

ФГУП «Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений»

На правах рукописи

Озеров Михаил Алексеевич

**МЕТОДЫ УМЕНЬШЕНИЯ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ  
«ЛОКАЛЬНЫХ» РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТОВ  
НА ШИРОКОПОЛОСНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ  
КОМПЛЕКСАХ**

Специальность 2.2.10 -

Метрология и метрологическое  
обеспечение

Диссертация  
на соискание учёной степени  
кандидата технических наук

Научный руководитель:

доктор технических наук  
Малай Иван Михайлович

Менделеево – 2023 г.

## Содержание

		Стр.
	Введение	3
	Список используемых сокращений	4
1	Анализ существующего уровня и направлений развития радиолокационных измерительных комплексов и основных источников погрешности измерений интегральных и локальных радиолокационных характеристик объектов РИК с инверсным синтезом апертуры	14
1.1	Анализ существующего уровня и направлений развития радиолокационных измерительных комплексов	14
1.1.1	Анализ характеристик объектов измерений	14
1.1.2	Анализ средств измерений	19
1.1.3	Анализ методов измерений	25
1.2	Разработка модели РИК с инверсным синтезом апертуры.	47
1.3	Анализ основных источников погрешности синтезируемого РЛИ с помощью модели РИК с инверсным синтезом апертуры (анализ уравнения измерений).	52
2	Разработка метода градуирования радиолокационных изображений в единицах ЭПР на основе равенства Парсевалья и способов оценки погрешности РЛИ	63
2.1	Обоснование метода градуирования радиолокационных изображений в единицах ЭПР Экспериментальное опробование	63
2.2	Разработка способов оценки погрешности РЛИ	73
3	Обоснование метода интерполяции массива исходных данных для синтеза РЛИ	77
3.1	Постановка задачи для обобщённого случая трехмерного наблюдения объекта	77
3.2	Экспериментальное опробование метода интерполяции массива исходных данных для синтеза РЛИ	82
4	Разработка методики измерений неравномерности амплитудного и фазового распределения поля в рабочей зоне измерительного комплекса методом инверсного синтеза апертуры	92
4.1	Обоснование методики измерений неравномерности амплитудного и фазового распределения поля в рабочей зоне измерительного комплекса	92

		Стр.
4.2	Экспериментальное опробование методики измерений неравномерности амплитудного и фазового распределения поля в рабочей зоне измерительного комплекса	95
5	Метод измерений интегральных радиолокационных характеристик объектов с низкой ЭПР на основе пространственной фильтрации синтезированных	100
5.1	Обоснование метода измерений интегральных радиолокационных характеристик объектов с низкой ЭПР на основе пространственной фильтрации синтезированных РЛИ	100
5.2	Экспериментальное опробование метода измерений интегральных радиолокационных характеристик объектов с низкой ЭПР на основе пространственной фильтрации синтезированных РЛИ	103
	Заключение	118
	Список использованных источников	123
	Приложение №1	126

## СПИСОК ИСПОЛЬЗУЕМЫХ СОКРАЩЕНИЙ

- АИК – антенный измерительный комплекс  
АФР – амплитудно-фазовое распределение  
АФУ – антенно-фидерное устройство  
БК – безэховая камера  
ВАЦ – векторный анализатор цепей  
ДН – диаграмма направленности  
ДОР – диаграмма обратного рассеяния  
ДПФ – дискретное преобразование Фурье  
ДЧС – дискретный частотный синтез  
ИО – испытательное оборудование  
КМДОР – комплексная многочастотная ДОР  
КО – коэффициент отражения  
КУ – коэффициент усиления  
ПМР – поляризационная матрица рассеяния  
РЛС – радиолокационная станция  
РПМ – радиопоглощающий материал  
РЛИ – радиолокационное изображение  
РИК – радиолокационный измерительный комплекс  
РЭС – радиоэлектронное средство  
СВЧ – сверхвысокочастотный  
СИ – средство измерений  
СИХ – сглаженная импульсная характеристика  
ФПЧ – фильтр промежуточной частоты  
ЭПР – эффективная площадь рассеяния  
ЭФР – энергетическая функция рассеяния

## ВВЕДЕНИЕ

Исследования рассеивающих свойств в настоящее время проводятся для решения широкого спектра задач обнаружения и классификации объектов. Такие исследования востребованы как в гражданской сфере в интересах обеспечения безопасности дорожного движения, развития беспилотного транспорта [1], дистанционного зондирования Земли [2], так и в области обороны и безопасности [3-6].

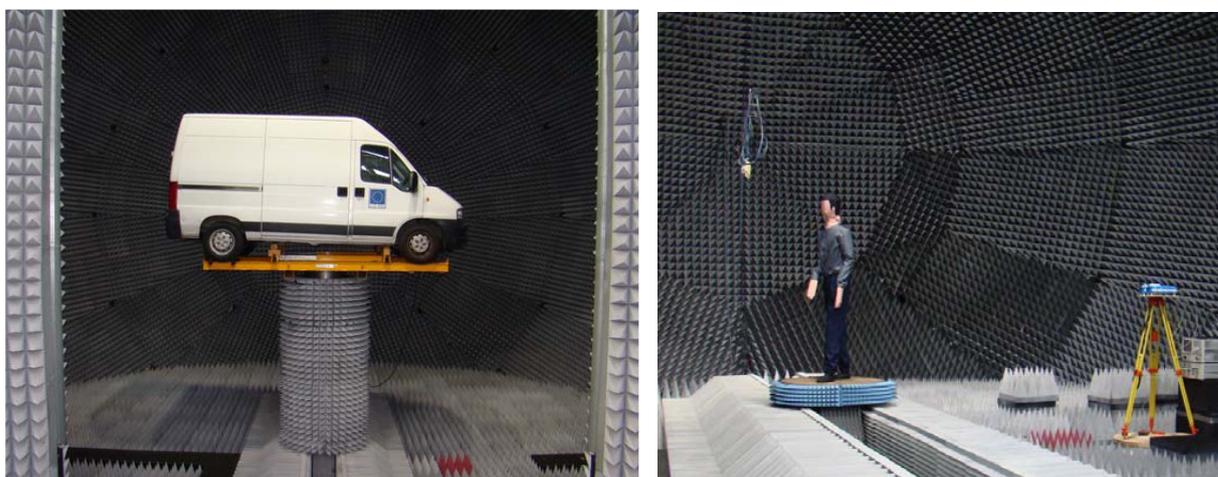


Рисунок В.1 – Полигон для исследований характеристик рассеяния объектов - участников дорожного движения, принадлежащий Объединённому исследовательскому центру – Институту защиты и безопасности граждан (Евросоюз)

Многим типам объектов предъявляются требования по радиолокационной заметности. Радиолокационная заметность определяется величиной эффективной площади рассеяния (ЭПР), которая непосредственно влияет на предельную дальность обнаружения объекта [4]. В связи с этим при создании ряда объектов разработчиками предпринимаются меры по противодействию радиолокационному обнаружению и распознаванию путём уменьшения радиолокационной заметности, что нашло своё воплощение в Stealth-технологии [3]. В настоящее время требования по радиолокационной

заметности включаются в технические задания на создание многих типов объектов локации.

Создание перспективных малозаметных образцов невозможно без оценки их характеристик рассеяния с помощью специальных средств измерений. Основной радиолокационной характеристикой (РЛХ) объекта является интегральная ЭПР, описывающая рассеивающие свойства объекта как точечного рассеивателя [4-8]. Повышение разрешающей способности средств измерений РЛХ, позволяющее наблюдать объект как группу отдельных рассеивателей, привело к появлению среди измеряемых РЛХ локальных ЭПР, описывающих рассеивающие свойства локальных элементов или отдельных участков поверхности объекта как функции одной или двух пространственных координат. Оценку интегральной и локальной ЭПР проводят экспериментально с использованием постоянно совершенствующихся радиолокационных измерительных комплексов (РИК) или теоретически активно развивающимися расчётными методами [9-11].

В настоящее время парк зарубежных средств измерений ЭПР составляет более 30 открытых РИК и около 50 РИК закрытого типа для натурального или полунатурного моделирования объектов. Ведущими среди них являются полигоны ВМС США, корпораций Lockheed Martin, Boeing, Northrop Grumman.

В нашей стране работы по исследованиям РЛХ ведутся с конца 60-х годов прошлого века и привели к созданию ряда отечественных РИК. Современные отечественные РИК позволяют проводить измерения ЭПР в динамическом диапазоне  $10^{-2}$ - $10^4$  м<sup>2</sup> для открытых полигонов ( $10^{-5}$ - $10^2$  м<sup>2</sup> для закрытых полигонов) с суммарной погрешностью измерений 2...5 дБ.

К перспективным малозаметным объектам предъявляются всё более жёсткие требования по величине интегральной ЭПР, которая находится на уровне  $10^{-2}$ - $10^0$  м<sup>2</sup>, а требования к погрешности их оценки возросли до 1...3 дБ. Кроме того, на начальных этапах разработки устанавливаются требования к ЭПР отдельных элементов конструкции – «локальной» ЭПР. Определение

путей достижения задаваемых значений ЭПР и вклада в неё различных элементов объекта невозможно без синтезирования радиолокационных изображений (РЛИ), являющихся способом представления отражающей способности в пространстве [12].

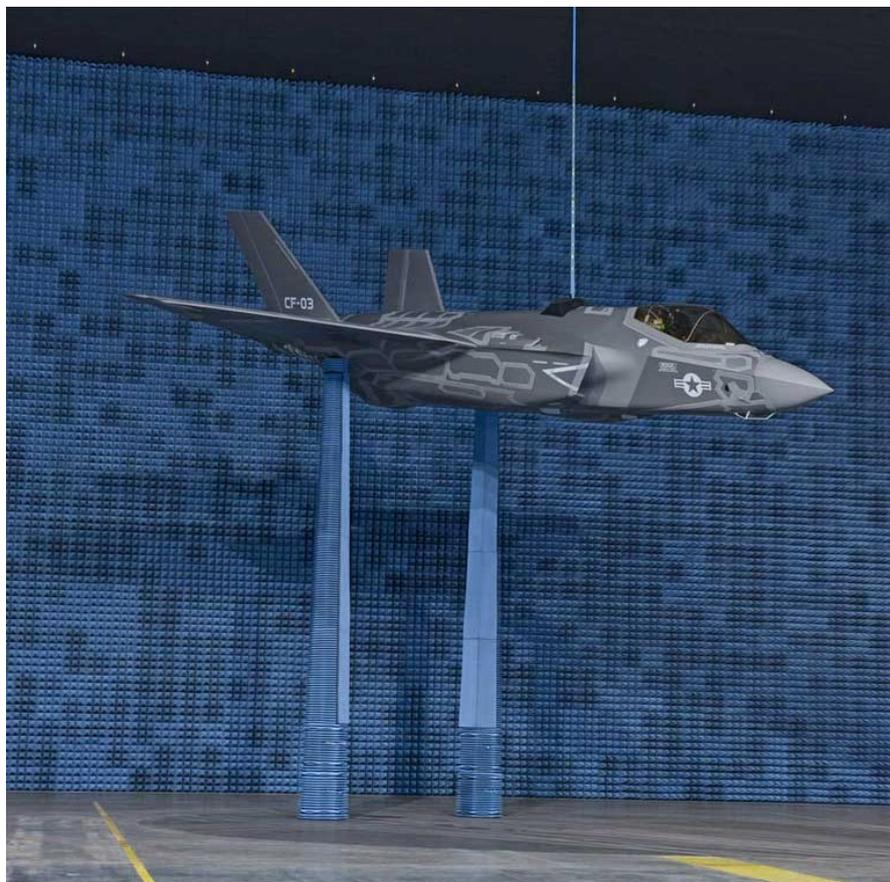


Рисунок В.2 – Стенд для проверки характеристик рассеяния истребителя F-35, изготовленный компанией The Howland Company для корпорации Lockheed Martin

В настоящее время большинство современных отечественных РИК с нормированной погрешностью измеряют лишь интегральные РЛХ, но для вновь разрабатываемых и модернизируемых комплексов, как правило, предъявляются требования по возможности синтезирования РЛИ объектов. Поэтому, измерения «локальных» РЛХ, получаемых путём синтезирования РЛИ, требуют обеспечения точности и прослеживаемости к соответствующим эталонам. Однако, в настоящее время отличия результатов измерений

интегральной ЭПР, проведённых на разных РИК, могут достигать 5 дБ, что затрудняет анализ эффективности принятых мер по уменьшению ЭПР. Кроме того, синтезируемые РЛИ нормируются не к единице ЭПР, а лишь к их максимальной яркости в его пределах, что также приводит к частичной потере информативности. Таким образом, существующая методическая и техническая база не в полной мере обеспечивает возможность измерения «локальных» РЛХ объектов, а также не позволяют проводить достоверную оценку параметров современных широкополосных РИК с инверсным синтезом апертуры при их испытаниях [13].

Современное состояние методического обеспечения измерений РЛХ объектов характеризуется:

- наличием технической возможности синтеза РЛИ на широкополосных радиолокационных РИК;
- отсутствием методов оценки погрешностей синтезируемых РЛИ;
- высокими значениями погрешностей измерений ЭПР, обусловливаемыми неравномерностью распределения ЭМП поля в рабочем объёме, влиянием фоновых и мешающих переотражений;
- систематическим характером доминирующих составляющих погрешности.

В связи с этим возникают **противоречия** между требованиями к функциональным и метрологическим характеристикам РИК и методическим аппаратом для измерений «локальных» РЛХ с нормированными метрологическими характеристиками, что в конечном итоге неизбежно ведёт к снижению качества испытаний малозаметных объектов.

Таким образом, разработка методов уменьшения погрешности измерений «локальных» радиолокационных характеристик объектов на широкополосных РИК, является **актуальной**.

**Объектом** исследований являются широкополосные радиолокационные измерительные комплексы с функцией синтеза радиолокационных изображений методом инверсного синтеза апертуры, используемые для

оценки РЛХ объектов.

**Предметом** исследований являются методы синтеза и анализа радиолокационных изображений.

**Целью работы** является снижение радиолокационной заметности объектов за счёт повышения информативности и точности измерений их РЛХ на радиолокационных измерительных комплексах

Интерес к ЭПР объектов возник с появлением первых радиолокационных станций. Поэтому к настоящему времени опубликовано большое количество работ по методам теоретической и экспериментальной оценки ЭПР. Основными среди них являются труды Балабухи Н.П., Кобака В.О., Майзельса Е.Н., Нестерова С.М., Смирнова А.П., Торгованова В.А., Тучкова Л.Т., Уфимцева П.Я., Шалдаева С.Е., Штагера Е.А., Ягольниковы С.В., Бартона Д.К., Даллманна Т., Нотта Е.Ф., Менсы Д.Л. и других авторов. В некоторых из них, вместе с исследованием методов измерений надлежащее внимание уделялось способам оценки погрешности измерений интегральных РЛХ, но не приводились исследования в части локальных РЛХ. В отдельных работах в качестве основного алгоритма восстановления двумерных радиолокационных изображений авторами рассматривался метод томографии, однако на перспективных РИК основной метод синтеза РЛИ предполагает измерение комплексных многочастотных диаграмм обратного рассеяния, перераспределение их в матрицу пространственных частот для выполнения быстрого преобразования Фурье. Кроме того, в перечисленных работах не была показана функциональная связь между ЭПР РЛИ объекта и его интегральной моностатической ЭПР.

Поэтому достижение цели исследований связано с решением **научной задачи**, заключающейся в разработке методов уменьшения погрешности измерений РЛХ объектов на широкополосных радиолокационных измерительных комплексах.

Решение научной задачи предполагало решение ряда **частных задач**, основными из которых являются:

1. Разработать модель широкополосного радиолокационного измерительного комплекса и проведения с её помощью анализа частных составляющих погрешности измерений локальных ЭПР.

2. Разработать метод градуировки радиолокационных изображений в единицах ЭПР.

3. Обосновать способы определения погрешности измерений эффективной площади рассеяния объектов на радиолокационных изображениях (РЛИ).

4. Обосновать требования к угловому шагу при измерении диаграмм обратного рассеяния и интерполяции массива исходных данных для синтеза РЛИ.

5. Разработать метод оценки неравномерности поля в рабочей зоне антенного полигона методом инверсного синтеза апертуры.

6. Разработать метод измерений интегральных радиолокационных характеристик малоотражающих объектов на основе пространственной трёхмерной фильтрации синтезированных РЛИ, обеспечивающего требуемую чувствительность и погрешность измерений.

Предпосылками решения указанных задач являются:

– линейная взаимосвязь между распределением поля в непосредственной близости объекта (РЛИ) и его диаграммой обратного рассеяния (ДОР);

– систематический характер доминирующих источников погрешностей измерений.

**Методы исследований.** В диссертационной работе применены теоретические и экспериментальные методы исследований. Теоретические исследования основаны на применении математического анализа, математической статистики, теории электромагнитного поля и цифровой обработки сигналов. Экспериментальные исследования проведены на комплексе вторичных эталонов единиц эффективной площади рассеяния, модуля коэффициента отражения в свободном пространстве и коэффициента

усиления антенн, лабораторно-экспериментальной базе ФГУП «ВНИИФТРИ».

**Достоверность** полученных результатов основывается на корректном использовании широко апробированных физических принципов электродинамики и распространения радиоволн, математической статистики, теории спектрального анализа, а также подтверждается адекватностью используемых моделей и экспериментальными результатами с использованием высокоточной аппаратуры ФГУП «ВНИИФТРИ», поверенной и калиброванной с использованием государственных эталонов.

### **ПОЛОЖЕНИЯ, ВЫНОСИМЫЕ НА ЗАЩИТУ:**

1) Метод измерений локальной ЭПР, на основе использования равенства Парсевала обеспечивает однозначную взаимосвязь между локальными и интегральными радиолокационными характеристиками и позволяет проводить измерения локальной ЭПР с пределами  $\pm 0,6$  дБ.

2) Критерии выбора углового шага при измерении комплексной диаграммы обратного рассеяния, за счёт интерполяции позволяют обеспечить уменьшение продолжительности измерений локальных ЭПР в 4 раза.

3) Метод измерений неравномерности поля в рабочей зоне радиолокационного измерительного комплекса, на основе обратного синтеза апертуры, позволяет проводить оценку неравномерности амплитудного распределения с погрешностью  $\pm 0,5$  дБ, фазового распределения с погрешностью  $\pm 8$  градусов, в условиях испытательных полигонов.

4) Метод измерений интегральных радиолокационных характеристик объектов с малой ЭПР, позволяет за счёт пространственной фильтрации синтезированных РЛИ, обеспечить расширение динамического диапазона на 10...15 дБ.

**Научная новизна** полученных результатов заключается в следующем:

1) Впервые предложен метод градуировки радиолокационных изображений в единице ЭПР, позволяющий получать оценки ЭПР отдельных

элементов объекта в заданных диапазонах углов и частот с нормированной погрешностью.

2) Впервые предложены и обоснованы критерии выбора углового шага при измерениях и интерполяции массивов исходных данных для синтеза РЛИ, которые в отличие от известных подходов позволяют снизить продолжительность измерений, а также исключить грубые ошибки измерений ЭПР локальных центров рассеяния.

3) Впервые предложен метод измерений неравномерности амплитудного и фазового распределений поля в рабочей зоне радиолокационного полигона, основанный на обратном синтезе апертуры, который отличающийся более простой технической реализацией, не требующий использования планарного сканера.

4) Впервые предложен способ обработки результатов измерений интегральных радиолокационных характеристик объектов с малой ЭПР на основе пространственной фильтрации синтезированных РЛИ, позволяющий уменьшить погрешности и увеличить диапазон измерений, выполняемых в неидеальных условиях.

**Практическая полезность, научная новизна.** В диссертации впервые предложен метод градуирования радиолокационных изображений в единице ЭПР, позволяющий получать оценки ЭПР отдельных элементов объекта в заданных диапазонах углов и частот с нормированной погрешностью. Предложен новый способ обработки результатов измерений интегральных радиолокационных характеристик объектов с малой ЭПР на основе пространственной фильтрации синтезированных РЛИ, который позволяет уменьшить погрешности и увеличить диапазон измерений, выполняемых в неидеальных условиях. Впервые предложенные и обоснованные критерии выбора углового шага при измерениях и интерполяции массивов исходных данных для синтеза РЛИ позволяют снизить продолжительность измерений как при испытаниях РИК, так и в процессе их штатной эксплуатации.

Основные выводы и результаты работы **реализованы:**

при создании комплекса автоматизированного для высокоточных измерений радиотехнических характеристик антенных систем и характеристик рассеяния объектов в СВЧ диапазоне МГФК.411734.086 в рамках ОКР «Технология-РЛ»;

при разработке программно-аппаратного комплекса для измерений рассеивающих свойств объектов «Сигнатура–2М».

Часть результатов диссертационных исследований получена в ходе выполнения двух плановых НИР и двух ОКР, в которых принимал участие соискатель, в качестве ответственного исполнителя.

**Публикации.** Диссертационные материалы отражены в 27 научных трудах, в том числе в 17 статьях, из них в 11 статьях в журналах, включённых в текущий перечень ВАК в том числе 3 в журналах, входящих в перечень RSCI ВАК, в 10 материалах докладов на Всероссийских и межведомственных научно-технических конференциях и 2-х отчётах о НИР.

**Апробация работы.** Основные положения диссертационной работы докладывались и обсуждались на XXIX и XXX Всероссийском симпозиуме «Радиолокационное исследование природных сред», 2015 и 2017 гг., в работе закрытого «круглого стола» по теме «Актуальные аспекты создания военной техники со сниженной заметностью» состоявшегося в рамках Международного военно-технического форума «АРМИЯ-2015», на 38, 39, 40 и 41-ой научно-технических конференциях молодых учёных – военных метрологов ФГБУ «ГНМЦ» Минобороны России в 2013, 2014, 2015 и 2016 гг., в ходе демонстрации работы программно-аппаратного комплекса для измерений рассеивающих свойств объектов «Сигнатура–2М» на Международных военно-технических форумах «АРМИЯ-2018», «АРМИЯ-2022» и на 14-м Московском международном инновационном форуме и выставке «Точные измерения – основа качества и безопасности».

**Объем работы.** Диссертация состоит из введения, 5 разделов, заключения, списка использованных источников и содержит 127 страницы основного текста, в том числе 85 рисунков и 2 таблицы. Список использованных источников содержит 29 наименований.

# 1. АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩЕГО УРОВНЯ И НАПРАВЛЕНИЙ РАЗВИТИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ И ОСНОВНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ И ЛОКАЛЬНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТОВ РИК С ИНВЕРСНЫМ СИНТЕЗОМ АПЕРТУРЫ

## 1.1 АНАЛИЗ СУЩЕСТВУЮЩЕГО УРОВНЯ И НАПРАВЛЕНИЙ РАЗВИТИЯ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ И ИНОСТРАННЫХ КОМПАКТНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ КОМПЛЕКСОВ

### 1.1.1 АНАЛИЗ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТОВ ИЗМЕРЕНИЙ

В начале 1980-х гг. прошлого века управление перспективных военных исследований США сформулировало 17 приоритетных направлений развития аэрокосмических систем, которые должны были в наибольшей степени повлиять на облик перспективных летательных аппаратов (ЛА), способных при снижении необходимого числа средств нападения решать стратегические и оперативно-тактические задачи. Один из приоритетов – программа по разработке комплексной технологии снижения всех видов заметности средств воздушного нападения, получившая название «Stealth».

В рамках технологии «Stealth» в были созданы и эксплуатируются следующие ЛА: ударный истребитель F-117 (снят с вооружения в 2008 году), многоцелевые тактические истребители F-22, F-35, J-20, стратегический бомбардировщик B-2. Реализуемые в их конструкциях технические достижения позволили снизить заметность машин в радиолокационном, инфракрасном, оптическом и акустическом диапазонах [1].

Согласно данным из открытых источников ударный истребитель F-117 имеет ЭПР, составляющую сотые доли квадратного метра. По мнению специалистов, значения ЭПР зарубежных истребителей 5-го поколения составляет десятые доли квадратного метра (рис. 1.1). Сотые и даже тысячные доли квадратного метра может составлять ЭПР малоразмерных объектов – ракет, беспилотных летательных аппаратов.

## Снижение радиолокационной заметности

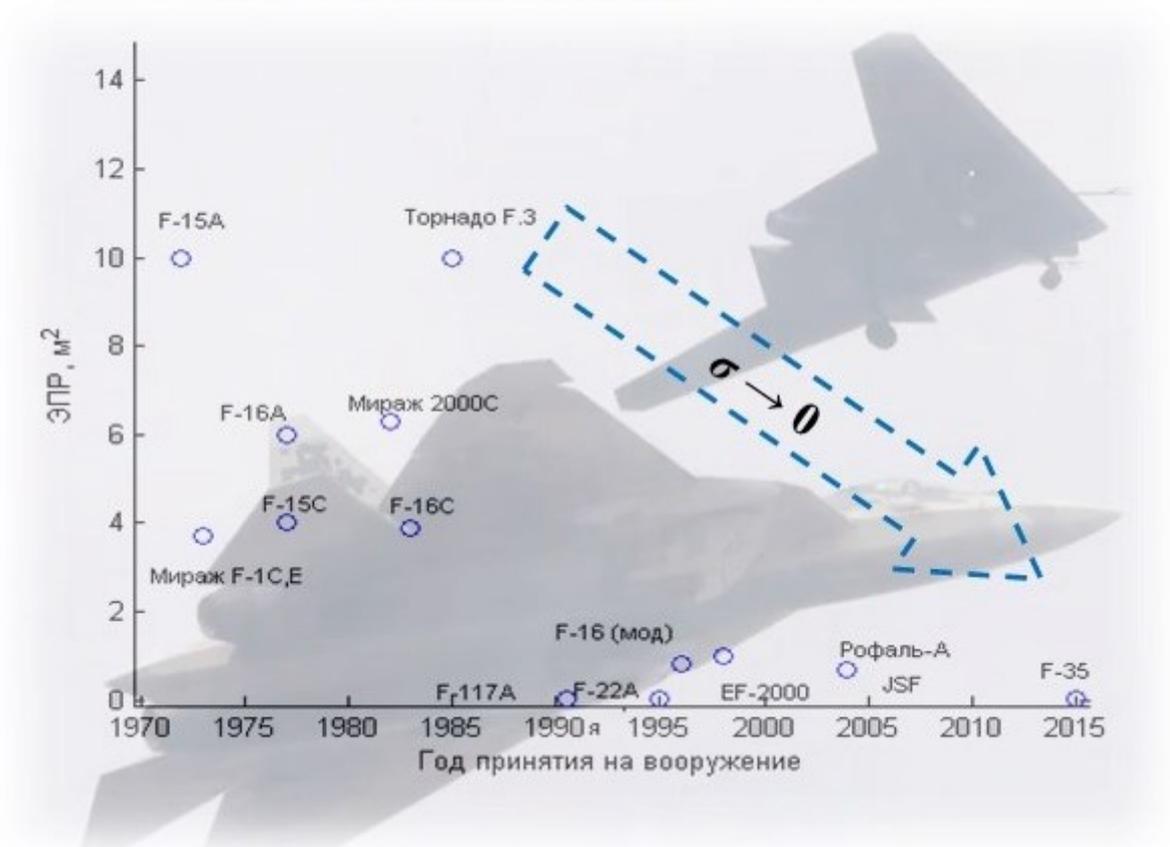


Рисунок 1.1 – Тенденции снижения радиолокационной заметности самолётов

Между тем, наибольшее внимание уделяют уменьшению радиолокационной заметности, поскольку сегодня именно она повышает возможность успешного преодоления системы ПВО, снижая эффективность работы информационных средств и средств управления. Аналогичные программы проводят в Великобритании, Франции, Германии, Китае и других экономически развитых государствах, доктрины которых ориентированы на военно-техническое превосходство над другими странами.



Рисунок 1.2 – Многоцелевые истребители F-22 (слева) и J-20 (справа)



Рисунок 1.3 – Эсминец класса «Zumwalt» (на переднем плане)



Рисунок 1.4 – Крылатая ракета Storm Shadow/SCALP

Успехи в создании и применении малозаметных самолётов подвигли разработчиков создавать малозаметные корабли [14] (французский фрегат «La Fayette», американский эсминец «Zumwalt», корветы «Visby» и «Saar-5», экспериментальный катамаран «Sea Shadow»), крылатые ракеты (AGM-158 JASSM, Storm Shadow/SCALP), танки и даже такие относительно малоразмерные объекты как беспилотные вертолёты.

В последнее время измерения ЭПР всё чаще становятся востребованными в гражданской области. Этому способствует активное использование радиолокационных систем дистанционного зондирования земли в интересах океанографических исследований, сельского хозяйства, мониторинга чрезвычайных происшествий и техногенных катастроф [15, 16]. Также бурно развиваются технологии беспилотного транспорта, использующие, наряду с радионавигационными и оптическими средствами, радиолокационные системы К- и W-диапазона [1, 17, 18]. Последние требуют проведения детальных исследований РЛХ объектов – участников дорожного движения, начиная от пешехода, заканчивая большегрузным транспортом и элементами дорожной инфраструктуры.

Одновременно с этим современные радиолокационные системы непрерывно улучшают характеристики пространственного разрешения за счёт использования широкополосных зондирующих сигналов с ЛЧМ или ФКМ. Ширина полосы частот многих из существующих радиолокационных систем ДЗЗ составляет 400-800 МГц, что позволяет обеспечить пространственное разрешение в единицы дециметров. Современные авторадары могут использовать полосы частот до 4 ГГц и иметь пространственное разрешение в единицы сантиметров.

Таким образом, объекты исследований РЛХ представляют собой электрически большие тела сложной формы с широким применением как проводящих, так и диэлектрических материалов, имеющие усреднённые значения ЭПР от 0,001 м<sup>2</sup>.

## 1.1.2 АНАЛИЗ СРЕДСТВ ИЗМЕРЕНИЙ

Насущные требования создания малозаметных объектов перевели задачи по оценке радиолокационной заметности из разряда факультативных и экзотических в разряд сертификационных. Важность этих исследований подтверждает проведенная в США под эгидой Министерства обороны исследовательская работа по оценке единства измерений радиолокационных характеристик (РЛХ) в соответствии с документом ANSI/NCSL Z-540-1994-1 [19] и разработке методик сертификационных измерений РЛХ принимаемых на вооружение образцов – MIL-STD-2071A(AS) [20], IEEE 1502-2007 [21]. Серьёзное внимание уделяется оценке погрешности выполняемых измерений ЭПР [22].

Для оценки радиолокационной заметности объекта исследуется широкая номенклатура радиолокационных характеристик [6-10]. В то же время показано, что все они являются производными от частотной характеристики комплексной ЭПР при тех же углах падения и отражения и поляризационном состоянии передающей и приёмной антенны [13]. Поэтому частотная зависимость поляризационной матрицы рассеяния при заданных углах падения и отражения является полной информацией о рассеивающих свойствах объекта. Действительно, частотная зависимость при заданных углах падения и отражения определяет импульсную характеристику. И наоборот, угловая диаграмма комплексной ЭПР при заданной частоте определяется местоположением локальных источников по поверхности объекта. Конкретная измерительная задача может только ограничить диапазон исходных данных. Степень ограничения определяется на этапе решения конкретной измерительной задачи, что приводит к получению сглаженных в определенной области характеристик.

Оценку РЛХ проводят теоретически с применением активно развивающихся расчетных методов, экспериментально с использованием постоянно совершенствующихся радиолокационных измерительных комплексов (РИК) или комбинируя теоретические и экспериментальные

методы (табл. 1.1). Значительный вклад в исследование рассеивающих свойств объектов вносят математические методы. Наибольшее применение для оценки ЭПР получили системы автоматизированного проектирования FEKO, CST Microwave Studio, HFSS, ADS EMPro в которых применяются следующие основные математические методы электродинамического моделирования [23]:

- метод интегральных уравнений;
- метод конечных временных разностей;
- метод конечных элементов;
- метод геометрической оптики.

Несмотря на постоянное совершенствование вычислительных методов электродинамического моделирования и рост производительности используемых вычислительных средств они не в состоянии в среднесрочной перспективе полностью заменить натурные эксперименты по оценке РЛХ. Это связано с существенным расхождением результатов моделирования и проводимых экспериментов, результаты которых имеют более высокую достоверность благодаря привязке к физическим эталонам единиц величин, тщательному анализу условий измерений и многократной проверке их результатов как на простых телах, так и сравнением с другими РИК. Погрешность электродинамического моделирования обуславливается вычислительной сложностью решаемых задач, большим количеством приближений, допущений, настраиваемых параметров вычислений, не полным соответствием используемых моделей объектов как по геометрической форме, так и электрофизическим параметрам используемых материалов.

Таблица 1.1 Свойства радиолокационных измерительных комплексов

<i>По измеряемой величине</i>		
Интегральные радиолокационные характеристики		Локальные радиолокационные характеристики
<i>По условиям измерений</i>		
Открытые РИК		Закрытые РИК
<i>По видам используемых сигналов</i>		
Узкополосные сигналы (гармонические и импульсные узкополосные)		Широкополосные сигналы (импульсные широкополосные, ЛЧМ-сигналы, частотносинтезированные сигналы)
<i>По типу объектов измерений</i>		
Реальные объекты	Натурные модели	Масштабные модели
<i>По методике градуировки</i>		
Использование набора мер, перекрывающих динамический диапазон РИК		Использование одной меры и перестраиваемого аттенюатора

Свойство ЭПР как радиолокационной характеристикой предполагает условия свободного пространства. На открытых радиолокационных измерительных комплексах это достигается размещением объекта на удалении, обеспечивающем равномерное амплитудное и фазовое распределение падающего на объект электромагнитного поля, и периодическим контролем его равномерности. Этот фактор носит методический характер. Однако на открытых полигонах падающее ЭМП в рабочем объеме формируется двумя факторами:

- передающей антенной;
- отражениями падающего поля в сторону объекта местными предметами и подстилающей земной или водной поверхностями [4].

Современные отечественные РИК позволяют проводить измерения ЭПР в динамическом диапазоне в среднем  $10^{-2}$ - $10^4$  м<sup>2</sup> с суммарной погрешностью около 3-4 дБ. В результате разброс результатов измерений однотипных объектов на разных РИК достигает 5-7 дБ. В то же время анализ РЛХ современных и перспективных объектов и свойств перспективных средств обнаружения и распознавания свидетельствует о необходимости

повышения точности измерений ЭПР до 1-2 дБ при одновременном снижении измеряемых ЭПР до  $10^{-4}$ - $10^{-3}$  м<sup>2</sup>. Обеспечение единства и воспроизводимости результатов измерений ЭПР путем создания одинаковых условий измерений (в первую очередь, обеспечение условий квазиплоского ЭМП), контроль характеристик согласованного перечня влияющих на погрешность измерений факторов, предъявление требований к влияющим факторам и использование единой методики оценки погрешности измерений оказываются недостаточными. Таким образом, повышение точности оценок ЭПР путем уменьшения погрешности измерений ЭПР ограничивается процедурными, конструктивными и технологическими возможностями изготовления и применения РИК в целом и отдельных его элементов.

В настоящее время максимальное внимание уделяется разработке модели рассеяния, высокоточным измерениям характеристик рассеяния и определению местоположения доминирующих источников переизлучения.

Объекты измерений радиолокационных характеристик делятся на три группы:

- измерения характеристик реальных объектов;
- измерения характеристик натуральных или полунатурных моделей объектов;
- измерения масштабных моделей реальных целей методами электродинамического моделирования.

Наиболее важными и достоверными являются измерения на реальных целях. В этой связи два других класса носят оценочный характер, цель которых предсказать возможные значения вновь создаваемых объектов или определить так называемые “блестящие точки” и участки локального отражения. Однако, учитывая известные ограничения, возникающие при измерениях РЛХ натуральных объектов, все большее развитие приобретают высокоинформативные измерения масштабных моделей реальных объектов и элементов их конструкции.

В настоящее время парк зарубежных средств измерений ЭПР составляет более 50 РИК закрытого типа натурального или полунатурного моделирования объектов. Ведущими среди них являются полигоны RATSCAT, корпораций Lockheed Martin, Boeing, Northrop Grumman, NSI-MI-Technologies, центров вооружений морской авиации Patuxent Rive, China Lake (рис. 1.5).

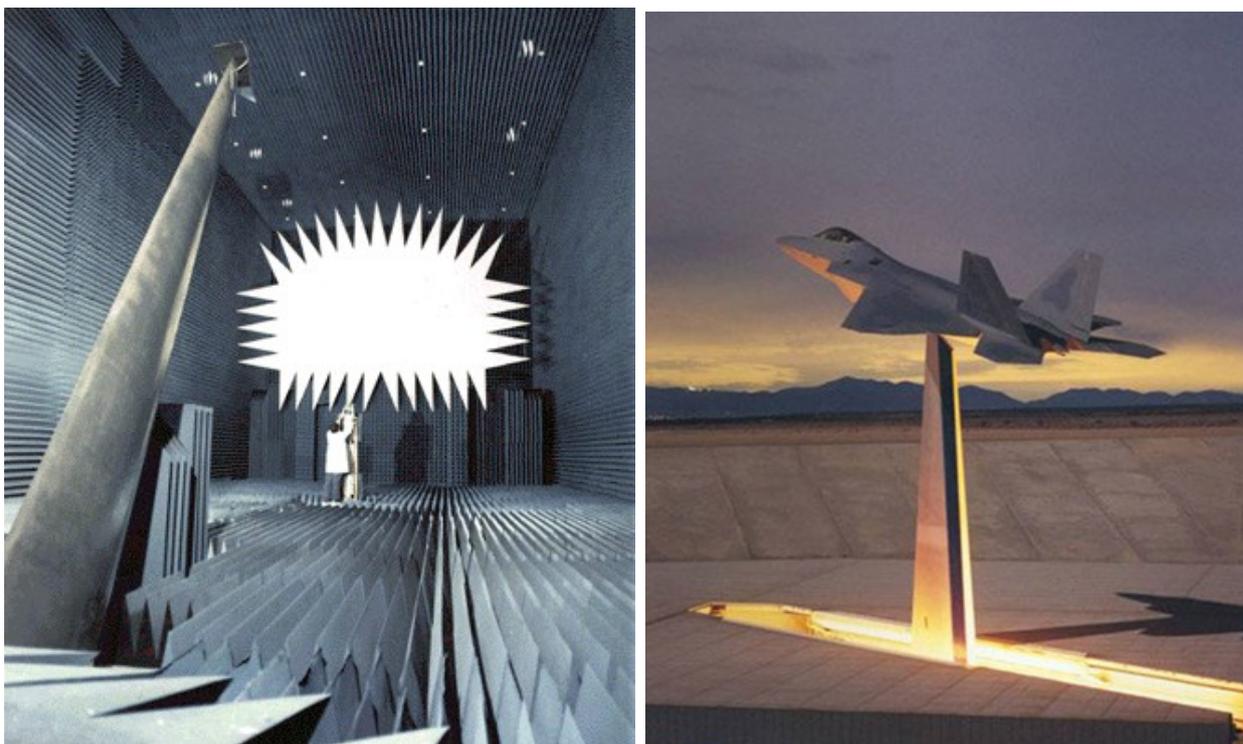


Рисунок 1.5 – Малый коллиматорный комплекс лаборатории радиолокационных отражений корпорации NSI-MI-Technologies (слева), истребитель F-22 на полигоне Helendale корпорации Lockheed Martin (справа)

В нашей стране активные работы по созданию малозаметных объектов ведутся с конца 60-х начала 70-х годов прошлого века, что привело к созданию отечественного парка РИК, основу которого составляют измерительные комплексы открытого типа. Данная сеть менее совершенна аналогичной сети измерительных полигонов США и отличается по некоторым функциональным признакам. В частности:

- практически все полигонные измерительные комплексы США, в том числе открытые, позволяют проводить измерения с высоким разрешением, составляющим порядок единиц сантиметров;

- зарубежные измерительные комплексы позволяют измерять полную поляризационную матрицу рассеяния;

- зарубежные измерительные комплексы имеют верхнюю рабочую частоту до 95 ГГц и выше;

- функциональное назначение зарубежных измерительных комплексов все более активнее направляется на решение задач распознавания по получаемым радиолокационным данным, в том числе с использованием методов инверсного синтезирования апертуры.

Таким образом, обеспечение испытаний объектов с малой ЭПР требует совершенствования аппаратного, методического и метрологического обеспечения используемой сети отечественных РИК.

### 1.1.3 АНАЛИЗ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЙ

Основное уравнение радиолокации описывает функционирование радиолокационного канала через радиотехнические характеристики используемого антенного устройства и рассеивающие свойства объектов, а именно коэффициент усиления антенн (КУ) и эффективную площадь рассеяния (ЭПР). КУ антенного устройства и ЭПР лоцируемого объекта непосредственно связаны с предельной дальностью действия радиолокационного канала в заданных условиях. В общем случае ЭПР определяется, как площадь некоторого изотропного объекта, создающего в точке приема такую же плотность потока мощности, что и исследуемый объект [4, 5]:

$$\sigma = \lim_{R \rightarrow \infty} 4\pi R^2 \frac{P_{рас.}}{P_{пад.}}, \quad (1.1)$$

где  $R$  - расстояние до объекта;

$P_{рас.}, P_{пад.}$  - плотности потока мощности рассеянной объектом у приёмной антенны и падающей на объект, соответственно.

ЭПР объектов на заданной частоте, помимо их формы, определяется радиофизическими характеристиками используемых в конструкции материалов, характеризующихся, в первую очередь, коэффициентом отражения в свободном пространстве. Коэффициент отражения в свободном пространстве можно определить как отношение плотностей потоков мощностей, рассеянных бесконечной плоскостью из идеально проводящего материала и исследуемым материалом, расположенным на плоскости из идеально проводящего материала, при одинаковых условиях наблюдения:

$$K = \frac{P_{mat.}}{P_{ид.}}, \quad (1.2)$$

где  $P_{mat.}, P_{ид.}$  - плотности потоков мощностей рассеянных объектами, покрытыми исследуемым и идеально проводящим материалом, соответственно.

В настоящее время в РФ активно эксплуатируется более 10 РИК различных типов, а также некоторое количество стендов и антенных измерительных комплексов, имеющих функцию измерений ЭПР. В 2019 году успешно прошёл испытания ведомственный эталон ЭПР, принадлежащий Минобороны России. Силами Росстандарта ведутся работы по созданию государственного первичного эталона ЭПР.

Измерения ЭПР объектов можно условно разделить на два этапа:

- воспроизведение единицы ЭПР применяемыми мерами ЭПР с использованием косвенного метода измерений на основе геометрических характеристик и информации о проводящих свойствах материала изготовления меры;

- передача единицы ЭПР от меры ЭПР испытываемому объекту с использованием компаратора (РИК).

В настоящее время, ввиду отсутствия эталона и государственной поверочной схемы по передаче единицы ЭПР, оба этапа организационно выполняются в рамках одного РИК, поэтому определение действительных значений ЭПР используемых мер (воспроизведение ЭПР) требует отдельного внимания.

Существенная зависимость рассеивающих свойств отражателей от их электрических размеров делает необходимым их рассмотрения в трех характерных случаях: длинноволновой ( $a \ll \lambda$ , где  $a$  - характерный размер отражателя, м), резонансной ( $a \approx \lambda$ ) и коротковолновой областях ( $a \gg \lambda$ ). При измерениях наиболее удобной является коротковолновая область, в которой действуют приближение оптической области, упрощающий учёт ЭПР отражателей. Однако, обеспечение условий коротковолновой области во всем рабочем диапазоне частот комплексов обычно является невозможным в силу ограничений по пространству полигона и массе мер. Поэтому в качестве мер ЭПР выбраны отражатели, обеспечивающие рассеяние преимущественно в коротковолновой области. Критерием выбора размеров в данном случае

является погрешность воспроизведения единицы ЭПР обуславливаемая, в первую очередь, неучётом эффектов резонансного рассеяния.

На практике при оценке погрешности расчёта ЭПР оперируют допусковым отклонением профиля тела от его идеализированной модели. Таким образом, воспроизведение единицы ЭПР осуществляется путём измерений линейных размеров мер ЭПР с использованием стандартного измерительного инструмента и расчёте значений ЭПР в соответствии с соотношениями (1.3-1.6) [5].

Сфера:

$$\sigma_c(ka) = \sigma_c U_c(ka), \quad (1.3)$$

где  $\sigma_c = \pi a^2$ ;

$a$  - радиус сферы, м;

$$U_c(x) = \left| \frac{1}{x} \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n (2n+1) \left\{ \frac{j_n(x)}{h_n^{(1)}(x)} - \frac{\frac{d}{dx}(xj_n(x))}{\frac{d}{dx}(xh_n^{(1)}(x))} \right\} \right|^2;$$

$$j_n(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} J_{n+1/2}(x),$$

$$h_n^{(1)}(x) = \sqrt{\frac{\pi}{2x}} H_{n+1/2}^{(1)}(x),$$

$$x = ka = 2\pi a / \lambda,$$

$J_n$  и  $H_n^{(1)}$  - сферические функции Бесселя и Ганкеля соответствующих порядков.

Цилиндр:

$$\sigma_{ц} = \frac{4\pi a l^2}{\lambda}, \quad (1.4)$$

где  $a$  - радиус основания, м;

$l$  - длина образующей, м.

Пластина:

$$\sigma_{п} = \frac{4\pi S^2}{\lambda^2}, \quad (1.5)$$

где  $S$  - площадь, м<sup>2</sup>.

Двугранный уголкового отражатель (с квадратными гранями):

$$\sigma_{дво} = 8\pi \left( \frac{a^2}{\lambda} \right)^2, \quad (1.6)$$

где  $a$  - длина стороны, м.

Наилучшую точность оценки ЭПР обеспечивают меры ЭПР в форме сфер, погрешность ЭПР качественно изготовленных сферических отражателей может составлять менее 1 %. Ещё одним достоинством сфер является отсутствие необходимости юстировки этих отражателей и связанных с ней погрешностей измерений в силу их полной симметрии. Указанные плюсы полностью нивелируются одним недостатком – сильным взаимодействием с опорой (подвесом) ввиду изотропной формы ДОР.

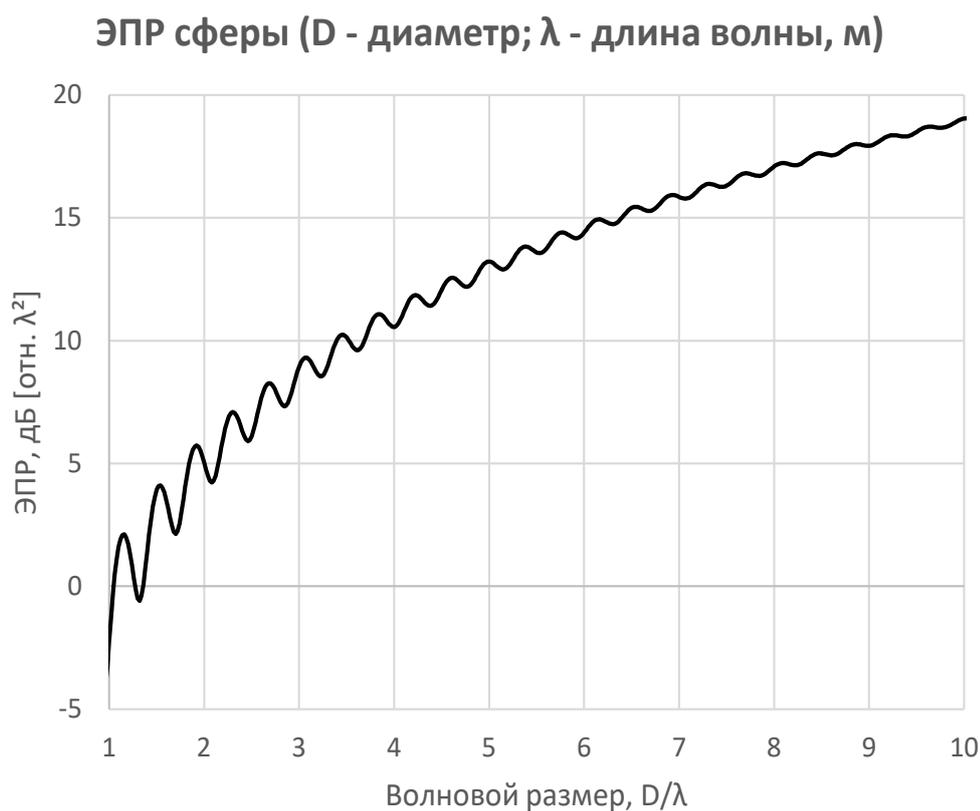


Рисунок 1.6 – Частотная зависимость ЭПР сферы

Отражатели в форме цилиндров обеспечивают достаточную точность расчёта ЭПР, которая может составлять 1...5 % как в коротковолновой, так и в резонансной области рассеяния. При наблюдении цилиндра со стороны

образующей, бистатическая ДОР существенно спадает к его торцам. Эта особенность обуславливает минимальное взаимодействие цилиндра с опорой при его установке на основание. Полезной особенностью отражателей в форме цилиндров является хорошо известная форма моностатической ДОР, которая может использоваться при верификации результатов измерений.

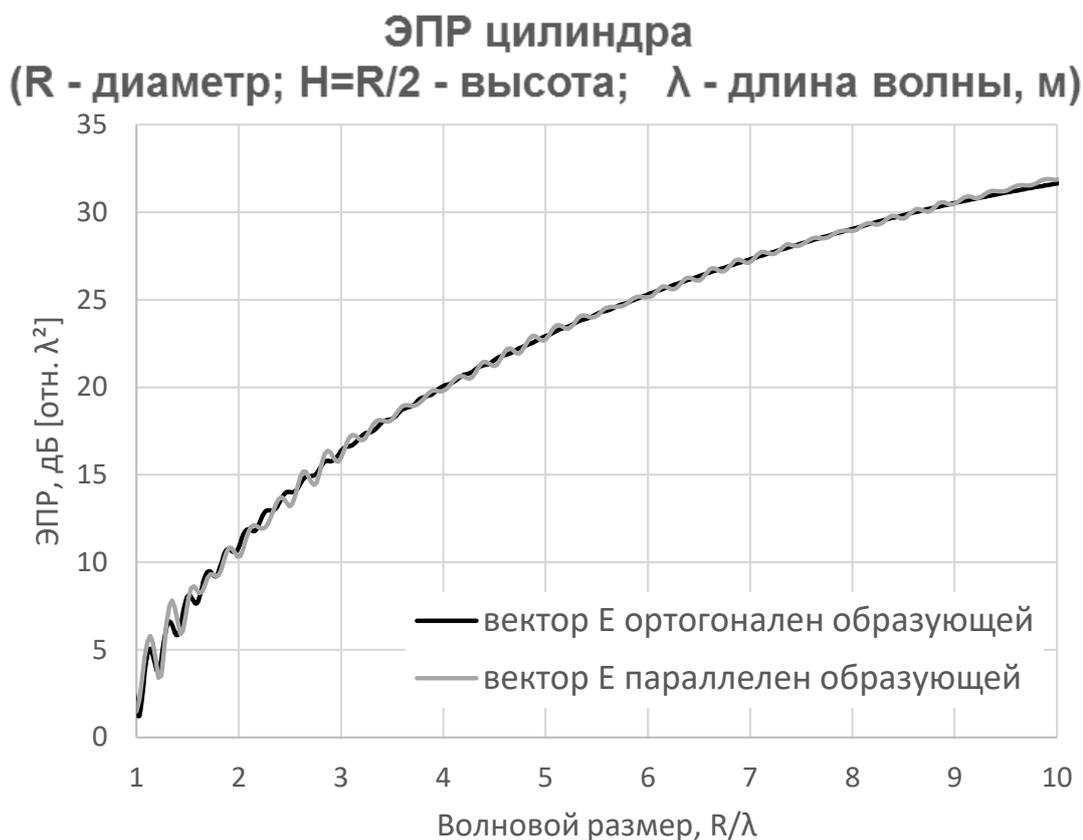


Рисунок 1.7 – Частотная зависимость ЭПР цилиндра в направлении образующей

Весомым преимуществом использования мер ЭПР на основе плоских отражателей (пластин в форме круга, квадрата или др.) является высокая пространственная избирательность рассеянного поля, что позволяет использовать их для калибровки в условиях плохо оборудованных помещений, и простота изготовления. Данному свойству сопутствуют высокие значения ЭПР и сложность установки и юстировки таких мер. Последнее обусловило ограниченное распространение таких мер при калибровке стендов для измерений ЭПР, однако, такие меры широко применяются при измерениях МКО материалов и покрытий. Точность

вычислений ЭПР пластин сопоставима с аналогичным показателем для цилиндров.

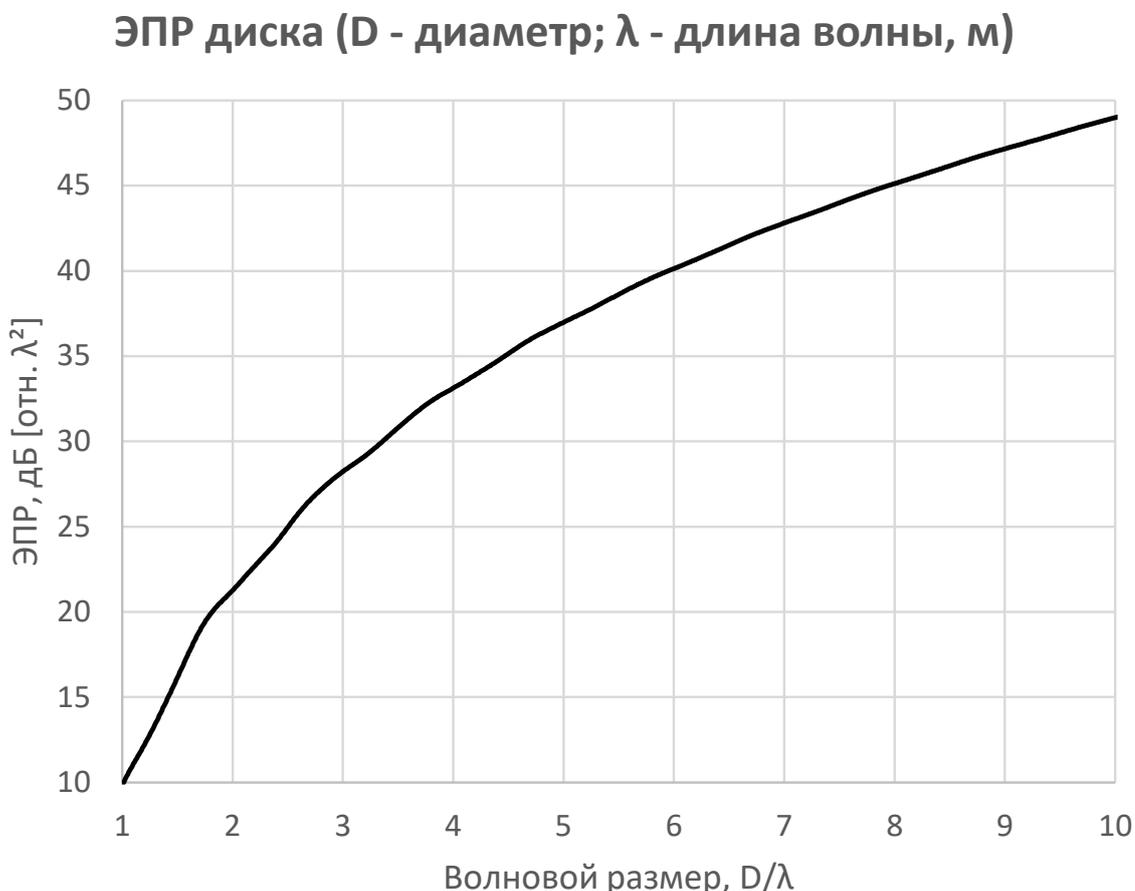


Рисунок 1.8 – Частотная зависимость ЭПР диска

Использование уголковых отражателей получило широкое распространение благодаря широкой моностатической ДОР и лёгкостью воспроизведения высоких значений ЭПР. Двугранные уголковые отражатели являются незаменимым инструментом при поляриметрической калибровке радиолокационных измерительных комплексов, а также применяются при измерениях свойств материалов. В то же время уголковые отражатели имеют недостатки, основным из которых является изрезанность главного лепестка ДОР, обусловленная влиянием дифракции на кромках граней. Изрезанность можно существенно уменьшить путём использования граней специальной формы.

Точность оценки ЭПР угловых отражателей наихудшая среди рассмотренных типов отражателей и составляет 2...8 %, однако и такие значения не являются препятствием для их использования в составе измерительных стендов.

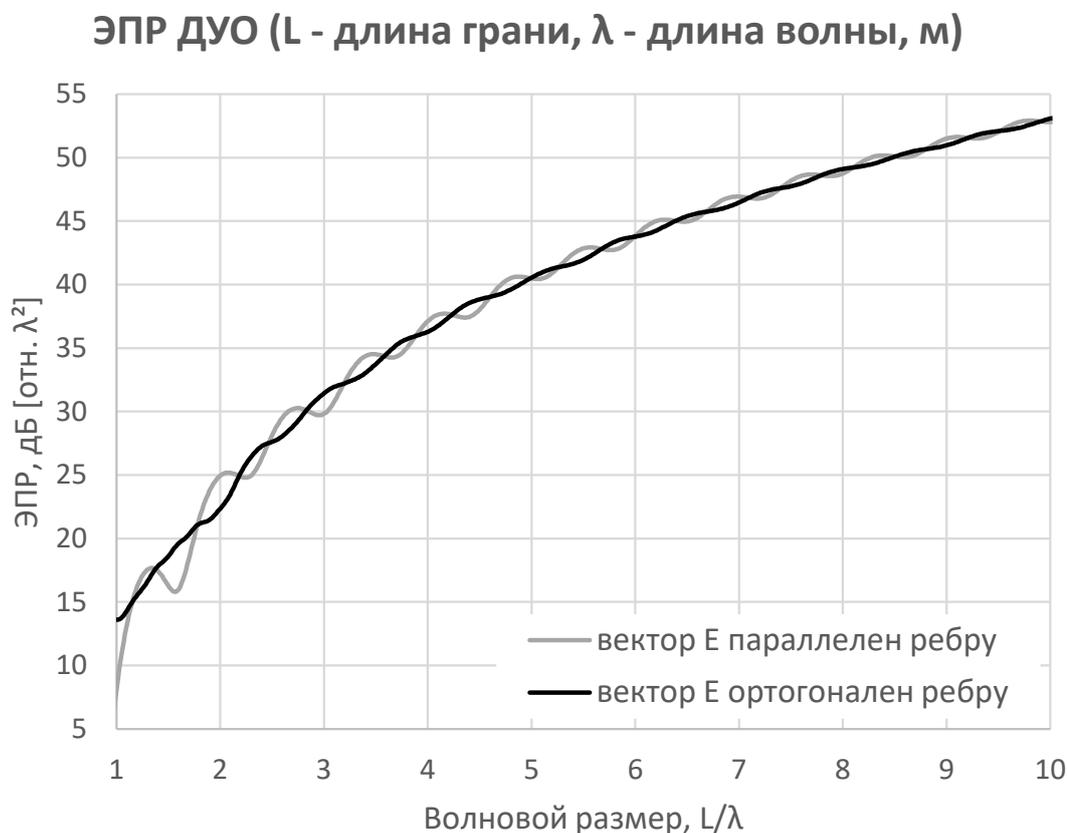


Рисунок 1.9 – Частотная зависимость ЭПР ДУО с квадратными гранями

### *Передача единицы ЭПР*

Измерения в которых шкала отсчётного устройства отградуирована в единицах измеряемой величины являются «прямыми». В случае реализации измерительного стенда (комплекса) на измерительных приборах общего назначения с дополнительной математической обработкой на ПК, шкала условно переносится в специальное ПО комплекса. После выполнения необходимых процедур калибровки такую шкалу можно считать прямоотсчётной и отградуированной в единице ЭПР. При реализации прямых измерений для передачи единицы ЭПР в качестве эталона используется мера,

ЭПР которой хорошо известна. В качестве расчётного используется соотношение:

$$\sigma_{II} = \sigma_A \frac{P_{II}}{P_A} \left( \frac{R_A}{R_{II}} \right)^4, \quad (1.7)$$

а при размещении объекта и меры на одинаковой дальности от антенны ( $R_A = R_{II}$ ):

$$\sigma_{II} = \sigma_A \frac{P_{II}}{P_A}, \quad (1.8)$$

$\sigma_{II}, \sigma_A$  – значения ЭПР испытываемого объекта и аттестованной меры, соответственно, м<sup>2</sup>.

В общем случае для измерений ЭПР в дальней зоне используется схема, приведённая на рисунке 1.8. Наиболее оптимальным вариантом реализации измерителя в составе разрабатываемого стенда является использование векторного анализатора цепей (далее – ВАЦ). В некоторых РИК открытого типа используются специализированные приёмные и передающие устройства, обеспечивающие многочастотное зондирование, что не отменяет общности дальнейших рассуждений.

Существует два варианта реализации схемы наблюдения объекта:

- моностатический (с использованием одной приёмо-передающей антенны);
- бистатический (с использованием одной передающей и одной приёмной антенн, размещённых в непосредственной близости друг от друга).

Преимуществом моностатической схемы является строгое соответствие измеряемых характеристик рассеяния определению соответствующей схемы наблюдения. При реализации бистатической схемы с малым углом между линиями визирования объекта измерений каждой из антенн используется предположение о её равнозначности моностатической. Погрешность, обусловленная данным приближением, зависит от величины бистатического угла и формы исследуемого объекта. Практика показывает, что при значениях бистатического угла  $<4^\circ$  отличия результатов измерений РЛХ объектов

простой формы от полученных по моностатической схеме не вносят определяющего вклада в суммарную погрешность измерений. В то же время, схема с использованием двух антенн характеризуется существенно меньшими уровнями фоновых сигналов, обусловленных используемыми антеннами, допускает использование одной активной антенны для повышения соотношения сигнал/шум, а также допускает возможность использования входов приёмника и передатчика ВАЦ.

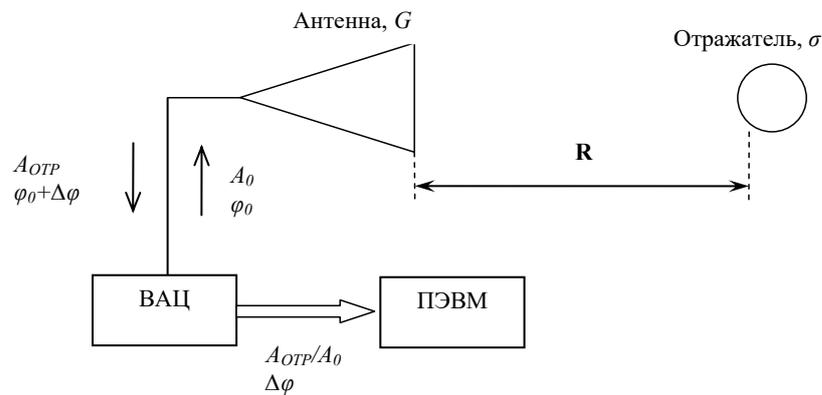


Рисунок 1.10 – Схема измерений ЭПР ( $A_{OTP}$  и  $A_0$  - амплитуды отражённого и опорного сигналов;  $\phi_0$  и  $\Delta\phi$  - начальная фаза сигнала и ее набег)

Сигнал  $S(j\omega) = \frac{A_{OTP}}{A_0} e^{j\Delta\phi}$ , регистрируемый ВАЦ на первом этапе

измерений (при наличии объекта измерений в рабочей зоне), равен:

$$S_1(j\omega) = \Gamma_{АНТ}(j\omega) + s_{\phiОН}(j\omega) + s_о(j\omega) + s_{ПЕР}(j\omega), \quad (1.9)$$

где  $\Gamma_{АНТ}(j\omega)$  - комплексный коэффициент отражения от входа антенны;

$s_{ПЕР}(j\omega)$  - сигнал, обусловленный вторичными отражениями от объекта (многолучевое распространение);

$s_о(j\omega)$  - сигнал, обусловленный отражением от объекта,

$$s_о(j\omega) = \frac{1}{(4\pi)^3} \left( \frac{G_{АНТ}(\omega)\lambda}{R_M^2} \right)^2 \sigma_M(j\omega),$$

где  $\sigma_M(j\omega)$  - моностатическая ЭПР объекта, м<sup>2</sup>;

$R_M$  - расстояние между фазовыми центрами антенны и объекта, м;

$\lambda$  - длина волны, м;

$s_{\text{ФОН}}(j\omega)$  - сигнал, обусловленный наличием остаточного фона; при условии однократного отражения и отсутствии реполяризации можно представить:

$$s_{\text{ФОН}}(j\omega) = \frac{1}{(4\pi)^3} \sum_i \left( \frac{G_{\text{АНТ}}(\omega) D_i(\omega, \theta, \varphi) \lambda}{R_i^2} \right)^2 \sigma_{\text{ФОН}_i}(j\omega),$$

где  $\sigma_{\text{ФОН}_i}(j\omega)$  - моностатическая ЭПР  $i$ -го источника переотражений в направлении антенны, м<sup>2</sup>;

$D_i(\omega, \theta, \varphi)$  - уровень диаграммы направленности антенны в направлении  $i$ -го источника переотражений;

$G_{\text{АНТ}}(\omega)$  - коэффициент усиления антенны;

$R_i$  - расстояние до  $i$ -го источника переотражений, м.

При записи «фоновой» составляющей регистрируемый сигнал будет равен:

$$S_2(j\omega) = \Gamma_{\text{АНТ}}(j\omega) + s_{\text{ФОН}}(j\omega). \quad (1.10)$$

Вычитание фоновой составляющей позволяет исключить сигналы, обусловленные отражениями от входа антенны и фоном используемого антенного полигона:

$$S(j\omega) = S_1(j\omega) - S_2(j\omega) = \sigma(j\omega) + s_{\text{ПЕР}}(j\omega) - s_{\text{ОСТ}}(j\omega), \quad (1.11)$$

где  $s_{\text{ОСТ}}(j\omega)$  - сигнал, обусловленный нескомпенсированным остаточным фоном.

Величина вклада  $s_{\text{ПЕР}}(j\omega)$  в результаты измерений обуславливается пространственными характеристиками излучения используемой антенны и рассеивающими свойствами объекта, а также радиофизическими характеристиками антенного полигона. Её уменьшение может быть достигнуто за счёт анализа последовательности прихода сигналов во временной области. Для этого измерения  $S_1(j\omega)$  и  $S_2(j\omega)$  должны проводиться в полосе частот [24].

На рис. 1.11 представлены результаты измерений коэффициента отражения от входа антенны: модуль коэффициента отражения, обусловленный отражениями от входа антенны и остаточным фоном безэховой камеры (верхняя кривая), модуль коэффициента отражения от меры ЭПР после вычитания фоновой составляющей до и после временной обработки (нижние кривые).

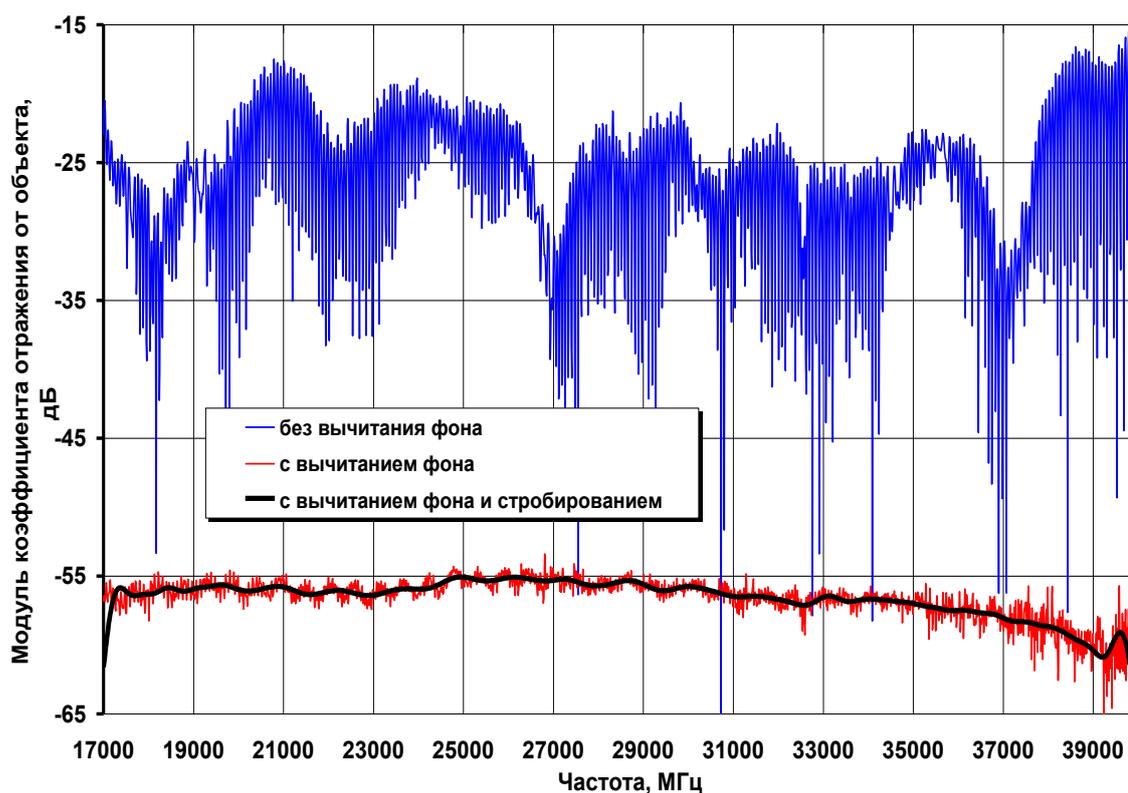


Рисунок 1.11 – Модуль измеренного комплексного коэффициента отражения

На рис. 1.12 представлены сигналы в синтезированной временной области до и после вычитания фоновой составляющей. В полученных временных последовательностях можно выделить следующие области:

7 нс – отражения от входа и от раскрыва антенны;

8...17 нс – переотражения в антенне и отражения от элементов антенного полигона;

17...18 нс – отражения от КО;

18...30 нс – вторичные переотражения от калибровочного отражателя и отражения от задней стенки безэховой камеры.

Отношение сигнал/шум для использовавшегося объекта после вычитания фоновой составляющей превысило 50 дБ, при этом потенциал для уменьшения уровня собственных шумов ВАЦ путем изменений параметров обзора не был исчерпан.

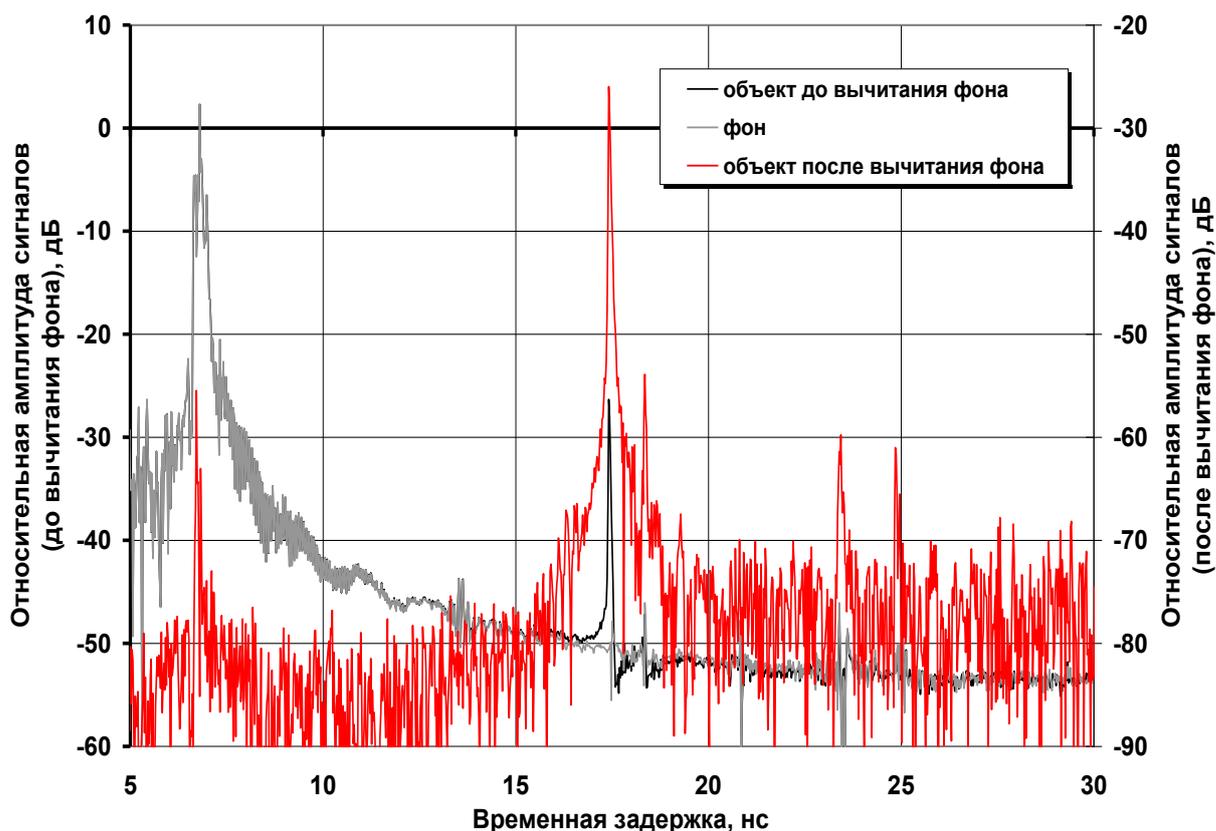


Рисунок 1.12 – Последовательность сигналов во временной области

Наибольшее влияние на результаты измерений оказывает стабильность характеристик используемого ВАЦ, определяющая эффективность компенсации значительной по величине фоновой составляющей. Глубина компенсации, которую можно представить как разность  $S_1(j\omega) - S_2(j\omega) - (\sigma(j\omega) + s_{ПЕР}(j\omega)) = s_{ОСТ}(j\omega)$ , будет определяться длительностью накопления сигнала (полосой фильтра промежуточной частоты и количеством усреднений сигнала ВАЦ), а продолжительность эффективной компенсации – температурной и частотной нестабильностью ВАЦ.

Величины  $s_{OCT}(j\omega)$  и  $s_{ПЕР}(j\omega)$  являются доминирующими источниками погрешностей измерений ДОР. Вклад указанных составляющих зависит от их относительной величины по сравнению с  $\sigma(j\omega)$ . Как видно из (X), величина погрешности будет составлять:

$$\delta(\omega) = 20\lg\left(\left|\frac{\sigma(j\omega) + s_{ПЕР}(j\omega) + s_{OCT}(j\omega)}{\sigma(j\omega)}\right|\right) = 20\lg\left(1 + \left|\frac{s_{ПЕР}(j\omega) + s_{OCT}(j\omega)}{\sigma(j\omega)}\right|\right), \quad (1.12)$$

а величина  $\left|\frac{s_{ПЕР}(j\omega) + s_{OCT}(j\omega)}{\sigma(j\omega)}\right|$  представляет собой соотношение «помеха/сигнал».

Отношение «сигнал/помеха» (далее – ОСП) в рассматриваемом случае является векторной суммой инструментальной погрешности ВАЦ, обусловленной тепловым шумом приёмного устройства и временной нестабильностью прибора, и методической погрешности, обусловленной неидеальными условиями измерений – несоблюдением условия свободного пространства. Если задать фиксированное значение  $\delta(\omega)$ , то можно сказать, что  $s_{OCT}(j\omega)$  и  $s_{ПЕР}(j\omega)$  определяют нижнюю границу динамического диапазона измерений ЭПР (ДОР). По этой причине обеспечение стабильности ВАЦ за цикл измерений и минимизация уровня фоновых сигналов БК и побочных переотражений являются ключевыми задачами для достижения заданных значений диапазонов и погрешностей измерений разрабатываемого стенда.

Глубина компенсации (или уровень остаточного фона) определяется:

- уровнем собственных шумов ВАЦ;
- относительной нестабильностью частоты за цикл измерений;
- электрической длиной трассы распространения сигналов;
- температурной стабильностью ВАЦ.

Уровень собственных шумов ВАЦ зависит от ширины полосы фильтра промежуточной частоты (ПЧ) и количества усреднений сигнала (рис. 1.13). Уменьшение ширины полосы фильтра ПЧ и увеличение количества усреднений сигнала сопровождается увеличением продолжительности цикла

измерений, которая ограничена температурной и частотной стабильностью ВАЦ.

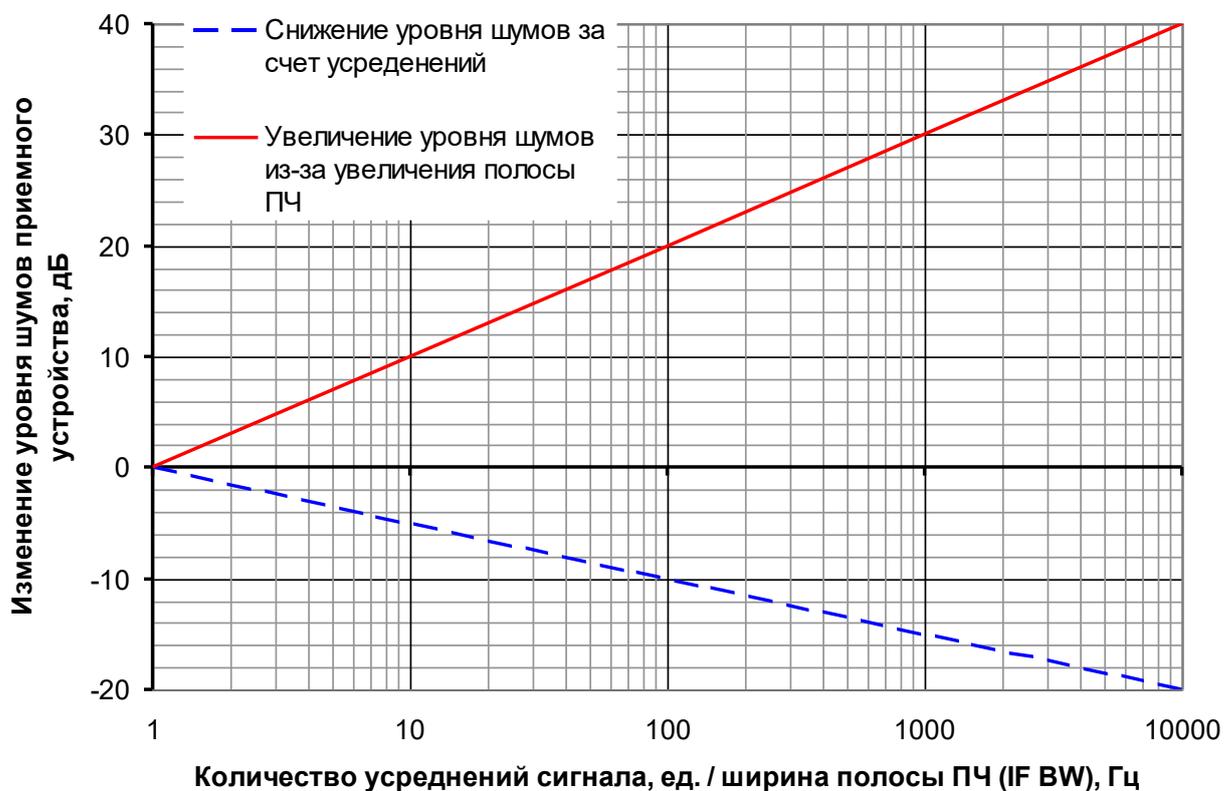


Рисунок 1.13 – Зависимость среднего уровня шумов приемного устройства от количества усреднений сигнала и ширины полосы фильтра ПЧ

Длительность периода, в течение которого обеспечивается заданный уровень компенсации, зависит от частотной стабильностью ВАЦ, что обуславливает необходимость иметь стабильный внутренний источник частоты или внешний высокостабильный опорный сигнал. Электрическая длина пути сигналов, обусловленных «фоновыми» отражениями, также влияет на уровень остаточного фона из-за увеличения фазового набега в абсолютном выражении и пропорциональном увеличении разности фаз при изменении частоты. Одновременно с этим, абсолютный уровень остаточного фона напрямую зависит от амплитуд компенсируемых сигналов, следовательно, от коэффициента отражения от входа антенны и собственной ЭПР БК. Указанные два параметра влияют на уровень остаточного фона в совокупности. Его

значение, относительно заданного уровня сигнала источника фоновых переотражений, можно определить на основе соотношения:

$$s_{\phi} = 20 \lg \left[ e^{2jkR_{\phi}} - e^{2jkR_{\phi}(1+\Delta f)} \right], \quad (1.13)$$

где  $\Delta f = 2 \frac{f_1 - f_2}{f_1 + f_2}$  – относительная нестабильность частоты для цикла

измерений  $\dot{S}_1$  и  $\dot{S}_2$ .

Расчёты уровня остаточного фона на основе (1.13) показывают, что увеличение длины пути сигнала или ухудшение частотной стабильности на порядок сопровождается ростом уровня фона на два порядка (рис. 1.14).

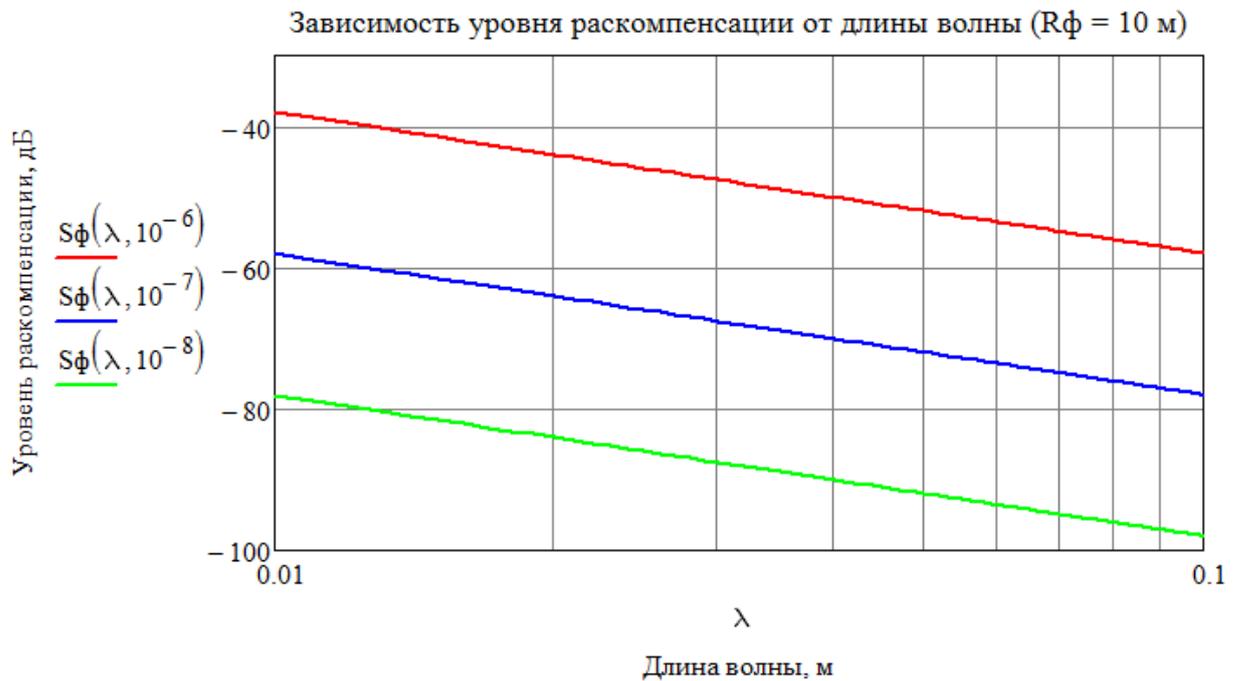


Рисунок 1.14 – Зависимость относительного уровня «фоновых» сигналов от длины волны при разных значениях относительной нестабильности частоты

Предположим, что  $|G_{АНТ}| = 0,1$  и обуславливает отраженный сигнал на уровне минус 20 дБ. При электрической длине, используемой для подключения антенны кабельной сборки  $R_{\phi} = 1$  м, и относительной нестабильности частоты  $\delta f = 10^{-6}$  уровень нескомпенсированного сигнала в диапазоне частот от 3 до 30 ГГц составит от минус 98 до минус 78 дБ.

Современные ВАЦ, при наличии опции термостатированного опорного источника частоты, обеспечивают относительную нестабильность частоты не хуже  $10^{-6}$  за год, что позволяет значительно уменьшить доминирующий по величине сигнал, отраженный от входа антенны. Уменьшение частотной стабильности может быть легко достигнуто путём использования внешнего высокостабильного, например, рубидиевого, источника частоты, имеющего относительную нестабильность порядка  $10^{-9}$ .

На практике наиболее значимое влияние на глубину компенсацию оказывает температурная нестабильность ВАЦ (в общем случае, источником нестабильности может быть не только изменение температуры, но и влияние других конструктивных и внешних факторов), связанная с дрейфом опорного и измерительного приёмников ВАЦ друг относительно друга. Поскольку затруднительно дать подробное математическое описание указанных процессов и их влияния на результаты измерений, оценка совокупной стабильности ВАЦ различных типов обычно проводится экспериментально. На рисунке 1.13 представлены результаты экспериментальной оценки влияния стабильности приборов на результаты измерений диаграммы обратного рассеяния цилиндра на интервале 60 минут при проведении операции обработки – комплексное вычитание фона (предварительный прогрев прибора с подключённой антенной не менее 30 минут, выходная мощность 0 дБм, ширина полосы фильтра ПЧ 1 кГц). В эксперименте использовались приборы разных классов: ВАЦ ZNA26 – производитель "Rohde & Schwarz GmbH & Co. KG" (Германия), номер в ГРСИ РФ 75840-19 и векторный рефлектометр R180 – производитель ООО "Планар" (г. Челябинск), номер в ГРСИ РФ 71037-18.

Как видно из представленных результатов, класс и стоимость используемого ВАЦ не определяет качество выполняемых рефлектометрических измерений. Возможность применения того или иного ВАЦ для измерений ЭПР требует проведения экспериментальных оценок стабильности во времени и динамического диапазона.

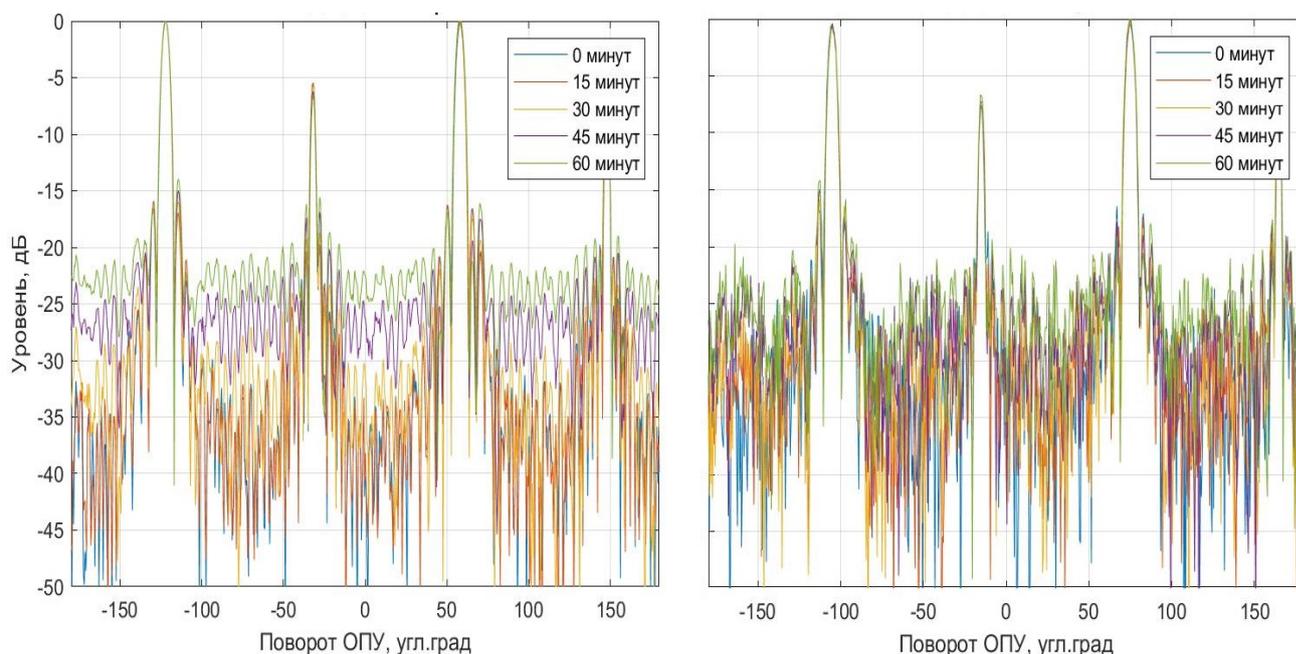


Рисунок – 1.15 Влияние стабильности ВАЦ на измерения диаграммы обратного рассеяния на частоте 12 ГГц и их ВАЦ (ZNA26 – слева, R180 – справа)

Таким образом, измерения характеристик рассеяния предполагают выполнение следующих процедур:

- воспроизведение единицы ЭПР;
- градуировку шкалы отсчётного устройства с использованием мер ЭПР;
- измерения характеристик полей, рассеянных исследуемым объектом;
- обработка результатов измерений.

Динамический диапазон и погрешность измерений ЭПР в значительной степени определяются характеристиками стабильности используемой модели ВАЦ.

*Обработка результатов измерений*

Широко распространенным способом исключения влияния мешающих переотражений является применение широкополосных методов измерений на основе дискретного частотного синтеза (далее – ДЧС). Сущность метода ДЧС состоит в измерении отношения амплитуд и разности фаз последовательности (сетки) излученных и принятых гармонических сигналов. Параметры сетки задаются нижней  $f_L$  и верхней  $f_H$  частотой, а также шагом перестройки  $\Delta f$  [24].

При реализации метода ДЧС для перехода во временную область и последующего возврата после стробирования полезного сигнала в частотную область используются обратное и прямое дискретные преобразования Фурье. Необходимая длина измерительного канала  $L$ , используемая для синтеза отклика во временной области, и дискрет отсчетов по дальности  $\Delta l$  определяются на основе известных соотношений, исходя из требуемого разрешения и длины синтезируемой измерительной трассы:

$$L = \frac{c}{2\Delta f}, \quad \Delta l = \frac{c}{2\Delta F}, \quad (1.14)$$

где  $\Delta f$  - шаг перестройки частоты, Гц;

$\Delta F$  - полоса частот, Гц.

При реализации метода  $\Delta F$  выбирается исходя из необходимого разрешения в пространственной области, при которой может быть выделен полезный сигнал на фоне мешающих переотражений. Для режекции переотраженных сигналов в синтезированной временной области используются весовые оконные функции известных видов, наиболее часто – прямоугольное, Ханна, Хемминга, Ланцоша, Блэкмена и другие. Шаг перестройки частоты  $\Delta f$  выбирается таким образом, чтобы период повторения  $T = 1/\Delta f$  синтезируемого импульса был больше, чем длина измерительной трассы.

Допустим, в точке приема складываются две гармонические составляющие спектра  $F^{+1}\{x(nT)\}$ , обусловленные наличием прямого и

переотраженного сигналов, их результирующая сумма описывается выражением:

$$A(t) = a \cdot \exp[i(\omega t + kR + \phi_0)] + a' \cdot \exp[[i(\omega t + kR' + \phi_0)]], \quad (1.15)$$

где  $a \geq a'$  - множители, определяемые амплитудами слагаемых колебаний;

$R \neq R'$  - геометрические длины трасс распространения, м;

$\omega$  - циклическая частота колебаний;

$\phi_0$  - начальная фаза сигнала;

$k$  - волновое число,  $\text{м}^{-1}$ .

Результат интерференции будет определяться разностью фаз складываемых колебаний  $\Delta\phi = k(R - R')$ . Для  $n$  гармонических составляющих излучаемого спектра результирующий спектр можно интерпретировать как преобразование Фурье от свертки синтезированных импульсных сигналов  $x(nT) = x_0(nT) \otimes x_{\text{отр}}(nT)$ , прямого  $x_0(nT)$  и переотраженного  $x_{\text{отр}}(nT)$ . С учетом задержки, обусловленной разностью хода волн и равной  $\Delta t = (R - R')/c$  прямой и переотраженный сигналы можно наблюдать отдельно (рис. 1.16).

Дальнейшая обработка сводится к использованию весовых функций, по сути, являющихся стробирующими окнами для временной развёртки или же полосовыми фильтрами для полученного спектра пространственных частот. Прямое преобразование Фурье от произведения пространственного спектра на весовую функцию даёт частотную зависимость амплитуды измеряемого сигнала «очищенную» от вариаций, обусловленных наличием переотражений на антенном полигоне и неоднородностей в тракте. На краях полученной частотной зависимости мощности будет присутствовать мультипликативная ошибка, обусловленная эффектом Гиббса.

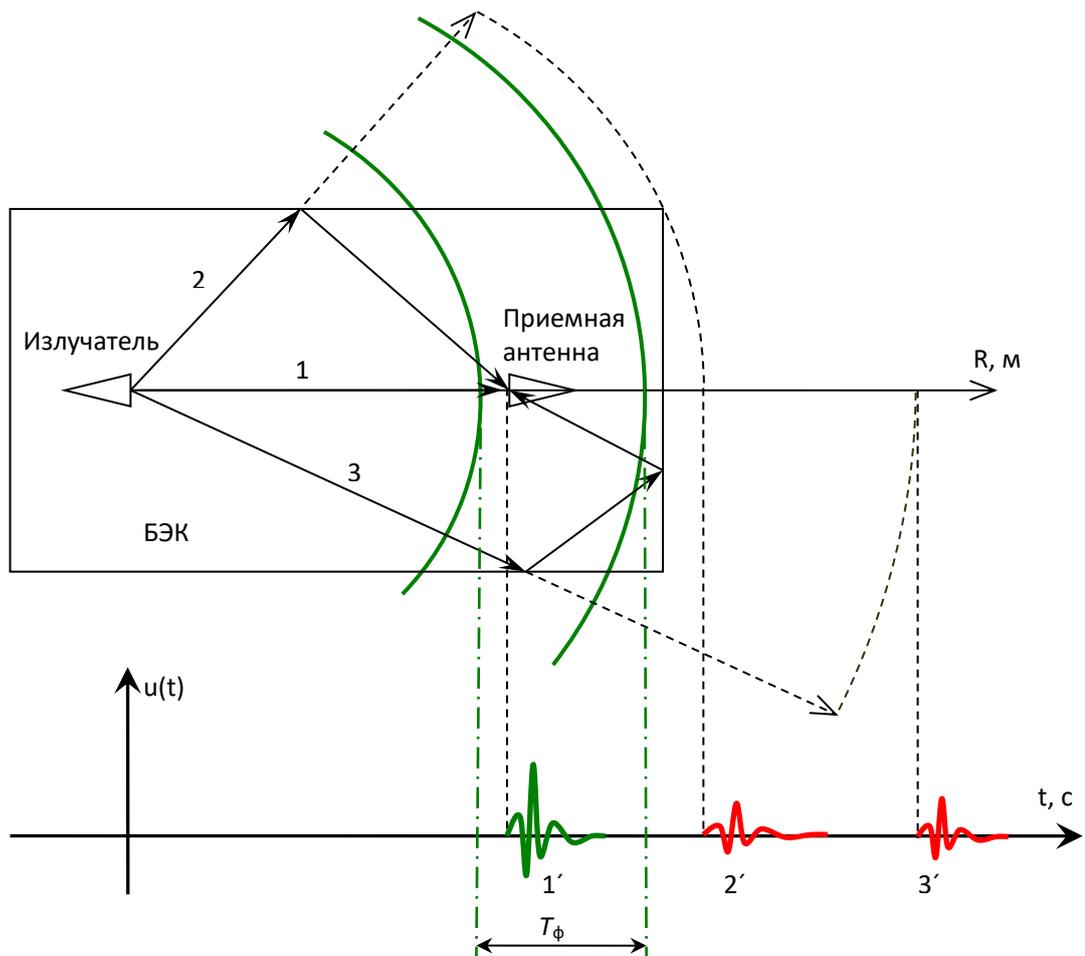


Рисунок 1.16 – Принцип временной селекции мешающих переотражений (где 1 и 1' - путь, пройденный прямым сигналом и его положение на временной оси; 2 и 2', 3 и 3' - пути, пройденные переотраженными сигналами и их положения на временной оси)

Превышение сигналом интервала однозначности  $L$  приводит к его перескоку в низкочастотную область, что может обусловить попадание отклика переотраженного сигнала в отклик от основного сигнала. Для исключения неоднозначности по дальности необходимо учитывать задержки прихода всех основных сигналов, как в свободном пространстве, так и в тракте.

Применимость временной обработки определяется геометрией антенного полигона и параметрами синтезируемых импульсных сигналов, а также импульсными характеристиками антенны и исследуемого объекта в полосе измерений, определяющими длительность синтезированного импульсного сигнала на входе приёмного устройства. Если длительность

синтезированного импульсного сигнала на заданном уровне спада не превышает задержку, обусловленную разностью хода прямой и переотраженной волн, то переотражения от стен могут быть эффективно режектированы.

Преобразование сигналов в синтезированную временную область можно рассматривать как сжатие когерентных сигналов одним из свойств которого является повышение отношения сигнал/шум на выходе согласованного фильтра. Величина повышения отношения сигнал/шум может быть легко оценена как отношение длительности всей синтезируемой развёртки (интервала однозначности)  $T_{разв.}$  к эффективной ширине используемого фильтра  $T_{\phi}$ :

$$N = 10 \lg \left( \frac{T_{разв.}}{T_{\phi}} \right).$$

Наиболее значимыми ограничениями при измерениях рассеивающих свойств объектов являются сферичность фазового фронта, а также наличие фона и побочных переотражений. Первое обуславливает необходимость обеспечения выполнения условия «дальней зоны» (1.16), определяющего минимальное расстояние  $R$  между антенной и точечным излучателем при котором неравномерность фазового распределения на апертуре не превышает величины  $\pi/8$  [4, 9, 10]. Измерения на меньших расстояниях характеризуются не полностью сфокусированными ДОР, вследствие чего возникают погрешности измерений ЭПР объектов, а также форм их ДОР.

$$R_{\min} \geq \frac{2(d_{АНТ} + l_{ОТР})^2}{\lambda}; \tag{1.16}$$

где  $d_{АНТ}, l_{ОТР}$  – размеры апертуры антенны и габариты объекта, м;

$\lambda$  – длина волны, м.

Нижняя граница диапазонов измерений ЭПР на каждом ракурсе ДОР определяется либо чувствительностью используемых приемных устройств, либо, как правило, относительной величиной фоновых переотражений – ЭПР

фона. Наибольшие усилия при проектировании РИК и проведении радиолокационных измерений прикладываются к именно к уменьшению ЭПР фона. Низких значений ЭПР фона добиваются за счёт применения радиопоглощающих материалов и профилирования их поверхностей, проведения двухэтапных измерений с комплексным вычитанием фоновых сигналов, физического и/или математического стробирования сигналов по временной задержке. Современные открытые РИК обеспечивают ЭПР фона на уровне  $10^{-4} \dots 10^{-2} \text{ м}^2$ , закрытые – на уровне  $10^{-6} \dots 10^{-4} \text{ м}^2$ , что позволяет обеспечить измерения на порядок больших значений ЭПР. Однако, непрерывная борьба за снижение радиолокационной заметности постоянно ужесточает требования к минимально измеряемой ЭПР объектов, следовательно к чувствительности используемых для этого РИК.

Фон РИК формируется путём приёма переотраженных сигналов от РПМ, устройств позиционирования, других элементов конструкции, а также их фантомов. Величина ЭПР фона зачастую тесно взаимосвязана с расстоянием до измеряемого объекта, поэтому технически и, в значительной степени экономически, выгодно размещать измеряемый объект на возможно меньшем удалении от приемо-передающей антенны.

На практике, основное затруднение заключается в том, что для обеспечения плоского фазового фронта требуется удлинять используемый антенный полигон, а для обеспечения наименьшего уровня переотражений – расширять. В результате, затраты на оборудование антенного полигона могут оказаться чрезмерно высокими. По этой причине актуальными являются методы, обеспечивающие измерения характеристик антенн и рассеивающих свойств материалов на сокращённых расстояниях в условиях побочных переотражений, то есть – в неидеальных условиях.

## 1.2 РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ РИК С ИНВЕРСНЫМ СИНТЕЗОМ АППЕРТУРЫ.

На современных РИК реализуются алгоритмы, описанные в работах [9, 10, 25-28], которые в общем случае, сводятся в преобразовании измеренных значений комплексного коэффициента отражения и координат частота – угол – угол [Гц×градус×градус] в координаты пространственных частот  $[м^{-1}×м^{-1}×м^{-1}]$  и вычисление трёхмерного быстрого преобразования Фурье полученного массива.

В рассматриваемом случае формирование РЛИ производится на основе комплексной многочастотной моностатической ДОР объекта в заданном угловом секторе. Формирование РЛИ заключается в преобразовании координат в соответствии с законом миграции точек, представляющих собой элементы разрешения, и перекрестном суммировании измеренной ДОР в новой системе координат. Поэтому нахождение функциональной взаимосвязи инструментальной погрешности РИК с погрешностями формирования РЛИ (по интенсивности и координатам) существенно затруднено.

Учитывая сложную функциональную связь между погрешностью измерений ДОР и погрешностью синтезируемого РЛИ, задачу оценки влияния погрешностей измерений ДОР на погрешности измерений РЛИ и выявления основных влияющих на процесс измерения факторов целесообразно решать с использованием численных методов, основанных на применении математического моделирования.

Блок-схема предложенной методики анализ основных источников погрешности синтезируемого РЛИ представлена на рисунке 1.17.

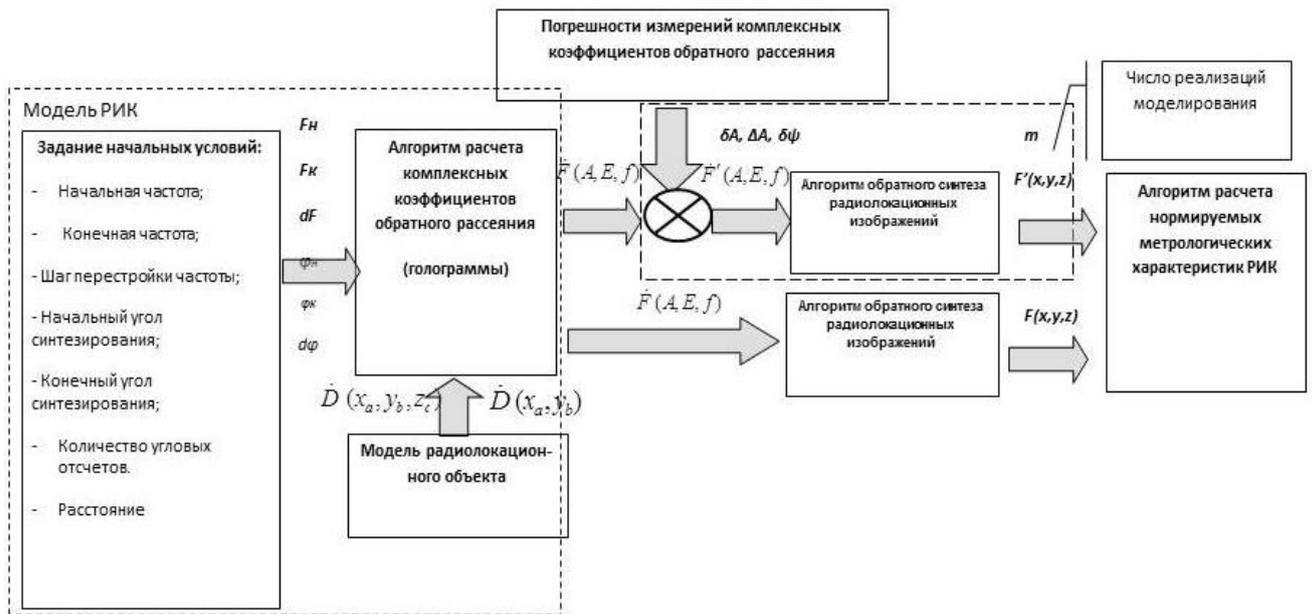


Рисунок 1.17 – Блок-схема алгоритма расчетно-экспериментальной оценки метрологических характеристик РИК

Модель радиолокационного объекта представляет собой трёхмерную  $\dot{D}(x_a, y_b, z_c)$  или двумерную  $\dot{D}(x_a, y_b)$  матрицу, заполненную значениями от 0 до 1. Такое заполнение соответствует значению коэффициента отражения в рассматриваемой точке объёма либо плоскости синтезирования. Тогда, КМДОР в оптическом приближении и без учёта затенения можно записать с использованием следующих соотношений:

для трёхмерной задачи

$$\dot{F}(A, E, f) = \sum_{a=1}^A \sum_{b=1}^B \sum_{c=1}^C \frac{1}{r(x_a, y_b, z_c, A, E)} \dot{D}(x_a, y_b, z_c) e^{\frac{-j4\pi r(x_a, y_b, z_c, A, E)f}{c}}, \quad (1.17)$$

где

$$r(x_a, y_b, z_c, A, E) = \sqrt{(x_a - R \cos(E) \cos(A))^2 + (y_b - R \cos(E) \sin(A))^2 + (z_c - R \sin(E))^2}$$

$A_n$  – азимут;

$E_m$  – элевация;

$f_k$  – частота;

$c$  – скорость света в вакууме;

$x, y, z$  – координаты в декартовой системе;

для двумерной задачи

$$\dot{F}(A, f) = \sum_{a=1}^A \sum_{b=1}^B \frac{1}{r(x_a, y_b, A)} \dot{D}(x_a, y_b) e^{\frac{-j4\pi r(x_a, y_b, A)f}{c}}, \quad (1.18)$$

где  $r(x_a, y_b, A) = \sqrt{(x_a - R \cos(A))^2 + (y_b - R \sin(A))^2}$ .

Модель РИК имитирует распространение радиоволн на полигоне, получает отклики от радиолокационных объектов в процессе их вращения и формирует голограмму с заданными погрешностями:

$$\dot{F}_{iz}(A, E, f) = \Delta A(A, E, f) \dot{F}(A, E, f) \frac{\text{randn}(\delta A, A)}{A} \exp(-j \cdot \text{randn}(\delta \psi, \psi)), \quad (1.19)$$

где  $\Delta A(f)$  – систематическая погрешность измерения модуля коэффициентов обратного рассеяния, связанная с несоблюдением условий свободного пространства;

$\delta A$  – среднеквадратическое отклонение случайной составляющей погрешности измерений модуля коэффициентов обратного рассеяния;

$\delta \psi$  – среднеквадратическое отклонение случайной составляющей погрешности измерений аргумента коэффициентов обратного рассеяния;

$$k(f) = 2\pi f / c \text{ – волновое число.}$$

С помощью алгоритма инверсного синтеза РЛИ производится обработка входного массива данных по алгоритму [9, 25], представленному на рисунке 1.18.

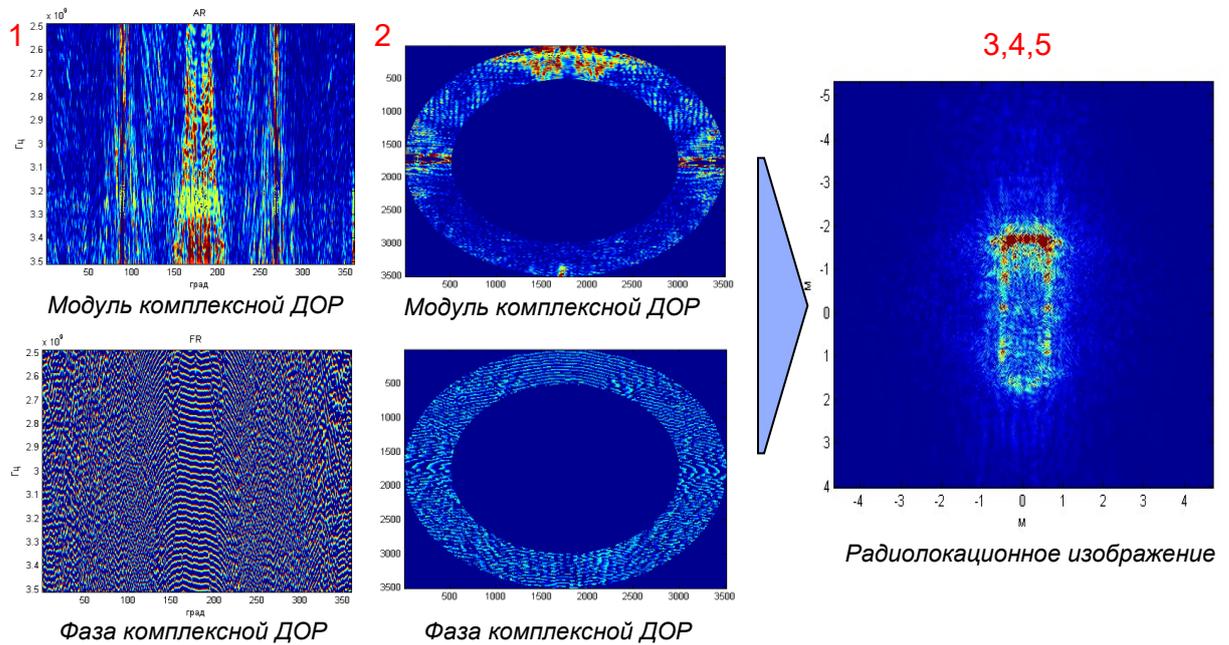
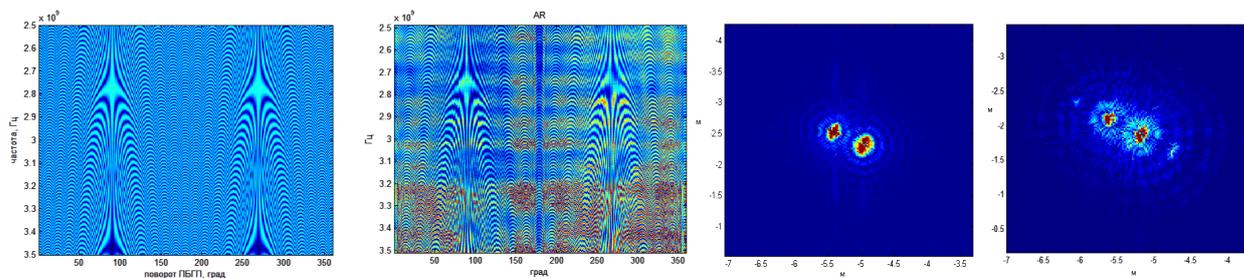


Рисунок 1.18 – Алгоритм обратного синтеза РЛИ

Адекватность модели РИК была подтверждена измеренными РЛИ тестовых объектов, результаты которых представлены на рисунке 1.19. В данном эксперименте контролировалось взаимное расположение локальных центров рассеяния относительно друг друга, а также их интенсивность и геометрические размеры. Различия РЛИ изображений связаны с тем, что при проведении эксперимента радиолокационные отражатели устанавливались на пенопластовые опоры, которые видны на РЛИ синтезированных из измеренных ДОР. Так же в модели РИК не учтены многократные переотражения между локальными центрами, которые отображаются на РЛИ синтезированном из экспериментальных данных в виде фантомных локальных центров.



Модуль комплексной  
многочастотной  
моностатической ДОР без  
погрешности измерений

Модуль комплексной  
моностатической ДОР  
рассеяния с учетом  
погрешности измерений

РИ, полученное  
по результатам  
моделирования

РИ, полученное  
по результатам  
измерений

Рисунок 1.19 – Проверка адекватности модели РИК

Разработанная модель РИК основана на принципах математической обработки первичных результатов измерений, используемых современных широкополосных РИК с возможностью построения РЛИ за счёт инверсного синтеза апертуры и позволяет проводить исследование влияния основных факторов, влияющих на погрешность измерений РЛХ.

### 1.3 АНАЛИЗ ОСНОВНЫХ ИСТОЧНИКОВ ПОГРЕШНОСТИ СИНТЕЗИРУЕМОГО РЛИ С ПОМОЩЬЮ МОДЕЛИ РИК С ИНВЕРСНЫМ СИНТЕЗОМ АПЕРТУРЫ (АНАЛИЗ УРАВНЕНИЯ ИЗМЕРЕНИЙ)

С помощью модели РИК, описанной в пункте 1.2, были исследованы основные составляющие погрешности измерений локальных РЛХ. Приведённые далее результаты получены для следующих параметров синтеза: размер рабочей зоны  $1 \times 1$  м, частотный диапазон от 8 до 12 ГГц с шагом 1 МГц, диапазон углов от минус  $180$  до  $180^\circ$  с шагом  $0,025^\circ$ . В качестве радиолокационных отражателей были выбраны четыре точечных изотропных рассеивателя расположенных эквидистантно в линию от центра до края рабочей зоны (рисунок 1.21). Такая пространственная конфигурация рассеивателей позволяет оценить влияние всех составляющих погрешности измерений «локальных» РЛХ.

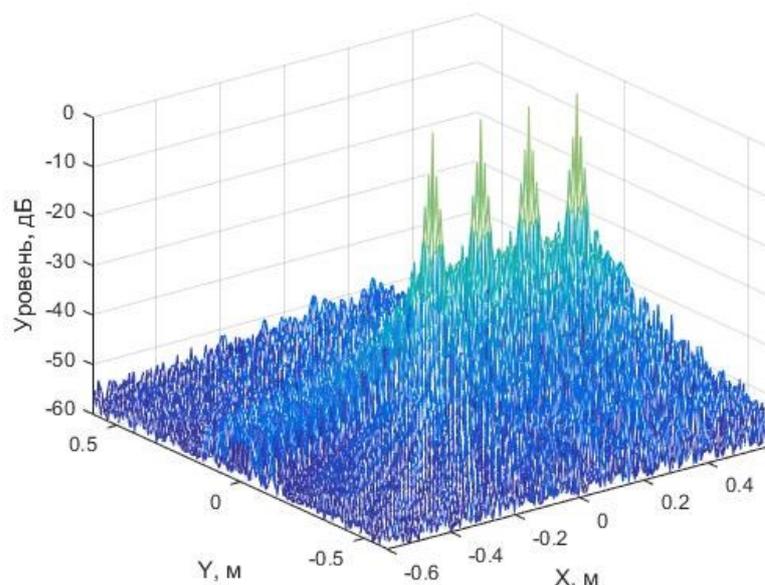


Рисунок 1.21 – РЛИ без погрешности

Случайные составляющие погрешности измерений аргумента КМДОР вызывают уменьшение отклика локального центра (рисунки 1.22, 1.23) на величину которая хорошо описывается функцией  $\Delta(\text{дБ}) = -0,0013x^2$ , где  $x$  – это среднеквадратическое отклонение измерения фазы, (рисунок 1.24) и оказывает заметное влияние при среднеквадратическом отклонении аргумента КМДОР более  $20^\circ$ .

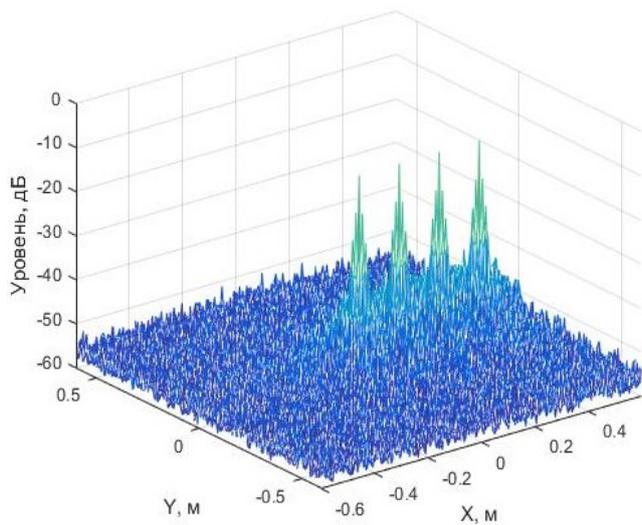


Рисунок 1.22 – РЛИ при СКО измерения фазы  $100^\circ$

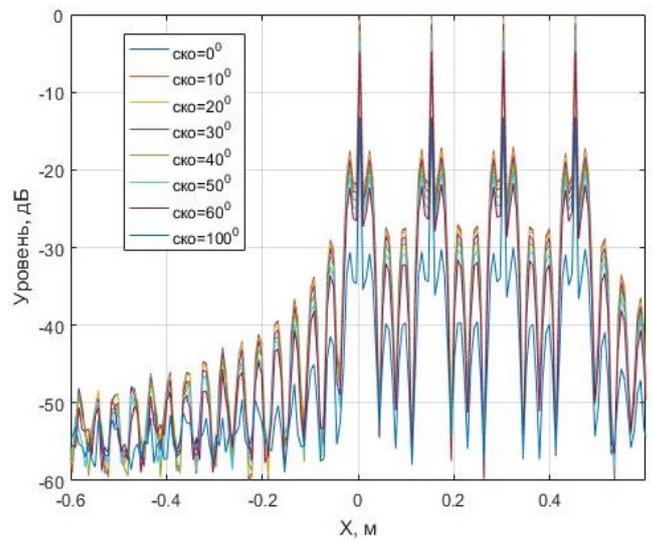


Рисунок 1.23 – Сравнение срезов РЛИ при разных СКО измерений фазы

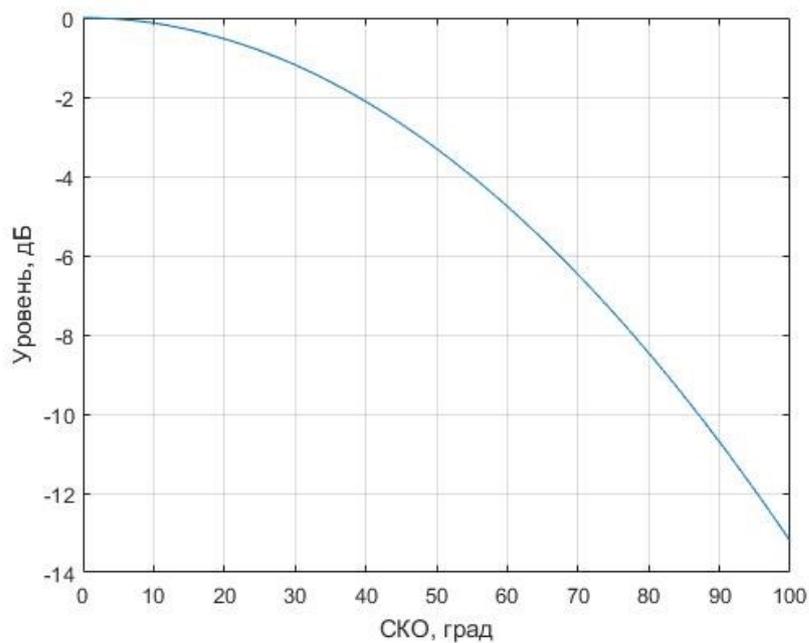


Рисунок 1.24 – Зависимость относительной погрешности  $\Delta$  ЭПР элемента разрешения от погрешности измерения фазы

Случайные составляющие погрешности измерений модуля КМДОР оказывают слабое влияние погрешность измерений ЭПР локальных центров (рисунки 1.25, 1.26). Так даже при соотношении сигнал шум 3 дБ погрешность измерений ЭПР локального центра не превышает 0,1 дБ. Это объясняется достаточно большим числом итераций когерентного суммирования, так для

получения одной точки РЛИ исходя из практики таких измерений, проходит от  $5 \times 10^5$  до  $10^9$  суммирований.

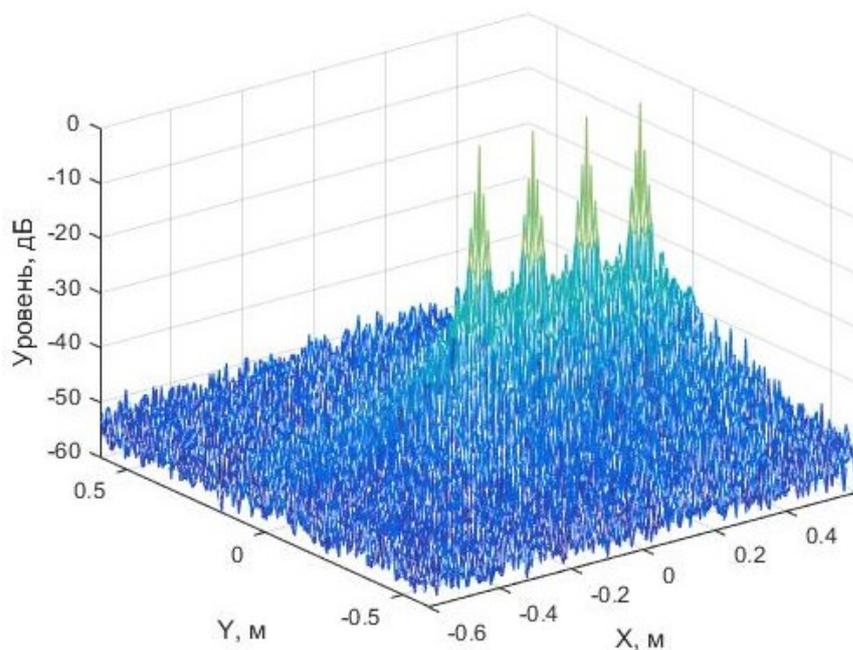


Рисунок 1.25 – РЛИ при относительной мощность шума равна минус 3 дБ

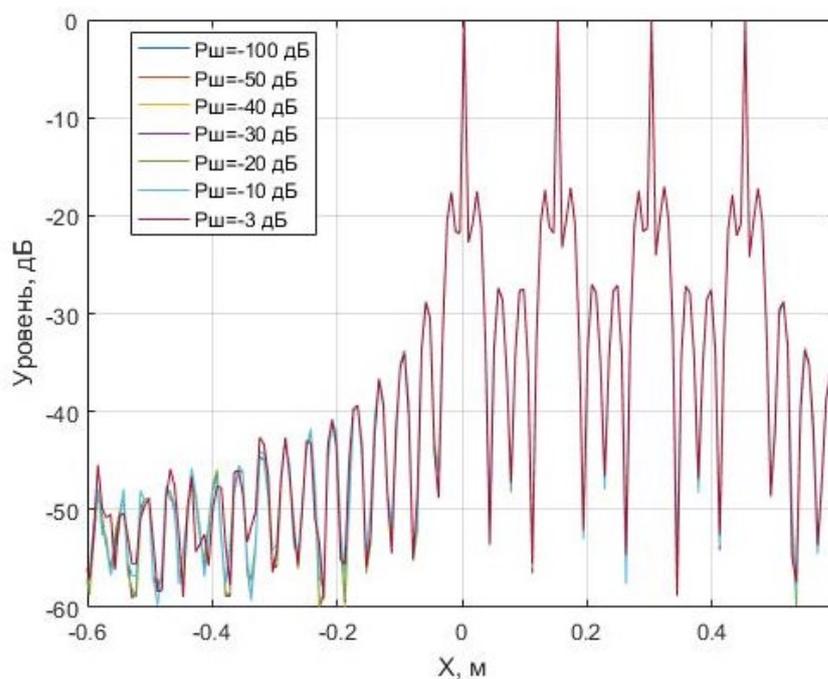


Рисунок 1.26 – Сравнение среза РЛИ в зависимости от относительной мощности шума

Не соблюдение условий дальней зоны значительно влияет на погрешность измерений РЛИ. Так квадратичный фазовый набег на краю зоны синтезирования (рисунки 1.27 – 1.28) приводит к расфокусировке локального центра, увеличению его видимых электрических размеров и значительному падению его интенсивности. При соблюдении минимального требования (1.16) погрешность измерений ЭПР локального центра не превышает 0,6 дБ (рисунок 1.29).

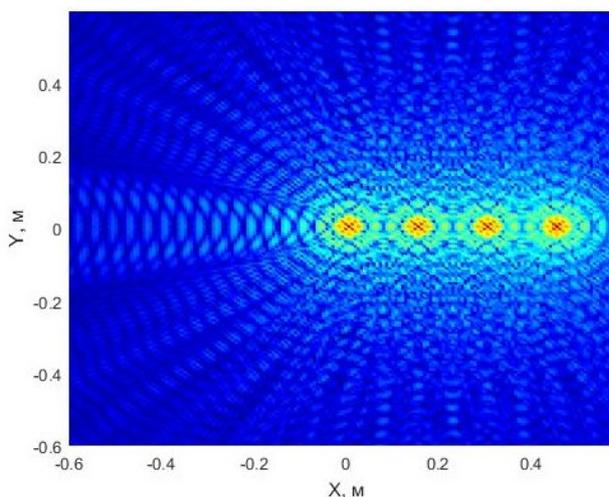


Рисунок 1.27 – Двумерное РЛИ при  $R/R_{min}=1$

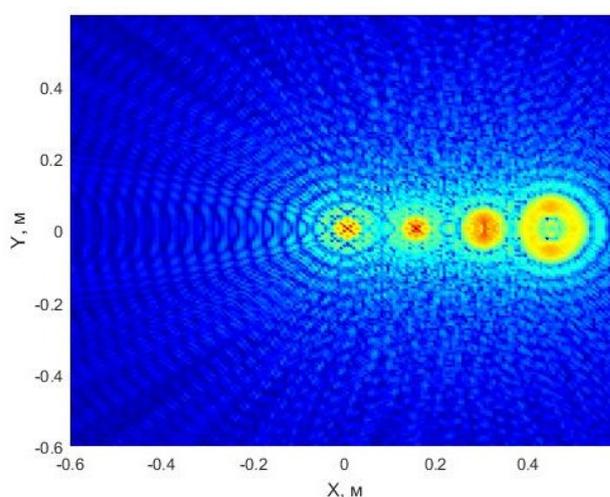


Рисунок 1.28 – Двумерное РЛИ при  $R/R_{min}=0,1$

$R$  – расстояние от антенны РИК до радиолокационных отражателей  
 $R_{min}$  – расстояние «дальней зоны» в соответствии с (1.20).

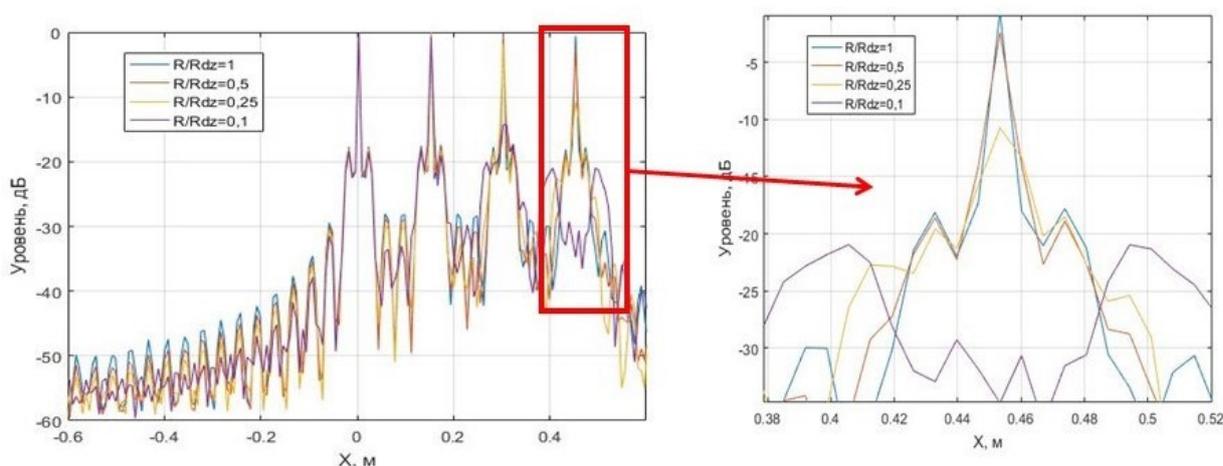


Рисунок 1.29 – Сравнение сечений РЛИ в зависимости от дальности радиолокационного объекта от антенны

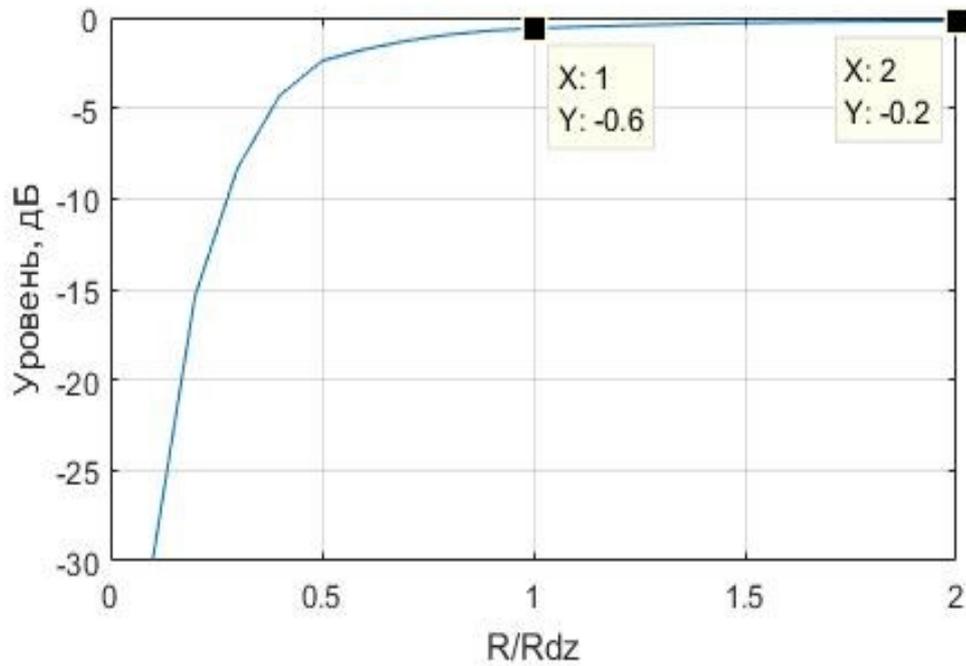


Рисунок 1.30 – Зависимость относительной погрешности  $\Delta$  ЭПР элемента разрешения от соотношения  $R/R_{\min}$

Как показали исследования на результат измерений в наибольшей степени влияет алгоритм синтеза РЛИ. Это происходит из-за того, что исходное уравнение измерения (1.17) сводится к БПФ, следующим образом:

$$f(x, y) = \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{n=0}^{N_1-1} \sum_{k=0}^{N_2-1} \dot{F}(A_n, f_k) e^{\frac{j4\pi x \cos(A_n) f_k}{c}} e^{\frac{j4\pi y \sin(A_n) f_k}{c}}; \quad (1.21)$$

$$f(n_1, n_2) = \frac{1}{N_1 N_2} \sum_{k_1=0}^{N_1-1} \sum_{k_2=0}^{N_2-1} F(k_1, k_2) e^{-\frac{2\pi i}{N_1} k_1 n_1} e^{-\frac{2\pi i}{N_2} k_2 n_2};$$

$$k_1 = \text{round}\left(\frac{2f}{cd} \cos(\theta)\right); \quad (1.22)$$

$$k_2 = \text{round}\left(\frac{2f}{cd} \sin(\theta)\right);$$

где  $A_n$  - азимут,  $f_k$  - частота,  $c$  – скорость света в вакууме.

Так, например, в зависимости от выбора сетки пространственных частот и углового шага КМДОР, ЭПР локального центра может отличаться более чем на два порядка (рисунки 1.31-1.35).

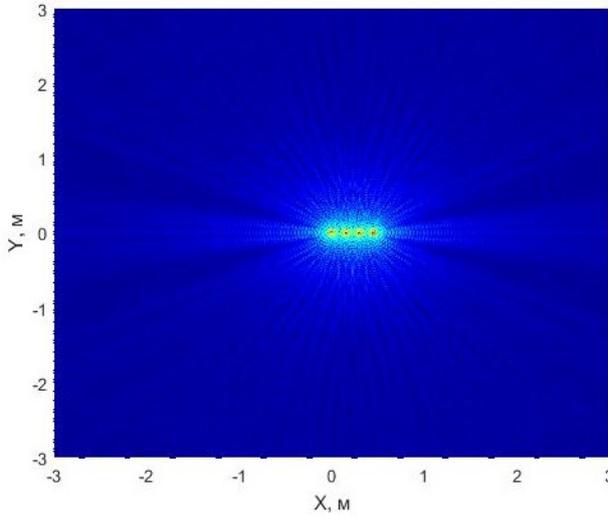


Рисунок 1.31 – РЛИ с угловым шагом  $0,025^\circ$

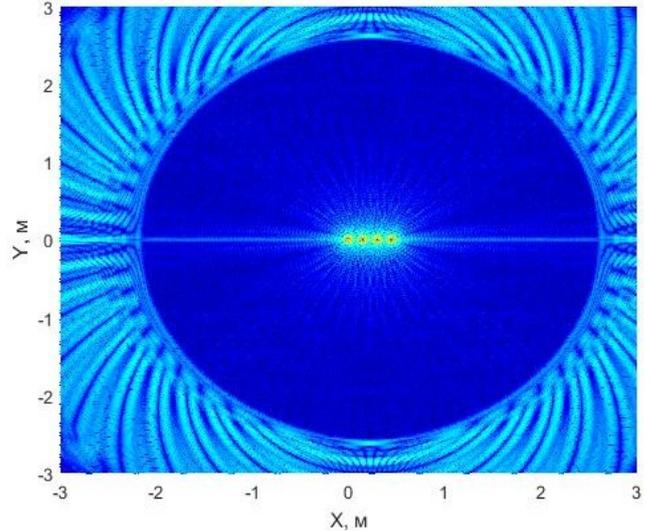


Рисунок 1.32 – РЛИ с угловым шагом  $0,3^\circ$

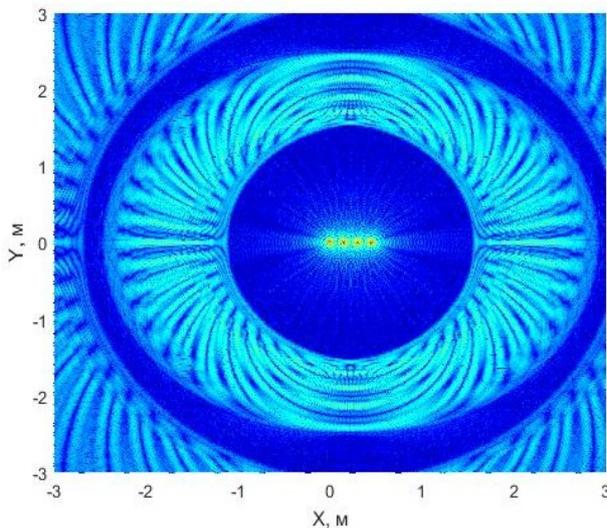


Рисунок 1.33 – РЛИ с угловым шагом  $0,5^\circ$

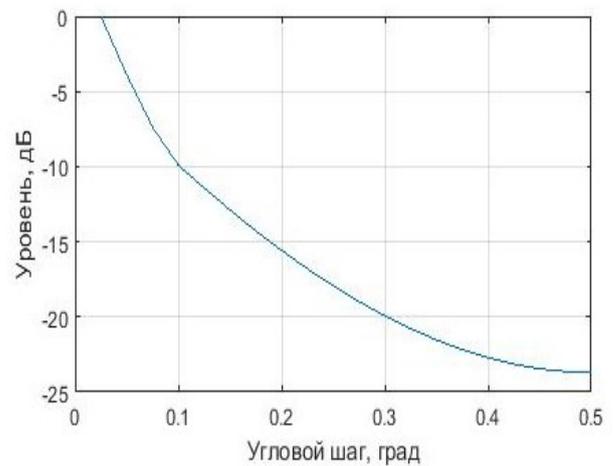


Рисунок 1.34 – Зависимость относительной погрешности элемента разрешения от углового шага измерений КМДОР

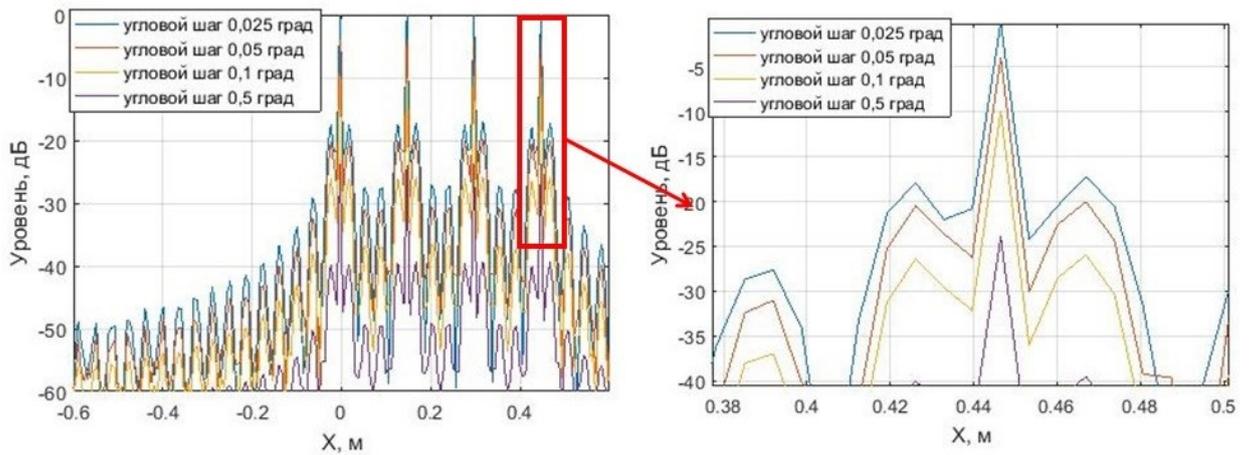


Рисунок 1.35 – Сравнение сечений РЛИ в зависимости от углового шага измерений КМДОР

В свою очередь на измерения интегральных радиолокационных характеристик также значительное влияние оказывают систематические источники погрешности такие как несоблюдение «дальней зоны», которое проявляется в расширении лепестков и «заплывании» нулей ДОР, и несоблюдение условий свободного пространства (опоры, крепления, элементы полигона которое существенно ограничивают нижнюю границу диапазона измерений ЭПР (рисунок 1.36).

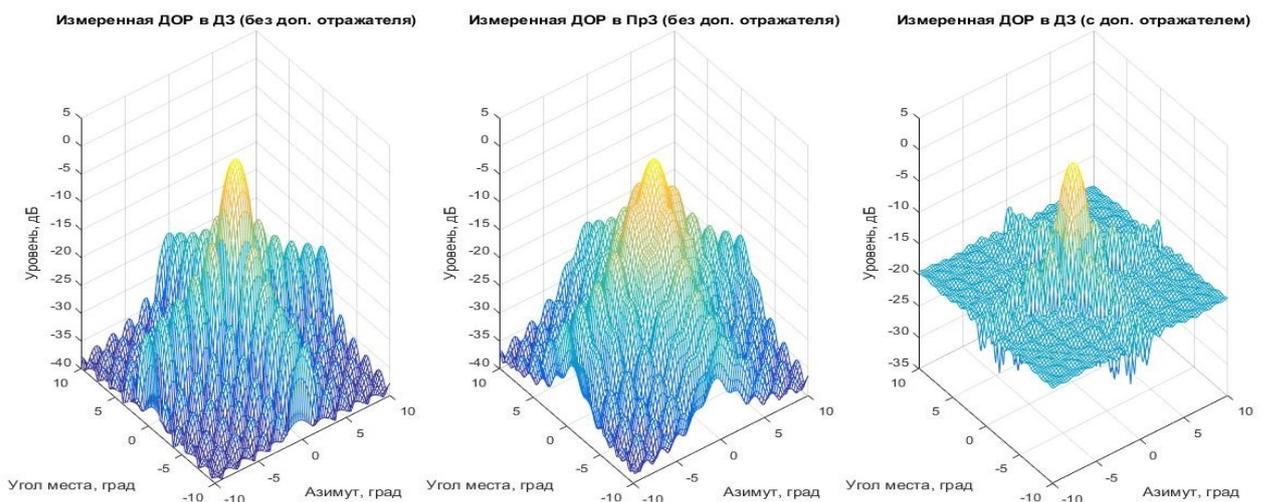


Рисунок 1.36 – Влияние источников систематической погрешности на измерениях ЭПР

В тоже время источники систематической погрешности (опоры, крепления) на радиолокационном изображении видны как дополнительные локальные центры рассеяния, которые можно однозначно определить, как не принадлежащие к объекту измерений (рисунок 1.37), что даёт возможность (зная размеры объекта измерений) провести пространственную фильтрация и восстановить «неискажённую» ДОР объекта измерений.

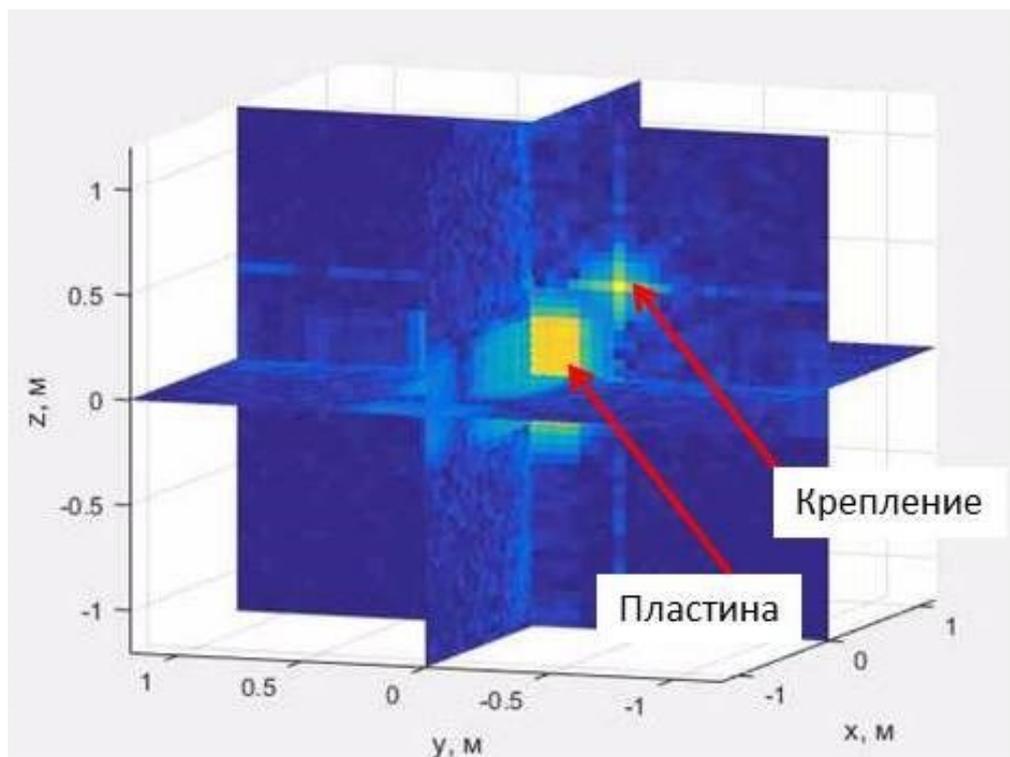


Рисунок 1.37 – Сечение плоскостями  $Z=0$ ,  $Y=0$ ,  $X=0$  трехмерного радиолокационного изображения, синтезированного из КМДОР, представленной на рис. 1.36

### **Вывод**

С помощью представленной модели было исследовано влияние основных источников погрешности измерений локальных и интегральных радиолокационных характеристик. Результаты анализа обобщены в таблице 1.2.

Таблица 1.2 – Анализ влияния основных источников погрешности измерений

№	Характеристика влияющего фактора	Возможные пути уменьшения влияния
1	<p><b>Математическая обработка</b></p> <p><b>А) В части измерений ДОР</b> Основным источником погрешности при цифровой обработке является эффект Гиббса, возникающий в результате временного стробирования сигналов при реализации дискретного частотного синтеза, и проявляется в искажении ДОР на краях частотного диапазона.</p> <p><b>Б) В части измерений РЛИ</b> Особенности применяемых алгоритмов синтезирования РЛИ (способ градуировки и погрешность используемых эталонов, ограничения по частоте и угловому сектору синтезирования, влияние боковых лепестков близлежащих «блестящих точек» и др.) могут обуславливать значительные погрешности при измерениях локальной ЭПР на РЛИ. Некорректно выбранные настройки угловой сетки при выполнении измерений могут привести грубым ошибкам измерений локальной ЭПР при синтезировании РЛИ.</p>	<p><b>А) В части измерений ДОР</b> Для уменьшения влияния эффекта Гиббса применяются аподизация измеренного массива и обеспечивается избыточность измеряемых данных на краях частотного диапазонов.</p> <p><b>Б) В части измерений РЛИ</b> Исключение возможных грубых ошибок измерений локальной ЭПР при синтезировании РЛИ может быть достигнута привязкой к эталону единицы ЭПР, тем самым обеспечив единство измерений путём экспериментальной оценки погрешности измерений локальной ЭПР. Это требует разработки методов градуирования РЛИ в единицах ЭПР и определения погрешности измерений «локальной» ЭПР на РЛИ. Исключение методической погрешности из-за некорректного выбора шага угловой сетки для синтезирования РЛИ требует обоснования критериев её выбора, а практическая необходимость уменьшения продолжительности испытаний – разработки методов обработки, обеспечивающих увеличение углового шага без значимого ухудшения точности измерений.</p>

№	Характеристика влияющего фактора	Возможные пути уменьшения влияния
2	<p><b>Несоблюдение условия свободного пространства,</b> проявляющееся в присутствии фоновых и побочных переотражений определяет нижнюю границу диапазона измерений ЭПР и оказывает доминирующее влияние на погрешность измерений</p>	<p>Величина погрешности определяется временной стабильностью измерительного канала РИК и характеристиками измерительной. Уменьшение данной погрешности техническими способами является сложным дорогостоящим.</p> <p>Наряду с временным стробированием регистрируемых сигналов и вычитанием фоновой составляющей необходимо применение математических алгоритмов фильтрации с высокой пространственной избирательностью.</p>
3	<p><b>Сферичность фазового фронта ЭМП</b> ввиду конечного расстояния между наблюдателем и исследуемым объектом, а также искажения из-за особенностей используемых полеобразующих систем значительно влияют на погрешность измерений «локальной» ЭПР, даже при обеспечении минимального расстояния «дальней зоны» погрешность измерений ЭПР локального центра может достигать 0,6 дБ.</p>	<p>Обеспечить контроль АФР ЭМП в рабочей зоне РИК, неравномерность фазы в пределах рабочей зоны РИК не должна превышать значения <math>\pi/8</math>. Разработать алгоритмы пересчёта результатов измерений в «промежуточной» зоне в «дальнюю» зону.</p> <p>Уменьшение сферичности ЭМП путём увеличения протяжённости измерительной трассы нежелательно ввиду уменьшения энергopotенциала, увеличения фоновых и побочных переотражений.</p>
4	<p><b>Случайные составляющие погрешности измерений модуля КМДОР</b></p> <p><b>А) В части измерений ДОР</b></p> <p>Величина погрешности определяется энергетическим потенциалом измерительного</p>	<p><b>А) В части измерений ДОР</b></p> <p>Возможное увеличение энергетического потенциала за счёт уменьшения расстояния до</p>

№	Характеристика влияющего фактора	Возможные пути уменьшения влияния
	<p>канала РИК. При испытаниях объектов со значениями ЭПР менее <math>10^{-2}</math> м<sup>2</sup> требуется увеличение отношения сигнал/шум не менее 10 дБ (частная составляющая погрешности при этом достигает 2,3 дБ)</p> <p><b>Б) В части измерений РЛИ</b></p> <p>Случайные составляющие погрешности измерений КМДОР оказывают слабое влияние на погрешность измерений ЭПР локальных центров. Например, при соотношении сигнал/шум в КМДОР 3 дБ погрешность измерений ЭПР локального центра не превышает 0,1 дБ</p>	<p>объекта нежелательно из-за увеличения неравномерности фазы в рабочей зоне РИК.</p> <p><b>Б) В части измерений РЛИ</b></p> <p>Принятие мер не требуется. Поскольку синтез РЛИ обеспечивает увеличение отношения сигнал/шум для локальной области РЛИ пространства за счёт согласованной пространственной фильтрации, данная процедура может быть использована для восстановления ДОР</p>

Поскольку РИК являются единичными уникальными изделиями, анализируемые источники погрешности свойственны различным типам комплексов в большей или меньшей степени. Например, РИК коллиматорного типа не свойственна сферичность фазового фронта и связанная с ней погрешность, но при этом имеется дополнительный источник погрешности из-за дифракции на краях используемого рефлектора. Методические погрешности, связанные с синтезированием РЛИ и его дальнейшим анализом, также зачастую отличаются от комплекса к комплексу ввиду разной специфики измерений. Указанные причины подчёркивают актуальность совершенствования методического аппарата для учёта всех перечисленных факторов. Обобщённые оценки, приведённые на рис. 1.38 показывают, что использование новых методов обработки результатов измерений позволит снизить погрешность измерений локальной ЭПР с имеющихся 2...5 дБ до требуемых 1...3 дБ.

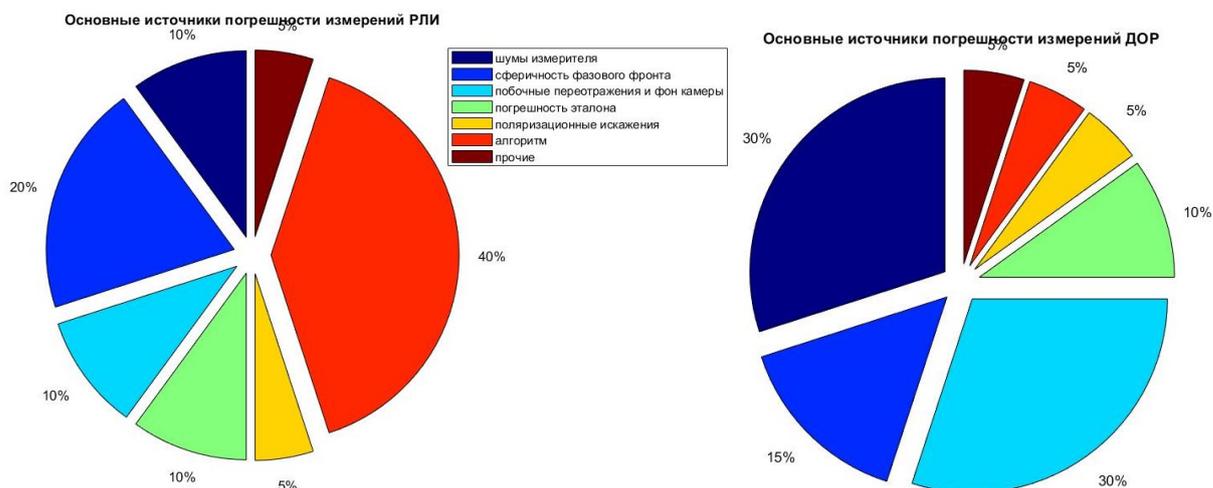


Рисунок 1.38 – Оценка вкладов отдельных составляющих в суммарную погрешность

Источники погрешности под номерами 1, 2 не требуют (на данном этапе развития измерителей отношению уровней и разности фаз) принятия каких либо специальных мер.

Источники погрешности под номерами 3, 4, 5 оказывают достаточно сильное влияние на результат измерений и требуют разработки специальных методов уменьшения их влияния. Которые и выражаются в положениях выносимых на защиту.

Таким образом, с использованием разработанной математической модели широкополосного РИК с функцией инверсного синтеза апертуры обоснована необходимость совершенствования методического аппарата в области измерений «локальных» РЛХ для обеспечения единства и повышения точности измерений до требуемых значений.

## 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДА ГРАДУИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ЕДИНИЦЕ ЭПР НА ОСНОВЕ РАВЕНСТВА ПАРСЕВАЛЯ И СПОСОБОВ ОЦЕНКИ ПОГРЕШНОСТИ РЛИ

### 2.1 ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДА ГРАДУИРОВАНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ЕДИНИЦЕ ЭПР

К настоящему моменту для описания рассеивающих свойств объектов и фонов сложилась система показателей, позволяющая математически представить процесс их радиолокационного наблюдения. Данная система не в полной мере применима к РЛИ измеренным при помощи РИК и характеризующимся, в первую очередь, более высоким пространственным разрешением. Если в элементе разрешения большинства существующих радиолокационных систем амплитуда отражённого сигнала, как правило, определяется группой независимых отражателей, каждый из которых может являться объектом сложной формы, то на РЛИ, измеренном при помощи РИК, один отражатель, даже простой формы, может представляться группой элементов разрешения. Это справедливо и для мер ЭПР используемых при градуировке РИК, в результате чего при градуировке РЛИ возникает неоднозначность в выборе опорного значения ЭПР. Поэтому существующая система показателей, описывающих рассеивающие свойства объектов применительно к радиолокационным измерениям, нуждается в уточнении.

Интегральная ЭПР является наиболее общей характеристикой радиолокационного рассеяния, зависящей от частоты, поляризационных характеристик падающего поля, ориентации объекта и положения точки наблюдения [4-6]. Доминирующая в настоящее время модель объекта как радиолокационного отражателя предполагает наличие небольшого числа «локальных центров рассеяния» («блестящих точек», «локальных источников переотражения») электромагнитного поля, падающего на объект. Важно оценить степень локализации этих центров. Примем, что *«локальный центр рассеяния»* – это участок поверхности объекта который при прочих равных условиях обладает неизменными рассеивающими свойствами как в составе объекта, так и вне его. Понятно, что на практике локализовать в строгом

смысле какой-либо элемент конструкции крайне сложно ввиду присутствия дифракционных эффектов и многократных переотражений между элементами конструкции, но их влияние во многих случаях пренебрежимо мало. Исходя из данного определения, можно сделать вывод о том, что *ЭПР локальных центров рассеяния присущи все свойства интегральной ЭПР.*

При анализе радиолокационных характеристик объектов и интегральные и локальные ЭПР воспринимаются как характеристики точечных излучателей с единым фазовым центром. В действительности же каждый локальный центр рассеяния формируется протяженными плоскими или выпуклыми поверхностями, иногда их сочетаниями, и на РЛИ протяженный объект не имеет точечного фазового центра. Меры ЭПР зачастую также являются протяженными объектами с распределенной по изображению рассеивающей поверхностью. Это вызывает сложности при градуировке формируемых РЛИ в единицах ЭПР. При рассмотрении РЛИ более адекватным является использование модели Делано, согласно которой объект представляет собой бесконечное количество точечных излучателей. В действительности изображение состоит из конечного числа элементов, составляющего порядок сотен или тысяч, что многократно превышает количество локальных центров рассеяния. Характеристики РЛИ зависят от целого ряда показателей:

- количества частотных отсчетов КМДОР;
- количества угловых отсчетов КМДОР;
- величины углового сектора, в котором производились измерения;
- способа обработки входных данных при формировании изображения.

Отличия в средствах и способах получения РЛИ на различных комплексах затрудняет оценку метрологических характеристик РИК, а также сравнение результатов измерений одного объекта в разных условиях. Поэтому в данной работе сделана попытка решения задачи градуировки РЛИ в общем случае.

Как уже было сказано, РЛИ протяженных объектов не дают прямой информации об ЭПР имеющих локальных центров рассеяния из-за перемещения фазового центра рассеяния при изменении угла наблюдения [29]. Для иллюстрации рассмотрим составной объект из двух отражателей с равными ЭПР, составляющими  $1 \text{ м}^2$ . Причем один из отражателей будет сферическим с рассеивающими характеристиками, справедливыми для коротковолновой области, другой – точечным. Опуская суть математической модели, основанной на оптическом приближении, обратим внимание на модуль КМДОР составного объекта (рис. 2.1), видно, что значения интегральной ЭПР изменяются от 0 до  $2 \text{ м}^2$ . На изображении рассматриваемого объекта (рис. 2.2) отчетливо видны контуры сферы и оклик от точечного отражателя, но ЭПР в каждой точке изображения сферы значительно меньше номинальной из-за «растекания» мощности по изображению. Для точечного отражателя его ЭПР, с учетом распределения части мощности в боковых лепестках, собрана в одной точке и соответствует номиналу.

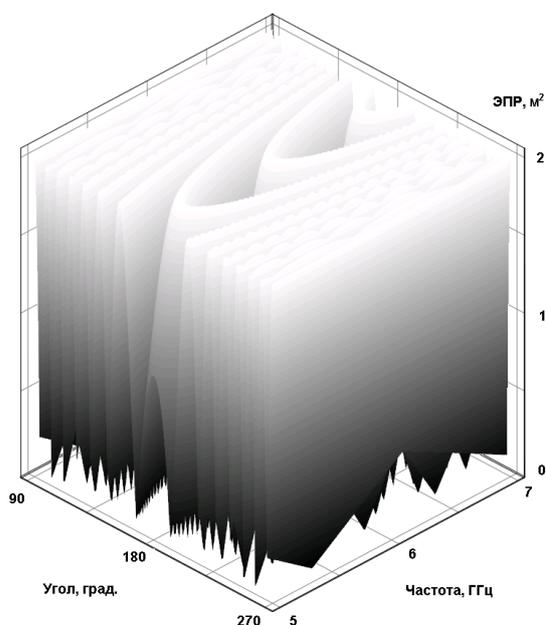


Рис. 2.1 - Модуль КМДОР составного объекта

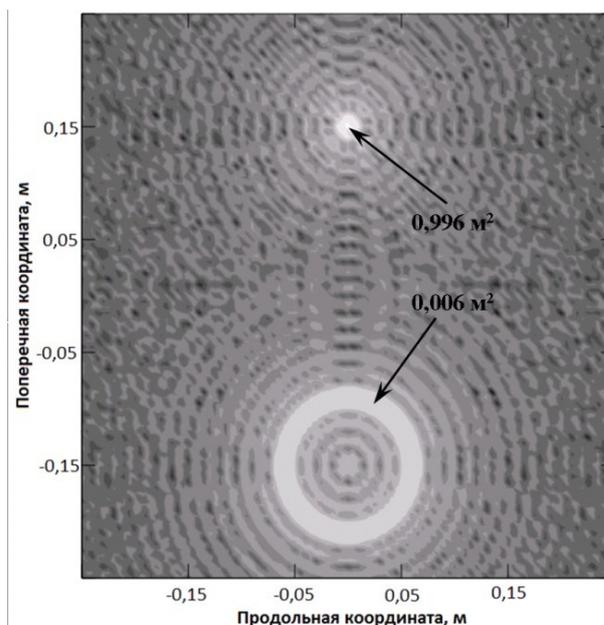


Рис. 2.2 - РЛИ модели составного объекта

Как видно, ЭПР элемента разрешения в РЛИ не характеризует ЭПР локального центра рассеяния, за исключением частных случаев. Данную ЭПР назовём «ЭПР элемента разрешения» и будем различать от «ЭПР локального центра рассеяния».

Можно дать определение данного термина следующим образом. ЭПР элемента разрешения РЛИ – площадь некоторой фиктивной поверхности со свойствами идеального точечного изотропного рассеивателя, при помещении которой в точку пространства, соответствующую центру элемента разрешения РЛИ, амплитуды РЛИ данной поверхности и исходного РЛИ в соответствующих точках будут равны.

Ещё раз стоит отметить основные свойства ЭПР элемента разрешения РЛИ. Во-первых, наличие не абстрактного, но физически обусловленного действительного значения ЭПР. Во-вторых, наличие свойств идеального рассеивателя. В-третьих, изотропность – равномерное рассеивание падающей энергии во всех направлениях, что эквивалентно рассеивающим свойствам сферы. В-четвертых, точечность, подразумевающая, что размеры данной фиктивной поверхности не выходят за пределы элемента разрешения, а положение фазового центра неизменно и совпадает с центром поверхности.

В работе [29] предложен термин «scattering brightness» (в переводе – «яркость рассеяния»). Там же сделан вывод о непосредственной связи яркости рассеяния с ЭПР, но не тождественности данных понятий. ЭПР элемента разрешения РЛИ связана с ЭПР локального центра рассеяния так же как ЭПР локального центра рассеяния с интегральной ЭПР. Разница в том, что локальный центр рассеяния невозможно конструктивно декомпозировать на независимые элементы, как, например, не имеет смысла анализ рассеивающих свойств граней уголкового отражателя по отдельности. В то же время и локальные центры рассеяния и элементы разрешения связаны с интегральными радиолокационными характеристиками в соответствии с принципом Гюйгенса-Кирхгоффа.

Стоит обратить внимание на то, что «ЭПР элемента разрешения РЛИ» является характеристикой не физического объекта, а его изображения и имеет смысл в случае, если локальный центр рассеяния объекта представлен группой элементов РЛИ.

Тогда **радиолокационное изображение** – это распределение ЭПР точечных фиктивных изотропных рассеивателей, которые будучи помещены в область расположения исследуемого объекта создаёт в точке приёма ту же амплитуду и фазу рассеянного поля, что и сам объект

Рассмотрим подробнее связь между ЭПР элемента разрешения РЛИ и ЭПР локального центра рассеяния объекта. Формирование РЛИ в общем сводится к переходу от двумерной матрицы амплитуд с измерениями «частота - угол» к аналогичной матрице «длина - угол» или «длина - длина». Поэтому, обратимся к наиболее близкому по смыслу спектральному анализу временных процессов. Например, гармонический сигнал с частотой 10 Гц в дискретном виде можно представить как в частотной  $x(n)$ , так и во временной  $X(k)$  областях (рис. 2.3), которые однозначно связаны между собой прямым и обратным преобразованием Фурье (2.1, 2.2).

$$x(n) = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{-\frac{2\pi i}{N} kn}, \quad (2.1)$$

$$X(k) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n) e^{\frac{2\pi i}{N} kn}, \quad (2.2)$$

где  $N$  - общее количество отсчётов;

$x$  и  $k$  - номера отсчётов в частотной и временной областях, соответственно.

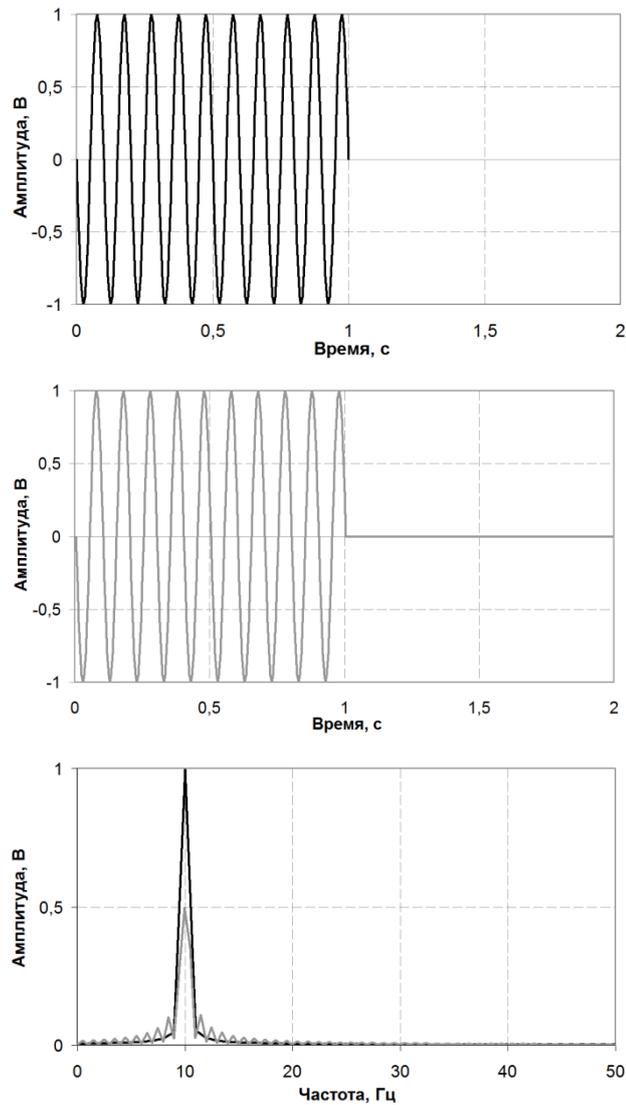


Рис. 2.3 - Временное (верхние рисунки) и частотное (нижний рисунок) представления гармонического сигнала без добавления (черным) и с добавлением нулей (серым)

Как по временному, так и по частотному представлениям гармонического сигнала можно однозначно определить амплитуду и частоту сигнала. Для преобразований (2.1) и (2.2) справедлива теорема Парсеваля (2.3), смысл которой заключается в равенстве энергий во временной и частотной областях представления.

$$\sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |X(k)|^2 . \quad (2.3)$$

При преобразовании исходного (временного) массива путём добавления нулевых элементов, что может потребоваться для реализации быстрого преобразования Фурье (БПФ), уровень сигнала в частотной области не соответствует уровню сигнала во временной области (рис. 2.3), но равенство Парсеваля выполняется. Поэтому при масштабировании преобразованной зависимости следует учитывать количество действительных отсчётов  $N^H$ , присутствующих во входном массиве (2.4).

$$x(n) = \frac{1}{N^H} \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{-\frac{2\pi i}{N} kn}. \quad (2.4)$$

В таком случае равенство Парсеваля преобразуется к виду:

$$\frac{N^H}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |x(n)|^2 = \frac{1}{N^H} \sum_{k=0}^{N-1} |X(k)|^2. \quad (2.5)$$

Используемые для формирования РЛИ математические операции в том или ином виде основаны на преобразовании Фурье, поэтому полученные выводы для них полностью справедливы. Продолжая аналогии со спектральным анализом можно утверждать, что амплитуда сигнала во временной области эквивалентна амплитуде сигнала отражённого от исследуемого объекта, то есть, непосредственно определяет его интегральную ЭПР. Следовательно, после преобразования КМДОР в РЛИ суммарная мощность всех дискретных элементов в нем должна также быть равной интегральной ЭПР.

Выражение для расчёта РЛИ можно записать, воспользовавшись двумерным случаем (2.4) с учётом (2.5):

$$x(n_1, n_2) = \frac{1}{N_1^H N_2^H} \sum_{k_1=0}^{N_1-1} \sum_{k_2=0}^{N_2-1} X(k_1, k_2) e^{-\frac{2\pi i}{N_1} k_1 n_1} e^{-\frac{2\pi i}{N_2} k_2 n_2}, \quad (2.6)$$

где  $X(\cdot) = \sqrt{\sigma(\cdot)} e^{i\varphi(\cdot)}$ , м;

$\varphi(\cdot)$  – фаза КМДОР, радиан.

Массив значений РЛИ  $X(k_1, k_2)$  является непосредственно измеряемым лишь при самой тривиальной математической обработке, во многих случаях

он получается преобразованием исходного массива КМДОР  $S(\theta, f)$  путём перестановок элементов матрицы  $S$  с размерностью  $[M_1 \times M_2]$  (рис. 2.4) в специально подготовленную матрицу  $X$  размерности  $[N_1 \times N_2]$  (рис. 2.5) для которых  $M_1 M_2 \neq N_1 N_2$ . Данная процедура требуется для учёта траектории движения измеряемого объекта, из-за влияния которой изображение может быть «размытым». Особенность данного алгоритма заключается в том, что сразу несколько элементов матрицы  $S$  могут претендовать на одно место в матрице  $X$ , но занимает его лишь один, в то время как остальные отбрасываются. Одновременно с этим в матрице  $X$  остаются незаполненные элементы, которым присваиваются нулевые значения.

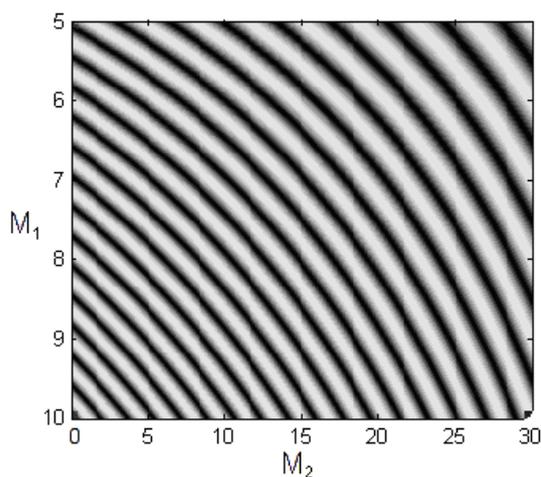


Рис. 2.4 - Модуль исходной КМДОР (массив  $S [M_1 \times M_2]$ , где  $M_1$  – строки частот, ГГц,  $M_2$  – столбцы углов, град.)

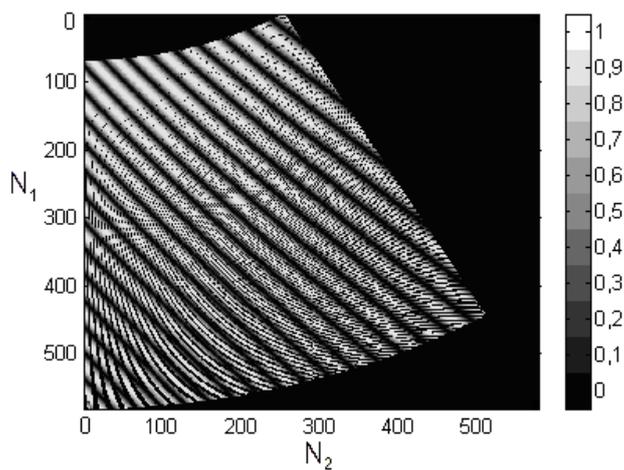


Рис. 2.5 - Модуль преобразованной КМДОР (массив  $X [N_1 \times N_2]$ , где  $N_1, N_2$  – строки и столбцы продольной и поперечной координат, соответственно)

Если принять, что количество ненулевых (заполненных элементами матрицы  $S$ ) элементов в массиве равно  $K \leq N_1 N_2$ , то (2.6) преобразуется к виду (2.7).

$$x'(n_1, n_2) = \frac{1}{K} \sum_{k_1=0}^{N_1-1} \sum_{k_2=0}^{N_2-1} X(k_1, k_2) e^{-\frac{2\pi i}{N_1} k_1 n_1} e^{-\frac{2\pi i}{N_2} k_2 n_2} \quad (2.7)$$

Соотношение (2.7) может быть использовано для градуирования РЛИ в единицах ЭПР и обеспечивает однозначную взаимосвязь между локальными и интегральными характеристиками рассеяния объектов.

Решение задачи метрологического обеспечения измерений «локальной» ЭПР на РЛИ предполагает оценку погрешности измерений. Для этого ввиду отсутствия специальных мер «локальной» ЭПР необходимо разработать способ определения погрешности измерений «локальной» ЭПР на РЛИ с использованием радиолокационных отражателей простой формы.

## 2.2. РАЗРАБОТКА СПОСОБОВ ОЦЕНКИ ПОГРЕШНОСТИ РЛИ

При выполнении преобразований (2.1, 2.2) должно соблюдаться равенство энергии, отражённой от лоцируемого объекта и энергии его радиолокационного изображения. Следовательно, погрешность  $\Delta_{\Sigma}$  измерений суммарной ЭПР РЛИ, обусловленную математической обработкой КМДОР при его формировании, можно оценить, используя (2.6), с учётом (2.7):

$$\Delta_{\Sigma} = \frac{1}{M_1 M_2} \sum_{m_1=0}^{M_1-1} \sum_{m_2=0}^{M_2-1} |s(m_1, m_2)|^2 - \frac{K}{N_1 N_2} \sum_{n_1=0}^{N_1-1} \sum_{n_2=0}^{N_2-1} |x(n_1, n_2)|^2. \quad (2.8)$$

Для оценки ЭПР локального центра рассеяния необходимо проинтегрировать участок РЛИ на котором он расположен. При выполнении такой операции неизбежны погрешности, обусловленные наличием фона и вторичных переотражений, влиянием собственных боковых лепестков и боковых лепестков изображений соседних элементов, побочных переотражений, инструментальных погрешностей. Количественное значение данной погрешности  $\Delta_L$  возможно оценить экспериментально путем построения РЛИ объекта с известными рассеивающими свойствами – меры ЭПР. В этом случае абсолютная погрешность ЭПР локального центра рассеяния в пределах кадра с координатами  $[x_1, x_2; y_1, y_2]$  будет оцениваться исходя из соотношения:

$$\Delta_L = \bar{\sigma}_{ЭГ} - \alpha \sum_{n_1=x_1}^{x_2} \sum_{n_2=y_1}^{y_2} |x(n_1, n_2)|^2, \quad (2.9)$$

где  $\bar{\sigma}_{ЭГ}$  - ЭПР меры, усредненная по углу и частоте,  $m^2$ ;

$\alpha$  - масштабирующий коэффициент, зависящий от особенностей алгоритма формирования РЛИ.

Метод на основе (2.9) представляется наиболее информативным для использования при оценке метрологических характеристик

высокоинформативных РИК в части измерений ЭПР локальных центров рассеяния объектов.

Пример использования предложенного метода получен на составном радиолокационном объекте из двух сфер диаметрами 120 мм и 16 мм со значениями ЭПР (усредненными по углу и частоте)  $1,13 \cdot 10^{-2} \text{ м}^2$  и  $3,63 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2$ , соответственно (рис. 2.6, 2.7). Синтез РЛИ осуществлялся в круговом секторе, в частотном диапазоне 5...15 ГГц. Погрешность рассчитывалась по формуле (9) для каждой из сфер и составила для большей сферы 0,6 дБ, для меньшей – 1,9 дБ.

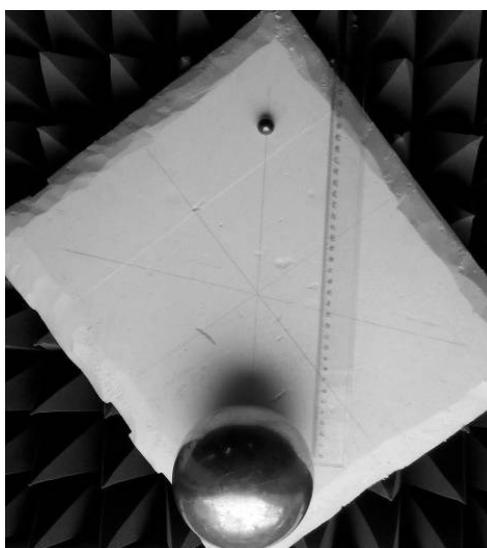


Рис. 2.6 – Фотография составного объекта

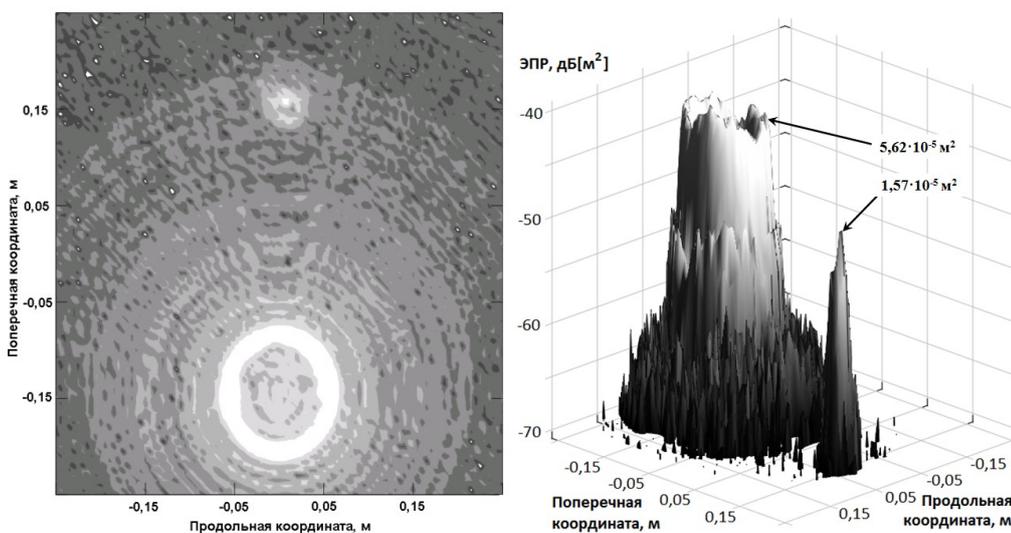


Рис. 2.7 – Измеренное РЛИ составного объекта в различных проекциях

В качестве тестовых объектов для оценки погрешности измерений ЭПР локальных центров рассеяния возможно использование любых тел для которых хорошо известна угловая и частотная зависимость ЭПР. Наиболее удобным для оценки характеристик РИК в целом представляется использование, в первую очередь, металлических сфер, во вторую – цилиндров при расположении их образующей параллельно оси вращения.

Более сложной является задача оценки погрешности измерений ЭПР элемента разрешения РЛИ. Ее можно решить при использовании тестовых объектов, размеры которых не превышают размеров элемента разрешения РЛИ. Однако, современные РИК в результате математической обработки измеренной КМДОР позволяют формировать РЛИ с размерами элементов разрешения меньшими, чем длины волн зондирующих сигналов (необходимо понимать, что размер элемента разрешения может быть меньше разрешающей способности, и разделять эти характеристики). В этой ситуации использование в качестве мер ЭПР тел, рассеивающих в резонансной или длинноволновой области, может быть затруднительным. Одним из возможных вариантов является использования тела типа «тонкий провод», которое на двумерном РЛИ может отображаться яркой точкой и, в то же время характеризуется приемлемой отражающей способностью. На рис. 2.8 приведено измеренное РЛИ стержня длиной 250 и радиусом 3 мм в диапазоне частот от 7,5 до 12,5 ГГц, расположенного вертикально при вертикальной поляризации излучения и приёма поля. Размер пространственного дискрета РЛИ равен 5×5 мм, ЭПР в максимуме РЛИ стержня составило минус 14,842 дБ, ЭПР всего изображения с учётом коэффициента  $\alpha$  – минус 14,842 дБ, теоретическое значение, полученное на основе соотношений для цилиндра, приведённых в [10], составило минус 14,247 дБ. К сожалению, из-за поляризационной избирательности провода его использование для данной цели возможно при соблюдении параллельности провода, поляризации поля и оси вращения.

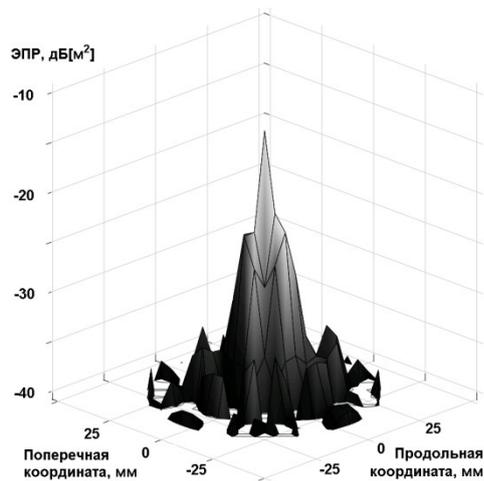


Рис. 2.8 –РЛИ стержня на вертикальной поляризации

Другой подход заключается в использовании тела, обладающего неизменной или заранее известной отражающей способностью вдоль участка его поверхности. Например, изображение большой сферы на рис. 33 в верхней части имеет изрезанный вид, в то время как рассеивающие свойства сферы не зависят от ракурса наблюдения. Величина данной неравномерности характеризует погрешность ЭПР элементов разрешения. Неравномерность в данном случае в основном обусловлена неравномерностью облучающего поля, влиянием фоновых отражений и искажениями при обработке, связанными с перераспределением энергии между смежными элементами РЛИ.

При соответствующей ориентации плоской поверхности её РЛИ представляет линию с уровнями, соответствующими отражающей способности каждого участка. В наиболее удобном случае при неизменной форме объекта вдоль одной из осей удобно воспользоваться характеристикой её «удельной отражающей способности». Зная интегральную ЭПР  $\bar{\sigma}_{ЭГ}$  и протяженность объекта  $l$  можно определить удельную отражающую способность  $\nu = \bar{\sigma}_{ЭГ} / l$ , м. Тогда ЭПР элемента разрешения РЛИ, имеющего размер вдоль соответствующей координаты  $\partial l$ , должна быть равна её произведению на  $\nu$ . Имея достоверную информацию о рассеивающих

свойствах используемого отражателя, по аналогии с (2.9) возможно определить погрешность ЭПР локального центра рассеяния:

$$\Delta_{\text{ЭПР}} = \nu \cdot \partial l - \alpha |x(\cdot)|^2, \quad (2.10)$$

где  $x(\cdot)$  – значение РЛИ в одной из точек, соответствующих положению отражателя.

На рис. 2.9 приведено измеренное РЛИ ранее описанного стержня, расположенного горизонтально при горизонтальной поляризации излучения и приёма поля. Диапазон частот при измерениях от 7,5 до 12,5 ГГц, размер пространственного дискрета составил 8,5×8,5 мм. График на рис. 2.10 представляет зависимости ЭПР элементов разрешения в четырёх соседних строках РЛИ от продольной координаты, а также сумму по столбцам с учётом коэффициента  $\alpha$ . Также представлена теоретическая зависимость, учитывающая угловой сектор и частотный диапазон в приближении геометрической оптики согласно [10].

Отметим, что приведённые в работе РЛИ получены на лабораторной установке с достаточно высоким пространственным разрешением, в то время как пространственное разрешение РЛИ, формируемых существующими РИК, существенно ниже ввиду меньшей полосы частот и ограниченных угловых секторов наблюдения.

Стоит добавить, что в настоящее время, решение задачи определения погрешности измерений ЭПР элемента разрешения РЛИ в случае, когда он не представляет полностью локальный центр рассеяния, не имеет первоочередной актуальности. Однако, ещё сравнительно недавно не требовалась и оценка с нормированными метрологическими характеристиками локальных радиолокационных характеристик объектов, отсутствие информации о которых сегодня выглядит архаизмом. Поэтому, данное направление достаточно перспективным.

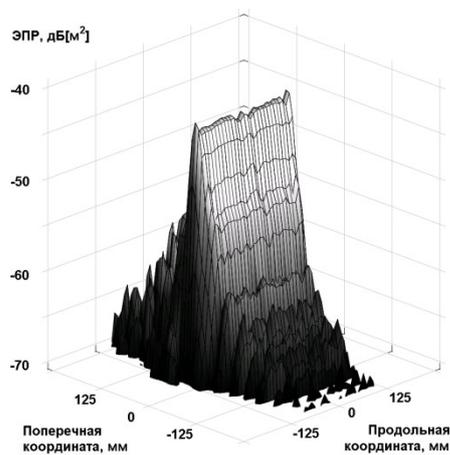


Рис. 2.9 – Измеренное РЛИ стержня на горизонтальной поляризации

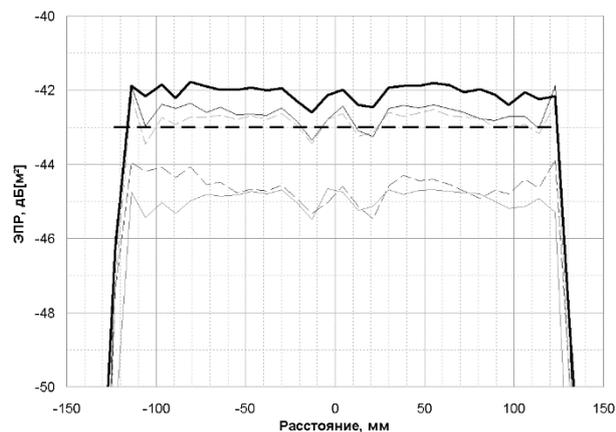


Рис. 2.10 – Строки РЛИ стержня (тонкие кривые – соседние сечения РЛИ, сплошная толстая – суммарное сечение, пунктирная прямая – теоретический расчёт)

### **Вывод**

Таким образом, сделана попытка прийти к общему пониманию в области метрологического обеспечения измерений локальных радиолокационных характеристик объектов. Для этого в работе предложены определения «локального центра рассеяния», его ЭПР, а также «ЭПР элемента разрешения РЛИ», взаимосвязанные друг с другом и с интегральной ЭПР. Обоснован способ градуирования радиолокационных изображений в единицах эффективной площади рассеяния, основанный на использовании равенства Парсеваля. Предложены методы оценки погрешности измерений ЭПР локальных центров рассеяния и ЭПР элементов разрешения РЛИ. Полученные на измерительной установке результаты свидетельствуют о возможности экспериментальной оценки погрешности измерений ЭПР элемента разрешения РЛИ и локального центра рассеяния.

### 3 ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДА ИНТЕРПОЛЯЦИИ МАССИВА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ СИНТЕЗА РЛИ.

#### 3.1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ДЛЯ ОБОБЩЕННОГО СЛУЧАЯ ТРЕХМЕРНОГО НАБЛЮДЕНИЯ ОБЪЕКТА

Задача экспериментальной оценки рассеивающих свойств объектов заключается в получении максимального набора данных для углов наблюдения и параметров зондирующих сигналов. Широкий набор исходных данных позволяет декомпозировать их для получения оценок работы радиолокационного канала в конкретных условиях наблюдения, в первую очередь – угловом секторе и диапазоне частот.

В настоящее время большинство отечественных РИК обеспечивает возможность получения исходных данных для формирования двумерных РЛИ методом инверсного синтеза апертуры. Измерения КМДОР производятся в выбранных сечениях, соответствующих наиболее вероятным секторам наблюдения. Однако, реальным трёхмерным условиям наблюдения может соответствовать отличная от используемой в эксперименте ориентация объекта с иными рассеивающими свойствами. Несмотря на то, что массово используемые системы наблюдения в настоящее время не предполагают получение и анализ трёхмерных РЛИ, синтез таковых в процессе экспериментальных исследований рассеивающих свойств объектов имеет большой практический интерес. Измерения рассеивающих характеристик в трёхмерном пространстве позволяют не только получить данные для произвольной ориентации наблюдаемого объекта, но и принципиально повысить информативность РЛИ для понимания механизмов формирования интегральных радиолокационных характеристик.

Принципиальных отличий в способах формирования двумерных (2М) и трехмерных (3М) РЛИ нет. В обоих случаях требуется формирование сигналов, обеспечивающих разрешение по дальности, а также изменение ориентации исследуемого объекта относительно направления наблюдения. Если для получения 2М РЛИ в подавляющем большинстве случаев

используется вращение объекта по азимуту, то для 3М РЛИ требуется дополнительно к азимуту изменение угла места или крена.

Массовому внедрению измерений 3М РЛИ препятствуют два основных фактора. Во-первых, сложность изготовления поворотных устройств, обеспечивающих необходимые степени свободы при вращении натуральных объектов. Во-вторых, возрастание объёма измерений, необходимых для формирования 3М РЛИ, описываемое квадратичной зависимостью относительно 2М РЛИ. Именно увеличение объёма и продолжительности измерений может принципиально ограничить возможность и целесообразность их реализации, поэтому, особенную актуальность приобретает оценка минимального и достаточного объёма измерений для синтеза достоверного и информативного изображения, а также разработка способов повышения качества РЛИ, синтезированного из минимального набора данных.

Рассмотрим известный метод получения РЛИ объекта путём преобразования Фурье комплексных огибающих отражённых сигналов, измеренных при многочастотном зондировании с синтезированием апертуры, но записанных в координатах пространственных частот [9, 25], нелинейно связанных с частотой и углами наблюдения объекта. Для КМДОР, измеренной в координатах азимут ( $\theta$ ) – крен ( $\varphi$ ), синтез изображения получается путём трёхмерного преобразования Фурье:

$$R(x, y, z) = \frac{1}{(2\pi)^3} \iiint E(f_x, f_y, f_z) e^{j2\pi(xf_x + yf_y + zf_z)} df_x df_y df_z, \quad (3.1)$$

$$\text{где } f_x = \frac{2}{\lambda} \sin(\theta) \cos(\varphi);$$

$$f_y = \frac{2}{\lambda} \sin(\theta) \sin(\varphi);$$

$$f_z = \frac{2}{\lambda} \cos(\theta);$$

$\lambda$  - длина волны, м.

Критерии выбора шага перестройки по частоте диктуются необходимостью обеспечения однозначного распределения сигналов на синтезируемой временной шкале и подробно рассмотрены в работах, посвящённых спектральному анализу. Необходимость уменьшения углового шага физически обуславливается необходимостью приёма сигналов, рассеиваемых всеми рассматриваемыми локальными рассеивателями по отдельности и их комбинациями без неоднозначных фазовых соотношений. Это означает, что должно быть измерено достаточное количество угловых отсчётов на наибольших по амплитуде лепестках КМДОР без перескока фазы через  $2\pi$ . Для оценки достаточного углового шага можно, представив лепесток ДОР периодом гармонического колебания, воспользоваться теоремой Котельникова [24]. При такой логике на лепесток ДОР должно приходиться не менее двух отсчётов, а эмпирическое выражение для определения минимального углового шага для электрически протяжённых можно записать в виде:

– для системы – координат «азимут – крен»

$$\Delta\theta, \Delta\varphi \leq \frac{\lambda_{\min}}{2l}; \quad (3.2)$$

– для системы координат «азимут – элевация»

$$\Delta\theta \leq \frac{\lambda_{\min}}{2l_x}; \Delta\vartheta \leq \frac{\lambda_{\min}}{2l_y}, \quad (3.3)$$

$\Delta\theta, \Delta\varphi, \Delta\vartheta$  – минимальный шаг по азимуту, крену и элевации, соответственно, рад.;

$l$  – максимальная длина объекта, м;

$l_x, l_y$  – максимальные длины объекта по горизонтали и вертикали,

соответственно, м.

### 3.2 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРОБОВАНИЕ МЕТОДА ИНТЕРПОЛЯЦИИ МАССИВА ИСХОДНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ СИНТЕЗА РЛИ

Для оценки качества 3М РЛИ могут использоваться объекты, представляющие собой тела простой формы. В данной работе в качестве такого объекта использовался трёхгранный уголкового отражатель с квадратными гранями, развёрнутый вершиной в направлении излучателя (рис. 3.1). Измерения проводились в безэховой камере при помощи векторного анализатора цепей, в качестве излучающей и приёмной антенн использовался пирамидальный рупор, расположенный в соответствии с условием дальней зоны. Процедура первичной обработки включала в себя вычитание фона и фильтрацию побочных переотражений с использованием метода дискретного частотного синтеза. КМДОР была измерена в секторе углов  $\pm 70^\circ$  по азимуту и крену в полосе частот 6 ГГц с центральной частотой 15 ГГц. Размер рёбер уголкового отражателя равен 0,15 м, а минимальный угловой в соответствии с (3.3) шаг составляет  $2^\circ$ .

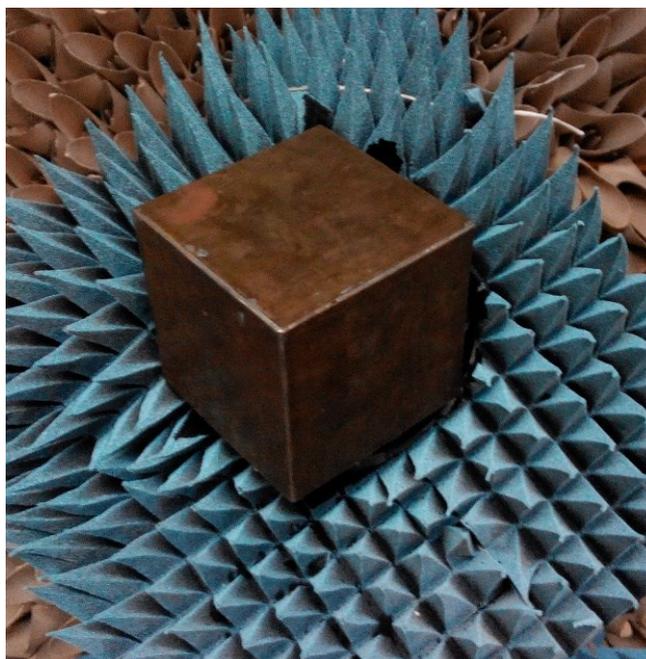


Рисунок 3.1 – Внешний вид отражателя, установленного на поворотное устройство

Рассмотрим изображения углового отражателя, полученные из КМДОР с шагом по углу равным 4, 2 и 1° (рис. 3.2-3.5).

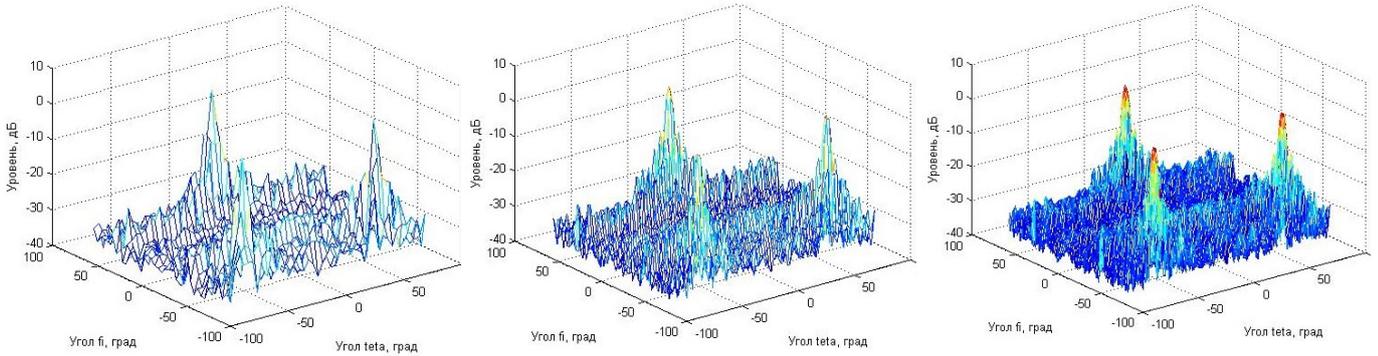


Рисунок 3.2 – Модуль КМДОР на центральной частоте с шагом 4° (слева), 2° (в центре) и 1° (справа)

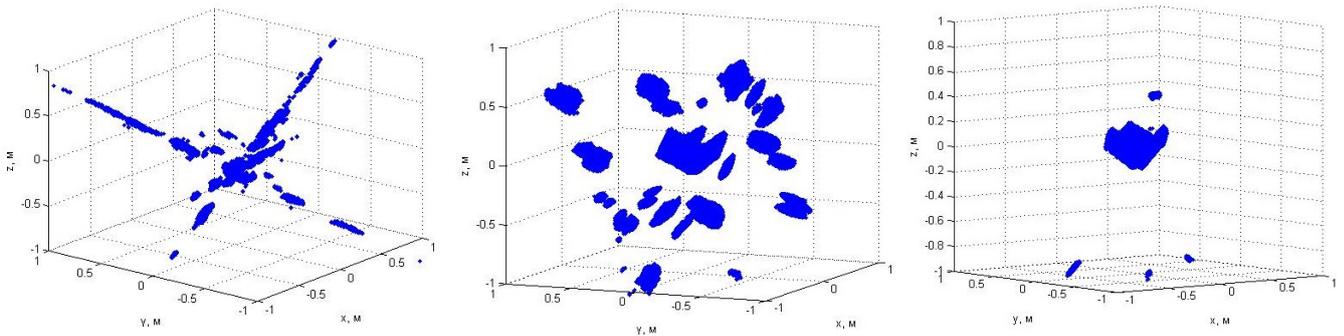


Рисунок 3.3 – РЛИ, синтезированные из КМДОР с шагом 4° (слева), 2° (в центре) и 1° (справа), отсчёты имеют амплитуду не менее минус 3 дБ от максимальной

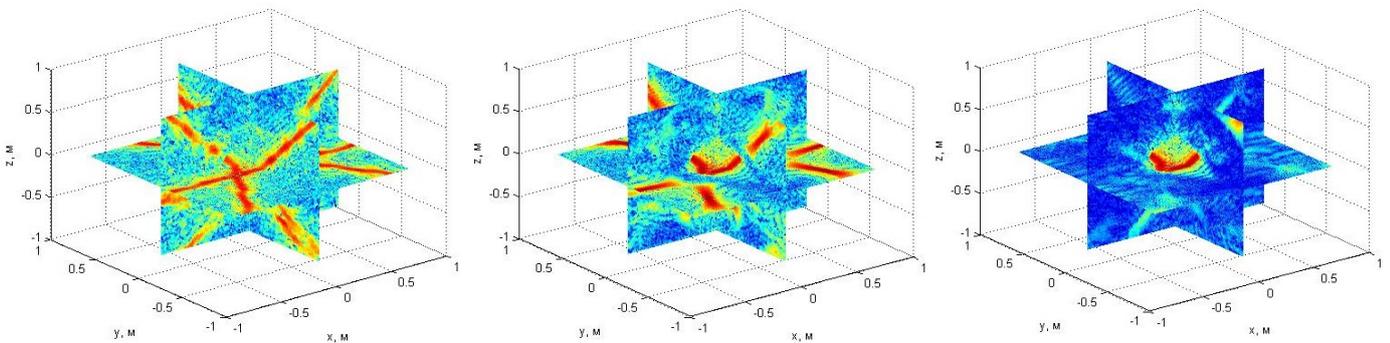


Рисунок 3.4 – Сечения РЛИ плоскостями Z=0, Y=0, X=0, синтезированные из КМДОР с шагом 4° (слева), 2° (в центре) и 1° (справа)

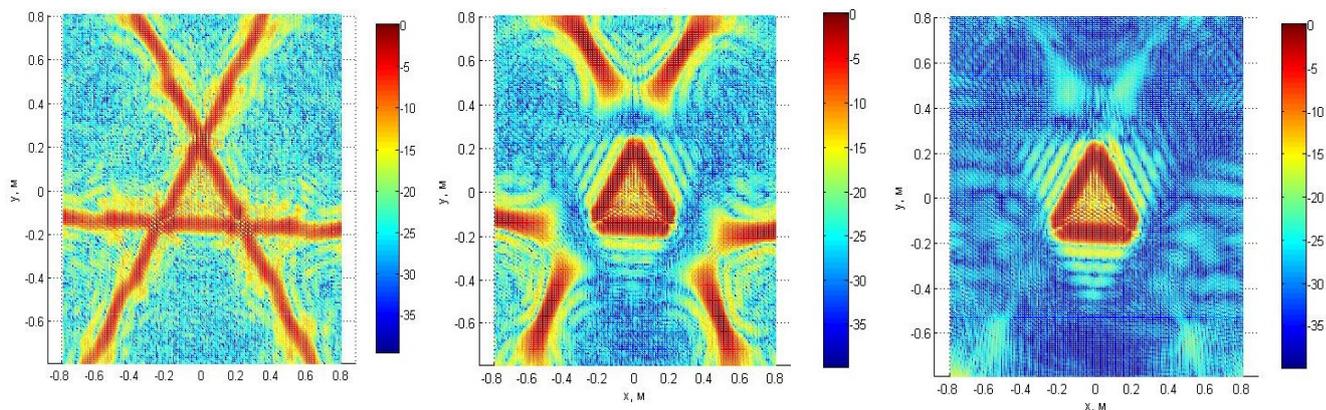


Рисунок 3.5 – Сечения РЛИ плоскостью  $Z=0$ , синтезированные из КМДОР с шагом  $4^\circ$  (слева),  $2^\circ$  (в центре) и  $1^\circ$  (справа)

Приведённые результаты подтверждают правильность выбора минимального углового шага при синтезировании апертуры с учётом электрического размера исследуемого объекта в соответствии с (3.2) и (3.3). «критерий 1», выраженный формулами (3.2) и (3.3), совпадает с требованием обеспечения отсутствия перескоков фазы через  $2\pi$  от источников отражений максимально удалённых от оси вращения. Но, поскольку размеры синтезируемой области, очевидно, больше габаритов исследуемого объекта, при синтезировании РЛИ с использованием алгоритма БПФ могут возникать ложные отклики (рис. 3.5, в центре). Их появление связано с неучётом в «критерии 1» габаритов области синтезирования. На ложные отклики перераспределяется часть энергии, что приводит к погрешности оценки локальной ЭПР, а их наличие само по себе затрудняет анализ РЛИ. Исключение ложных откликов может быть обеспечено путём использования «критерия 2», отличающегося от «критерия 1» заменой в (3.2) и (3.3) длин объекта  $l$ ,  $l_x$ ,  $l_y$  на соответствующие длины синтезируемых областей  $L$ ,  $L_x$  и  $L_y$ .

Уменьшение углового шага при измерениях КМДОР для удовлетворения «критерия 2» ведёт к обратно пропорциональному увеличению объёма измерений для каждой оси вращения, не принося при этом новой информации об объекте измерений. Поэтому, для уменьшения объёма, следовательно, продолжительности измерений предложено использование интерполяции массивов исходных данных, удовлетворяющих «критерию 1», на пространственную сетку в соответствии с «критерием 2».

В результате преобразования трёхмерного массива КМДОР из координат «частота – угол – угол» в трёхмерный массив пространственных частот плотность действительных отсчётов перестаёт быть равномерной, что также обуславливает появление на изображении ложных откликов. Данный фактор также требует учёта при выборе шага интерполированного массива, учитывающего степень разреженности формируемой матрицы в координатах пространственных частот. Наблюдаемые ложные отклики при этом не исчезают, но отдаляются от центра фокусировки РЛИ, выходя за область в которой проводится анализ изображения объекта. Коэффициент, учитывающий степень разреженности при измерениях в системе координат «азимут – крен», может быть определён как:

$$K = N_{\Pi} / N_{II}, \quad (3.4)$$

где  $N_{II}$  – число ненулевых элементов в перестроенной матрице;

$N_{\Pi}$  – число элементов в исходной матрице КМДОР.

Уточнённое значение минимального углового шага с учётом (3.4) для измерений в системе координат «азимут – крен» можно выразить как:

– при измерениях без интерполяции

$$\Delta\theta', \Delta\varphi' \leq \frac{\lambda_{\min}}{2L} \leq \frac{\lambda_{\min} \sqrt{K}}{2l}; \quad (3.5)$$

– при измерениях с интерполяцией

$$\Delta\theta', \Delta\varphi' \leq \frac{\lambda_{\min}}{4l}. \quad (3.6)$$

Следовательно, учёт разрежённости требует увеличения объёма измерений в  $K$  раз при измерениях в системе координат «азимут – крен». При перестроении исходного массива КМДОР теряются лишь отсчёты, расположенные в уплотнённой области пространственного массива и являющиеся избыточными. Следовательно, повышение качества изображения также может быть достигнуто за счёт интерполяции перестроенной матрицы пространственных частот для каждой частоты зондирующего сигнала на сетку с меньшим размером ячейки пространственной частоты (рис. 3.5).

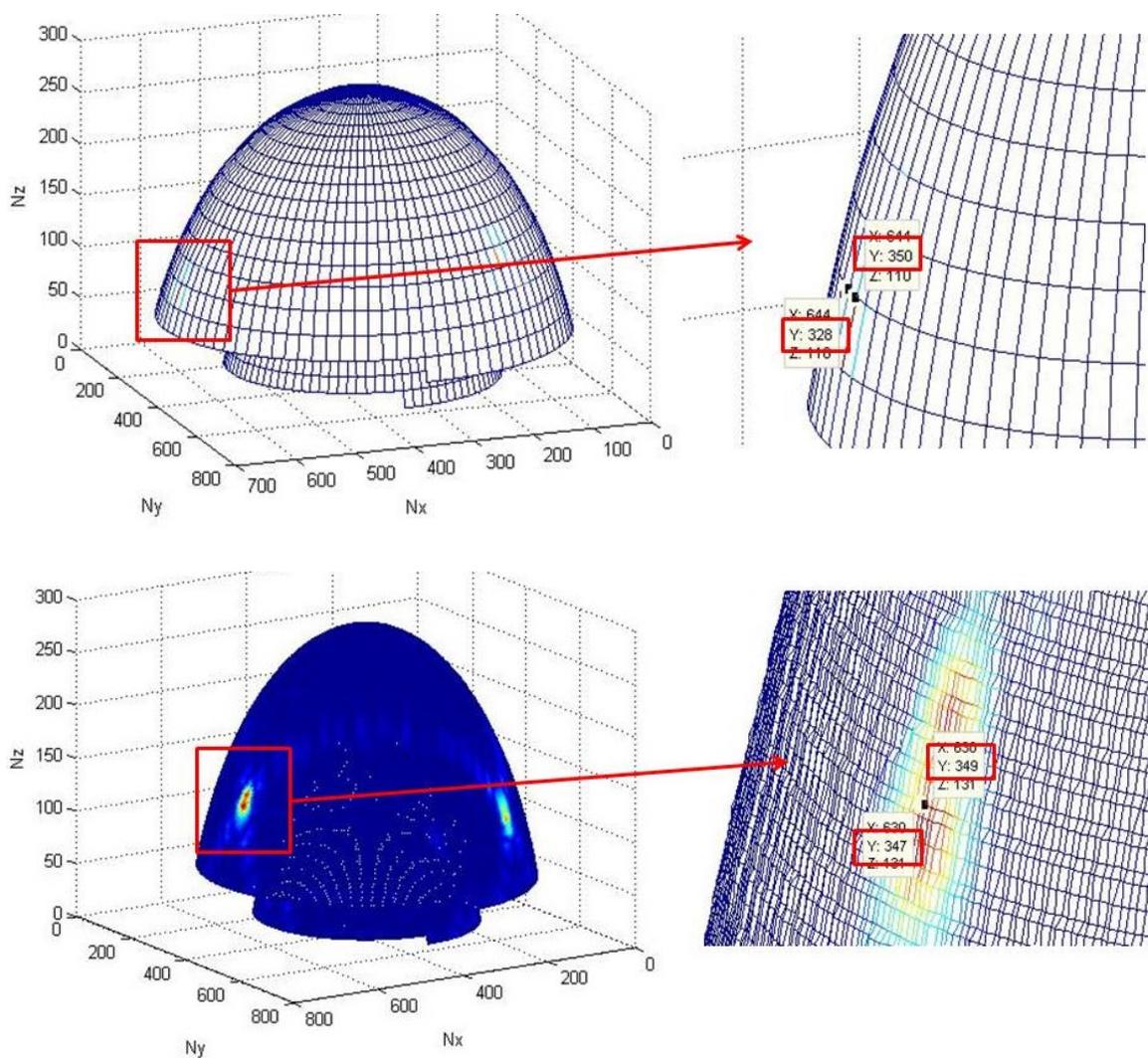


Рисунок 3.5– Заполнение матрицы исходной ДОР с шагом  $4^\circ$  (вверху) интерполированной ДОР с шагом  $0,5^\circ$  (внизу)

Измеренный двумерный массив комплексной ДОР после вычитания фона и фильтрации во временной области для каждой частотной точки интерполируется кубическими сплайнами на более частую сетку угловых координат. Результаты применения интерполяции для измерений, удовлетворяющих условию (3.2), но не удовлетворяющих (3.5) приведены на рисунках (3.6-3.9).

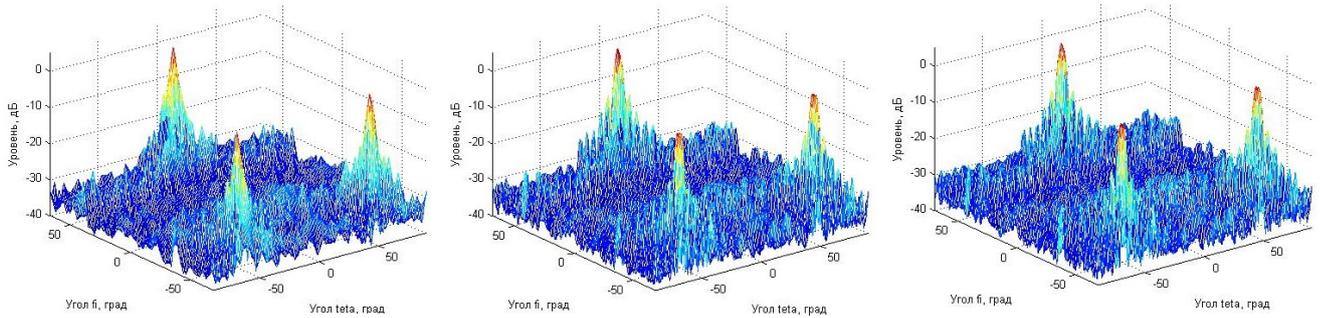


Рисунок 3.6– Модуль КМДОР на центральной частоте с исходным шагом  $4^\circ$  после интерполяции до  $1^\circ$  (слева), с исходным шагом  $2^\circ$  после интерполяции до  $1^\circ$  (в центре) и шагом  $1^\circ$  без интерполяции (справа)

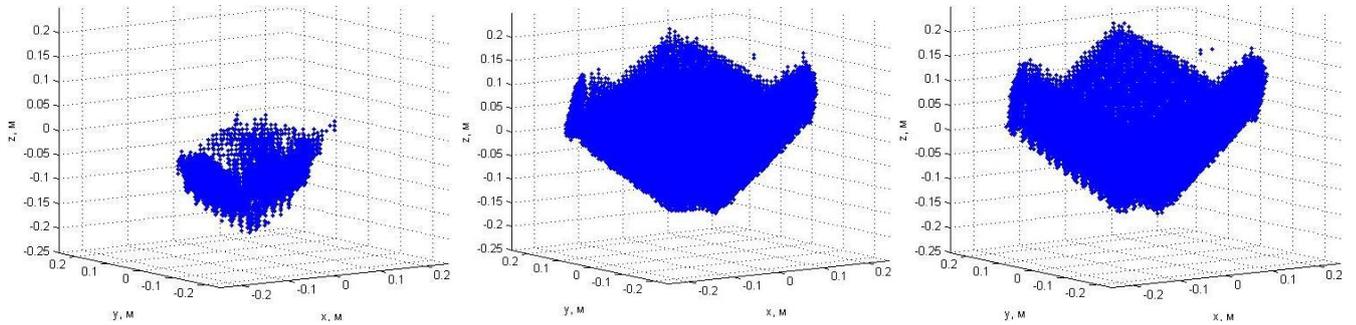


Рисунок 3.7 – РЛИ, синтезированные из КМДОР с исходным шагом  $4^\circ$  после интерполяции до  $1^\circ$  (слева), с исходным шагом  $2^\circ$  после интерполяции до  $1^\circ$  (в центре) и шагом  $1^\circ$  без интерполяции (справа), отсчёты имеют амплитуду не менее минус 3 дБ от максимальной

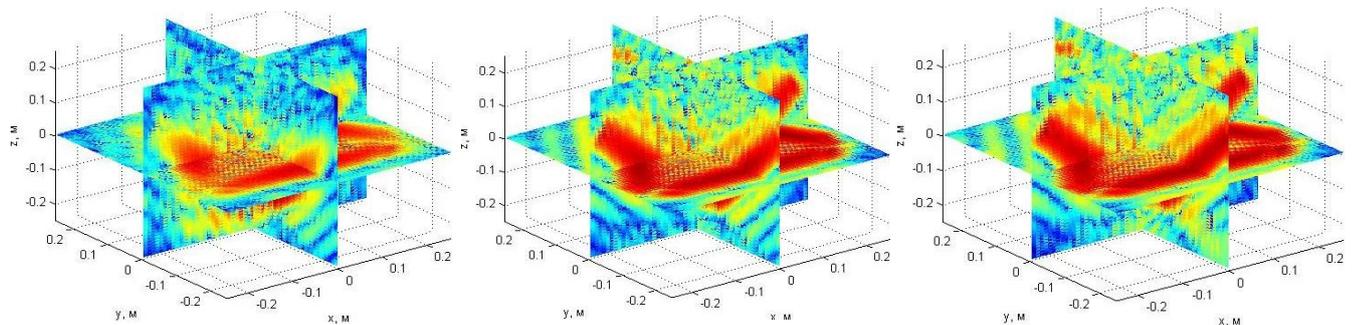


Рисунок 3.8– Сечения РЛИ плоскостями  $Z=0$ ,  $Y=0$ ,  $X=0$ , синтезированные из КМДОР с исходным шагом  $4^\circ$  после интерполяции до  $1^\circ$  (слева), с исходным шагом  $2^\circ$  после интерполяции до  $1^\circ$  (в центре) и шагом  $1^\circ$  без интерполяции (справа)

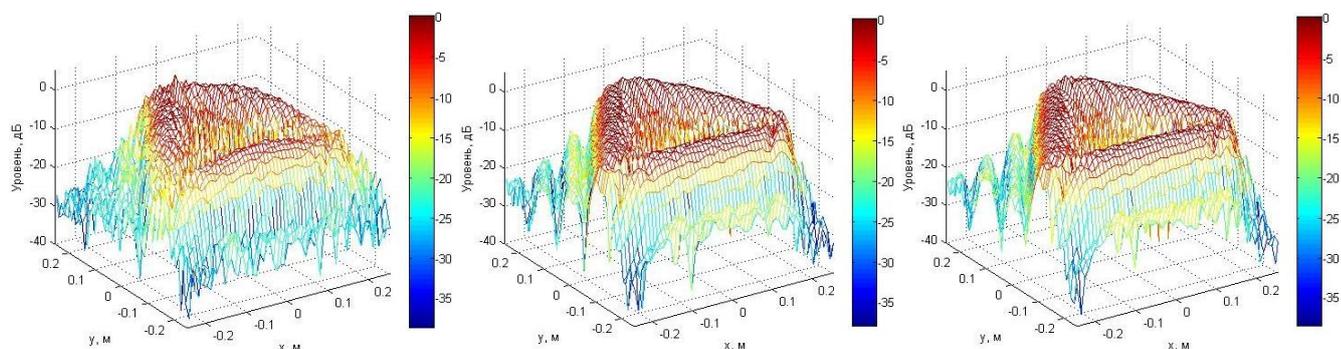


Рисунок 3.9 – Сечения РЛИ плоскостью  $Z=0$ , синтезированные из КМДОР с исходным шагом  $4^\circ$  после интерполяции до  $1^\circ$  (слева), с исходным шагом  $2^\circ$  после интерполяции до  $1^\circ$  (в центре) и шагом  $1^\circ$  без интерполяции (справа)

Результаты, приведённые на рис. 3.6-3.9, показывают эффективность применения описанной процедуры интерполяции для удаления ложных сигналов. В случае, если размеры сетки углов не удовлетворяют условию (3.2), синтезируемое РЛИ также «очищается», но недостаточность информации о форме лепестков КМДОР приводит к существенному искажению РЛИ.

На рисунках 3.10 – 3.11 приведены результаты экспериментальных исследований влияния углового шага при измерениях комплексной диаграммы обратного рассеяния на синтез радиолокационного изображения для случая двумерного РЛИ. В качестве объекта измерений был использован металлический диск с диаметром 0,1 м, размеры синтезируемой области пространства составляли 1,5 м, частотный диапазон от 12 до 18 ГГц, 3001 частотная точка, угловой сектор от минус 180 до 180 градусов.

На рис. 3.12 представлено сравнение оценок ЭПР локального центра рассеяния в зависимости от углового шага измерений КМДОР при синтезе

РЛИ без интерполяции и с применением интерполяции КМДОР на угловую сетку, удовлетворяющую условию (3.6).

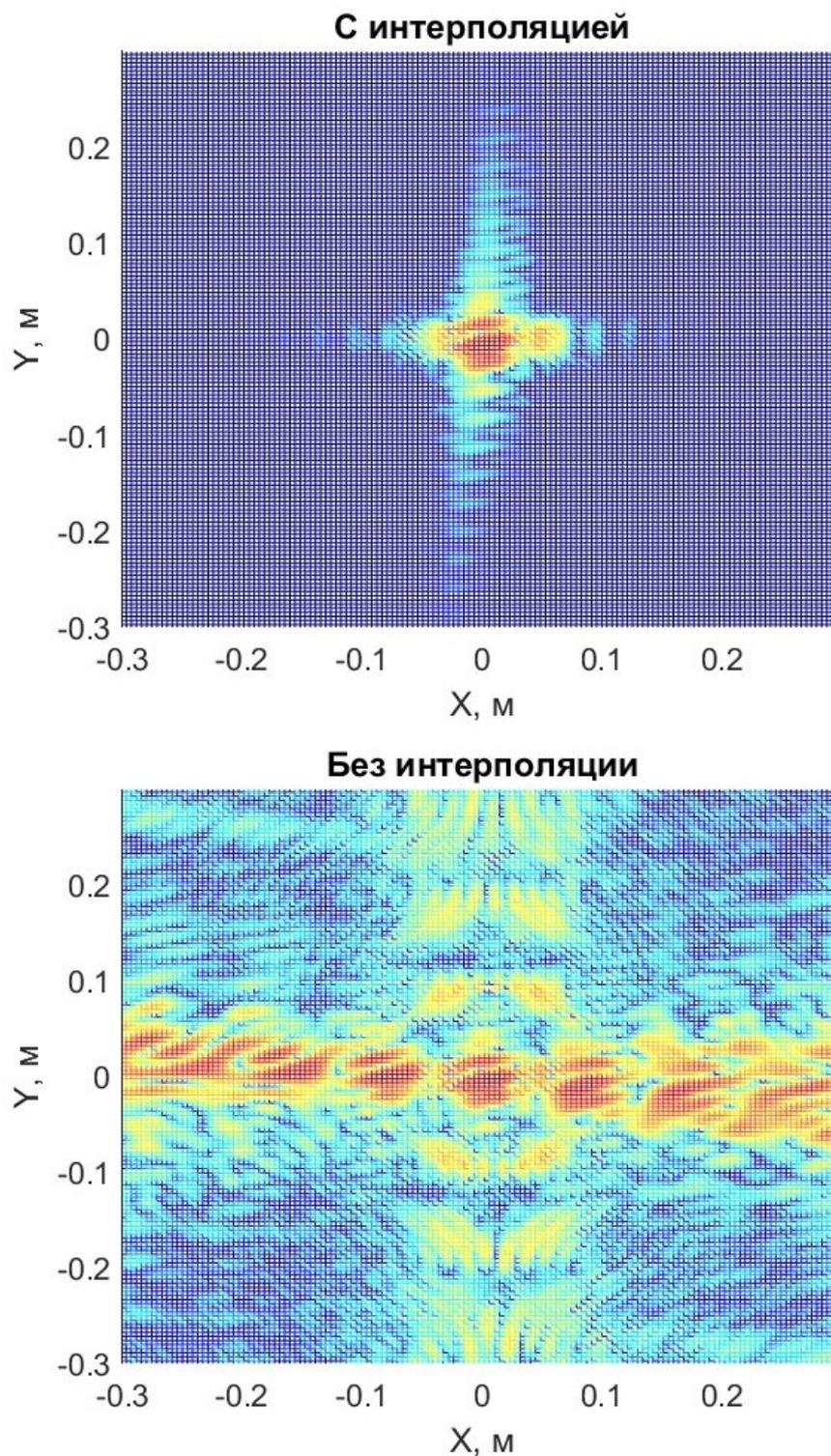


Рисунок 3.10 – РЛИ измеренное с шагом 7 градусов, снизу без интерполяции, сверху с интерполяцией

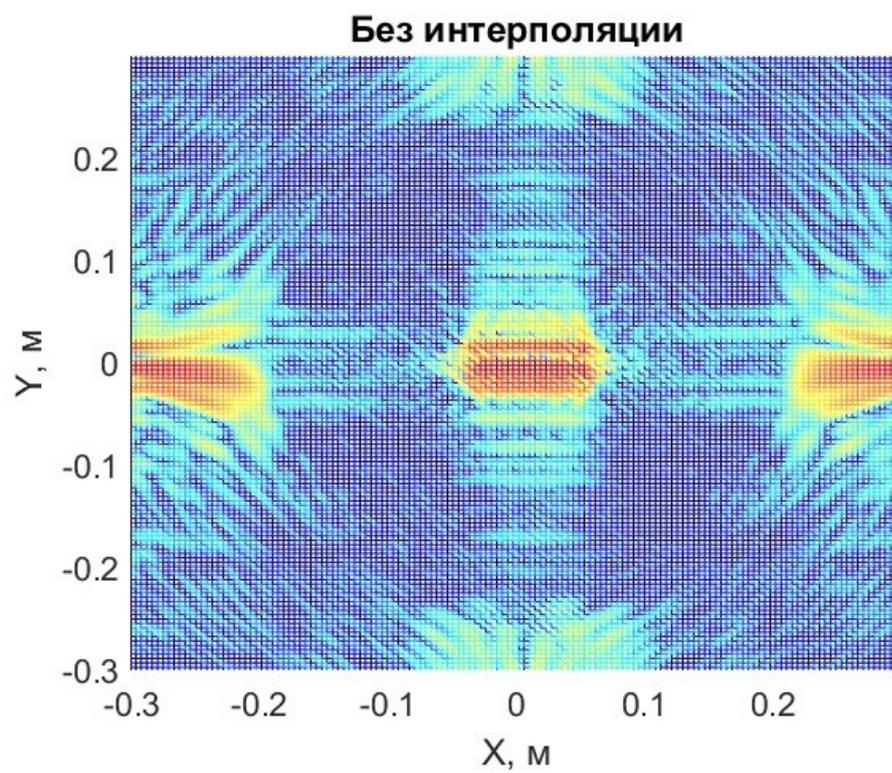
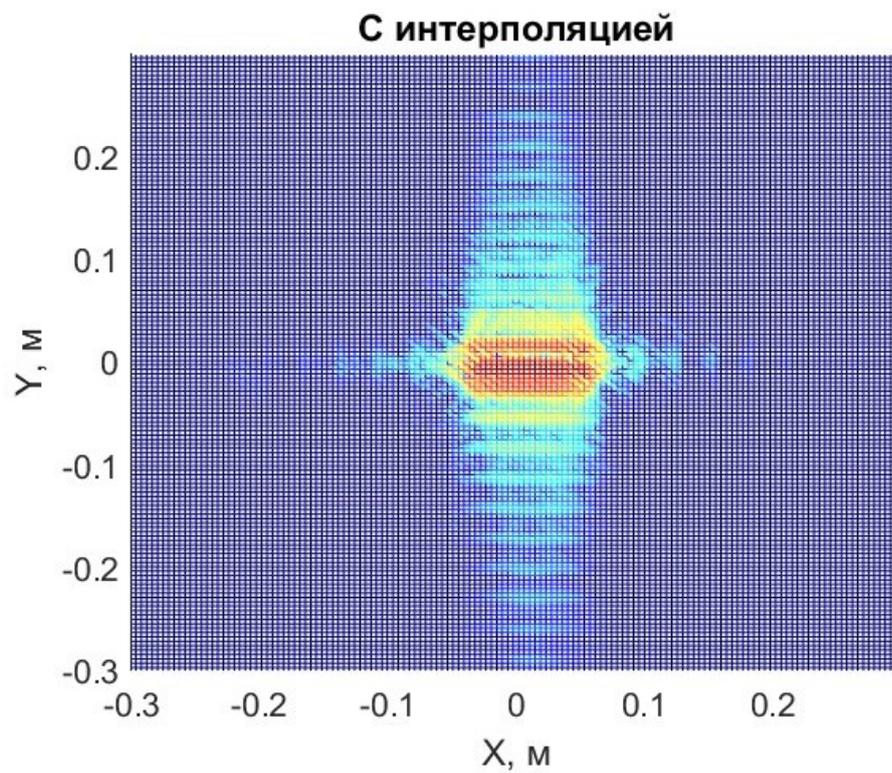


Рисунок 3.11 – РЛИ измеренное с шагом 2 градуса, снизу без интерполяции, сверху с интерполяцией

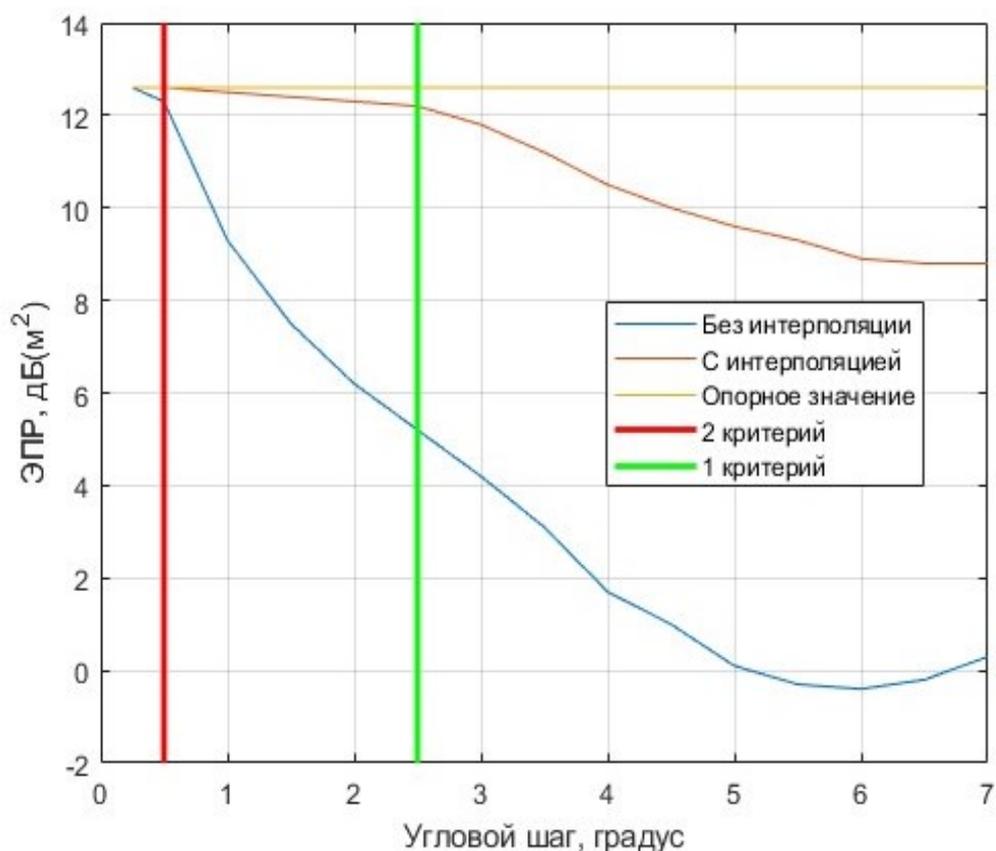


Рисунок 3.12 – Сравнение оценок ЭПР локального центра рассеяния в зависимости от углового шага без интерполяции и с применением интерполяции.

### **Вывод**

Таким образом, сформулированные требования к угловому шагу при сканировании заключаются в необходимости выполнения теоремы Котельникова для огибающей комплексной диаграммы обратного рассеяния. В случае, если при синтезе РЛИ перед выполнением быстрого преобразования Фурье производится перестройка измеренного массива КМДОР в массив, соответствующий пространственным частотам (3.1), необходим учёт относительного количества в его ячейках действительных значений. Применение интерполяции массива данных для выполнения преобразования Фурье позволяет повысить информативность синтезируемого РЛИ за счёт подавления в нем ложных откликов при меньших временных затратах на проведение измерений, но повышенных требованиях к мощности вычислительных средств.

## 4 РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЙ НЕРАВНОМЕРНОСТИ АМПЛИТУДНОГО И ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ В РАБОЧЕЙ ЗОНЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА МЕТОДОМ ИНВЕРСНОГО СИНТЕЗА АПЕРТУРЫ

### 4.1 ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЙ НЕРАВНОМЕРНОСТИ АМПЛИТУДНОГО И ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ В РАБОЧЕЙ ЗОНЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА

При измерениях характеристик антенных систем и радиолокационных характеристик объектов одним из доминирующих источников погрешности является неравномерность амплитудно-фазового распределения электромагнитного поля (АФР) в рабочей зоне. Информация об АФР позволяет оценить погрешность проводимых измерений, и, что немаловажно, проводить технические мероприятия по улучшению качества используемого полигона с количественной оценкой полученного эффекта. В настоящее время для контроля распределения поля в рабочей зоне, как правило, используются линейные или плоскостные (планарные) сканеры. Однако, применению сканеров сопутствует ряд недостатков:

- искажение исследуемого поля элементами его конструкции;
- пространственная избирательность используемого зонда;
- технические сложности размещения сканера в рабочей зоне;
- значительная стоимость.

Таким образом, поиск альтернативного способа контроля распределения поля в рабочей зоне РИК является актуальной задачей. Для её решения была разработана методика, позволяющая использовать для контроля интегрального АФР штатное оборудование большинства современных антенных и радиолокационных измерительных комплексов.

Методика основана на восстановлении радиолокационных изображений (РЛИ) объектов с постоянной (или известной) удельной отражающей способностью вдоль их поверхности путём инверсного синтеза апертуры. РЛИ

показывает распределение токов на поверхности радиолокационного отражателя, которое однозначно связано с распределением поля в непосредственной близости от него. Поэтому, РЛИ такого объекта интерпретировать как сечение поля линией для одностепенного позиционера (радиолокационный объект – тонкий стержень), либо плоскостью для двухстепенного позиционера (радиолокационный объект – плоская пластина) [12]. Например, расположив стержень (или цилиндр) перпендикулярно оси вращения, его РЛИ представит собой постоянную линию уровня, имеющее равную с объектом протяжённость. Если же использовать пластину и вращать её в двух плоскостях, то изображением будет поверхность с постоянным уровнем, соответствующей формы.

Для реализации методики необходима измерительная установка на базе векторного анализатора цепей, антенны, формирующей поле в рабочей зоне, позиционера для испытываемого изделия, управляющей ПЭВМ и радиолокационного отражателя. Перечисленные элементы, за исключением отражателя, как правило, входят в состав РИК и реализация предлагаемого метода не потребует его реконфигурации. Однако, может потребоваться программное обеспечение, обеспечивающее установку аппаратуры комплекса в соответствующие режимы измерений. Сами измерения проводятся по рефлектометрической схеме с одной излучающей и приёмной антенной, либо по квазимоностатической схеме с двумя антеннами для излучения и приёма сигналов.

Алгоритм определения поля в рабочей зоне измерительного комплекса для одностепенного позиционера может быть следующим. На первом этапе измеряется КМДОР стержня  $E(\theta, f)$  в заданном секторе углов относительно перпендикуляра к его образующей. В частных случаях КМДОР получается на основе двух последовательно измеренных комплексных массивов данных – при наличии и при отсутствии в рабочей зоне тестового радиолокационного

отражателя. В этом случае  $E(\theta, f)$  определяется как их разность по аналогии с (1.11).

При необходимости может использоваться фильтрация помеховых сигналов во временной области с использованием метода дискретного частотного синтеза. Следует учитывать, что применяемые методы обработки сигналов в идеальном случае не должны ни улучшать, ни ухудшать характеристики испытываемого полигона в штатной конфигурации.

На втором этапе компенсируется линейный набег фазы, возникающий за счёт распространения электромагнитного поля до тестового отражателя и обратно:

$$E'(\theta, f) = E(\theta, f) \exp(jkR). \quad (4.1)$$

Третий этап состоит, собственно, в восстановлении РЛИ  $R(x, y)$  в декартовой системе координат  $x, y$  в соответствии с (3.1). Далее выполняется анализ сечения РЛИ, соответствующего координатам и ориентации объекта. В случае, если в поперечном сечении РЛИ находится несколько значимых отсчётов, то они должны быть просуммированы (рис. 2.10). После этого, этого возможно проведения анализа неравномерности интегрального АФР. По полученным результатам можно оценить проинтегрированную по частоте неравномерность амплитуды и фазы, для чего из модуля полученного сечения РЛИ извлекается квадратный корень, а аргумент делится на 2. В случае же необходимости оценки погрешности измерений локальной ЭПР в заданных условиях никаких дополнительных операций не требуется.

## 4.2 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРОБОВАНИЕ МЕТОДИКИ ИЗМЕРЕНИЙ НЕРАВНОМЕРНОСТИ АМПЛИТУДНОГО И ФАЗОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПОЛЯ В РАБОЧЕЙ ЗОНЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА

На рисунках 4.1 – 4.4 представлены результаты экспериментальной апробации предложенной методики с использованием металлического стержня (цилиндра) длиной образующей 380 мм и диаметром 6 мм, расположенного в плоскости вращения.

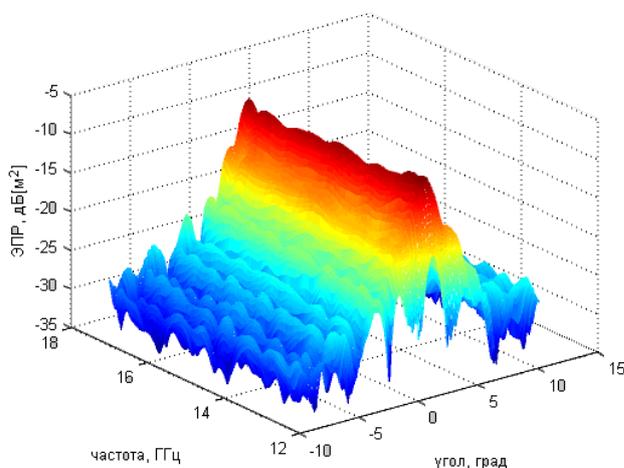


Рисунок 4.1 – Модуль КМДОР стержня

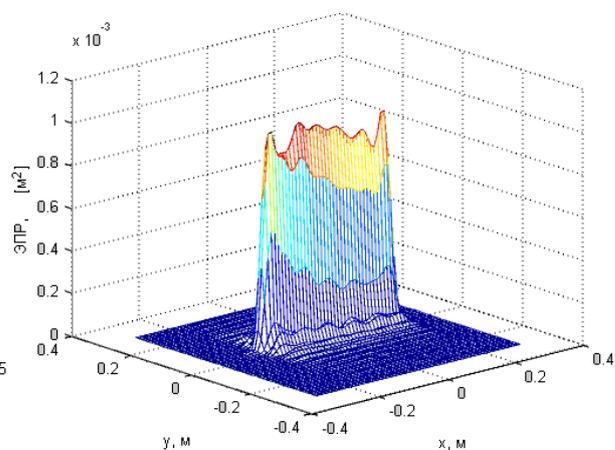


Рисунок 4.2 – Модуль РЛИ стержня

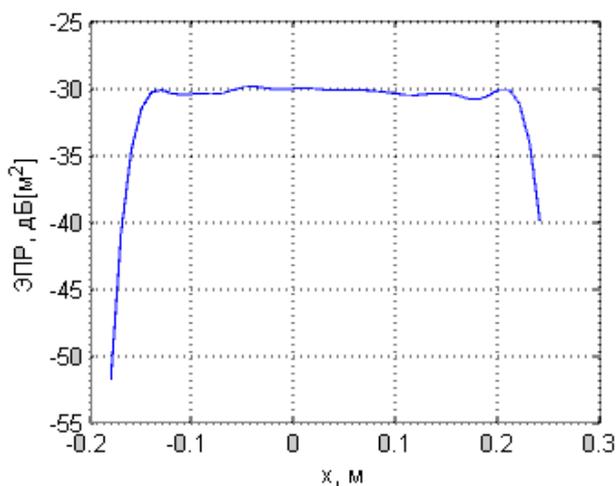


Рисунок 4.3 – Сечение модуля РЛИ стержня

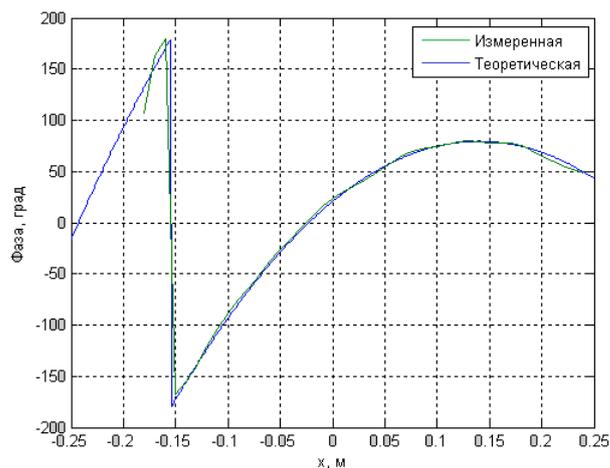


Рисунок 4.4 – Сечение аргумента РЛИ

Измерения были выполнены в диапазоне частот 12-18 ГГц. Расстояние между антенной и стержнем не удовлетворяло условию дальней зоны (1.16). Суммирование поперечных объекту сечений РЛИ выполнено по пяти соседним отсчётам. Значение неравномерности фазы, вычисленное исходя из геометрических параметров и длин волн, хорошо сходится с результатами эксперимента (рис. 4.4).

Была проведена дополнительная проверка корректности определения неравномерности амплитудного распределения. Для имитации заданной неравномерности амплитудного распределения электромагнитного поля в рабочей зоне использовалась предварительно измеренная диаграмма направленности приёмо-передающей антенны. Измерения РЛИ проводились под разными ракурсами облучения рабочей зоны используемой антенной типа П6-140-3 (антенна отворачивалась в плоскости вращения объекта на известный угол). На рисунке 4.15 приведено сечение усреднённой ДН излучателя и нормированные РЛИ стержня, извлечённые из под квадратного корня. РЛИ стержня с достаточной точностью повторяет ДН излучающей антенны, что подтверждает сделанные ранее выводы.

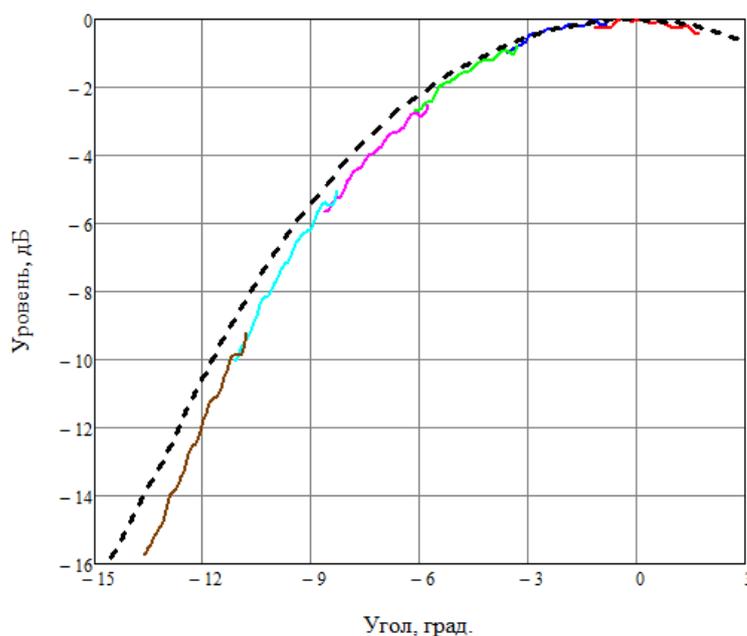


Рисунок 4.5 – Результаты измерений неравномерности поля в рабочей зоне (пунктирная линия – усреднённая ДН антенны, сплошные линии – РЛИ стержня под разными ракурсами облучения)

При использовании в качестве тестового радиолокационного отражателя пластины, установленной на двухступенном позиционере исходный массив КМДОР становится трёхмерным –  $S(\theta, \varphi, f)$ , а алгоритм определения поля в рабочей зоне измерительного комплекса может быть следующим. На первом этапе измеряется КМДОР  $S(\theta, \varphi, f)$  стержня в секторе углов по  $\theta$  от 0 до 45°, в секторе углов по  $\varphi$  от 0 до 360° относительно главного лепестка. Шаг по углу выбрать в соответствии с критериями, обоснованными в разделе 3.

Возможность применения данного метода для контроля АФР на плоскости была оценена с использованием математического моделирования измерений 3М РЛИ квадратной пластины показаны на рисунках 4.6-4.10. При решении такой задачи 3М РЛИ сечётся не линией, а плоскостью и суммируются (при необходимости) отсчёты, расположенные по нормали.

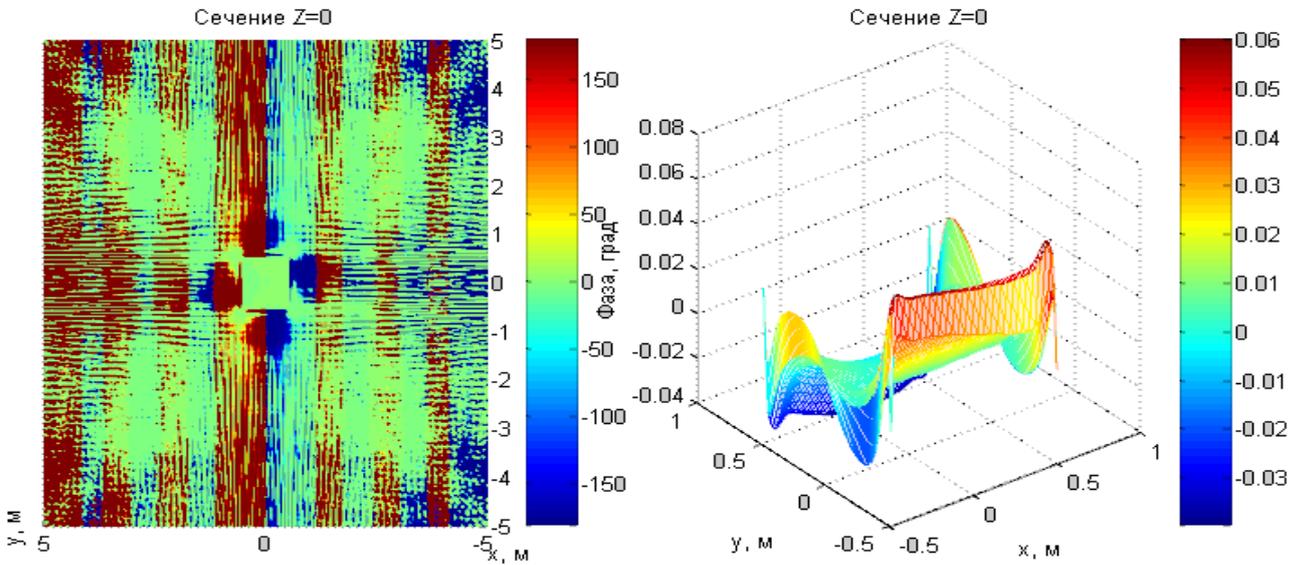


Рисунок 4.6 – Сечение аргумента РЛИ плоскостью  $Z=0$

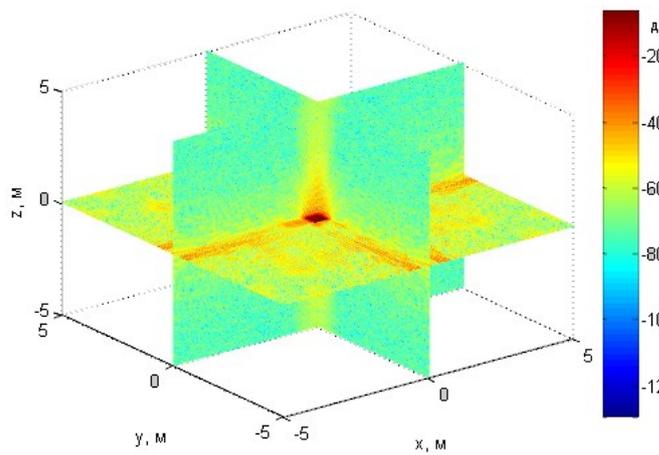


Рисунок 4.7 – Сечения 3М РЛИ пластины

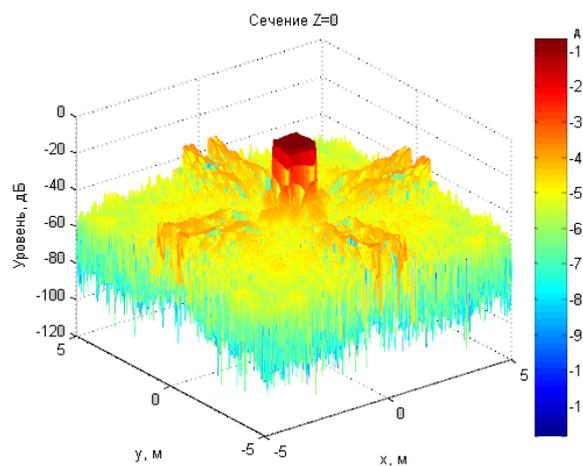


Рисунок 4.8 – Сечение модуля РЛИ плоскостью Z=0

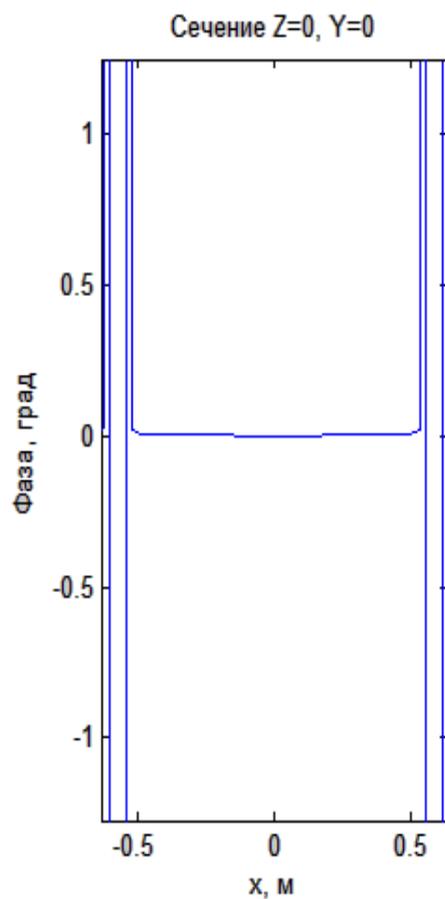


Рисунок 4.9 – Сечение аргумента РЛИ линией Z=0, Y=0

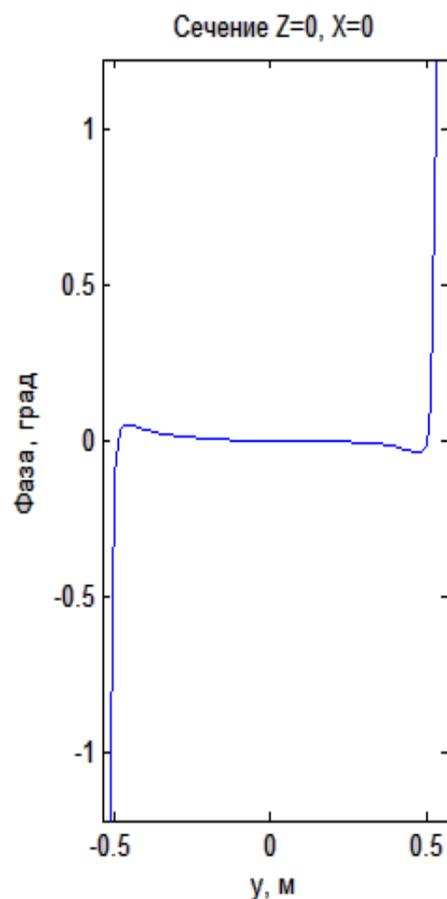


Рисунок 4.10 – Сечение аргумента РЛИ линией Z=0, X=0

## **Вывод**

Таким образом, результаты натурных экспериментов и математического моделирования подтверждают применимость предложенной методики для контроля неравномерности распределения поля в рабочей зоне антенного полигона. Основным достоинством методики является то, что для её реализации, как правило, не требуется использование дополнительного оборудования. Основным недостатком методики является интегрирование распределения поля по частоте, при том, что полоса частот при измерениях должна составлять порядок сотен мегагерц - единиц гигагерц. Также необходимо учитывать, что при оценке фазовой неравномерности поля в рабочей зоне кривизна поверхности используемого отражателя, умноженная на волновое число, должна быть значительно меньше оцениваемых значений.

## 5 МЕТОД ИЗМЕРЕНИЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТОВ С НИЗКОЙ ЭПР НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИНТЕЗИРОВАННЫХ РЛИ

### 5.1 ОБОСНОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТОВ С НИЗКОЙ ЭПР НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИНТЕЗИРОВАННЫХ РЛИ

Нижняя граница диапазонов измерений ЭПР на каждом ракурсе ДОР определяется либо чувствительностью используемых приёмных устройств, либо, как правило, относительной величиной фоновых переотражений – ЭПР фона. Наибольшие усилия при проектировании РИК и проведении радиолокационных измерений прикладываются к именно к уменьшению ЭПР фона. Низких значений ЭПР фона добиваются за счет применения радиопоглощающих материалов и профилирования их поверхностей, проведения двухэтапных измерений с комплексным вычитанием фоновых сигналов, физического и/или математического стробирования сигналов по временной задержке. Современные открытые РИК обеспечивают ЭПР фона на уровне  $10^{-4} \dots 10^{-2} \text{ м}^2$ , закрытые – на уровне  $10^{-6} \dots 10^{-4} \text{ м}^2$ , что позволяет обеспечить измерения на порядок больших значений ЭПР. Однако, непрерывная борьба за снижение радиолокационной заметности постоянно ужесточает требования к минимально измеряемой ЭПР объектов, следовательно, к чувствительности используемых для этого РИК.

Фон РИК формируется путём приёма переотраженных сигналов от РПМ, устройств позиционирования, других элементов конструкции, а также их фантомов. Величина ЭПР фона зачастую тесно взаимосвязана с расстоянием до измеряемого объекта, поэтому технически и, в значительной степени экономически, выгодно размещать измеряемый объект на возможно меньшем удалении от приемо-передающей антенны. Минимальное расстояние до объекта ограничивается необходимостью соблюдения

равномерного фазового распределения поля в рабочей зоне в соответствии с условием «дальней зоны» (1.16).

Данные физические ограничения могут быть частично преодолены на широкополосных РИК, обеспечивающих восстановление плотности токов в рабочей зоне (синтез трехмерного РЛИ) или проекции плотности токов на плоскость вращения (синтез двумерного РЛИ). Суть метода заключается в стробировании интересующей области синтезированного РЛИ и последующем восстановлении ДОР на расстояние, удовлетворяющее условию (1.16). При этом, для синтеза РЛИ могут использоваться штатные математические алгоритмы РИК [25-28], а для пространственного стробирования объекта оконные функции трёхмерной или двумерной фигуры (в зависимости от мерности изображения) со сглаженными для уменьшения уровня боковых лепестков краями.

Алгоритм обработки результатов измерений с применением пространственного стробирования следующий (для трёхмерных РЛИ):

- 1) Измерение КМДОР  $\dot{F}(A_n, E_m, f_k)$  согласно штатной процедуре.
- 2) Синтез РЛИ  $\dot{D}(x, y, z)$  из КМДОР  $\dot{F}(A_n, E_m, f_k)$  в соответствии с (3.1).
- 3) Стробирование интересующего объема:

$$\dot{D}_c(x, y, z) = O(x, y, z)\dot{D}(x, y, z). \quad (5.1)$$

- 4) Пересчёт РЛИ  $\dot{D}_c(x, y, z)$  в КМДОР  $\dot{F}_c(A_n, E_m, f_k)$  на расстояние, удовлетворяющее условию (1.16).

В качестве стробирующей функции  $O(x, y, z)$  может быть использована любая пространственная функция не искажающая СИХ объекта и, одновременно, подавляющая помехи. Предпочтительно использовать

функции, представляющие форму эллипса (для двумерного пространства) или эллипсоида (для трёхмерного пространства).

Также в результате математических преобразований могут появляться искажения, обусловленные эффектом Гиббса. Их уменьшение может быть достигнуто путём измерений с запасом по частотам и углам, аподизации массивов входных данных и использовании сглаженных стробирующих функций.

Как видно из описания, предложенный метод не требует вмешательства в программную или аппаратную часть РИК, не требует выполнения дополнительных операций измерений и сводится к апостериорной обработке их результатов. Следовательно, метод может быть применён на любых из существующих широкополосных РИК.

## 5.2 ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРОБОВАНИЕ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЙ ИНТЕГРАЛЬНЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ОБЪЕКТОВ С НИЗКОЙ ЭПР НА ОСНОВЕ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИНТЕЗИРОВАННЫХ РЛИ

Экспериментальные исследования проводились в частотном диапазоне от 12 до 18 ГГц, составной объект из двух цилиндров располагался на расстоянии 2,8 м (рис. 5.1). Измеряемый цилиндр имел длину образующей 20 см, диаметр основания 6 см, имитирующий фоновый отражатель цилиндр – 8 и 6 см, соответственно. Таким образом, «помеховым» цилиндр в силу изотропной ДОР в плоскости основания имитировал наличие отражения с постоянным уровнем на всех наблюдаемых ракурсах (без учёта затенения и неточной юстировки). Уровень создаваемой помехи был сопоставим с уровнями отражений второго цилиндра в максимумах его ДОР, а соотношение «сигнал/помеха» составило около 10 дБ. Измерения проводились поочерёдно с «помеховым» цилиндром и без него. Синтезированные РЛИ представлены на рис. 5.2.



Рисунок 5.1 – Фотография составного объекта

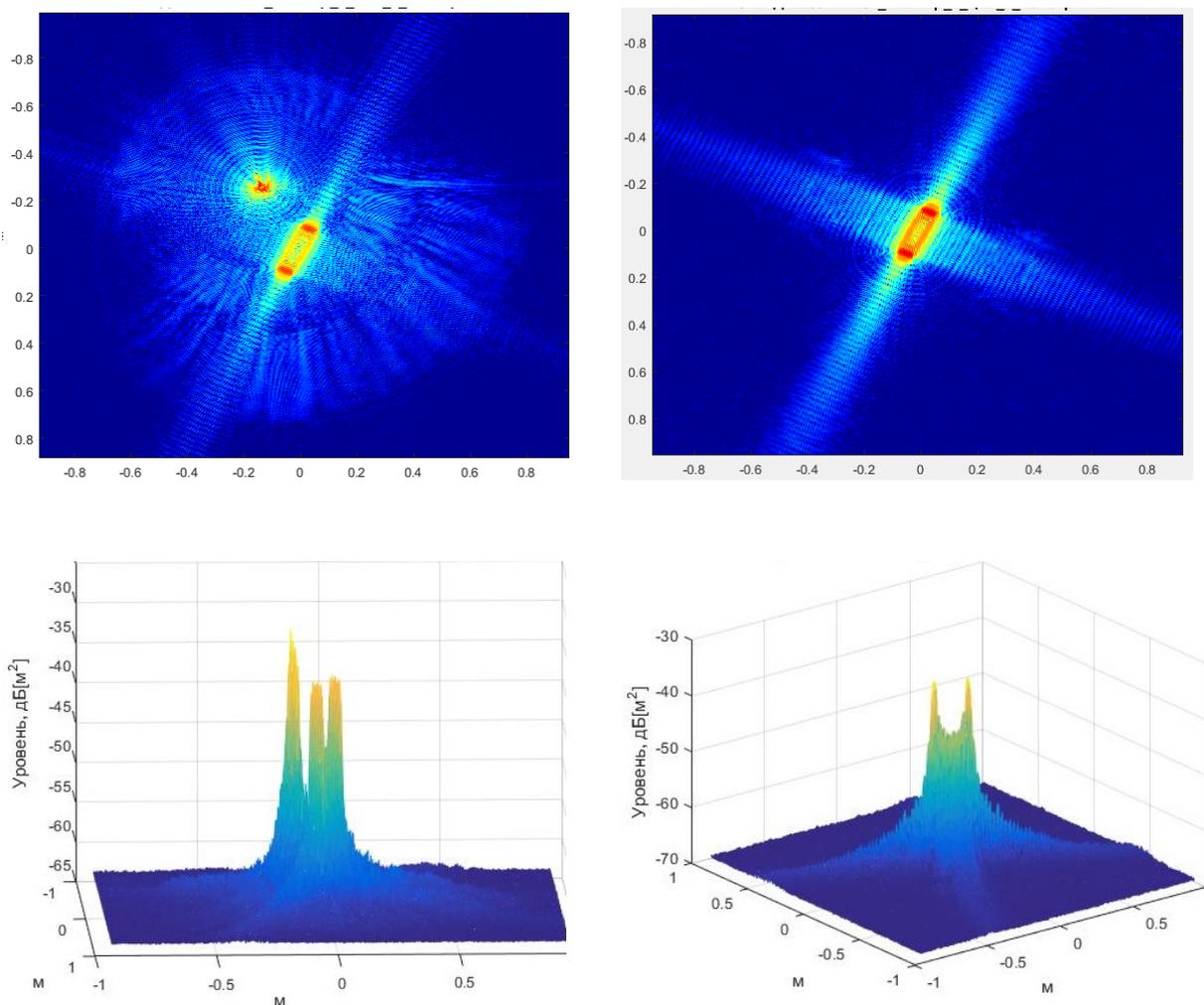


Рисунок 5.2 – Синтезированные РЛИ с помеховым отражателем (слева) и без него (справа)

Измеренные и восстановленные ДОР для измеряемого цилиндра в составе составного объекта и отдельно представлены на рис. 5.3 – 5.6. Для стробирования была использована функция, формирующая пространственный строб в форме цилиндра с диаметром 30 см без сглаживания.

Сравнение результатов двух измерений показало эффективность пространственного стробирования согласно описанной методике. Обработанные ДОР хорошо согласуются во всём диапазоне углов при отсутствии затенения, а отношение сигнал/помеха увеличилось по меньшей мере до 30 дБ.

На приведённых ДОР в направлении образующей цилиндра (рис. 5.4) хорошо заметно снижение ЭПР в максимуме главного лепестка на величину

2-3 дБ, а также заплывание нолей ДОР в области главного и первых боковых лепестков, обусловленные сферичностью фазового фронта. При этом, восстановленные ДОР показывают превосходную сходимость в данной области (расхождение одного из боковых лепестков на 1 дБ на уровне минус 15 дБ). Данный эффект достигнут благодаря восстанавливающим свойствам предлагаемого метода.

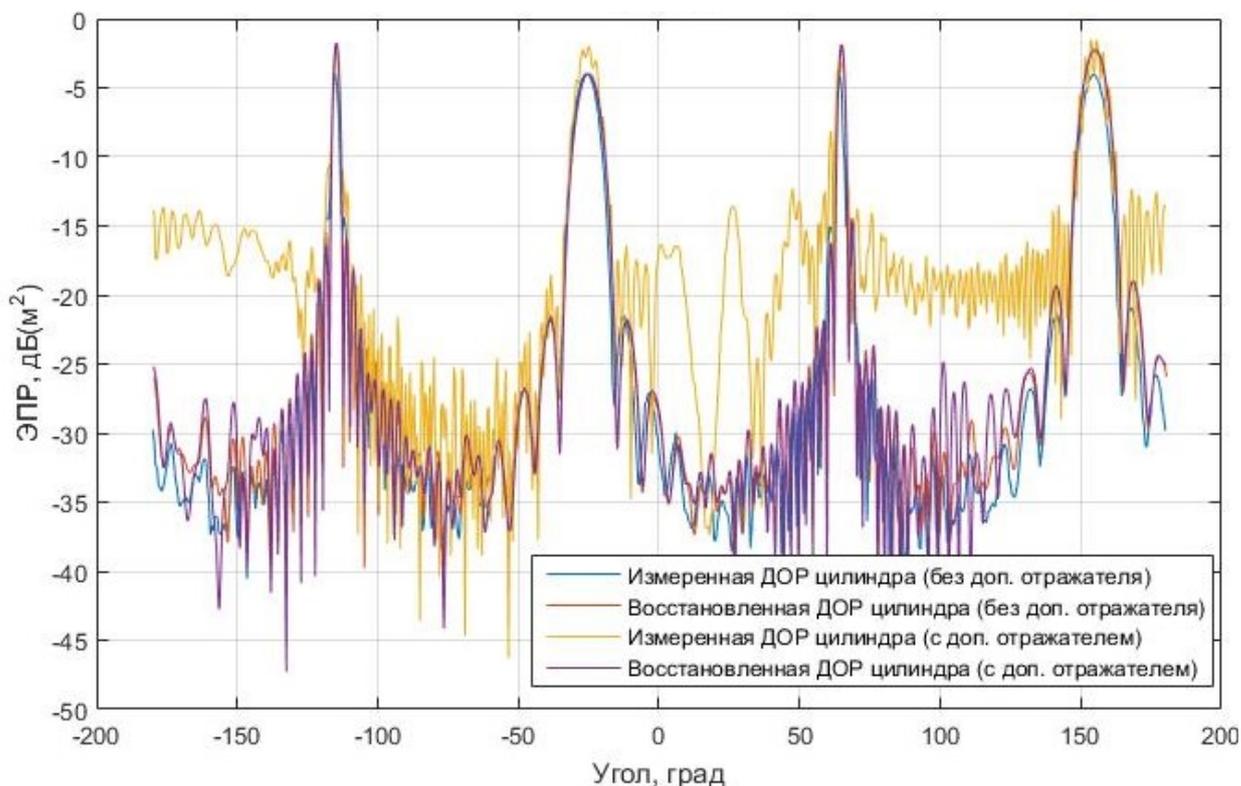


Рисунок 5.3 – Измеренные и восстановленные ДОР на частоте 17 ГГц (круговой сектор)

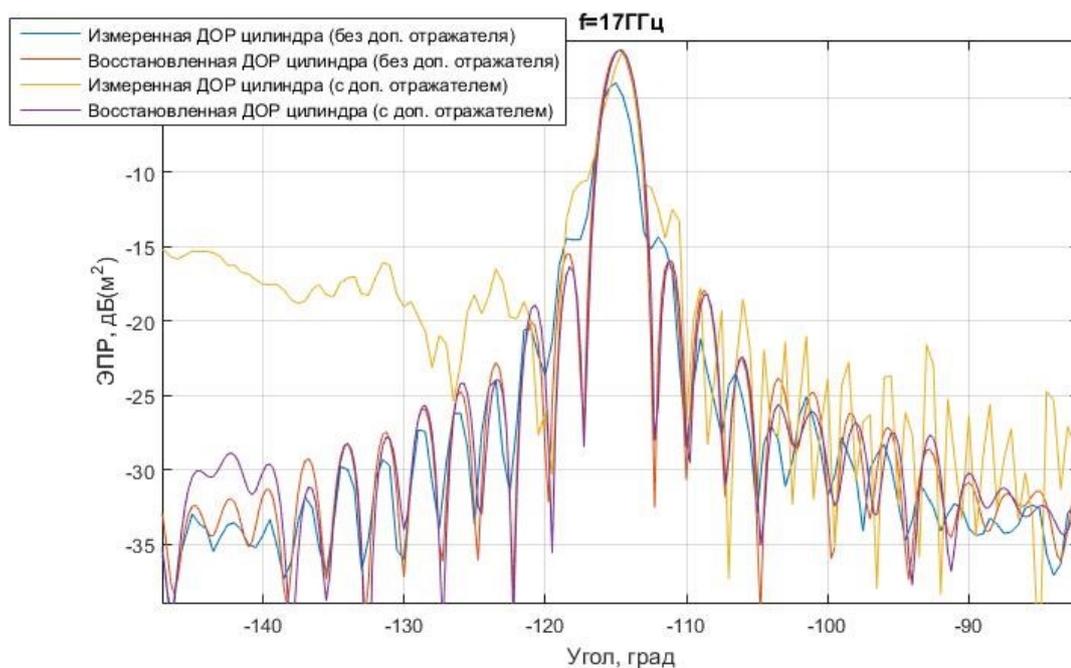


Рисунок 5.4 – Измеренные и восстановленные ДОР на частоте 17 ГГц (в направлении образующей)

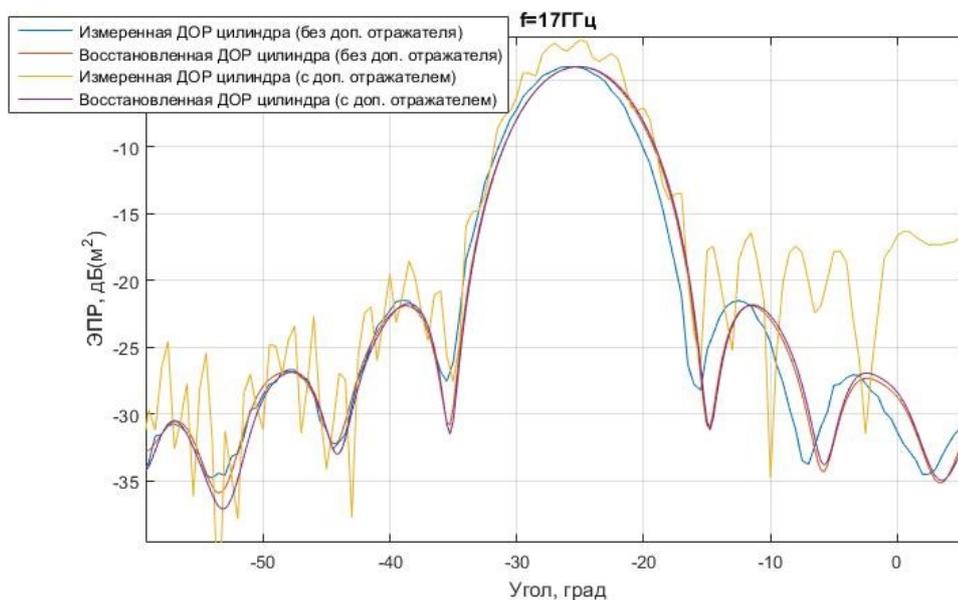


Рисунок 5.5 – Измеренные и восстановленные ДОР на частоте 17 ГГц (в направлении основания)

Из представленных результатов заметно, что применение предложенного метода обеспечивает как исключение значительной по величине фоновой составляющей, так и уменьшение искажений из-за

неравномерности (сферичности) фазового фронта, возникающего при несоблюдении условия (1.16). Форма восстановленных ДОР в достаточной степени совпадает с теоретическим расчётом для оптической области, выполненным в соответствии с [10], результаты сравнения показаны на рис. 5.6.

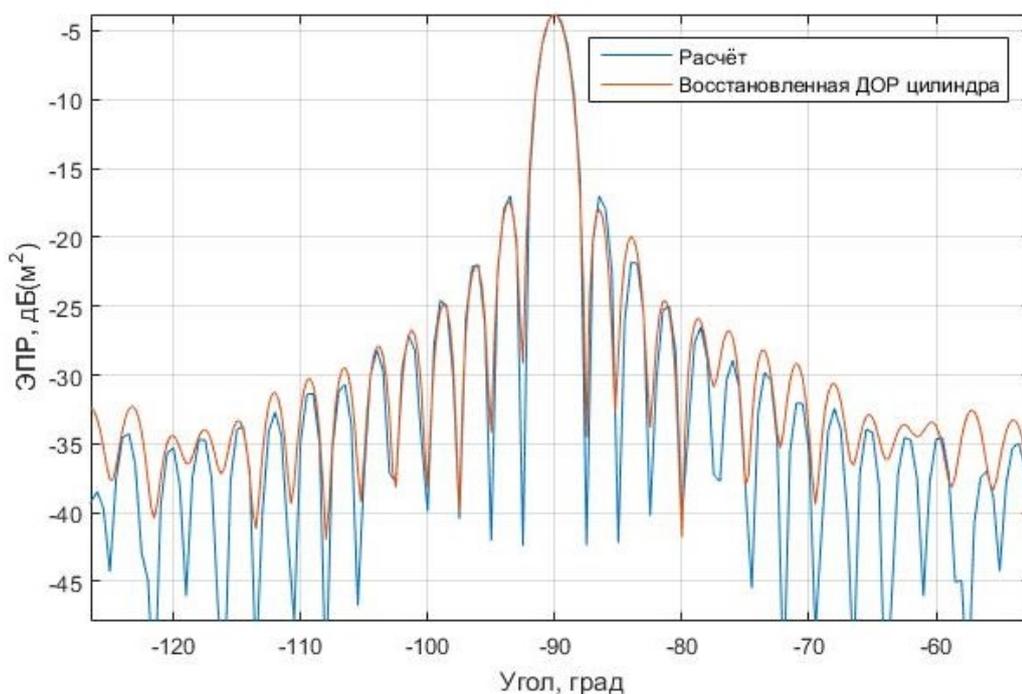


Рисунок 5.6– Теоретический расчёт и восстановленная ДОР на частоте 17 ГГц

Полезной особенностью методов пространственной фильтрации является увеличение отношения сигнал-шум. Некоррелированный характер шума обуславливает его равномерное распределение по временному (пространственному) спектру сигнала. Наложение строга на интересующую область приводит к исключению части шумов в результате последующего обратного преобразования в частотную или частотно-угловую область. В случае использования метода ДЧС возникающий эффект можно приблизительно оценить, как отношение длительности всей развёртки к эффективной ширине используемого строга. В случае двумерной или

трёхмерной фильтрации сжатие сигнала, поступающего на вход используемого преобразования, и последующее стробирование осуществляется стробом соответствующей мерности. В результате эффект от использования каждой из трёх возможных координат (продольное расстояние, углы азимута и/или места) является мультипликативным. Особенностью практической реализации рассматриваемого метода является произвольная установка границ восстанавливаемой развёртки по всем координатам с последующим выбором размеров и положения стробируемой площади или объёма. С учётом этого, соотнести размеры строба и развёртки напрямую затруднительно и подробно данный вопрос не рассматривался. Однако для подтверждения описываемого эффекта был проведён дополнительный эксперимент, суть которого заключалась в последовательном измерении сечений ДОР цилиндра и линзы Люнеберга при разных отношениях сигнал-шум. Уровень шума изменялся путём увеличения ширины полосы фильтра ПЧ в диапазоне от 1 до 1000 кГц с шагом в одну декаду, что обуславливало увеличение уровня шума на величину 10 дБ на каждую декаду. Измерения выполнялись с использованием программно-аппаратного комплекса для измерений характеристик рассеяния объектов «Сигнатура-2М». Измерения выполнялись при следующих параметрах:

- диапазон частот от 8,0 до 12,0 ГГц;
- шаг по частоте 5 МГц;
- диапазон углов  $\pm 100^\circ$ ;
- шаг по углу  $0,5^\circ$ ;
- поляризация – горизонтальная.

Анализ результатов выполнялся на центральной частоте измерений – 10 ГГц.

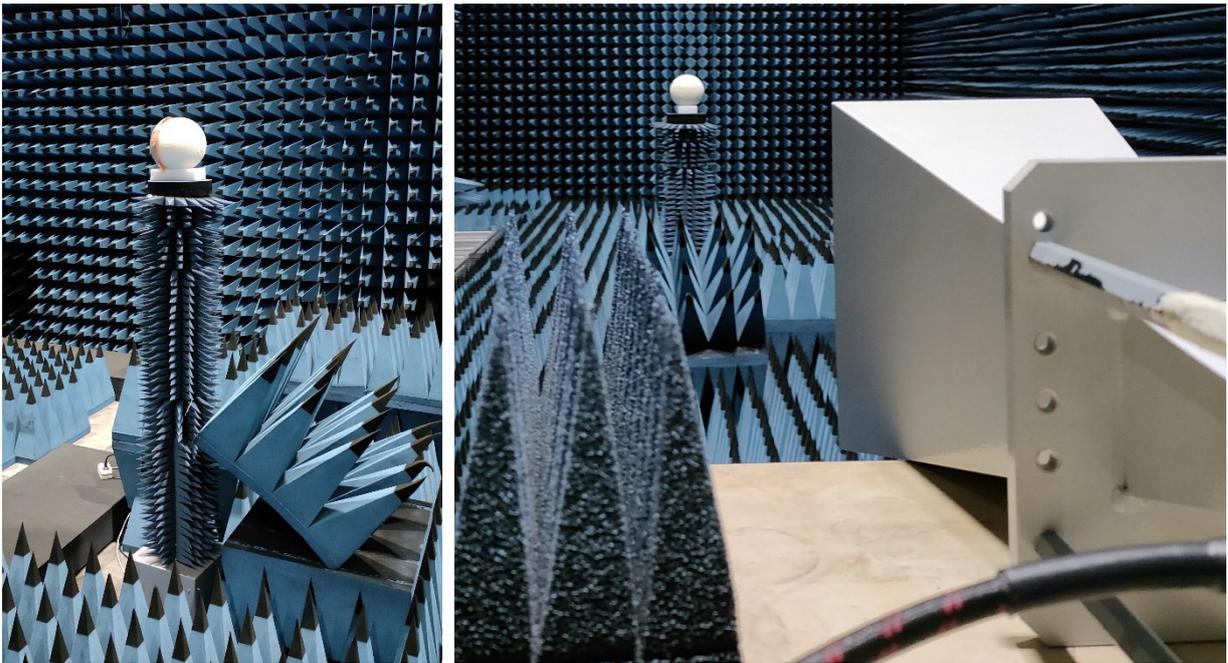


Рисунок 5.7 – Линза Люнеберга на ОПУ из состава ПАК «Сигнатура-2М»

На первом этапе была получена опорная ДН, используемая в качестве эталонной для сравнения с результатами последующих экспериментов. Ввиду сложности вычислений с необходимой точностью и учёта влияния подставки было принято решение использовать в качестве опорной усреднённую по всем реализациям отфильтрованную ДОР. Погрешность измерений напрямую зависит от отношения уровня измеряемой ДОР к уровню фона и инструментальной погрешности измерительной системы. Обобщённым критерием качества выполненных измерений служит эквивалентный уровень помех (ЭУП), определяемый совокупностью методических и технических факторов и вычисляемый по формуле:

$$N(\theta) = 20 \lg \left[ \frac{(\delta(\theta) - 1)}{(\delta(\theta) + 1)} \right] + 10 \lg |\bar{F}(\theta)|, \quad (5.2)$$

где  $\delta(\theta) \approx \max_i \{|F_i(\theta)|\} / \min_i \{|F_i(\theta)|\}$  – разброс значений для ансамбля диаграмм или  $\delta(\theta) \approx |F(\theta)| / |\bar{F}(\theta)|$  для одной диаграммы при сравнении её с опорной ДОР;

$\bar{F}(\theta)$  – усреднённая (опорная) ДОР.

Погрешность измерений уровней ДОР на основе ЭУП можно оценить, используя соотношение:

$$\delta F(\theta) = 20 \lg \left[ 1 \pm 10^{0,05(N(\theta) - F_A(\theta))} \right], \quad (5.3)$$

где  $F_A(\theta) = 20 \lg |F(\theta)|$  – уровни ДОР, выраженные в логарифмическом масштабе.

Поскольку угловая зависимость  $N(\theta)$  не имела выраженных закономерностей с  $F_i(\theta)$ , то она также была усреднена в секторе измеряемых углов.

Измеренные ДОР цилиндра и линзы, приведённые на рис. 5.8 и 5.11, характеризуются значениями ЭУП в диапазоне от минус 23 до минус 49 дБ для ширин фильтра промежуточной частоты (ФПЧ) от 10, 100 и 1000 кГц. Для стробирования использовалось окно цилиндрической формы с плавным спадом косинусной формы и эффективным диаметром 0,5 и 0,7 м для цилиндра и линзы, соответственно. Синтезированные РЛИ объектов до и после стробирования представлены на рис. 5.9 и 5.12. Отфильтрованные ДОР представлены на рис. 5.10 и 5.13. Полученные в соответствии с 5.2 по ансамблю отфильтрованных ДОР значения ЭУП составили минус 67 и минус 62 дБ для цилиндра и линзы, соответственно.

Полученный в результате стробирования эффект зависит ширины ФПЧ при которой выполнялись измерения. Очевидно, при уменьшении ширины ФПЧ возрастает роль других источников погрешности, например, дрейфа характеристик измерительной системы, нестабильности движения ОПУ. С другой стороны, в отсутствие эталонных (опорных) диаграмм, полученных более высокоточными методами и средствами, таковые были получены путём усреднений результатов с заведомо отличающейся точностью. Это должно

приводить к ухудшению ЭУП при уменьшении ширин ФПЧ. Однако, даже в этой ситуации эффект от применения фильтрации превысил 10 дБ.

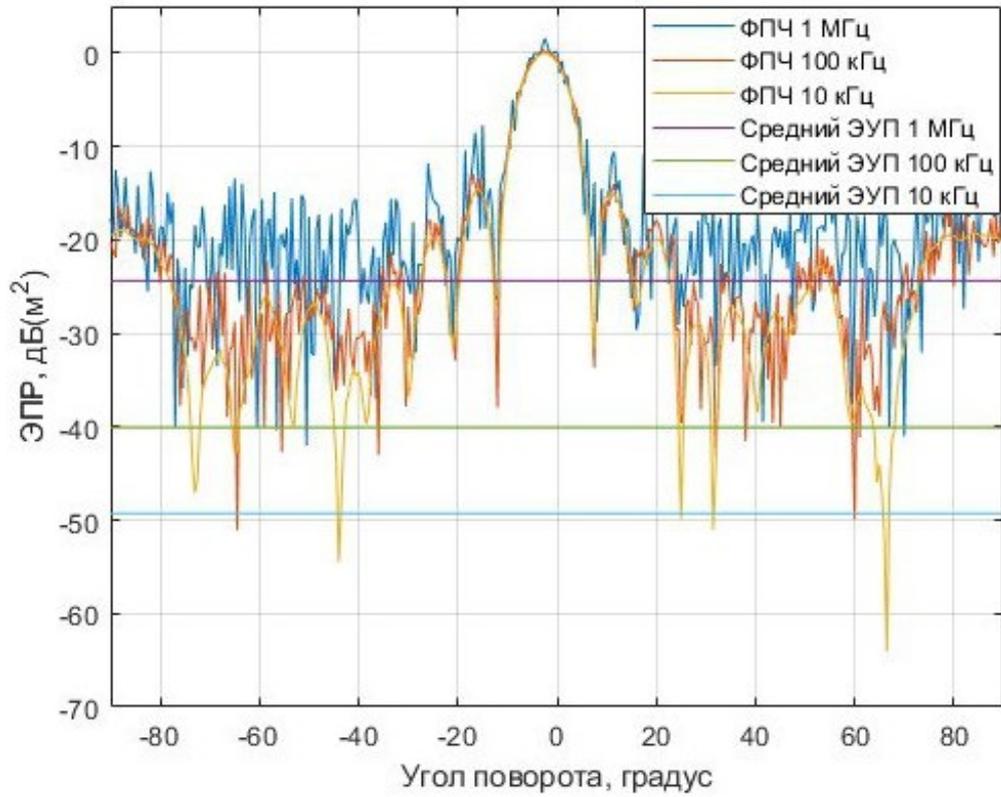


Рисунок 5.8 – ДОР цилиндра и соответствующий им ЭУП до фильтрации

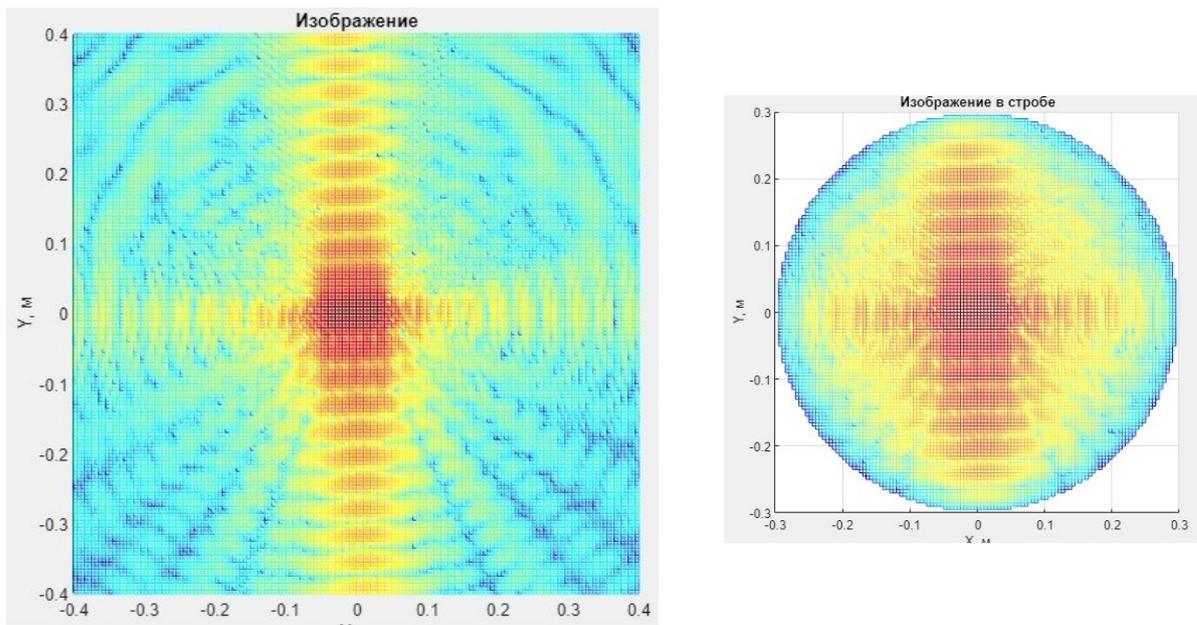


Рисунок 5.9 – РЛИ цилиндра до и после стробирования

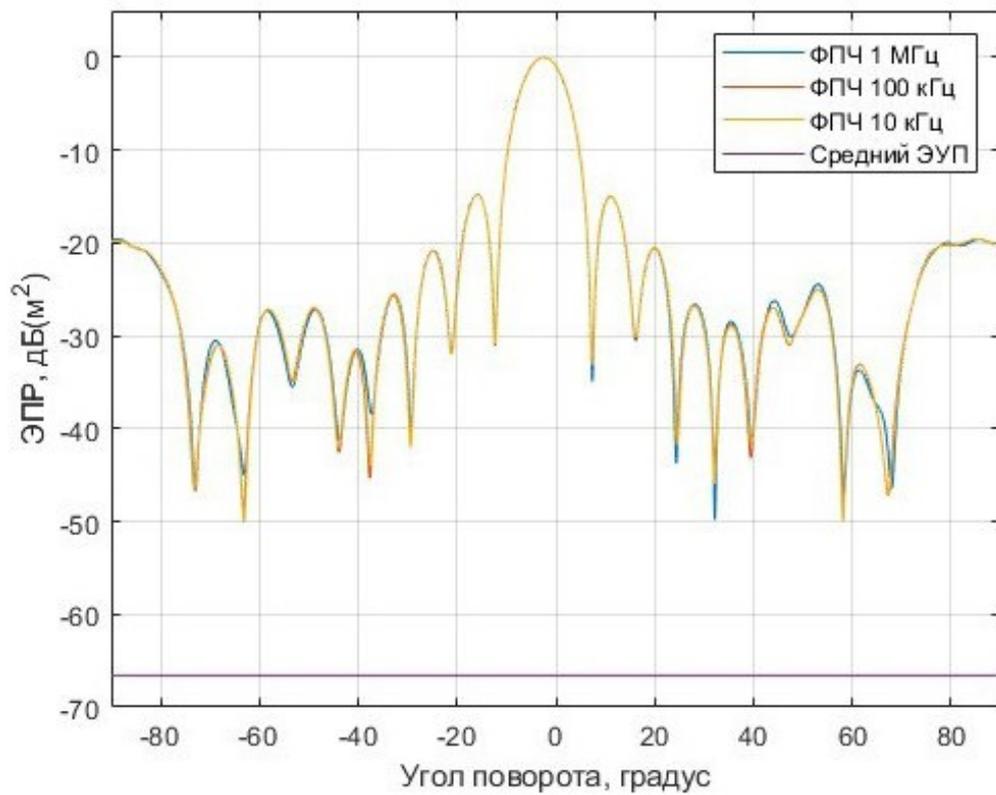


Рисунок 5.10 – ДОР цилиндра и соответствующий им ЭУП после фильтрации

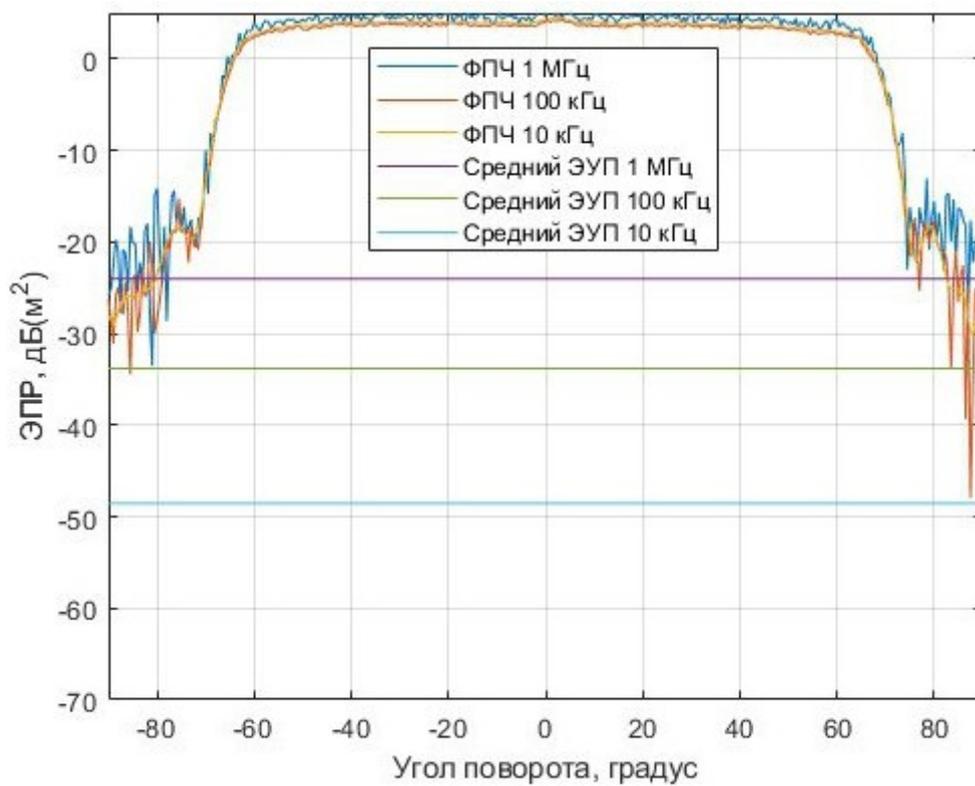


Рисунок 5.11 – ДОР цилиндра и соответствующий им ЭУП после фильтрации

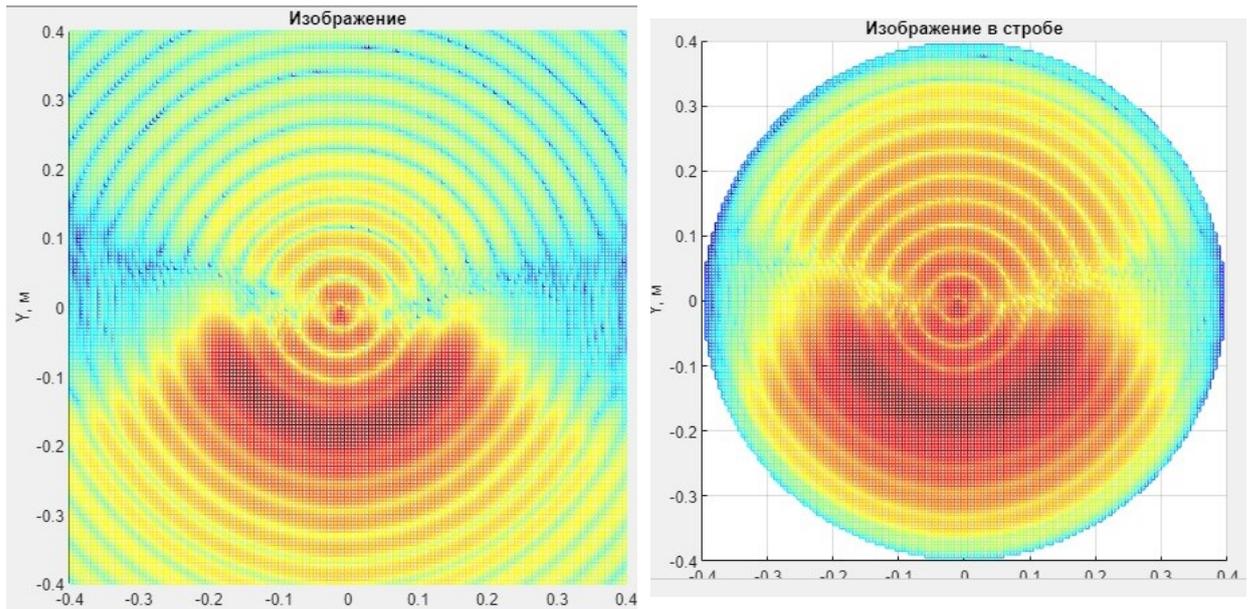


Рисунок 5.12 – РЛИ линзы Лüneберга до и после стробирования

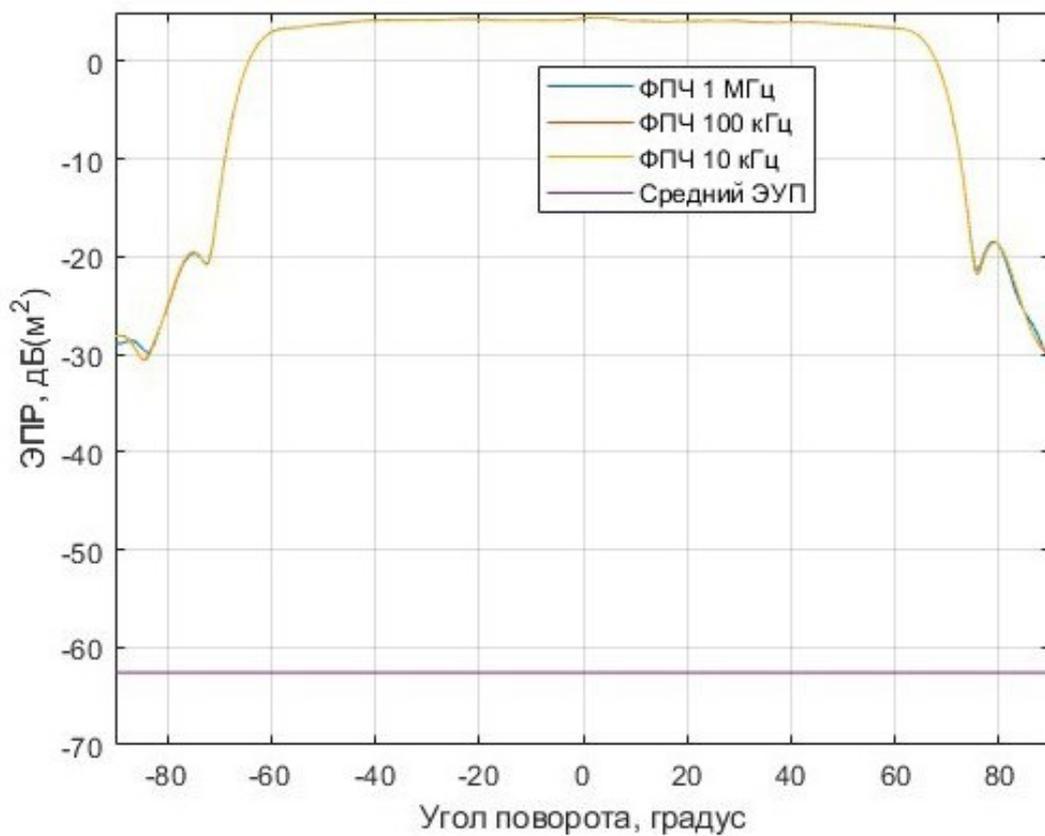


Рисунок 5.13 – ДОР линзы Лüneберга после двумерной пространственной фильтрации и соответствующий им ЭУП

Измерения ЭПР характеризуются большими значениями ослабления сигнала из-за того, что мощность принимаемых отражённых сигналов обратно пропорциональна  $R^4$  (1.9). Значения ослабления при измерениях малых значений ЭПР даже на небольших расстояниях могут составлять 110...140 дБ. Современные векторные анализаторы цепей могут обеспечить на предельных настройках динамический диапазон измерений 120...140 дБ, а на приемлемых настройках на 25...40 дБ меньше (рис. 5.14). В результате, наблюдается существенная нехватка динамического диапазона измерительной системы, которую приходится нивелировать применением усилителей мощности и малошумящих усилителей. Уменьшение расстояния и увеличение КУ используемых антенн могут приводить к большим погрешностям из-за сферичности фазового фронта (квадратичный набег фазы) и неравномерности амплитудного распределения (влияние диаграммы направленности антенн). Поэтому показанный в ходе эксперимента выигрыш является весомым аргументом в пользу реализации применения предлагаемого метода, даже без учёта возможности уменьшения расстояния до объекта. Уменьшение же расстояния позволяет дополнительно уменьшить потери мощности при распространении электромагнитного поля, а возникающие погрешности могут быть нивелированы за счёт восстанавливающих свойств рассмотренного метода.

Полученные результаты подтверждают возможность применения метода пространственной фильтрации синтезированных РЛИ для уменьшения фоновых сигналов. Выполнение стробирования позволяет измерять уровни ДОР при соотношении сигнал/фон минус 10...0 дБ с погрешностью, характерной для соотношения сигнал/фон 10 дБ. Алгоритм восстановления ДОР из РЛИ, синтезированного в «промежуточной зоне», обеспечивает получение результатов, эквивалентных измеренным в «дальней зоне» при соблюдении равномерности амплитудного распределения поля в рабочей зоне

полигона. Применения пространственного стробирования обеспечивает увеличение отношения сигнал/шум на 10 дБ и более.

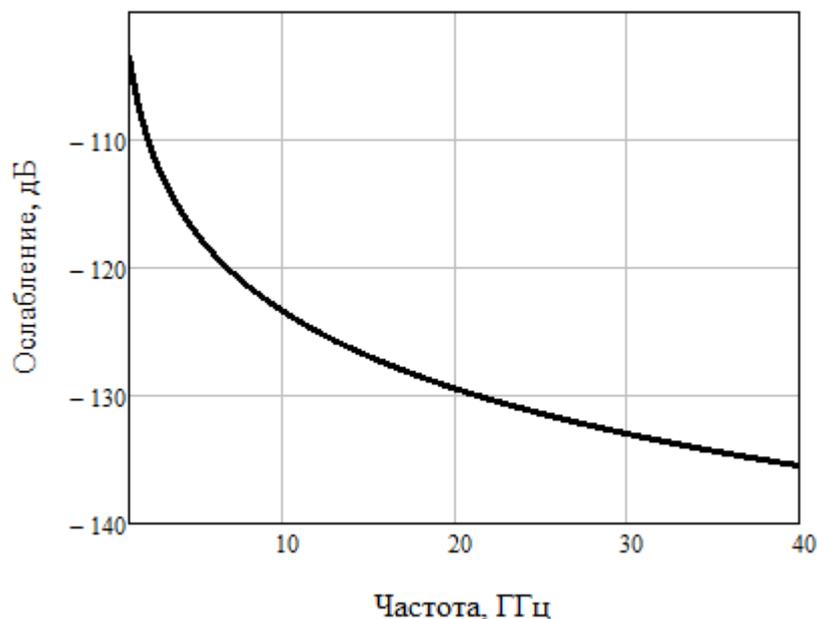


Рисунок 5.14 – Ослабление сигнала в зависимости от частоты при измерениях ЭПР  $10^{-5}$  м<sup>2</sup> на расстоянии 10 м и использовании антенн с КУ равным 15 дБ

Ограничения при реализации предложенного метода являются аналогичными таковым для фильтрации во временной области и заключаются в необходимости измерений с достаточно широкой полосой перестройки по частоте для обеспечения пространственного разрешения в радиальном направлении. Помимо этого, величина временной задержки прихода сигналов, обусловленных многолучевыми переотражениями, должна превышать длительность свёртки импульсных характеристик используемой антенны и объекта. Поскольку при построении РЛИ синтез производится не только за счёт перестройки частоты, но и за счёт углового перемещения, то метод менее требователен к ширине полосы частот, в которой происходит её перестройка. Также в результате математических преобразований могут появляться искажения, обусловленные эффектом Гиббса. Их уменьшение может быть достигнуто путём измерений с запасом по частотам и углам, аподизации массивов входных данных и использовании сглаженных стробирующих

функций.

Приведённый алгоритм преобразования использует априорную информацию о сферичности фазового фронта, заложенной в длине радиус-вектора  $r(\cdot)$ . Аналогично может быть учтено ослабление поля в свободном пространстве. Однако, информация о характеристиках направленности излучения вспомогательной антенны не учитывается, что ограничивает возможности уменьшения расстояния. При сближении антенны и объекта также возрастают требования к точности оценки расстояний от фазового центра вспомогательной антенны до оси вращения, влияние которой в данной работе не исследовалось.

Отличительной особенностью метода является возможность уменьшения расстояния без увеличения сопутствующей погрешности измерений. Имеющийся опыт измерений свидетельствует о возможности уменьшения протяженности измерительной трассы в пределах одного порядка относительно  $R_{\min}$ .

Получение исходных данных для многомерной фильтрации предполагает измерения в полосе частот с малым шагом, что длительнее измерений на одной или нескольких фиксированных частотах, но эквивалентно времени измерений с применением метода ДЧС, использующего такой же массив исходных данных. Вычисления согласно (5.1) могут быть сведены к быстрому преобразованию Фурье, допускают параллелизацию и не требуют использования сверхпроизводительного компьютера.

**Заключение.** Предложенный метод имеет важные практические достоинства. Во-первых, многомерная пространственная фильтрация обеспечивает более эффективное уменьшение влияния многолучевых переотражений на результаты измерений по сравнению с обычным временным стробированием и, тем самым, расширение динамического диапазона измерений. Во-вторых, возможность восстановления ДОР из зоны Френеля в зону Фраунгофера позволяет в несколько раз уменьшить расстояние до

объекта без увеличения соответствующей погрешности измерений. В-третьих, многомерная пространственная фильтрация обеспечивает существенное увеличение отношения сигнал-шум, что способствует уменьшению случайных погрешностей измерений и снижению требований к используемой измерительной системе. Представленные экспериментальные результаты подтверждают эффективность многомерной пространственной фильтрации при измерениях РЛХ объектов в неидеальных условиях. Описанный метод обработки может быть внедрён в виде отдельных программных модулей на подавляющем большинстве эксплуатируемых РИК и не потребует их аппаратной доработки.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В процессе решения поставленной научной задачи были получены следующие новые научные результаты:

1. Предложен метод градуирования радиолокационных изображений в единицах ЭПР на основе равенства Парсеваля, который обеспечивает однозначную взаимосвязь между локальными и интегральными характеристиками рассеяния объектов.

2. Предложен алгоритм интерполяции исходных данных для синтеза РЛИ, основанный на требованиях теоремы Котельникова применительно к угловому шагу при измерении КМДОР, который позволяет уменьшить объём и продолжительность измерений при испытаниях РИК от 2 до 4 раз для каждой угловой оси (степени свободы).

3. Предложены способы определения погрешности измерений ЭПР локальных центров рассеяния объектов на РЛИ с использованием отражателей простой формы, обеспечивающие возможность применения имеющихся мер интегральной ЭПР без необходимости разработки эталонов и мер локальной ЭПР.

4. Разработана методика измерений неравномерности амплитудного и фазового распределения поля в рабочей зоне антенного полигона методом инверсного синтеза апертуры, обеспечивающая оценку составляющих погрешности измерений из-за побочных переотражений и ограниченного расстояния в условиях эксплуатации.

5. Разработан метод измерений угловых зависимостей ЭПР объектов с малыми уровнями отражений, основанный на пространственной фильтрации синтезированных РЛИ и обеспечивающий повышение отношения сигнал/фон на 10...15 дБ.

Таким образом, использование разработанной системы методов обеспечения требуемой точности измерений радиолокационных характеристик объектов на широкополосных радиолокационных комплексах

с инверсным синтезом апертуры позволяет значительно повысить информативность радиолокационных измерительных комплексов и получить достоверную информацию о характеристиках радиолокационной заметности современных и перспективных объектов. Метрологическое обеспечение испытаний этих объектов при этом может быть реализовано в рамках поверочной схемы средств измерений интегральной ЭПР без создания специального эталона локальной ЭПР, что подтверждает решение поставленной научной задачи.

Основные выводы и результаты работы **реализованы:**

при создании комплекса автоматизированного для высокоточных измерений радиотехнических характеристик антенных систем и характеристик рассеяния объектов в СВЧ диапазоне МГФК.411734.086 в рамках ОКР «Технология-РЛ»;

при разработке программно-аппаратного комплекса для измерений рассеивающих свойств объектов «Сигнатура–2М».

Часть результатов диссертационных исследований получена в ходе выполнения двух плановых НИР и двух ОКР, в которых принимал участие соискатель, в качестве ответственного исполнителя.

### **Основные результаты диссертации отражены в следующих работах**

1. Озеров М.А. Разработка расчетно-экспериментального метода оценки метрологических характеристик измерительных комплексов на основе инверсного синтеза апертуры. / М.А. Озеров // Вестник метролога – 2013. – №3 – с.18-22.
2. Озеров М.А. Градуирование радиолокационных изображений в единицах эффективной площади рассеяния / М.А. Озеров, А.В. Титаренко // Радиотехника. - 2014. – №12 – с.10 –16.
3. Озеров М.А. Оценка неравномерности поля в рабочей зоне антенного полигона методом инверсного синтеза апертуры / М.А. Озеров, А.В. Титаренко // Вестник метролога – 2014. – №4 – с.25-28.
4. Озеров М.А. Особенности формирования массивов исходных данных для синтеза трехмерных РЛИ. / М.А. Озеров, А.В. Титаренко // Вестник метролога – 2015. – №2 – с.24-28.
6. Озеров М.А. Синтезирование пространственной импульсной характеристики антенны для восстановления диаграммы направленности, измеренной в неидеальных условиях. / М.А. Озеров, А.В. Титаренко // Вестник метролога – 2016. №4 с.14-18.
7. Озеров М.А. Расчетно-экспериментальный метод оценки метрологических характеристик радиоэлектронных измерительных комплексов РЛХ объектов ВВТ инверсным синтезом апертуры // Тезисы докладов XXXVIII конференции молодых ученых и специалистов военных метрологов «Актуальные задачи военной метрологии».
8. Озеров М.А. Способ нормирования радиолокационных изображений в единицах эффективной площади рассеяния // Тезисы докладов XXXIX конференции молодых ученых и специалистов военных метрологов «Актуальные задачи военной метрологии».
9. Озеров М.А. Градуирование радиолокационных изображений в единицах эффективной площади рассеяния / М.А. Озеров, А.В. Титаренко //

Тезисы докладов X Всероссийской научно-технической конференции – 2014. с. 194-198.

10. Озеров М.А. Методика оценки неравномерности поля в рабочей зоне антенного полигона методом инверсного синтеза апертуры / М.А. Озеров, А.В. Титаренко // Тезисы докладов X Всероссийской научно-технической конференции «Метрологическое обеспечение обороны и безопасности в Российской Федерации», п. Поведники - 2014. с. 157-161.

11. Озеров М.А. Особенности формирования массивов исходных данных для построения трехмерных радиолокационных изображений / М.А. Озеров, А.В. Титаренко // Труды XXIX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред», г. Санкт-Петербург - 2015. с. 537-546.

12. Озеров М.А. Способы определения погрешности измерений эффективной площади рассеяния объектов на радиолокационных изображениях / М.А. Озеров, А.В. Титаренко // Труды XXIX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред», г. Санкт-Петербург - 2015. с. 547-560.

13. Озеров М.А. Критерий выбора углового шага измерений диаграммы обратного рассеяния радиолокационного объекта для построения его радиолокационного изображения / М.А. Озеров, И.М. Малай // Тезисы докладов X Всероссийской научно-технической конференции «Метрология в радиоэлектронике», ФГУП «ВНИИФТРИ» - 2016 с. 217-220.

14. Озеров М.А. Метод измерений интегральных радиолокационных характеристик объектов с низкой ЭПР на основе пространственной фильтрации синтезированных радиолокационных изображений / М.А. Озеров, И.М. Малай // Тезисы докладов X Всероссийской научно-технической конференции «Метрология в радиоэлектронике», ФГУП «ВНИИФТРИ» - 2016 с. 217-220.

15. Озеров М.А. Метод восстановления интегральных радиолокационных характеристик объектов, измеренных в неидеальных

условиях, на основе пространственной фильтрации синтезированных радиолокационных изображений / М.А. Озеров // Труды XXX Всероссийского симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред», г. Санкт-Петербург - 2017. с. 537-546.

16. Малай И.М., Анютин Н.В., Озеров М.А., Титаренко А.В., Шкуркин М.С. Коррекция измеренного амплитудно-фазового распределения поля в ближней зоне по диаграмме направленности зонда// Измерительная техника. 2018. № 1. С. 50-53.

17. Титаренко А.В., Анютин Н.В., Озеров М.А. Профилирование границ раздела изотропных сред с использованием полиномов Чебышева в задачах рассеяния радиоволн// В сборнике: Метрология в радиоэлектронике. Материалы XI Всероссийской научно-технической конференции. В 2-х томах. Федеральное государственное унитарное предприятие "Всероссийский научно-исследовательский институт физико-технических и радиотехнических измерений" (ФГУП "ВНИИФТРИ"). 2018. С. 201-207.

18. Озеров М.А., Титаренко А.В. Многомерная пространственная фильтрация для повышения точности измерений электродинамических характеристик излучения антенн // Измерительная техника. 2021. № 11. С. 46-54.

## Список использованных источников

1. Radar Cross Section Measurements of Pedestrian Dummies and Humans in the 24/77 GHz Frequency Bands // European Commission Joint Research Centre - Institute for the Protection and Security of the Citizen. 2013. 109 с.
2. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для ВУЗов. – М.: «Радиотехника», 2005. – 368 с.
3. Лагарьков А.Н., Погосян М.А. Фундаментальные и прикладные проблемы СТЕЛС-технологий // Вестник Российской Академии наук, 2003, том 73, № 9.
4. Knott E. F., Schaeffer J. F., Tulley M. T. Radar cross section. –SciTech publishing, Inc., Raleigh, NC, 2004.
5. Кобак В.О. Радиолокационные отражатели. М.: «Сов. Радио». 1975. 248 с.
6. Штагер Е.А. Рассеяние радиоволн на телах сложной формы. – М.: Радио и связь, 1986.
7. М.Е. Варганов, Ю.С. Зиновьев, Л.Ю. Астанин и др.; Под ред. Л.Т. Гучкова. Радиолокационные характеристики летательных аппаратов. – М.: Радио и связь, 1985.
8. Эффективная площадь рассеяния сложных радиолокационных объектов. Тематический выпуск. Труды ИИЭР, т.77, 1989.
9. Грибков А.С.; Грибков В.С.; Громов А.Н.; Кириллов А.П.; Ковалёв С.В.; Моряков С.И.; Нестеров С.М.; Олейник В.М.; Скоков П.Н.; Скородумов И.А. Радиолокационные характеристики объектов. Методы исследования. – М.: Радиотехника. 2015. 312 с.
10. Балабуха Н.П., Зубов А.С., Солосин В.С. Компактные полигоны для измерений характеристик рассеяния объектов / под общ. ред. Балабухи Н.П. – М.: Наука. 2007. 266 с.

11. Беляев В.В., Кирьянов О.Е., Понькин В.А. Радиолокационные, антенные и радиофизические измерения. – Воронеж: «Научная книга». 2013. 319 с.
12. Mensa, D.L. High Resolution Radar Imaging, Artech House Inc., Dedham, MA (1981).
13. Смирнов А.П. Обоснование перечня метрологических характеристик широкополосных радиолокационных измерительных комплексов // Измерительная техника. 2004. №2. С. 50–53.
14. О работах ЦНИИ им. акад. А.Н. Крылова в области защиты кораблей по физическим полям в верхней полусфере // Фундаментальная и прикладная гидрофизика. 2012, том 5, № 2. С.73-82.
15. Кондратенков Г.С., Потехин В.С. [и др.]. Радиолокационные станции обзора Земли. – М.: Радио и связь, 1983. 272 с.
16. Под ред. Вербы В.С. Радиолокационные системы землеобзора космического базирования. – М.: Радиотехника, 2010. 680 с.
17. Ramasubramanian K., Kishore Ramaiah K., Artem Aginskiy A. Moving from legacy 24 GHz to state-of-the-art 77 GHz radar // Texas Instruments.
18. ГОСТ Р 58835-2020 Автомобильные транспортные средства. Бортовые системы помощи водителю. Радарные подсистемы. Общие технические требования и методы испытаний.
19. ANSI/NCSL Z540-1-1994 American National Standard for Calibration. Calibration Laboratories and Measuring and Test Equipment – General Requirements.
20. MIL-STD-2071A. Testing of Chaff Radar Cross-Section. Standard by Military Specifications and Standards
21. 1502-2007 - IEEE Recommended Practice for Radar Cross-Section Test Procedures.
22. NIST Technical Note 1534 Uncertainty Analysis of Radar Cross Section Calibrations at Etcherson Valley Range.

23. Банков С.Е., Курушин А.А. Электродинамика для пользователей САПР СВЧ – М.: Солон-пресс, 2020. 316 с.
24. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: Пер.с англ. – М.: Мир, 1990. 584 с.
25. Блиновский А.М., Крюков С.В. Способ получения двумерного радиолокационного изображения объекта в большом диапазоне изменения величин эффективных площадей рассеивания локальных центров при многочастотном импульсном зондировании, патент RU 2372627 C1, кл. G01S 13/89, Б.И., 2009, №31.
26. Mensa D. L., Vaccaro K. Two-Dimensional RCS Image Focusing // Proc. of 1987 Meeting of the Antenna Measurement Techniques Association. – 1987.
27. Mensa D. L. High resolution radar cross-section imaging // Boston, MA, Artech House, 1991. 280 с.
28. Allen J. Brick Imaging a BQM-74E Target Drone Using Coherent Radar Cross Section Measurements// Johns Hopkins APL Technical Digest, 1997. Vol. 18, № 3, С. 365-376.
29. J. Paul Skinner, Brian M. Kent, Ronald C. Wittmann, Dean L. Mensa, Dennis J. Andersh Normalization and Interpretation of Radar Images// IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1998. № 4.

УТВЕРЖДАЮ

Генеральный директор ФГУП «ВНИИФТРИ»  
доктор технических наук, профессор



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы

*Озерова Михаила Алексеевича*

«Методы уменьшения погрешности измерений «локальных» радиолокационных характеристик объектов на широкополосных радиолокационных измерительных комплексах»

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы Озерова Михаила Алексеевича на тему «Методы уменьшения погрешности измерений «локальных» радиолокационных характеристик объектов на широкополосных радиолокационных измерительных комплексах» представляют практический интерес и были использованы в ФГУП «ВНИИФТРИ»:

1. При создании комплекса автоматизированного для высокоточных измерений радиотехнических характеристик антенных систем и характеристик рассеяния объектов в СВЧ диапазоне МГФК.411734.086 в рамках ОКР «Технология-РЛ», а именно:

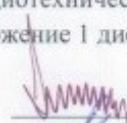
1.1. программа управления МГФК.00726-01 и программа обработки МГФК.00727-01, разработанные автором лично, реализуют положения 1, 2 и 4 диссертационной работы;

1.2. разработанные методики Государственных испытаний комплекса МГФК.411734.086, реализуют положение 1 диссертационной работы.

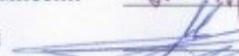
2. При разработке программно-аппаратного комплекса для измерений рассеивающих свойств объектов «Сигнатура-2М» в рамках ОКР «Плоскость», автором лично разработано СПО управления измерениями и обработки их результатов, в котором реализованы положения 1, 2, 3 и 4 диссертационной работы.

3. При разработке методик испытаний в целях утверждения типа средства измерений Комплекса радиотехнических измерений БЭК-2, в интересах ФГУП ЦАГИ, в которых реализовано положение 1 диссертационной работы.

Председатель комиссии

 к.т.н. О.В. Каминский

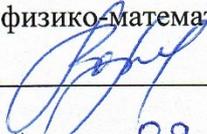
Члены комиссии

 к.т.н. А.В. Титаренко  
 к.т.н. А.В. Клеопин  
 к.т.н. И.П. Чирков

УТВЕРЖДАЮ

Директор ИТПЭ РАН

доктор физико-математических наук

  
\_\_\_\_\_ К.Н. Розанов

« 12 » \_\_\_\_\_ 09 2023 г.



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы

*Озерова Михаила Алексеевича*

«Методы уменьшения погрешности измерений «локальных»  
радиолокационных характеристик объектов на широкополосных  
радиолокационных измерительных комплексах»

Настоящим актом подтверждается, что результаты диссертационной работы Озерова Михаила Алексеевича на тему «Методы уменьшения погрешности измерений «локальных» радиолокационных характеристик объектов на широкополосных радиолокационных измерительных комплексах» представляют практический интерес и были использованы в ИТПЭ РАН при создании комплекса для измерений рассеивающих свойств объектов и радиотехнических характеристик антенн - БЭК ТУ.

Председатель комиссии  Зам. директора, к.ф.-м.н. В.Н. Семенов

Члены комиссии  В.н.с., к.т.н. К.М. Басков

 С.н.с., Краснолобов И.И.

 Н.с., Бобровский С.Ю.