинформатика / А. Д. Иванников, В. П. Кулагин, А. Н. Тихонов, В. Я. Цветков. – М.: Мфкс Пресс, 2001. – 349 с.

69. Берлянт, А. М. Картография / А. М. Берлянт. – М.: Аспект Пресс, 2002. – 336 с.

70. Авиационные мобильные малогабаритные радиолокаторы с синтезированной апертурой семейства «Компакт» (принципы реализации и опыт применения) [Электронный ресурс] / С. Л. Внотченко, М. Ю. Достовалов, А. В. Дьяков и др. // Журнал радиоэлектроники. – 2009. – № 10.

71. Huang, D. Two-dimensional temporal and spatial correlated lognormal clutter sequence generated based on FPGA / D. Huang, J. Yu, G. Li // 2016 2nd IEEE International Conference on Computer and Communications. – Shenzhen, 2016. – P. 2835–2839.

72. Sayama, S. Weibull, log-Weibull and K-distributed ground clutter modeling analyzed by AIC / S. Sayama, H. Sekine // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. – 2001. – № 37. – P. 1108–1113.

73. Орешкина, М. В. Корреляционная функция радиолокационных помех от неоднородной поверхности земли / М. В. Орешкина // Наука. Промышленность. Оборона : тр. 18 Всерос. науч.-техн. конф., Новосибирск, 19–21 апр. 2017 г. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2017. – Т. 2. – С. 266–268.

74. Kulemin, E. A. Land backscattering model for millimeter wave radar / G. P. Kulemin, E. A. Goroshko, E. V. Tarnavsky // Proceedings of the International Conference Modern Problems of Radio Engineering, Telecommunications and Computer Science. – Lviv-Slavsko, Ukraine. 2004. – P. 138–141.

75. Ryan, J. S. Modeling terrain profiles from digital terrain elevation data and national land cover data / Ryan J. S., Saville M. A., Park J. // Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery XXIII, Proceeding of the SPIE. – Baltimore. 2016. – P. 98430L.

76. New method for generating site-specific clutter map for land-based radar by using multimodal remote-sensing images and digital terrain data/ A. Kurekin, D. Radford, K. Lever, D. Marshall, L.-K. Shark // IET Radar, Sonar and Navigation. – 2011. – № 5. – с. 374–388.

77. Shasha, L. The study of radar ground clutter simulation based on DEM / L. Shasha // 2013 IEEE International Conference on Informational and Automation. – Yinchuan, China. 2013. – P. 258–262.

78. Wang, A. Terrain clutter modeling for airborne radar system using digital elevation model / A. Wang, W. Zhang, J. Cao // The 2012 International workshop an microwave and millimeter wave circuits and system technology. – Chengdu, China. 2012. – P. 1–4.

79. Cobo, B. Site-specific simulation of clutter-limited radar systems / B. Cobo, L. Valle, R. P. Torres // IEEE antennas and propogation society symposium. – 2004. – volume 2. – P. 2111–2114.

80. Артюшенко, В. В. Алгоритм расчета энергетических параметров отраженных сигналов по цифровой карте местности / В. В. Артюшенко, А. В.

Никулин // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеchnическая. – 2017. – № 4. – С. 11–15.

81. Clutter mapping and performance analysis for vehicular radar systems / Y. Jang, H. Lim, B. Oh, D. Yoon // 21st Telecommunications Forum Telfor . – Belgrade, Serbia.2013. – P. 424–427.

82. Shaver, R. J. Modeling terrain profiles from digital terrain elevation data and national land cover data / R. J. Shaver, M. A. Saville, J. Park // Proc. of SPIE. – 2016. – P. 98430L.

83. Орешкина, М. В. Свойства отражений от земной поверхности и их модели / М. В. Орешкина // Наука. Промышленность. Оборона : тр. 19 Всерос. науч.-техн. конф., Новосибирск, 18–20 апр. 2018 г. В 4 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2018. – Т. 2. – С. 236–238.

84. Орешкина, М. В. Требования к подробности задания отражений от земли с учетом диаграммы направленности антенны РЛС / М. В. Орешкина // Наука. Промышленность. Оборона : тр. 20 Всерос. науч.-техн. конф., Новосибирск, 17–19 апр. 2019 г. В 4 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2019. – Т. 2. – С. 255–258.

85. Oreshkina, M. V. On the errors arising from the use of discrete surface models for land clutter simulation / M. V. Oreshkina, A. V. Kiselev // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2018): тр. 14 междунар. науч.-техн. конф., Новосибирск, 2–6 окт. 2018 г. : в 8 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2018. – Т. 1, ч. 3. – С. 432-433.

86. Орешкина, М. В. Дискретное представление отражающих свойств земной поверхности при имитации эхосигналов от нее / М. В. Орешкина, А. В. Киселев // Вопросы радиоэлектроники. – 2020. – № 4. – С. 10–13.

87. Орешкина, М. В. Влияние дискретного описания земной поверхности на погрешность моделирования эхосигнала от нее / М. В. Орешкина, А. В. Киселев // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2018): тр. 14

междунар. науч.-техн. конф., Новосибирск, 2–6 окт. 2018 г. : в 8 т. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2018. – Т. 4. – С. 219 – 221.

88. Орешкина, М. В. Коэффициент корреляции эхосигналов при сканировании неоднородной поверхности земли / М. В. Орешкина // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. Всерос. науч.-техн. конф. молодых ученых и студентов посвящ. 122-й годовщине Дня радио, Красноярск 4–5 мая 2017 г. – Красноярск : Изд-во СФУ, 2017. – С. 19–21.

89. Быков, В. В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике / В. В. Быков. – М: Советское радио, 1971. – 328 с.

90. Ермаков, С. М. Статистическое моделирование / С. М. Ермаков, Г. А. Михайлов. – 2-е изд. дополн. – М.: Наука, 1982. – 296 с.

91. Вентцель, Е. С. Теория вероятностей / Е. С. Вентцель. – 6-е изд. стер. – М.: Высш.шк., 1999. – 576 с.

92. Rice, S. O. Mathematical analysis of random noise / S. O. Rice // The Bell System Technical Journal. – 1944. – №23. – P. 282– 332.

93. Справочник по теории вероятностей и математической статистике / В. С. Королюк, Н. И. Портенко, А. В. Скороход, А. Ф. Турбин. – 2-е изд., перераб. и доп. – М. : Наука, 1985. – 640 с.

94. Орешкина, М. В. Коэффициент корреляции эхосигналов при сканировании неоднородной поверхности Земли / М. В. Орешкина // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2016): тр. 13 междунар. науч.-техн. конф., Новосибирск, 3–6 окт. 2016 г. : в 12 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2016. – Т. 12. – С. 118–119.

95. Oreshkina, M. V. Discrete model of earth reflectivity for land clutter simulation / M. V. Oreshkina, A. V. Kiselev // International multi-conference on engineering, computer and information sciences (2019 SIBIRCON) : conf. proc., Novosibirsk, 21 Oct 2019. – IEEE, 2019. – P. 639–640.

96. Орешкина, М. В. Погрешность моделирования эхосигналов от поверхности земли при дискретном задании ее отражающих свойств /

М. В. Орешкина // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеχνическая. – 2019. – № 4. – С. 11–15.

97. Oreshkina, M. V. The effect of terrain model discreteness on the errors of land clutter simulation / M. V. Oreshkina, A. V. Kiselev // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2018): тр. 14 междунар. науч.-техн. конф., Новосибирск, 2–6 окт. 2018 г. : в 8 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2018. – Т. 1, ч. 3. – С. 429–431.

98. Киселев, А. В. Имитация радиолокационных эхосигналов от неоднородной земной поверхности / А. В. Киселев, М. В. Орешкина // Вопросы радиоэлектроники. Сер. Общетеχνическая. – 2017. – № 4. – С. 24–27.

99. Орешкина, М. В. Построение математической модели земной поверхности для вычисления корреляционных характеристик эхосигнала наземной РЛС кругового обзора / М. В. Орешкина // Современные проблемы радиоэлектроники : сб. науч. тр. Всерос. науч.-техн. конф. молодых ученых и студентов посвящ. 125-й годовщине Дня радио, Красноярск 14–15 мая 2020 г. – Красноярск : Изд-во СФУ, 2020. – С. 17–21.

100. Oreshkina, M. Digital Earth surface maps for radar ground clutter simulation / M. Oreshkina, M. Stepanov, A. Kiselev // Journal of Systems Engineering and Electronics. – 2022. – Vol. 33, iss. 2. – P. 340 – 344.

101. Oreshkina, M. V. An approach for increasing the discretization interval along radial coordinate in terrain reflections model // 2020 21st international conference of young specialists on micro/nanotechnologies and electron devices (EDM), 2020, P. 134–137.

102. Oreshkina, M. V. Simulation of land clutter for surveillance radar based on reflected power dataset / M. V. Oreshkina // IEEE 22 International Conference of Young Professionals in Electron Devices and Materials (EDM): proc., Altai Region, 30 June – 4 July 2021. – Novosibirsk : IEEE, 2021. – P. 214–217.

103. Simulation of reflected signals in dual-position radar systems/ T. I. Sabitov, A. V. Kiselev, M. A. Stepanov, M. V. Oreshkina. // Remote Sensing Letters. – 2021. – Vol. 12, iss. 11. – P. 1082–1089.

104. Специальные вопросы построения когерентных матричных имитаторов: монография / С.В. Тырыкин, Т.И. Сабитов, А.В. Киселев. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2021. – 232 с.

105. Варакин, Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами / Л. Е. Варакин.– М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Оценки k_{up_F} и f_{up_B} для распространенных $F_\alpha(\alpha)$ и $B(t)$

1 Оценки k_{up_F} .

Относительный уровень ошибки:

$$\varepsilon_{er_F}(k_{up_F}) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G_F(k)| \partial k - \int_{-k_{up_F}}^{k_{up_F}} |G_F(k)| \partial k}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_F(k)| \partial k}. \quad (\text{A.1})$$

1.1 Функция Гаусса: $\exp\left(\frac{2 \ln(0,5) \alpha^2}{W_{05}}\right)$.

$$F_\alpha^2(\alpha) = \exp\left(\frac{8 \ln(0,5) \alpha^2}{W_{05}}\right), \quad (\text{A.2})$$

где W_{05} – ширина ДНА по уровню половинной мощности.

Спектр функции $F_\alpha^2(\alpha)$:

$$G_{F_exp}(k) = \sqrt{\frac{-\pi W_{05}}{8 \ln(0,5)}} \exp\left(\frac{W_{05} (2\pi k)^2}{32 \ln(0,5)}\right). \quad (\text{A.3})$$

Интегралы, входящие в выражение (A.1)

$$\int_{-\infty}^{\infty} |G_{F_exp}(k)| \partial k = 1; \quad (\text{A.4})$$

$$\int_{-k_{up_F}}^{k_{up_F}} |G_{F_exp}(k)| \partial k = 2F_{A_exp}(k_{up_F}), \quad (\text{A.5})$$

где $F_{A_exp}(k) = \pi \operatorname{erf}\left(2\pi k \sqrt{\frac{-W_{05}}{32 \ln(0,5)}}\right) = 2\sqrt{\pi} \sum_{p=0}^{\infty} \left((-1)^p \frac{\left(2\pi k \sqrt{\frac{-W_{05}}{32 \ln(0,5)}}\right)^{p+1}}{(2p+1)p!} \right) -$

первообразная от функции (A3); $\operatorname{erf}()$ – функция ошибок.

Результаты расчета зависимости относительной ошибки от k_{up_F} по полученным формулам представлены на рисунке А.1.

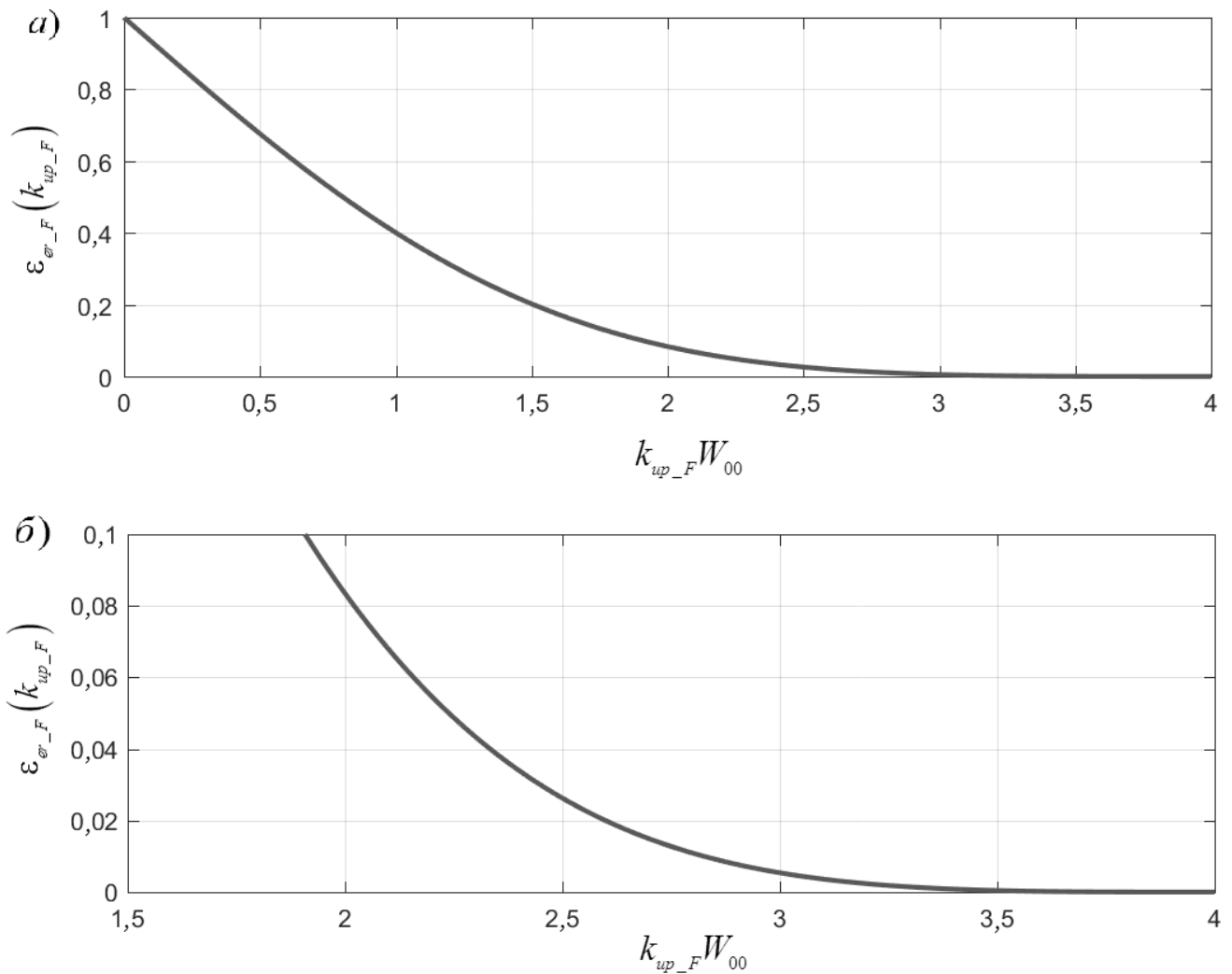


Рисунок А.1 – Результаты расчета относительного уровня ошибки для ДНА вида функции Гаусса

1.2 Главный лепесток функции sinc.

Квадрат произведения приемной и передающей ДН можно аппроксимировать, как:

$$F_{\alpha}^2(\alpha) = \begin{cases} \text{sinc}^4\left(\frac{2\pi\alpha}{W_{00}}\right), & |\alpha| \leq \frac{W_{00}}{2}, \\ 0, & \text{в остальных случаях,} \end{cases} \quad (\text{A.6})$$

где W_{00} – ширина ДНА по первым нулям.

Спектр функции (А.6) представляет собой свертку двух функций:

$$G_{F_sinc}(k) = W_{00} \int_{-2b}^{2b} G_{sinc4}(2\pi k_1) \text{sinc}(\pi W_{00}(k_1 - k)) dk_1, \quad (\text{А.7})$$

$$\text{где } G_{sinc4}(k) = \frac{W_{00}}{2b} \begin{cases} \frac{k^3}{2b^2} - \frac{k^2}{b} + \frac{2b}{3}, & 0 \leq k < b, \\ \frac{-k^3}{6b^2} + \frac{k^2}{b} - 2k^2 - \frac{4b}{3}, & b \leq k < 2b, \\ 0, & \text{в остальных случаях,} \end{cases}$$

– спектр неусеченной функции синкоса в четвертой степени; $b = 4\pi / W_{00}$.

Нахождение интеграла в выражении (А.7) приводит к громоздкому выражению, содержащему неэлементарные функции. Однако функция синкоса в четвертой степени, ограниченная в пределах главного лепестка практически совпадает с неограниченной функцией. Поэтому ошибку (А.1) можно представить, как:

$$\varepsilon_{er_F}(k_{up_F}) = 1 - 2IG_{sinc4}(2\pi k_{up_F}), \quad (\text{А.8})$$

где

$$IG_{sinc4}(k) = \frac{W_{00}}{4\pi b} \begin{cases} \frac{k^4}{8b^2} - \frac{k^3}{3b} + \frac{2bk}{3}, & 0 \leq k < b, \\ \frac{-k^4}{24b^2} + \frac{k^3}{3b} - k^2 - \frac{4bk}{3} - \frac{b^2}{6}, & b \leq k < 2b, \\ 0,5, & \text{в остальных случаях,} \end{cases}$$

Расчет ошибки по формуле (А.8) позволяет получить результат с точностью до $4 \cdot 10^{-4}$.

Результаты расчета зависимости относительной ошибки от k_{up_F} по полученным формулам представлены на рисунке А.2.

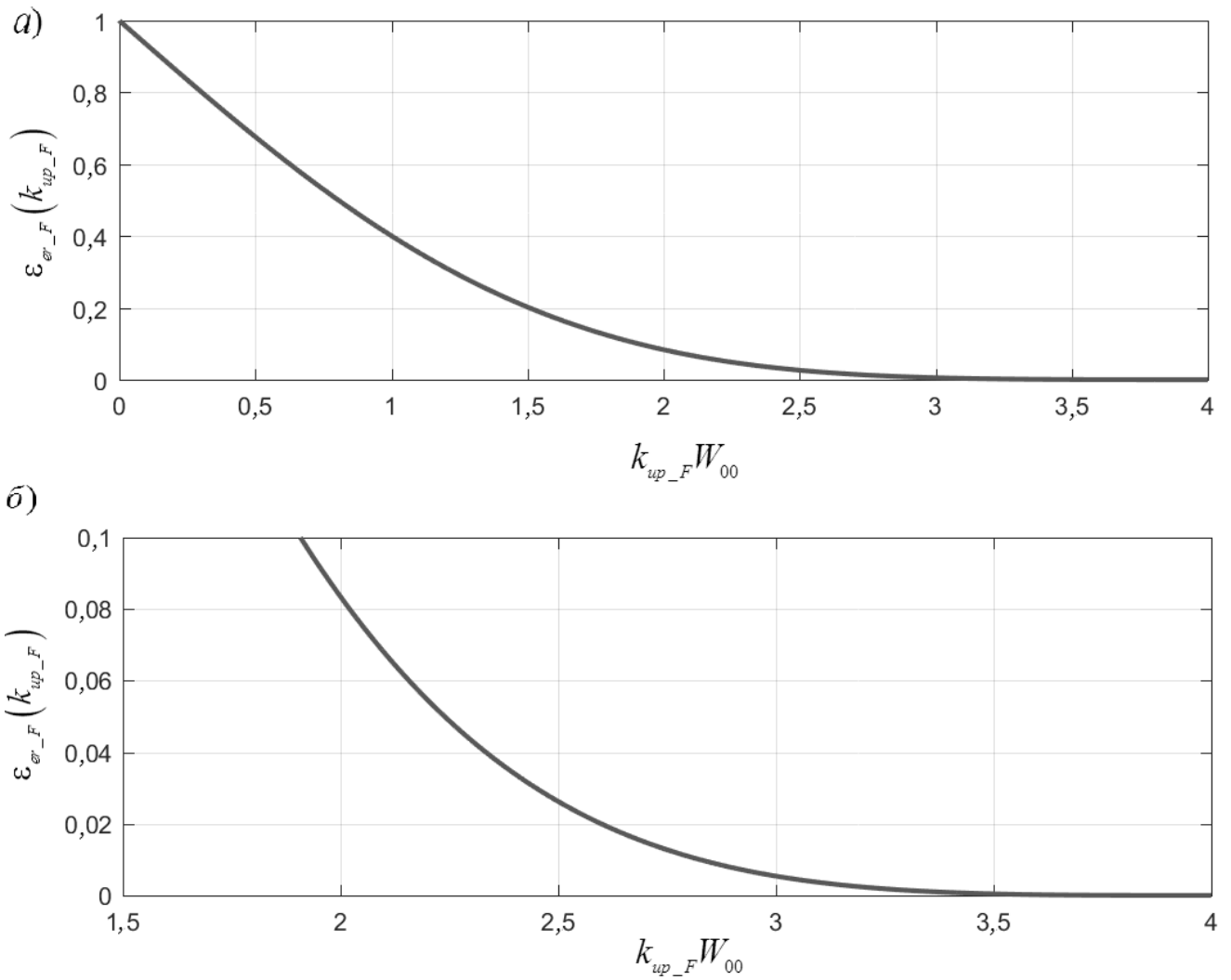


Рисунок А.2 – Результаты расчета относительного уровня ошибки для ДНА вида функции sinc

1.3 Главный лепесток функции косинус в квадрате.

Квадрат произведения приемной и передающей ДН можно представить, как:

$$F_{\alpha}^2(\alpha) = \begin{cases} \cos^4\left(\frac{\pi\alpha}{W_{00}}\right), & |\alpha| \leq \frac{W_{00}}{2}, \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (\text{A.9})$$

Спектр функции (А.9):

$$G_{F_cos4}(k) = \frac{W_{00}}{16} (\text{sinc}(\pi W_{00}k + 2\pi) + 4\text{sinc}(\pi W_{00}k + \pi) + 6\text{sinc}(\pi W_{00}k) + 4\text{sinc}(\pi W_{00}k - \pi) + \text{sinc}(\pi W_{00}k - 2\pi)). \quad (\text{A.10})$$

Подставляя (А.10) в (А.1) получим следующее (рисунок А.3(б,в)):

$$\varepsilon_{er_F}(k_{up_F}) = \frac{IG_{cos4}(\infty) - IG_{cos4}(k_{up_F})}{IG_{cos4}(\infty)} = 1 - 2IG_{cos4}(2\pi k_{up_F}), \quad (\text{A.11})$$

где

$$IG_{cos4}(k) = \begin{cases} g_1(k), k \leq \frac{6\pi}{W_{00}}, \\ 2g_1\left(\frac{6\pi}{W_{00}}\right) - g_1(k), \frac{6\pi}{W_{00}} < k \leq \frac{8\pi}{W_{00}}, \\ 2g_1\left(\frac{6\pi}{W_{00}}\right) - g_1\left(\frac{8\pi}{W_{00}}\right) + g_2(k, P), \frac{(6+2P)\pi}{W_{00}} < k \leq \frac{(8+2P)\pi}{W_{00}}, P \in N; \end{cases}$$

$$g_1(k) = \frac{1}{8} \left(\text{Si}\left(\frac{W_{00}k}{2} + 2\pi\right) + 4\text{Si}\left(\frac{W_{00}k}{2} + \pi\right) + 6\text{Si}\left(\frac{W_{00}k}{2}\right) + 4\text{Si}\left(\frac{W_{00}k}{2} - \pi\right) + \text{Si}\left(\frac{W_{00}k}{2} - 2\pi\right) \right);$$

$$g_2(k, P) = \sum_{p=1}^P (-1)^{p+1} \left(g_1(k) - g_1\left(\frac{(6+2n)\pi}{W_{00}}\right) \right); \text{Si}(k) - \text{интегральный синус.}$$

Результаты расчета зависимости относительной ошибки от k_{up_F} по полученным формулам представлены на рисунке А.3.

1.4 Главный лепесток функции косинус в кубе.

Квадрат произведения приемной и передающей ДН можно представить, как:

$$F_{\alpha}^2(\alpha) = \begin{cases} \cos^6\left(\frac{\pi\alpha}{W_{00}}\right), |\alpha| \leq \frac{W_{00}}{2}, \\ 0, \text{ в остальных случаях.} \end{cases} \quad (\text{A.12})$$

Спектр функции (А.12):

$$G_{F_{\cos 6}}(k) \sim \frac{W_{00}}{64} (\text{sinc}(\pi W_{00}k + 3\pi) + 6\text{sinc}(\pi W_{00}k + 2\pi) + 15\text{sinc}(\pi W_{00}k + \pi) + 20\text{sinc}(\pi W_{00}k) + 15\text{sinc}(\pi W_{00}k - \pi) + 6\text{sinc}(\pi W_{00}k - 2\pi) + \text{sinc}(\pi W_{00}k - 3\pi)). \quad (\text{A.13})$$

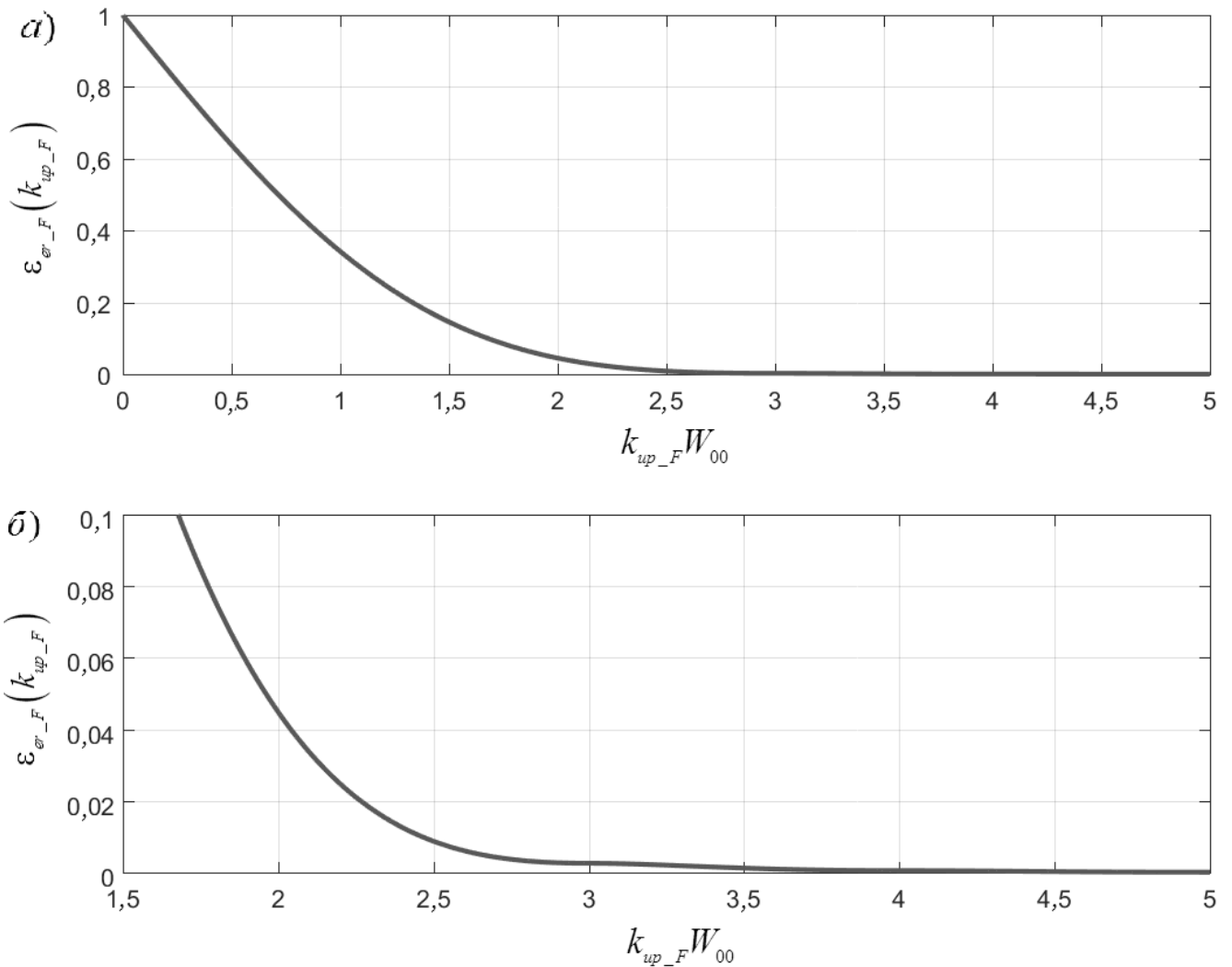


Рисунок А.3 – Результаты расчета относительного уровня ошибки для ДНА вида функции косинус в квадрате

Ошибку (А.1) можно представить, как (рисунок А.4(б,в)):

$$\varepsilon_{er_F}(k_{up_F}) = \frac{IG_{\cos 6}(\infty) - IG_{\cos 6}(k_{up_F})}{IG_{\cos 6}(\infty)} = 1 - 2IG_{\cos 6}(2\pi k_{up_F}), \quad (\text{A.14})$$

где

$$IG_{\cos^6}(k) = \frac{1}{32} \left(\text{Si} \left(\frac{W_{00}k}{2} + 3\pi \right) + 6\text{Si} \left(\frac{W_{00}k}{2} + 2\pi \right) + 15\text{Si} \left(\frac{W_{00}k}{2} + \pi \right) + \right. \\ \left. + 20\text{Si} \left(\frac{W_{00}k}{2} \right) + 15\text{Si} \left(\frac{W_{00}k}{2} - \pi \right) + 6\text{Si} \left(\frac{W_{00}k}{2} - 2\pi \right) + \text{Si} \left(\frac{W_{00}k}{2} - 3\pi \right) \right).$$

Результаты расчета зависимости относительной ошибки от k_{up_F} по полученным формулам представлены на рисунке А.4.

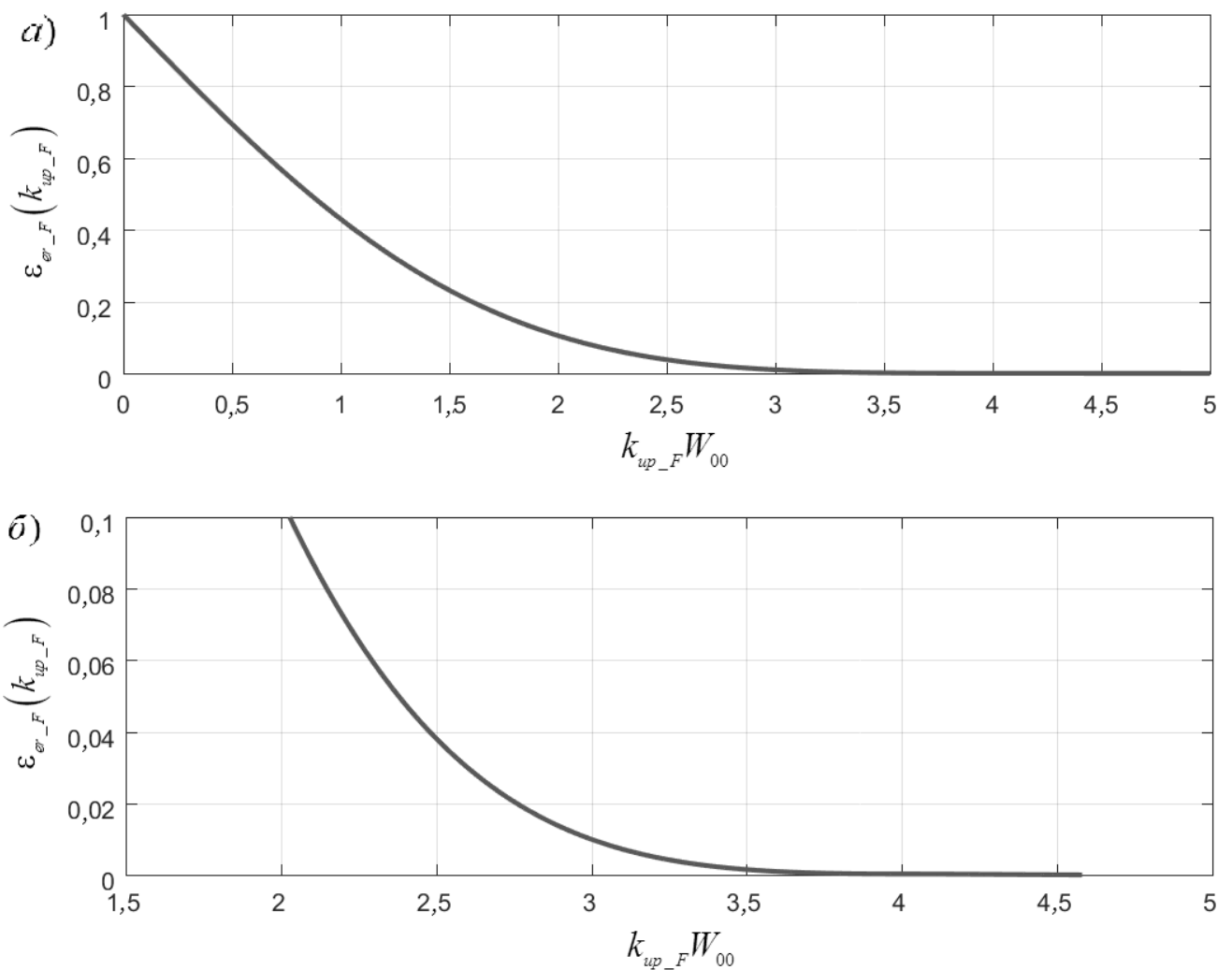


Рисунок А.4 – Результаты расчета относительного уровня ошибки для ДНА вида функции косинус в кубе

2 Оценка f_{up_B}

$$\varepsilon_{er_B}(f_{up_B}) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G_B(f_r)| \partial f_r - \int_{-f_{up_B}}^{f_{up_B}} |G_B(f_r)| \partial f_r}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_B(f)| \partial f_r}. \quad (\text{A.15})$$

Рассмотрим частные случаи для часто используемых видов зондирующего импульса и оптимальной фильтрации сигнала в тракте приемника.

2.1 Прямоугольный импульс.

Комплексная огибающая зондирующего импульса:

$$\dot{S}_{rect}(t) \sim \begin{cases} 1, & |t| \leq T_c/2, \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (\text{A.16})$$

где T_c – длительность импульса.

Комплексная огибающая сжатого зондирующего импульса:

$$\dot{B}_{rect}(t) \sim \begin{cases} (T_c - |t|), & |t| \leq T_c, \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (\text{A.17})$$

Преобразование Фурье от квадрата модуля функции (A.13):

$$G_{rect}(f_r) \sim \frac{T_c^4}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \text{sinc}(\pi T_c f) \text{sinc}(\pi T_c (f - f_r)) \partial f. \quad (\text{A.18})$$

Результаты расчета зависимости относительной ошибки от f_{up_B} по полученным формулам представлены на рисунке А.5.

2.2 ЛЧМ импульс.

В общем случае комплексная огибающая сжатого зондирующего ЛЧМ импульса имеет вид [105]:

$$\dot{B}_{chirp}(t) \sim \frac{\sin((\pi m_1 t / T_c)(1 - t / T_c))}{\pi m_1 t / T_c}. \quad (\text{A.19})$$

где $m_1 = \Delta f T_c$; Δf – девиация частоты.

Однако, для $m_1 \gg 1$ ее можно представить, как:

$$\dot{B}_{chirp_1}(t) \sim \frac{\sin(\pi m_1 t / T_c)}{\pi m_1 t / T_c}. \quad (\text{A.20})$$

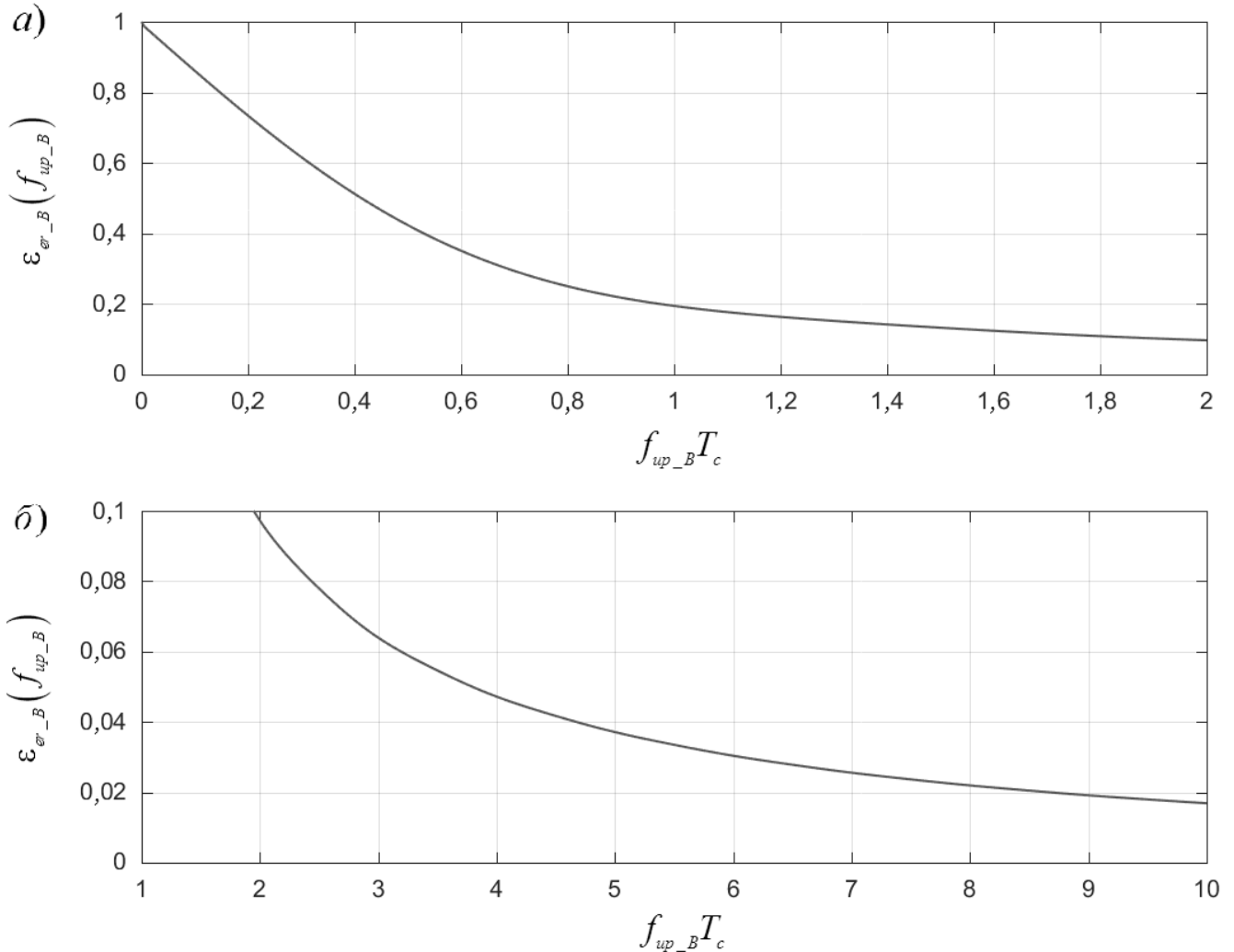


Рисунок А.5 – Результаты расчета $\varepsilon_{er_B}(f_{up_B})$ для радиоимпульса с прямоугольной огибающей

Преобразование Фурье от квадрата модуля функции (А.20):

$$G_{chirp}(f_r) \sim \begin{cases} \frac{1}{\Delta f} - \frac{|f_r|}{\Delta f^2}, & |f_r| \leq \Delta f, \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases} \quad (\text{A.21})$$

В этом случае ошибку (А.15) можно представить, как (рисунок А.6):

$$\varepsilon_{er_F}(f_{up_B}) \sim 1 - 2IG_{chirp}(f_{up_B}), \quad (\text{A.22})$$

где

$$IG_{chirp}(f_r) = \begin{cases} \frac{f_r}{\Delta f} - \frac{f_r^2}{2\Delta f}, & 0 \leq f_r \leq \Delta f, \\ 0,5, & f_r > \Delta f. \end{cases}$$

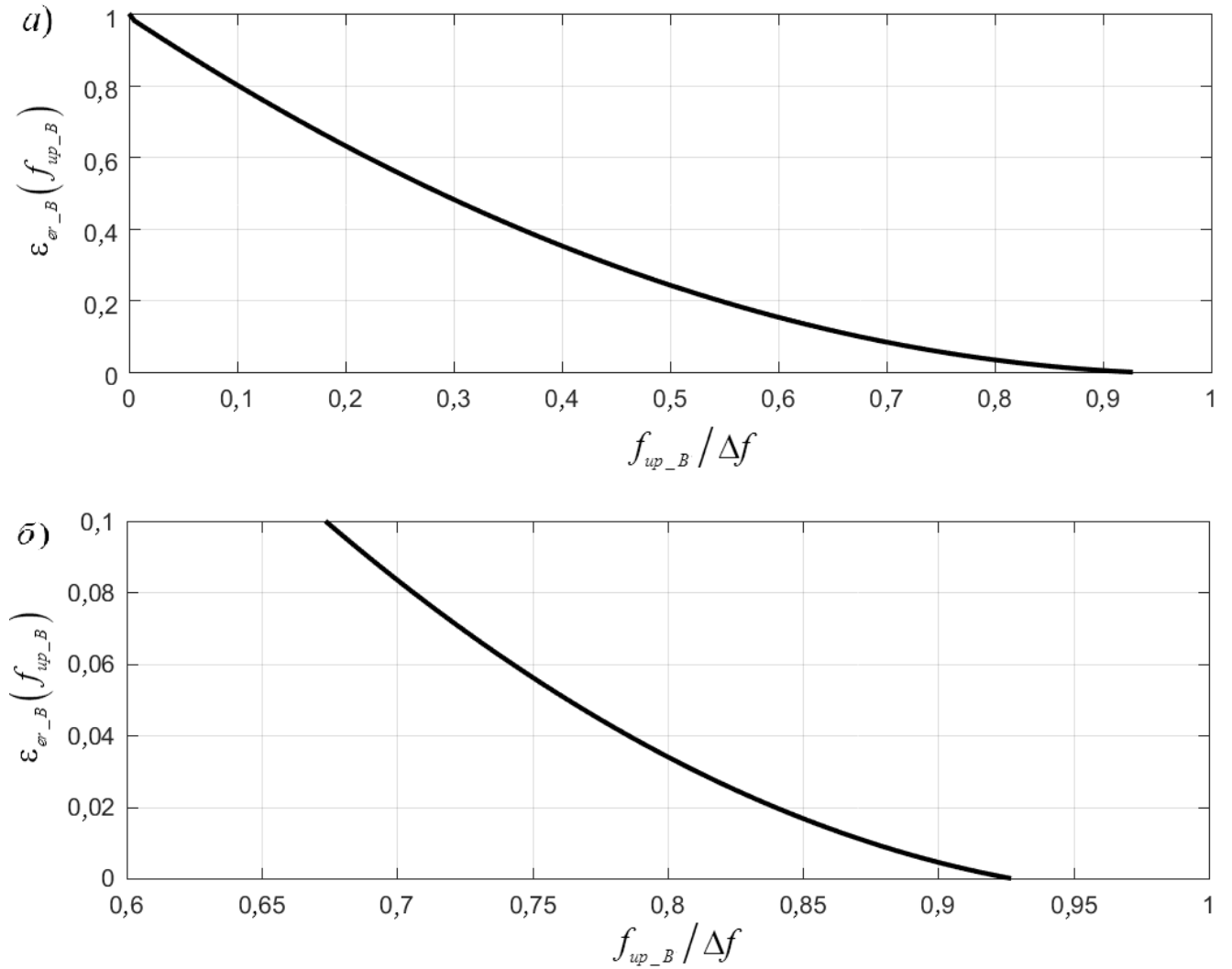


Рисунок А.6 – Результаты расчета $\varepsilon_{er_B}(f_{up_B})$ для ЛЧМ радиоимпульса с прямоугольной огибающей

2.3 Импульс с фазо-кодовой манипуляцией.

Спектр комплексной огибающей ФКМ сигнала [105]:

$$GS_{pcm}(f_r) \sim \text{sinc}(\pi f_r T_{c0}) \cdot H_c(f_r), \quad (\text{A.23})$$

где T_{c0} – длительность парциального импульса; H_c – спектр кодовой последовательности.

Спектр комплексной огибающей сжатого ФКМ сигнала [105]:

$$GB_{pcm}(f_r) \sim \text{sinc}^2(\pi f_r T_{c0}) \cdot H_c^2(f_r). \quad (\text{A.24})$$

Спектр квадрата модуля огибающей:

$$GB2_{pcm}(f_r) \sim \int_{-\infty}^{\infty} GB_{pcm}(f) GB_{pcm}(f - f_r) \partial f. \quad (\text{A.25})$$

Рассмотри частные случаи ошибок.

Например, для 13-ти элементной кодовой последовательности Баркера:

$$H_c^2(f_r) = 13 + 2 \sum_{p=1}^6 \cos(2 p f_r T_{c0}). \quad (\text{A.26})$$

Результаты расчета зависимости относительной ошибки от f_{up_B} по полученным формулам представлены на рисунке А.7.

**Оценки k_{up_FF} и f_{up_BB} для распространенных $F_\alpha(\alpha)$ и $B(t)$ для
распространенных $F_\alpha(\alpha)$ и $B(t)$**

По аналогии с предыдущими выкладками оценим ошибки, возникающие из-за ограничения спектра функции $FF_\alpha(\alpha, \Delta\alpha_{00})$:

$$\varepsilon_{er_FF}(k_{up_FF}, \Delta\alpha_{00}) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{FF}(k, \Delta\alpha_{00})| \partial k - \int_{-k_{up_FF}}^{k_{up_FF}} |G_{FF}(k, \Delta\alpha_{00})| \partial k}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{FF}(k, \Delta\alpha_{00})| \partial k}. \quad (\text{A.26})$$

А так же ошибки, возникающие из-за ограничения спектра функции $BB(t, \Delta\tau_{00})$:

$$\varepsilon_{er_BB}(f_{up_BB}, \Delta\tau_{00}) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{BB}(f_r, \Delta\tau_{00})| \partial f_r - \int_{-f_{up_BB}}^{f_{up_BB}} |G_{BB}(f_r, \Delta\tau_{00})| \partial f_r}{\int_{-\infty}^{\infty} |G_{BB}(f_r, \Delta\tau_{00})| \partial f_r}, \quad (\text{A.27})$$

где G_{BB} – спектр функции BB .

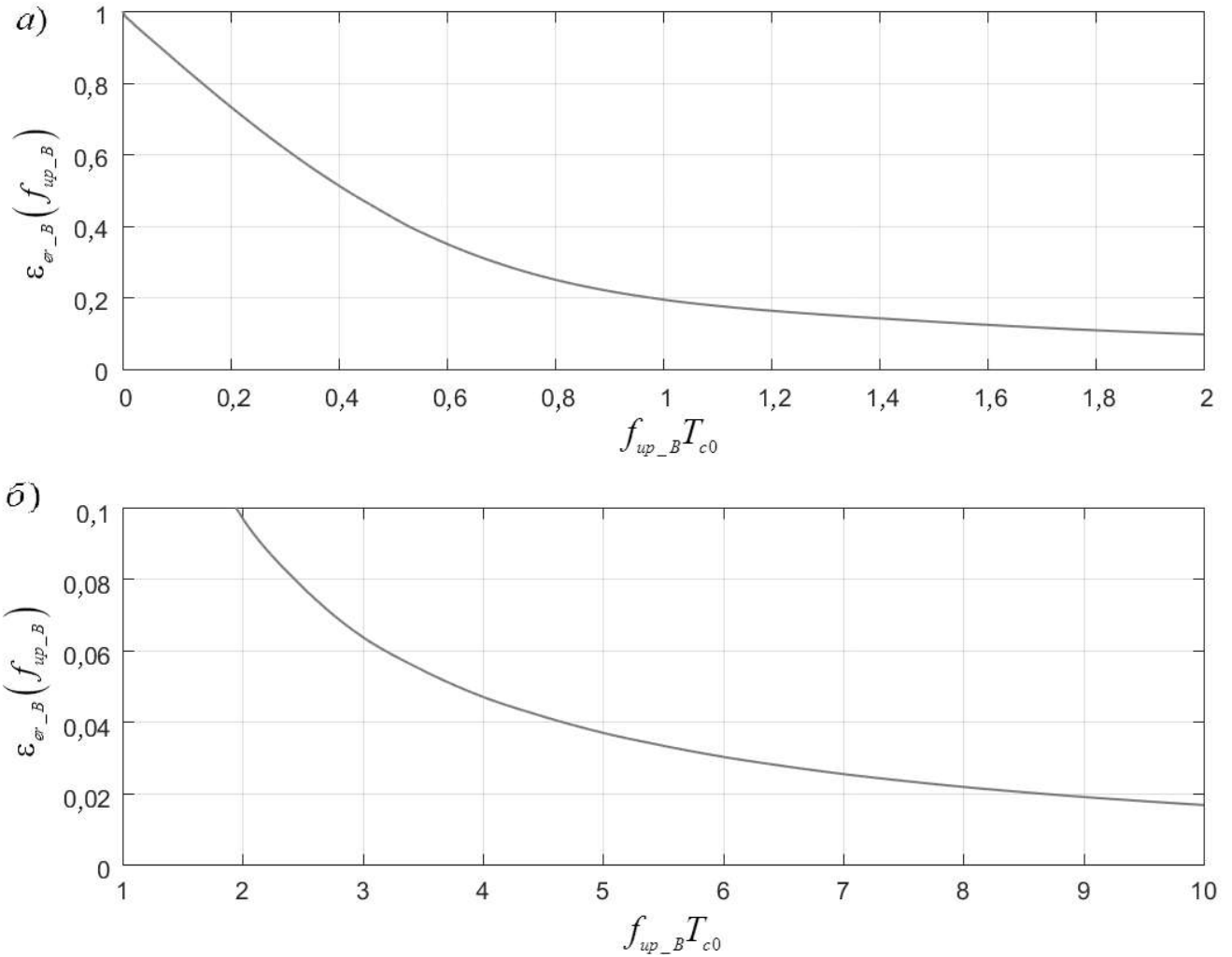


Рисунок А.7 – Результаты расчета $\varepsilon_{er_B}(f_{up_B})$ для ФКМ радиоимпульса с прямоугольной огибающей и 13 элементного кода Баркера

3 Оценки k_{up_FF} .

3.1 ДНА аппроксимируется функцией Гаусса

В этом случае величина ошибки не зависит от $\Delta\alpha_{00}$. Поэтому $k_{up_F} = k_{up_FF}$. И ее можно определить по графику на рисунке А.1.

3.2 ДНА аппроксимируется sinc функцией.

Результаты, полученные численным методами, проведены на рисунке А.8.

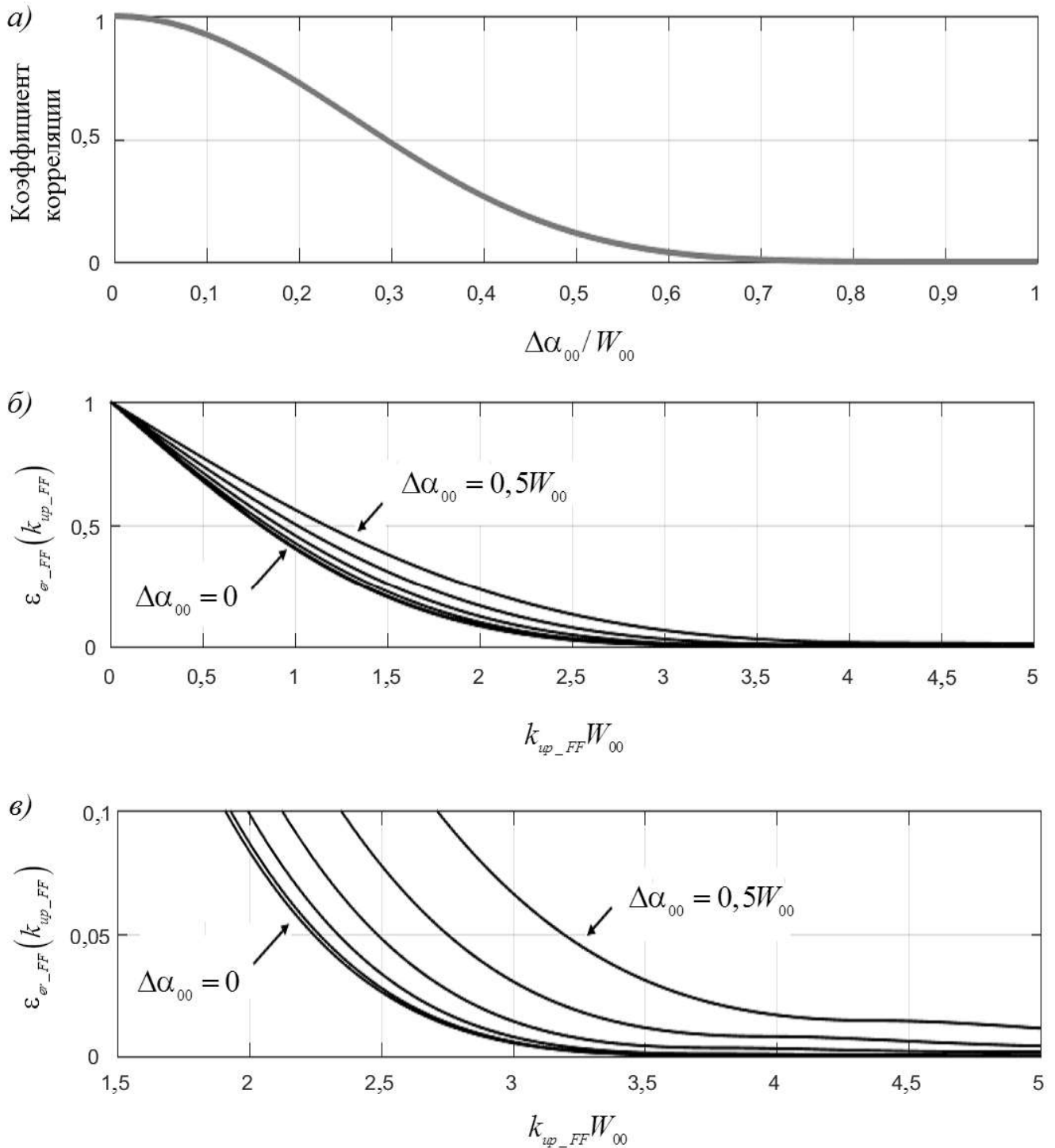


Рисунок А.8 – Коэффициент корреляции квадрата ДНА (а); Результаты расчета $\varepsilon_{er_F}(k_{up_FF})$ для аппроксимации ДНА функцией sinc. Левый график соответствует $\Delta\alpha_{00}=0$, правее идут графики с шагом $\Delta\alpha_{00}=0,1W_{00}$ (б, в)

3.3 ДНА аппроксимируется функцией косинус в квадрате.

Результаты, полученные численными методами, проведены на рисунке А.9.

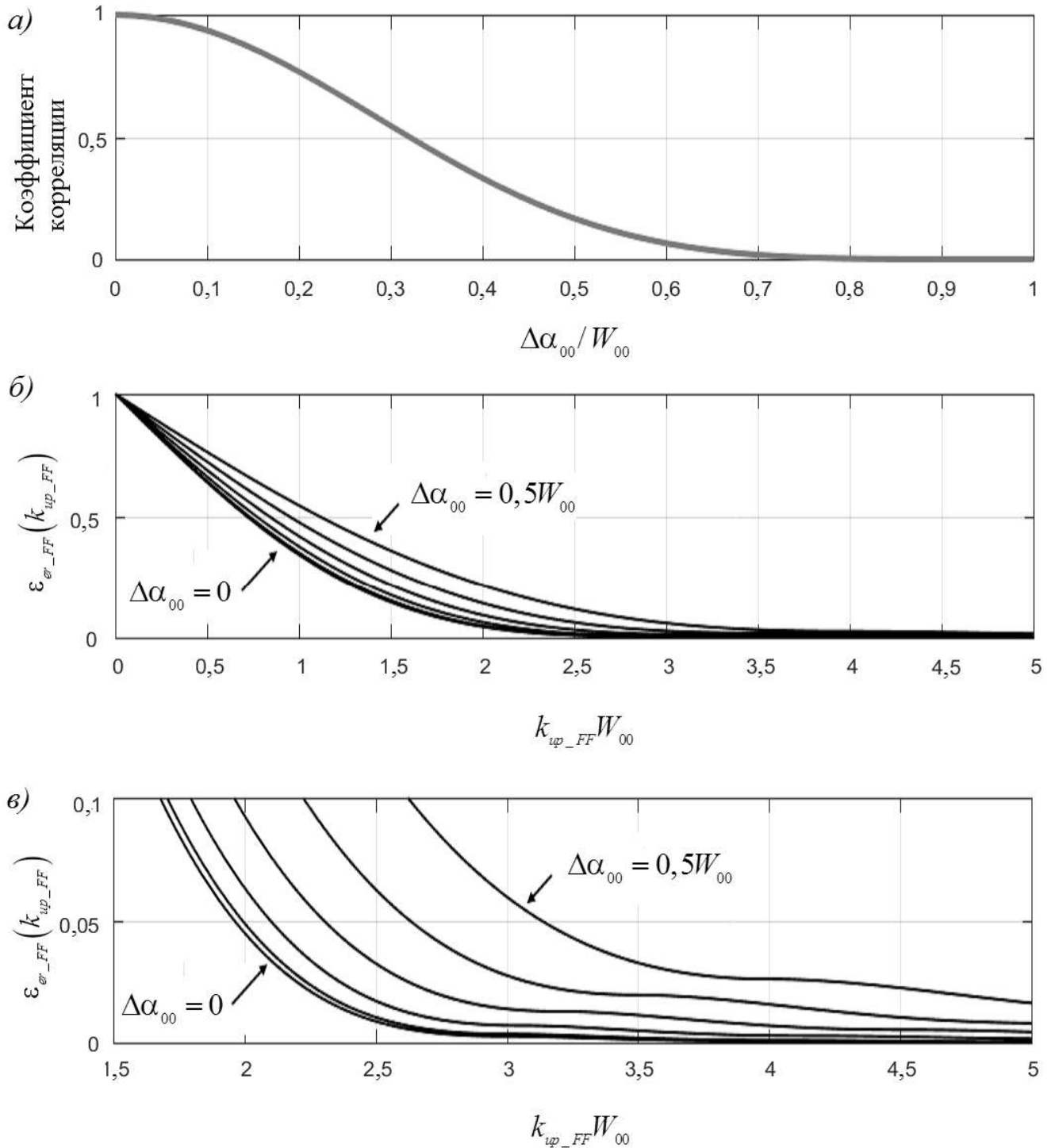


Рисунок А.9 – Коэффициент корреляции квадрата ДНА (а); Результаты расчета $\varepsilon_{er_F}(k_{up_FF})$ для аппроксимации ДНА функцией косинус в квадрате. Левый график соответствует $\Delta\alpha_{00}=0$, правее идут графики с шагом $\Delta\alpha_{00}=0,1W_{00}$ (б, в)

3.4 ДНА аппроксимируется функцией косинус в третьей.

Результаты, полученные численными методами, проведены на рисунке А.10.

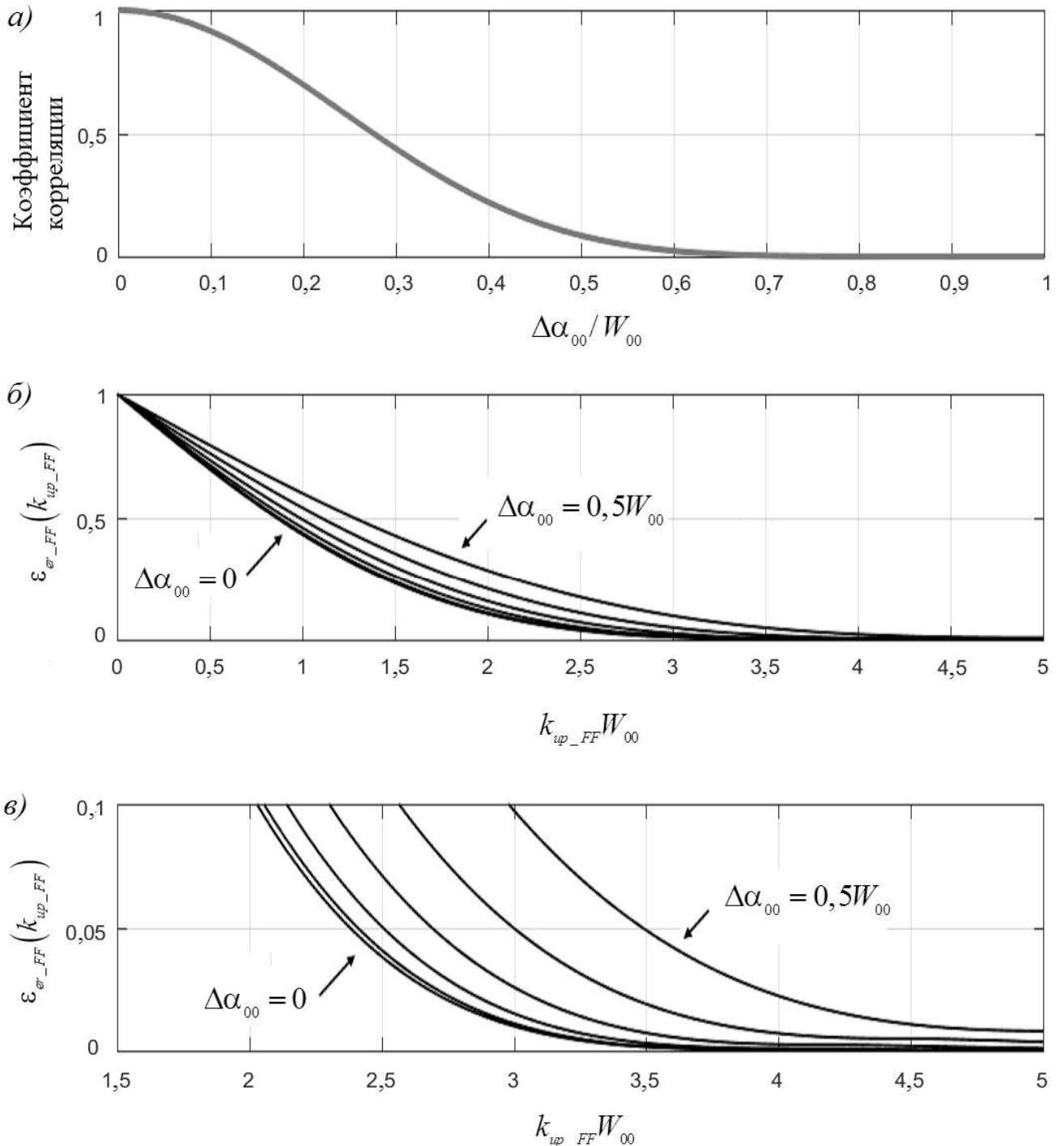


Рисунок А.10 – Коэффициент корреляции квадрата ДНА (а); Результаты расчета $\varepsilon_{er_F}(k_{up_FF})$ для аппроксимации ДНА функцией косинус в квадрате. Левый график соответствует $\Delta\alpha_{00}=0$, правее идут графики с шагом $\Delta\alpha_{00}=0,1W_{00}$ (б, в)

4 Оценки f_{up_BB} .

4.1 Зондирующий импульс прямоугольной формы.

Результаты, полученные численными методами, проведены на рисунке А.11.

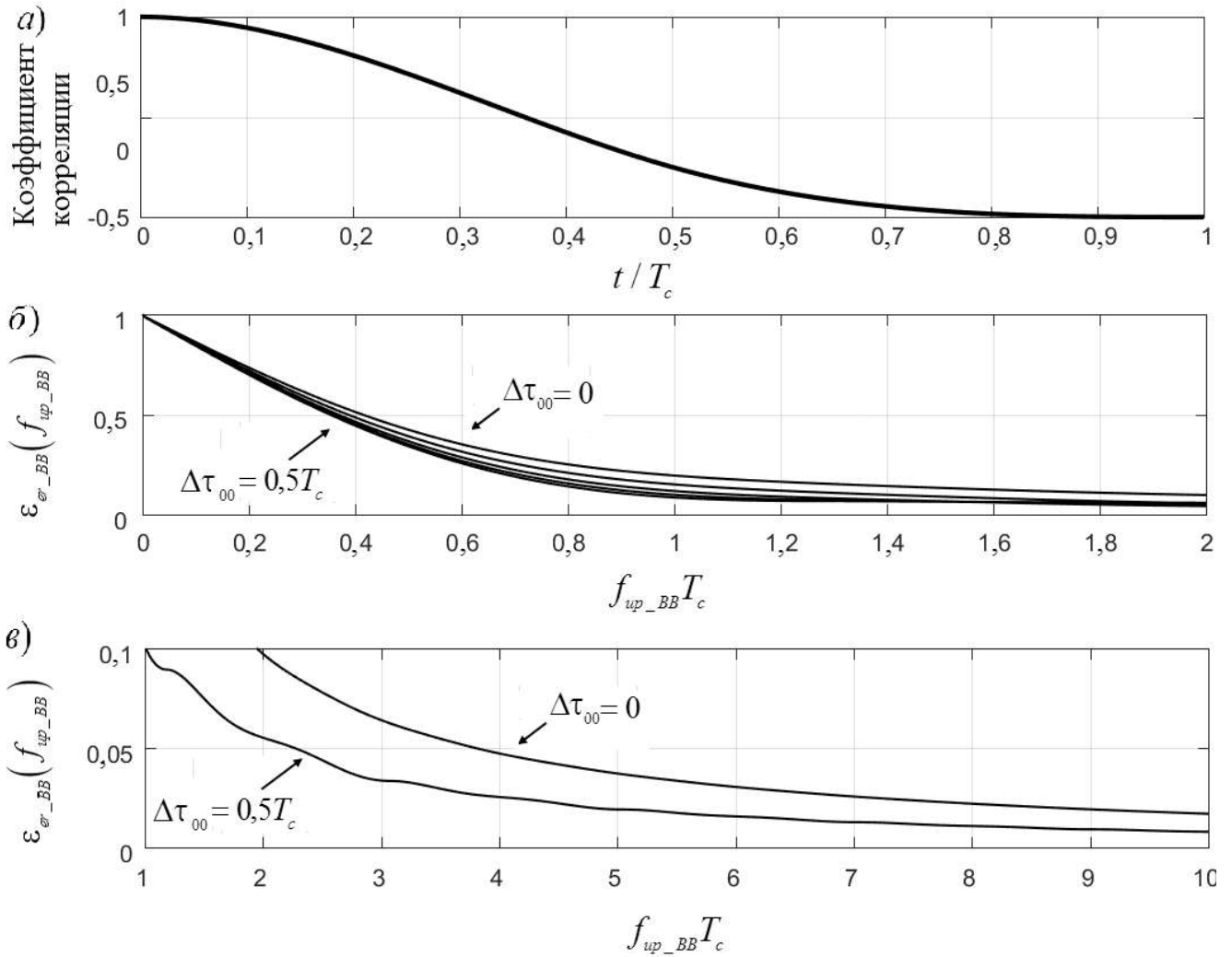


Рисунок А.11 – Коэффициент корреляции огибающей сжатого зондирующего импульса прямоугольной формы (а); Результаты расчета $\varepsilon_{er_BB}(f_{up_BB})$ для радиоимпульса с прямоугольной огибающей. Правый график соответствует $\Delta\tau_{00}=0$, левее идут графики с шагом $\Delta\tau_{00}=0,1T_c$ (б). На рисунке (в) показаны два графика в увеличенном масштабе

4.2 Зондирующий импульс с ЛЧМ.

Результаты, полученные численными методами, проведены на рисунке

А.12.

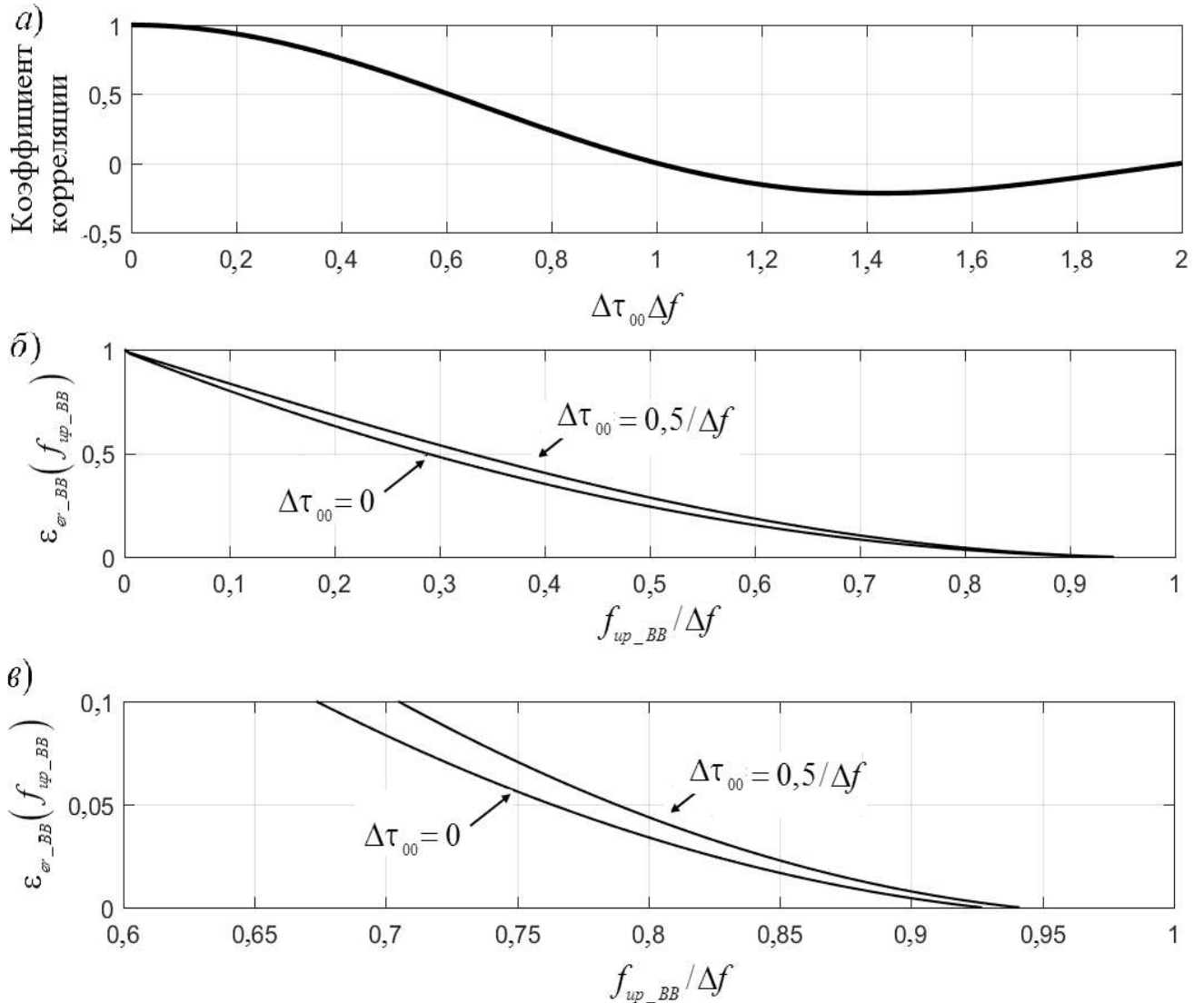


Рисунок А.12 – Коэффициент корреляции огибающей сжатого зондирующего импульса с ЛЧМ (а); Результаты расчета $\varepsilon_{er_B}(f_{up_BB})$ для радиоимпульса с ЛЧМ при $\Delta\tau_{00}=0,5/\Delta f$. Для сравнения на рисунках изображен график при $\Delta\tau_{00}=0$ (б, в).

На рисунке (в) показаны два графика в увеличенном масштабе

4.3 Зондирующий импульс с ФКМ кодом Баркера 13.

Результаты, полученные численными методами, проведены на рисунке А.13.

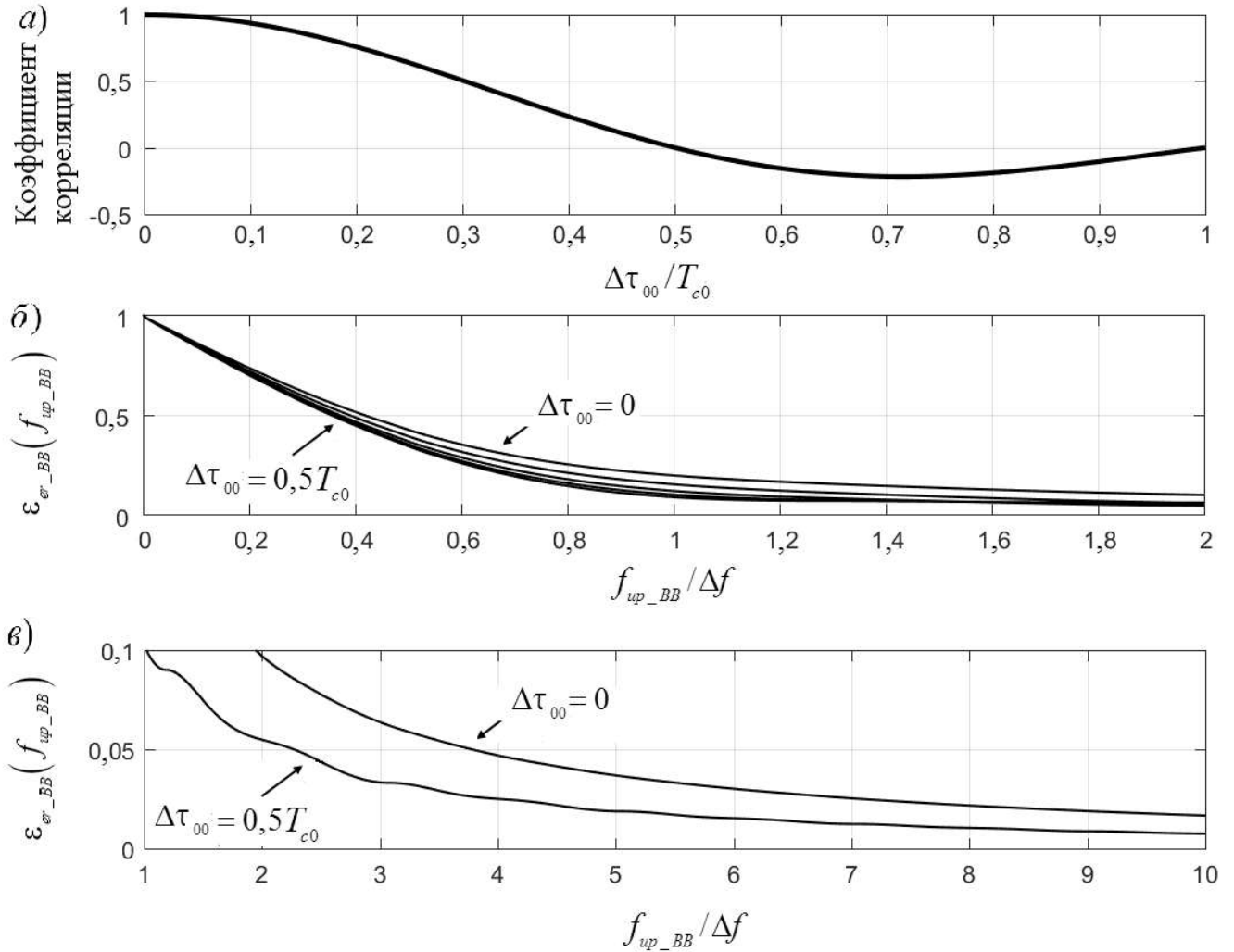


Рисунок А.13 – Коэффициент корреляции огибающей сжатого зондирующего импульса с ФКМ 13 кодом Баркера (а); Результаты расчета $\epsilon_{er_B}(f_{up_BB})$ для радиоимпульса с ФКМ 13 кодом Баркера. Правый график соответствует $\Delta\tau_{00}=0$, левее идут графики с шагом $\Delta\tau=0,1T_c$ (б). На рисунке (в) показаны два графика в увеличенном масштабе

ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Погрешности, обусловленные замещением многоточечного объекта моделью, точки которой формируют взаимосвязанные сигналы

Искажения ДНА в азимутальной плоскости.

Как показано в [103], ошибки, обусловленные замещением отражателей КЦИ сводимы к эквивалентным искажениям ДНА РЛС (в нашем случае – функций $F_\alpha(\alpha)$ и $B(t)$). Как показано в [103], они выражаются в увеличении ширины главного лепестка и «замыву» нулей (рисунок Б.1).

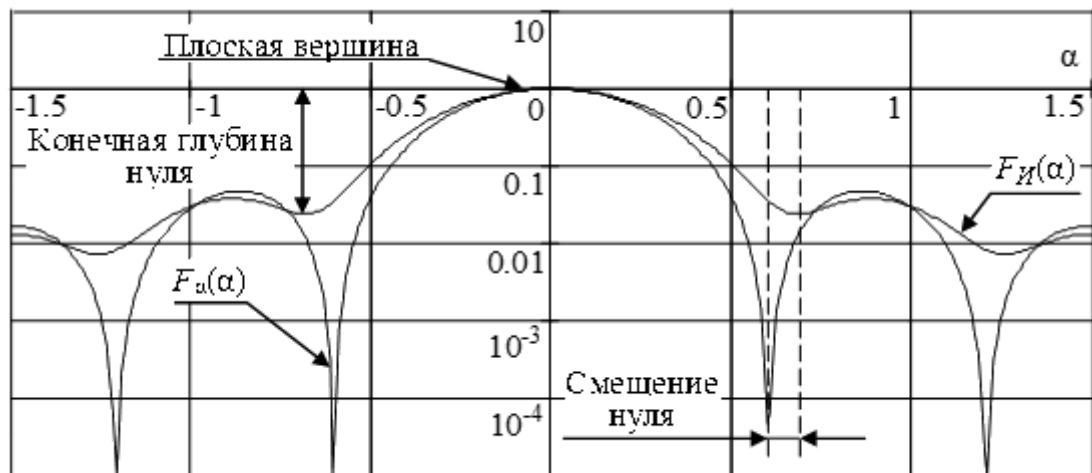


Рисунок Б.1 – Графики искаженной и неискаженной ДН $F_\alpha(\alpha) = \text{sinc}(b\alpha)^2$ для $2\Delta\alpha_M / W_{05} = 0.5$ и $z = 1$, $b - \text{const}$, определяющая ширину ДНА

Эквивалентное изменение ширины ДН характеризуют коэффициентом расширения ДНА по уровню p (k_{Fp}), который вводится как отношение ширины неискаженной ДНА по уровню p (W_p) к ширине эквивалентной искаженной ДНА по уровню p (W_{Ip}):

$$k_{Fp} = \frac{W_p}{W_{Ip}}.$$

Оценки k_{Fp} в зависимости от разноса точек двухточечной модели, нормированной к ширине ДНА на уровне половинной мощности ($2\Delta\alpha_M / W_{05}$),

взяты из [103], для распространенных видов ДНА приведены на рисунках Б.2 – Б.5.

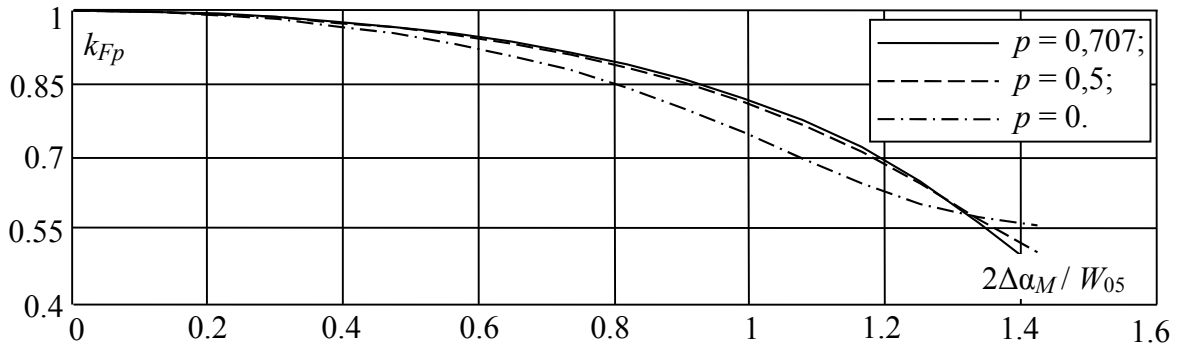


Рисунок Б.2 – Зависимости k_{Fp} от $2\Delta\alpha_M / W_{05}$ для $F_\alpha(\alpha) = \text{sinc}(b\alpha)$

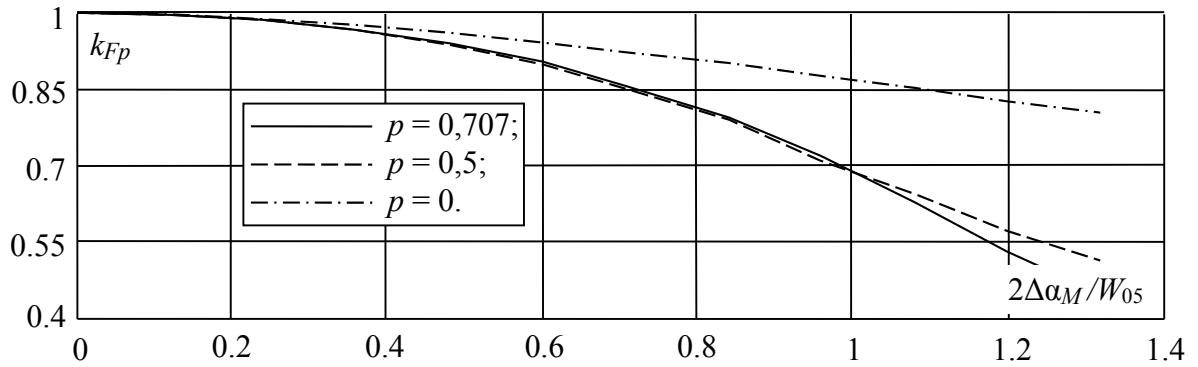


Рисунок Б.3 – Зависимости k_{Fp} от $2\Delta\alpha_M / W_{05}$ для $F_\alpha(\alpha) = \text{sinc}(b\alpha)^2$

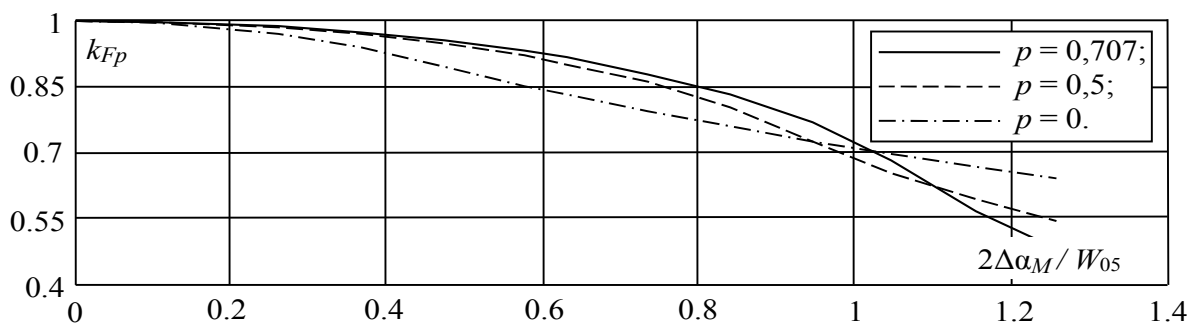


Рисунок Б.4 – Зависимости k_{Fp} от $2\Delta\alpha_M / W_{05}$ для $F_\alpha(\alpha) = \cos(b\alpha)^2$

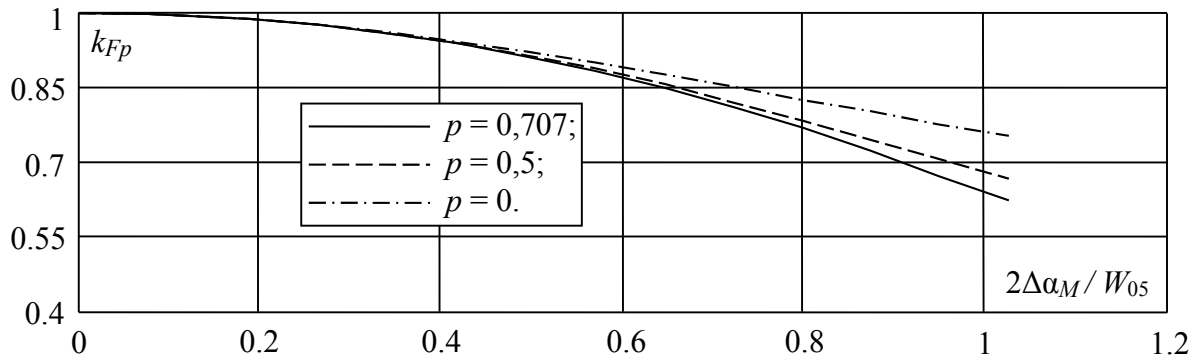


Рисунок Б.5 – Зависимости k_{Fp} от $2\Delta\alpha_M/W_{05}$ для $F_\alpha(\alpha) = \exp(-b\alpha^2)$

Ошибки по координате наклонная дальность.

В [103] доказано, что ошибки, возникающие по наклонной дальности при замещении точек поверхности КЦИ, подчинены тем же механизмам, качественным и количественным зависимостям, что и искажения ДНА. Поэтому результаты, рассмотренные выше для искажений ДНА, будут справедливы для ошибок во временной области – ошибок по координате наклонная дальность. Применительно к используемым в диссертации обозначениям достаточно выполнить замены:

- вместо $F_\alpha(\alpha)$ использовать $B(t)$;
- вместо $2\alpha_M/W_p$ использовать отношение между шагом точек модели по координате наклонная дальность (или время) к ширине $B(t)$ по уровню p .

Например, при согласованной обработке прямоугольного радиоимпульса с ЛЧМ, нормированный отклик тракта приемника ($B(t)$) имеет вид $\text{sinc}(bt)$, и для него справедливы все результаты, полученные ранее для $F_\alpha(\alpha) = \text{sinc}(b\alpha)$.

ПРИЛОЖЕНИЕ В

Акты о внедрении результатов диссертационной работы

УТВЕРЖДАЮ

Первый заместитель
генерального директора –
генеральный конструктор
А. И. Живец
Ю.А. Зверев
_____ 2021



УТВЕРЖДАЮ

Проректор НГТУ по научной
работе
С.В. Брованов
СВ
_____ 2021



АКТ

О внедрении научных результатов диссертационной работы Орешкиной М.О.

Мы, представители АО «ЗАСЛОН» в лице первого заместителя генерального директора – генерального конструктора А.И. Живца, начальника отделения А.Л. Лободы, начальника лаборатории А.Н. Бызова, ст.н.с. М.Б. Рыжикова и представители Новосибирского государственного технического университета в лице проректора по научной работе, доцента С.В. Брованова, руководителя темы №1820187224062452208002088/РТУ-10-19, профессора каф. РПиРПУ А.В. Киселева составили настоящий акт об использовании научных результатов диссертационной работы Орешкиной Маргариты Валерьевны.

Использование результатов диссертационной работы проходило в рамках хоздоговора № 1820187224062452208002088/РТУ-10-19 от 25.11.2019 г. между АО «ЗАСЛОН» и НГТУ.

Орешкиной М.В. выполнены теоретические исследования математических моделей радиолокационных отражений от поверхности земли. На их основе разработаны требования к цифровым моделям распределений УЭПР покровов и обоснованы методы формирования имитирующих сигналов. Они послужили основой для разработки программного обеспечения имитатора, предназначенного для полунатурной отработки перспективных радиолокационных средств (в части имитации отражений от земной поверхности).

От АО «ЗАСЛОН»:
Начальник отделения
А.Л. Лобода
_____ А.Л. Лобода

От НГТУ:
Руководитель темы
№1820187224062452208002088/РТУ-
10-19 /проф. кафедры РПиРПУ
А.В. Киселев
_____ А.В. Киселев

Начальник лаборатории
А.Н. Бызов
_____ А.Н. Бызов

Старший научный сотрудник
М.Б. Рыжиков
_____ М.Б. Рыжиков

УТВЕРЖДАЮ


**АКТ**

о внедрении в учебный процесс


Новосибирского государственного технического университета
результатов диссертационной работы М.В. Орешкиной

Настоящим актом подтверждается, что результаты, полученные Орешкиной Маргаритой Валерьевной при подготовке диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук, используются на кафедре Радиоприемных и радиопередающих устройств Новосибирского государственного технического университета в рамках курса «Радиопомехи и помехоустойчивый прием», читаемого магистрантам второго года обучения по направлениям подготовки 11.04.01 – Радиотехника и 11.04.02 – Инфокоммуникационные технологии и системы связи.

Декан РЭФ, к.т.н., доцент


 /С.А. Стрельцов/

Зав. каф. РПиРПУ, д.т.н., доцент


 /М.А. Степанов/