

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ  
УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ  
ИМЕНИ Н. Э. БАУМАНА  
(НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ)

---

На правах рукописи

**Чиж Маргарита Александровна**

**Разработка методов обработки радиоголографических  
данных для неразрушающего контроля  
диэлектрических покрытий**

Специальность: 01.04.01 «Приборы и методы экспериментальной физики»

**ДИССЕРТАЦИЯ**  
на соискание ученой степени  
кандидата физико-математических наук

Научный руководитель:  
кандидат технических наук  
Васильев Игорь Александрович

Москва — 2018 г.

## Оглавление

	Стр.
<b>СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....</b>	<b>6</b>
<b>ВВЕДЕНИЕ.....</b>	<b>7</b>
<b>ГЛАВА 1. ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ .....</b>	<b>14</b>
1.1 Типы подповерхностных радиолокаторов .....	14
1.2 Принципиальное устройство голографической радиолокационной системы .....	15
1.3 Экспериментальная установка на основе голографического радиолокатора.....	17
1.3.1 Выбор компонентной базы и разработка схемы компактного радиолокатора 24-26 ГГц .....	19
1.3.2 Расчет и изготовление приемной и передающих антенн в виде открытого конца круглого волновода для компактного радиолокатора 24-26 ГГц .....	23
1.3.3 Разработка встроенного и пользовательского программного обеспечения для управления компактным радиолокатором 24-26 ГГц .....	29
1.4 Оценка разрешающей способности голографической радиолокационной системы .....	34
1.4.1 Оценка возможностей радиоголографического метода.....	34
1.4.2 Ограничения на выбор пространственного и частотного шагов	37
1.4.3 Поперечное и продольное разрешение голографической радиолокационной системы.....	39
1.5 Применение голографического подповерхностного радиолокатора для неразрушающего контроля диэлектрических материалов и конструкций .....	42
1.5.1 Неразрушающий контроль теплоизоляционных покрытий .....	42
1.5.2 Неразрушающий контроль композитных материалов .....	44
1.5.3 Неразрушающий контроль строительных конструкций.....	45

1.5.4 Обзор методов неразрушающего контроля диэлектрических покрытий .....	47
1.6 Формальная постановка задачи разработки методов восстановления радиоголограмм для неразрушающего контроля диэлектрических материалов и конструкций с односторонним доступом .....	49
1.7 Выводы по главе 1.....	50
<b>ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА И ТЕСТИРОВАНИЕ МЕТОДОВ ОДНОЧАСТОТНОГО И ШИРОКОПОЛОСНОГО ВОССТАНОВЛЕНИЯ РАДИОГОЛОГРАММ.....</b>	<b>51</b>
2.1 Теоретические основы распространения и дифракции радиоволн .....	51
2.2 Радиоголографический метод восстановления двухмерных радиоизображений на основе одночастотных измерений комплексной амплитуды рассеянного поля.....	54
2.2.1 Метод согласованной пространственной фильтрации .....	54
2.2.2 Метод винеровской деконволюции .....	57
2.3 Радиоголографический метод восстановления трехмерных радиоизображений на основе широкополосных измерений комплексной амплитуды рассеянного поля.....	61
2.4 Сравнение результатов численного моделирования одночастотного и широкополосного восстановления радиоголограмм точечного источника	63
2.5 Калибровка радиолокационной системы как необходимое условие применимости метода широкополосного восстановления радиоголограмм.....	66
2.6 Экспериментальная оценка разрешения разработанных методов восстановления радиоголограмм.....	71
2.6.1 Экспериментальная оценка продольного разрешения.....	71
2.6.2 Экспериментальная оценка поперечного разрешения.....	75
2.7 Выводы по главе 2.....	78
<b>ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА И ТЕСТИРОВАНИЕ КОМПЛЕКСНОГО АЛГОРИТМА ОБРАБОТКИ РАДИОГОЛОГРАММ .....</b>	<b>79</b>

3.1 Использование методов цифровой обработки изображений для улучшения качества восстановленных радиоголограмм .....	79
3.2 Тестирование предложенного алгоритма обработки на данных численной модели радиоголограммы точечного источника .....	87
3.3 Тестирование предложенного алгоритма обработки на экспериментально измеренных радиоголограммах тестового объекта .....	89
3.4 Разработка и тестирование алгоритмов автоматической фокусировки радиоизображений .....	90
3.4.1 Автофокусировка методом поиска экстремума интеграла амплитуды.....	90
3.4.2 Тестирование метода поиска экстремума интеграла амплитуды на данных численного моделирования .....	91
3.4.3 Тестирование метода поиска экстремума интеграла амплитуды на экспериментально измеренных радиоголограммах тестового объекта .....	98
3.4.4 Автофокусировка широкополосных радиоголограмм различных образцов теплоизоляционного покрытия методом поиска максимума интеграла амплитуды .....	100
3.5 Разработка и тестирование алгоритмов автоматической сегментации контуров искомых объектов на радиоизображениях методом вычисления порога бинаризации .....	103
3.6 Использование поляризационных характеристик регистрируемого сигнала для улучшения параметров распознавания объектов на радиоизображениях.....	106
3.7 Выводы по главе 3.....	107
ГЛАВА 4. РЕЗУЛЬТАТЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНО ИЗМЕРЕННЫХ РАДИОГОЛОГРАММ .....	108
4.1 Результаты одночастотного восстановления экспериментально измеренных радиоголограмм образцов теплоизоляционных покрытий...	108

4.2 Результаты широкополосного восстановления экспериментально измеренных радиоголограмм образцов теплоизоляционных покрытий...	118
4.3 Дополнительные области применения разработанных методов обработки радиоголограмм .....	128
4.3.1 Неразрушающий контроль изделий из стеклопластика .....	128
4.3.2 Визуализация археологических данных .....	130
4.4 Выводы по главе 4.....	134
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ .....</b>	<b>136</b>
<b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....</b>	<b>137</b>

## Список сокращений

- АЦП** — аналого-цифровой преобразователь  
**БП** — блок питания  
**ВАЦ** — векторный анализатор цепей  
**ГУН** — генератор, управляемый напряжением  
**КМ** — композитный материал  
**МКУ** — микроконтроллерное устройство  
**НК** — неразрушающий контроль  
**НЧ** — низкие частоты  
**ПК** — персональный компьютер  
**ПО** — программное обеспечение  
**ППУ** — пенополиуретана  
**РЛС** — радиолокационная система  
**РПМ** — радиопоглощающий материал  
**СВЧ** — сверхвысокочастотный  
**СКО** — среднеквадратическое отклонение  
**ТЗП** — теплозащитное покрытие  
**ТИП** — теплоизоляционное покрытие  
**ФАПЧ** — фазовая автоподстройка частоты  
**ЦАП** — цифро-аналоговый преобразователь

## Введение

### **Актуальность.**

Голографические подповерхностные радиолокаторы, работающие в сверхвысокочастотном (СВЧ) диапазоне (частоты от 300 МГц до 300 ГГц), имеют множество применений в различных областях науки и техники: в задачах неразрушающего контроля диэлектрических конструкций и материалов, в гражданском строительстве (обнаружение арматуры в стенах зданий [1], электрических и связных коммуникаций, труб водоснабжения и отопления [2]), в вопросах военной и гражданской безопасности (поиск противотанковых и противопехотных мин в грунте [3, 4], холодного и огнестрельного оружия под одеждой [5, 6], обнаружение людей за препятствиями, под завалами и в укрытиях [7, 8]) и медицине (обнаружение опухолей и неоднородностей в живых тканях [9]).

Одним из актуальных приложений голографического радиолокатора в области неразрушающего контроля (НК) является диагностика диэлектрических покрытий и конструкций с односторонним доступом, к которым относятся покрытия из композитных материалов (КМ), теплоизоляционные (ТИП) и теплозащитные (ТЗП) покрытия, широко используемых во всех отраслях промышленности.

Покрытия из КМ позволяют снизить вес, стоимость и эксплуатационные расходы конечных изделий [10]. Так для упрочнения различных пластиков используется стекловолокно, стеклопластики применяются в ракето- и самолетостроении в различных сотовых конструкциях: для изготовления обшивки и фюзеляжа, создании обтекателей, в жилищном строительстве — для производства конструкций, дверей и окон, а также для изготовления различных емкостей, трубопроводов, корпусов, печатно-наборных плат и т. д. [11]. Внутренние дефекты в изделиях из стеклопластика снижают прочность в процессе эксплуатации и могут привести к их разрушению. Важным свойством стеклопластиков является прозрачность для радиоволн, открывающая возможность их диагностики с помощью радиолокатора.

Широко используемые теплоизоляционные покрытие (ТИП) промышленных емкостей, цистерн и ракетных баков, как правило, представляющее собой слой

пенополиуретана (ППУ), имеет толщину от 2 до 10 см. Пенополиуретан обладает высокими теплоизоляционными (коэффициент теплопроводности ППУ — 0.019–0.028 Вт/мК [12]) и шумопоглощающими свойствами и при этом низкой плотностью. Кроме ППУ в ряде случаев используется минеральная вата — 0.040–0.059 Вт/мК [12], но ее использование менее технологично, особенно в промышленных масштабах. В отличие от минеральной ваты ППУ обладает хорошими адгезивными свойствами, малым удельным весом, защищает металлические резервуары от коррозии и допускает нанесение на поверхности различной формы с выступающими креплениями, кранами и трубами. Теплоизоляционное покрытие из ППУ служит для поддержания оптимальной температуры при хранении и транспортировке нефтепродуктов в цистернах и трубопроводах, сжиженных газов, холодных и горячих жидкостей, при эксплуатации химических реакторов. В аэрокосмической промышленности ТИП топливных баков используется для поддержания низкой температуры жидкого кислородного или водородного топлива во время многодневной подготовки аппарата к запуску и самого запуска. Дефекты ТИП, такие как отслоения, трещины и воздушные полости внутри ППУ, могут стать причиной нарушения температурного режима и гидроизоляции резервуара и привести к аварийной ситуации. Так, например, согласно отчету NASA о расследовании катастрофы челнока Space Shuttle Columbia [13], ее причиной был отрыв частей ТИП внешнего топливного бака во время взлета и повреждение ими углерод-углеродного теплозащитного покрытия левого крыла аппарата. Программа Space Shuttle по созданию космической транспортной системы с многоразовыми пилотируемыми кораблями была приостановлена [14], задача диагностики ТИП стала острой проблемой на пути обеспечения надежности космических полетов.

У существующих методов НК диэлектрических материалов и конструкций с односторонним доступом есть ряд недостатков. Для использования рентгеновского излучения необходим двухсторонний доступ к исследуемой поверхности, получение которого может быть затруднено или невозможно, рентгеновское оборудование дорогостоящее, громоздкое и требует дополнительных мер

безопасности из-за ионизирующих свойств излучения. Использование ультразвуковых волн неэффективно из-за их сильного затухания в неоднородных средах, к которым относятся многие ТИП и КМ, в том числе ППУ и стеклопластики [15, 16]. Тепловые методы контроля имеют малую точность определения размеров и формы дефектов из-за диффузионного характера распространения тепла [17]. Шерография или сдвиговая спектр-интерферометрия является контактным и косвенным методом НК, один из недостатков которого — сложность интерпретации получаемых данных, так, например, невозможно различить дефекты, заслоняющие друг друга в объеме [16]. Другой недостаток метода — риск повреждения объекта при воздействии, поэтому он неприменим для НР ППУ покрытий.

В виду этого становится актуальным применение радиолокационных методов контроля, позволяющих использовать компактные приборы с приемной и передающей антеннами, расположенными с одной стороны зондируемой поверхности, допускающие установку на различные сканирующие модули и регистрирующие данные в реальном масштабе времени. Микроволновое излучение является неионизирующим, хорошо проникает в материалы с низкой электрической проводимостью и позволяет получать радиоизображения внутренней структуры с высоким разрешением несмотря на присутствие металлической подложки, неоднородностей и слабого диэлектрического контраста дефектов.

Возможность использования микроволновых методов для визуализации дефектов диэлектрических покрытий и конструкций была показана в ряде современных отечественных и зарубежных публикаций [18–20]. **Основной целью** данной работы является разработка математических методов обработки радиолокационных данных, полученных для образцов ТИП, их автоматизация, повышение точности и надежности. Разработанные методы восстановления радиоголограмм и оценки разрешающей способности голографической радиолокационной системы (РЛС) являются достаточно универсальными, и при

небольшом изменении параметров обработки могут быть использованы для решения широкого круга задач подповерхностной радиолокации.

Для достижения поставленной цели были решены **следующие основные задачи:**

1. Разработка диагностической экспериментальной установки на основе голографического радиолокатора.
2. Разработка алгоритма расчета поперечного и продольного разрешения голографической РЛС при заданных параметрах измерений, а также расчета параметров измерений, обеспечивающих желаемое разрешение.
3. Разработка методов формирования двухмерных и трехмерных восстановленных радиоизображений по измерениям комплексной амплитуды рассеянного поля (радиоголограмме).
4. Разработка метода калибровки голографической РЛС с целью компенсации фазового набега в антенно-фидерном тракте при восстановлении широкополосных радиоголограмм.
5. Разработка комплексного алгоритма обработки радиоголограмм, учитывающего особенности задачи диагностики ТИП.
6. Разработка методов автоматической фокусировки и сегментации дефектов ТИП на восстанавливаемых радиоизображениях.
7. Разработка численной модели и проведение численных экспериментов для тестирования эффективности разработанных методов.
8. Проведение экспериментов с различными тестовыми объектами для тестирования эффективности разработанных методов обработки радиоголограмм.
9. Анализ полученных в результате численного моделирования и экспериментальных исследований данных и подбор оптимальных значений параметров разработанных методов.
10. Исследование дополнительных областей применения разработанных методов обработки радиоголограмм.

**Методы исследования.** При решении задач данной работы использовались методы радиолокации малой дальности, методы радиоголографии и теории дифракции электромагнитных волн, методы цифровой обработки сигналов. Реализация разработанных методов и проведение численного моделирования осуществлялись на языке программирования Python, экспериментальные исследования проводились с помощью установки на основе голографического радиолокатора, разработанной в Лаборатории дистанционного зондирования МГТУ им. Н. Э. Баумана.

**Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Разработанный метод обработки одночастотных и широкополосных радиоголограмм, основанный на методе согласованной пространственной фильтрации и методах цифровой обработки изображений, повышающий контрастность объектов и подавляющий артефакты на восстанавливаемых радиоизображениях.
2. Методика оценки разрешения голографической радиолокационной системы по углу, определяемому размером синтезированной апертуры и расстоянием до объекта, позволяющая рассчитывать оптимальные параметры эксперимента.
3. Метод автоматической фокусировки широкополосных радиоголограмм на основе критерия максимума интеграла амплитуды, повышающий надежность и скорость обработки радиоголографических данных.

**Научная новизна** работы заключается в следующем:

1. Показано, что метод согласованной пространственной фильтрации позволяет получать трехмерные радиоизображения слабоконтрастных объектов, расположенных над металлической плоскостью, и применим для диагностики диэлектрических материалов и конструкций с односторонним доступом.
2. Показана зависимость поперечного разрешения голографического радиолокатора от угла, определяемого размером синтезированной апертуры и расстоянием до объекта. Разработана методика расчёта поперечного и продольного разрешения при планировании эксперимента.

3. Показано, что критерий максимума интегральной амплитуды может быть использован для автоматической фокусировки широкополосных радиоголограмм на глубине расположения объекта.

**Теоретическая и практическая значимость** работы состоит в разработке и практической реализации методов обработки данных голографического радиолокатора для НК диэлектрических покрытий и конструкций. Разработанные методы позволяют получать трехмерные высококонтрастные радиоизображения внутренней структуры зондируемых сред с автоматически сегментированными объектами, что повышает скорость обработки данных и надежность их интерпретации.

**Достоверность результатов** подтверждается проведением теоретических и экспериментальных исследований эффективности разработанных методов; хорошей сходимостью (с относительной погрешностью до 23%) при сопоставлении полученных экспериментальных результатов с данными теоретических расчетов, а также с результатами численного моделирования.

**Апробация результатов работы.** Основные результаты работы докладывались и обсуждались на Международной научно-технической конференции «Радиолокационные системы малой и сверхмалой дальности» (МГТУ им. Н. Э. Баумана, г. Москва, 2018, 2015); X Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь», (Институт радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН, г. Москва, 2016), Progress In Electromagnetics Research Symposium (St. Petersburg, Russia, 2017; Shanghai, China, 2016); IEEE International Conference on Microwaves, Communications, Antennas and Electronic Systems (Tel Aviv, Israel, 2017).

Материалы диссертации использовались в ходе исследований, проводимых в рамках грантов РФФИ (13-07-00470 а, 17-20-02077 офи\_м\_РЖД), проекта РНФ № 15-19-00126.

За работы, являющиеся частью данной диссертации, автору присуждена стипендия Президента Российской Федерации молодым ученым и аспирантам.

**Публикации.** Основные результаты диссертации опубликованы в 13 научных работах, в том числе в 6 статьях в журналах, рекомендованных ВАК РФ для публикации материалов диссертаций на соискание ученых степеней кандидата и доктора наук [21–26]; в 2 статьях [25, 26] и 6 докладах [27–32] отечественных и зарубежных конференций, индексируемых в базах Web of Science и Scopus; 1 патенте на изобретения [33].

**Личный вклад соискателя.** Все основные теоретические и практические результаты диссертационной работы получены либо лично соискателем, либо при его непосредственном участии в качестве основного исполнителя. Соискатель осуществил программную реализацию и проверку алгоритмов, моделей и методов восстановления радиоголограмм, провел лабораторные и численные эксперименты с тестовыми объектами и образцами ТИП, выполнил анализ полученных результатов. Принимал активное участие в разработке теоретических и методических решений, постановке и обосновании цели исследования.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения и списка литературы. Полный объем диссертации составляет 146 страниц текста с 86 рисунками и 11 таблицами. Список литературы включает 85 наименований.

## Глава 1. Постановка задачи исследования

### 1.1 Типы подповерхностных радиолокаторов

Подповерхностная радиолокация включает в себя средства и методы визуализации электрических параметров объектов, расположенных в оптически непрозрачных средах, путем регистрации и обработки отраженных объектами радиоволн. При этом объектами наблюдения – радиолокационными целями – являются неоднородности диэлектрической и магнитной проницаемостей и электрической проводимости. Идея использования электромагнитного сигнала для поиска скрытых под землей объектов возникла в начале XX века, ее первой успешной реализацией считается исследование по поиску подземных грунтовых вод, осуществленное египетскими учеными в 1956 году [34]. В 1958-1960 годах американские ученые произвели измерения толщины ледяного покрова Антарктиды [35]. Наибольший интерес к подповерхностной радиолокации возник в 1960-ые и 70-ые годы в связи с развитием лунных программ, появились коммерчески доступные локаторы и новые области их применения [36]. Поскольку этот метод является неразрушающим и неинвазивным, в качестве зондирующего сигнала использует маломощные электромагнитные волны с частотами от десятков мегагерц до сотен гигагерц, в настоящее время он получил широкое распространение и используется для решения обширного круга геологических, археологических, медицинских и инженерных задач.

Существуют два основных типа подповерхностных радиолокаторов, классифицируемых в соответствии с типом передаваемого сигнала. Наиболее широко используются импульсные радиолокационные системы, их принцип работы основан на передаче серии коротких импульсов, каждый длительностью порядка нескольких пико-, нано- или микросекунд. Импульсные радиолокационные системы имеют относительно простое устройство, их основными преимуществами являются большая глубина проникновения сигнала в среду: до десяти длин волн в слабозатухающих средах, возможность определения расстояния до объекта по временной задержке отраженного им сигнала, в том числе и при наличии многих объектов, возможность работы в моностатическом режиме

с одной приемопередающей антенной [19]. К недостаткам импульсных радиолокаторов можно отнести необходимость применения больших пиковых мощностей излучаемых импульсов, сравнительно низкое разрешение – порядка длины волны и невозможность применения для решения специфических задач, таких как исследование объектов, расположенных над металлической поверхностью, из-за множественных отражений импульсов [19].

Другой, менее распространенный тип подповерхностного радиолокатора – радиолокатор непрерывного излучения, излучающий синусоидальный сигнал на заданной частоте. Его модификация – радиолокатор со ступенчатым изменением частоты, в котором частота излучаемого сигнала в соответствие с программой принимает постепенно увеличивающиеся дискретные значения в выбранной полосе частот.

## **1.2 Принципиальное устройство голограммической радиолокационной системы**

Перенесение голограммических принципов регистрации и восстановления оптических полей на СВЧ диапазон, «стремление эффективно использовать пространственно-временную структуру электромагнитного поля, рассеиваемого объектами наблюдения, привели к появлению радиоголограммии и голограммических радиолокационных систем» [37]. Голограммический радиолокатор является подповерхностным радиолокатором непрерывного излучения.

Для регистрации радиоголограммы используется метод синтезирования апертуры, использующий относительное перемещение антенны радиолокатора и цели для последовательного формирования искусственной антенной решетки больших размеров вдоль траектории сканирования [38]. При этом производится измерение отраженного объектом сигнала в каждой точке плоскости сканирования, расположенной на некотором расстоянии от объекта. На рис. 1 представлена общая схема устройства голограммического радиолокатора с прямым преобразованием частоты. Частота генератора, управляемого напряжением (ГУН), контролируется синтезатором с фазовой автоподстройкой частоты (ФАПЧ), на выходе которого ставится сглаживающий фильтр низких частот (НЧ), и усилитель для согласования

уровней напряжения. Наличие обратной связи с ГУН позволяет автоматически корректировать частоту сигнала при ее отклонениях от желаемого значения, связанных, например, с колебаниями температуры окружающей среды. Управление компонентами радиолокатора производится микроконтроллерным устройством (МКУ).

В каждой точке области сканирования передающая антenna посылает зондирующую волну на объект, рассеянная объектом предметная волна принимается приёмной антенной и подается в два смесителя. Также в смесителях подаются опорный и квадратурный сигналы, сдвинутые относительно друг друга по фазе на  $\pi/2$  при помощи квадратурного делителя мощности.

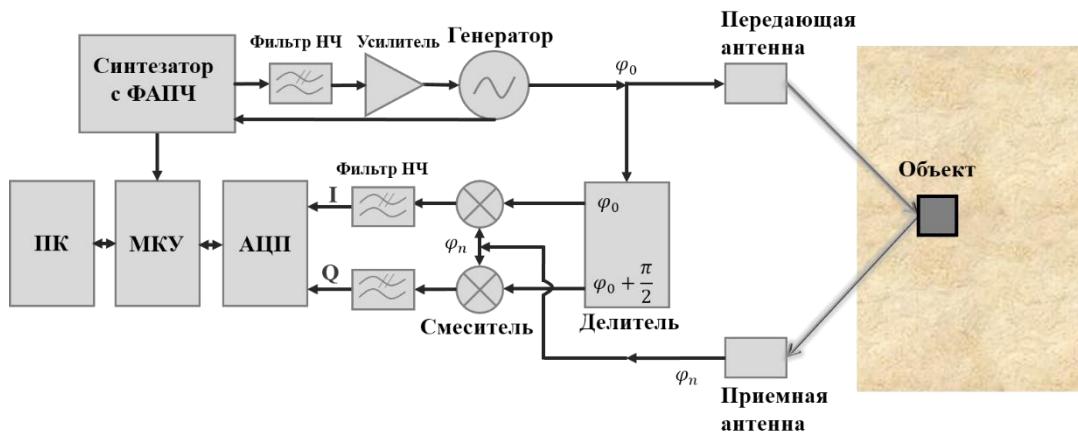


Рис. 1. Общая схема устройства голографического радиолокатора

В результате перемножения предметного и опорных сигналов в смесителях на выходах получают синфазный сигнал I и квадратурный сигнал Q, определяемые формулами (1) и (2) соответственно:

$$I = A_n \sin(\omega t + \varphi_n) \cdot A_0 \sin(\omega t + \varphi_0) = \frac{A_n A_0}{2} (\cos(\varphi_n - \varphi_0) - \cos(2\omega t + \varphi_n + \varphi_0)) \quad (1)$$

$$Q = A_n \sin(\omega t + \varphi_n) \cdot A_0 \sin\left(\omega t + \varphi_0 + \frac{\pi}{2}\right) = \frac{A_n A_0}{2} \left( \cos\left(\varphi_n - \varphi_0 - \frac{\pi}{2}\right) - \cos\left(2\omega t + \varphi_n + \varphi_0 + \frac{\pi}{2}\right) \right) \quad (2)$$

где  $A_n$  — амплитуда предметного сигнала;  $\varphi_n$  — фаза предметного сигнала;  $\omega$  — частота опорного сигнала;  $A_0$  — амплитуда опорного сигнала;  $\varphi_0$  — фаза опорного сигнала.

Полученные сигналы проходят через фильтры низких частот, отсекающие высокочастотную составляющую  $2\omega t$ . После фильтра низких частот выражения для I и Q выглядят соответственно (3), (4) :

$$I = \frac{A_n A_0}{2} \cos(\varphi_n - \varphi_0), \quad (3)$$

$$Q = \frac{A_n A_0}{2} \cos\left(\frac{\pi}{2} - (\varphi_n - \varphi_0)\right) = \frac{A_n A_0}{2} \sin(\varphi_n - \varphi_0). \quad (4)$$

Полученные в результате сигналы I и Q оцифровываются аналого-цифровым преобразователем (АЦП), управляемым МКУ, и передаются для обработки и визуализации на персональный компьютер (ПК). По значениям I и Q происходит вычисление комплексной амплитуды рассеянной объектом волны  $\dot{A}_i$  :

$$\dot{A}_i = I_i + jQ_i = A_i e^{j\psi_i}, \quad (5)$$

$$A_i = \sqrt{I_i^2 + Q_i^2}, \quad \psi_i = \arctg \frac{Q_i}{I_i}, \quad (6)$$

где  $i$  — индекс, обозначающий номер измерения;  $j$  — мнимая единица;  $A$  — амплитуда рассеянной волны;  $\psi$  — фаза рассеянной волны.

Таким образом, комплексную голограмму можно рассматривать как поле вторичных источников с известными амплитудой, фазой и частотой, использование математических алгоритмов восстановления позволяет реконструировать радиоизображение предмета.

### **1.3 Экспериментальная установка на основе голографического радиолокатора**

В 2015-2017 годах в рамках выполнения проекта № 15-19-00126, поддержанного Российским научным фондом, в Лаборатории дистанционного зондирования МГТУ им. Н. Э. Баумана [39] была создана экспериментальная установка на основе векторного анализатора цепей (ВАЦ) Rohde & Schwarz ZVA 24, рис. 2а, подробно описанная в работе [32]. А также изготовлен компактный радиолокатор для неразрушающего контроля радиопрозрачных ТИП объектов ракетно-космической техники, рис. 2б, излучающий постоянный сигнал

со ступенчатым переключением частоты с программируемым шагом между частотами [40].

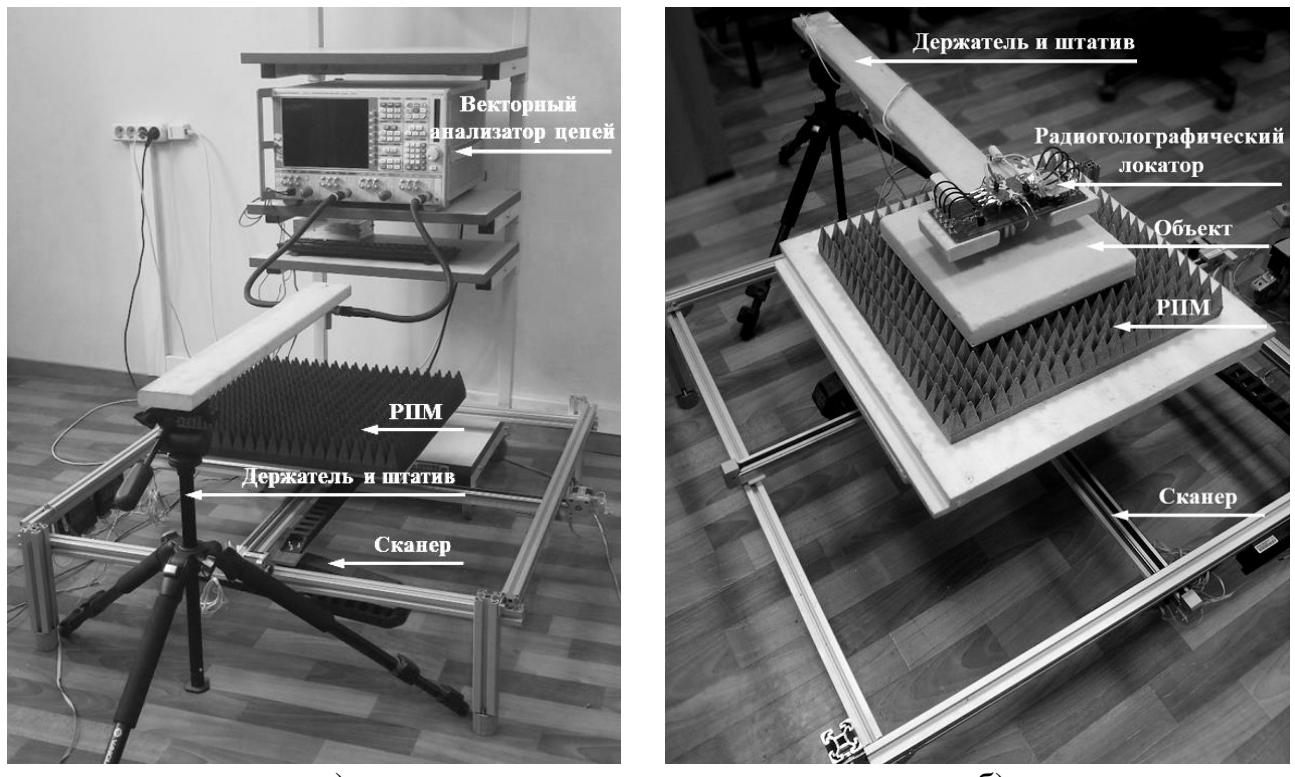


Рис. 2. Экспериментальная установка для обследования образцов:  
а — на основе ВАЦ; б — на основе компактного радиолокатора

Рабочий частотный диапазон ВАЦ дает возможность проводить измерения в сверхширокой полосе частот от 10 МГц до 24 ГГц. Эксперименты по зондированию образцов ТИП ВАЦ на различных частотах позволили на этапе проектирования выбрать оптимальный рабочий диапазон для радиолокатора равным 24–26 ГГц [20]. При этом было показано, что радиоголограммы, зарегистрированные разработанным прибором, сравнимы по качеству с измерениями серийного коммерческого ВАЦ и выше по разрешению в силу применения более высоких частот. Экспериментальные результаты, приведенные в работе, получены с помощью данной экспериментальной установки.

В ходе экспериментов исследуемые объекты устанавливались в центре области сканирования на подвижной платформе с панелью из радиопоглощающего материала (РПМ), экранирующей от металлической рамы сканера. Платформа с объектом посторочно перемещалась относительно антенны с помощью шаговых двигателей, управляемых МКУ в реальном масштабе времени. Сбор данных

осуществлялся автоматически и был синхронизирован с перемещением объекта вблизи неподвижно закрепленной на держателе антенны. Высота антенны над объектом регулировалась с помощью штатива. В экспериментах с ВАЦ использовалась одна приемопередающая антenna в виде круглого волновода с открытым концом. При этом измерялось значение параметра  $S_{11}$  — комплексного коэффициента отражения 1-го порта ВАЦ, либо  $S_{12}$  при проведении измерений в скрещенных поляризациях и возбуждении антенны двумя штырями, передающий штырь подключался к 1-ому, приемный — ко 2-ому порту ВАЦ. Компактный радиолокатор имеет одну симметрично возбуждаемую передающую antennу в виде круглого волновода с открытым концом и две приемных в скрещенных поляризациях, что позволяет получать дополнительную информацию о поляризационных свойствах зондируемых объектов. Антенны установлены вплотную друг к другу, что соответствует квазимоностатическому приближению. Экспериментально измеренная ширина диаграммы направленности основного лепестка по уровню половинной мощности для каждой из антенн —  $60^\circ$ . Управление экспериментальной установкой как в случае использования ВАЦ, так и в случае компактного радиолокатора осуществлялось с ПК с помощью разработанного пользовательского ПО. ПО позволяло запускать и прерывать сканирование и сбор данных, устанавливать желаемые значения параметров эксперимента, таких как диапазон и количество частот зондирующего сигнала, площади области сканирования и пространственный шаг между выборками.

Использование описанной радиолокационной системы открыло широкие возможности для проведения экспериментальных исследований с различными геометрическими и радиолокационными параметрами.

### **1.3.1 Выбор компонентной базы и разработка схемы компактного радиолокатора 24-26 ГГц**

При проектировании радиолокационной системы использовался модульный принцип: по результатам сравнения характеристик электронных компонентов различных производителей были выбраны компоненты радиолокатора, при этом

учитывалась необходимость согласования трактов по волновому сопротивлению и согласования компонентов по уровню напряжения. В качестве приемопередатчика была использована микросхема Infineon BGT24MTR12 [41], представляющая собой интегральный трансивер с двумя приемными каналами, имеющий номинальный диапазон перестройки по частоте 24.0–24.25 ГГц и фактический диапазон генератора 22.2–26.2 ГГц. Блок-схема радиолокатора с двумя приемниками  $R_{x1}$  и  $R_{x2}$ , работающими в двух скрещенных поляризациях и сканирующего модуля, управляемого микроконтроллером, приведена на рис. 3.

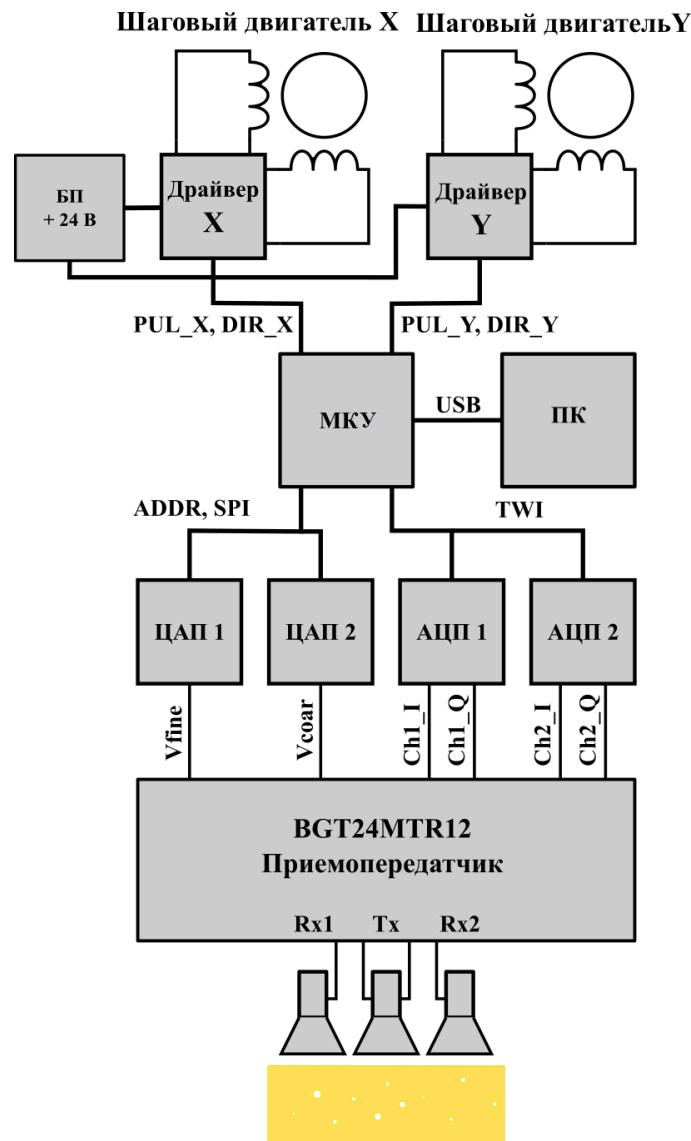


Рис. 3. Блок-схема компактного радиолокатора и сканирующего модуля

Двухкоординатный электромеханический сканер работает от блока питания (БП) с напряжения +24 В. Плата микроконтроллера питается через соединение USB

напряжением +5 В, которое преобразуется на плате МКУ в 3.3 В, необходимые для питания трансивера, цифро-аналогового преобразователя (ЦАП) и АЦП.

Сканер приводится в движение двумя шаговыми двигателями. Для управления шаговыми двигателями используются драйверы, формирующие нужные импульсы на обмотках двигателей. Драйверы имеют цифровые входы: DIR – для задания направления вращения и, следовательно, направления сканирования, PUL – вход импульсов. Для управления сканером МКУ отправляет требуемые сигналы каждому двигателю. Каждый положительный фронт на входе PUL приводит к вращению ротора двигателя на постоянный угол в установленном направлении и линейному перемещению сканера на единичный интервал, измеряемый при начальной калибровке сканера.

В качестве МКУ была выбрана плата на основе микроконтроллера ATME<sup>L</sup> Atmega 2560. МКУ связано с другими модулями прибора шинами питания, адресной шиной, необходимой для выбора различных периферийных устройств, шинами последовательного периферийного интерфейса SPI и двухпроводного последовательного интерфейса TWI. Связь МКУ с управляющим компьютером осуществляется через порт USB и используется для передачи управляющих команд, параметров, событий синхронизации и измеренных данных.

Для преобразования сигналов были выбраны микросхемы ЦАП MCP4921 [42] производства Microchip Technology Inc. и АЦП ADS1115 [43] производства Texas Instruments. Управление ЦАП осуществляется МКУ по SPI, управление АЦП – по TWI. Две микросхемы ЦАП1 и ЦАП2 используются для подачи управляющих напряжений на входы ГУН трансивера:  $V_{\text{fine}}$  и  $V_{\text{coar}}$ , предназначенных для точного и грубого управления перестройкой частоты генератора. Две микросхемы АЦП1 и АЦП2, имеющие разрядность 16 бит и встроенные программируемые усилители, используются для считывания сигналов по двум каналам приемника. Измерения по первому каналу позволяют получать выборки двух квадратур регистрируемого сигнала в параллельной поляризации (Ch1\_I, Ch1\_Q), измерения по второму каналу – в скрещенной поляризации (Ch2\_I, Ch2\_Q).

Принципиальная схема радиолокатора показана на рис. 4.

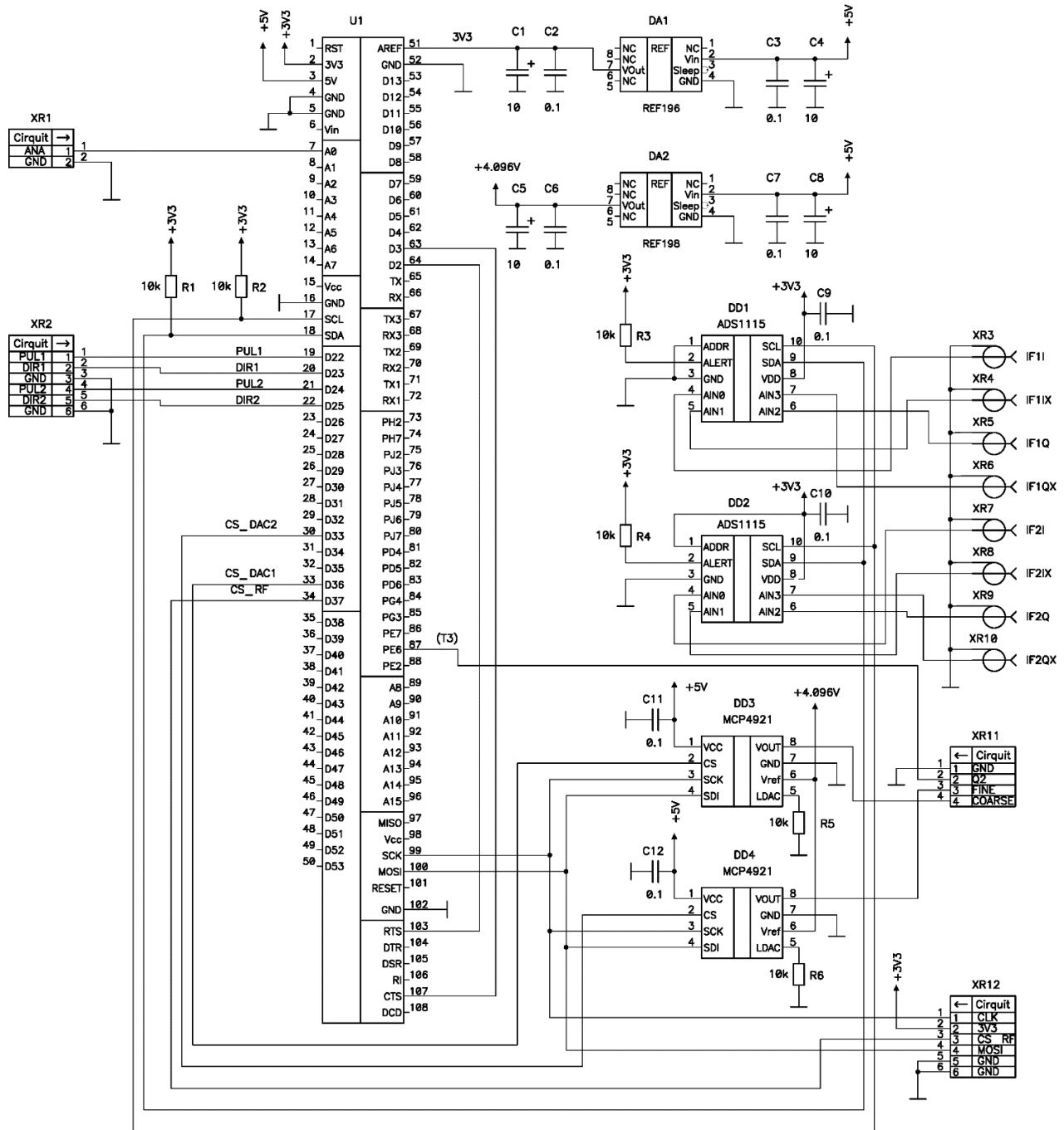


Рис. 4. Принципиальная схема малогабаритного радиолокатора

По данной схеме была спроектирована и изготовлена печатная плата размерами  $225 \times 90$  мм, рис. 5, с монтированными на ней интегральным трансивером, ЦАП, АЦП, усилителем сигнала, микроконтроллером, что позволило уменьшить массогабаритные характеристики прибора и улучшить его функциональные свойства: увеличить динамический диапазон, надежность и быстродействие.

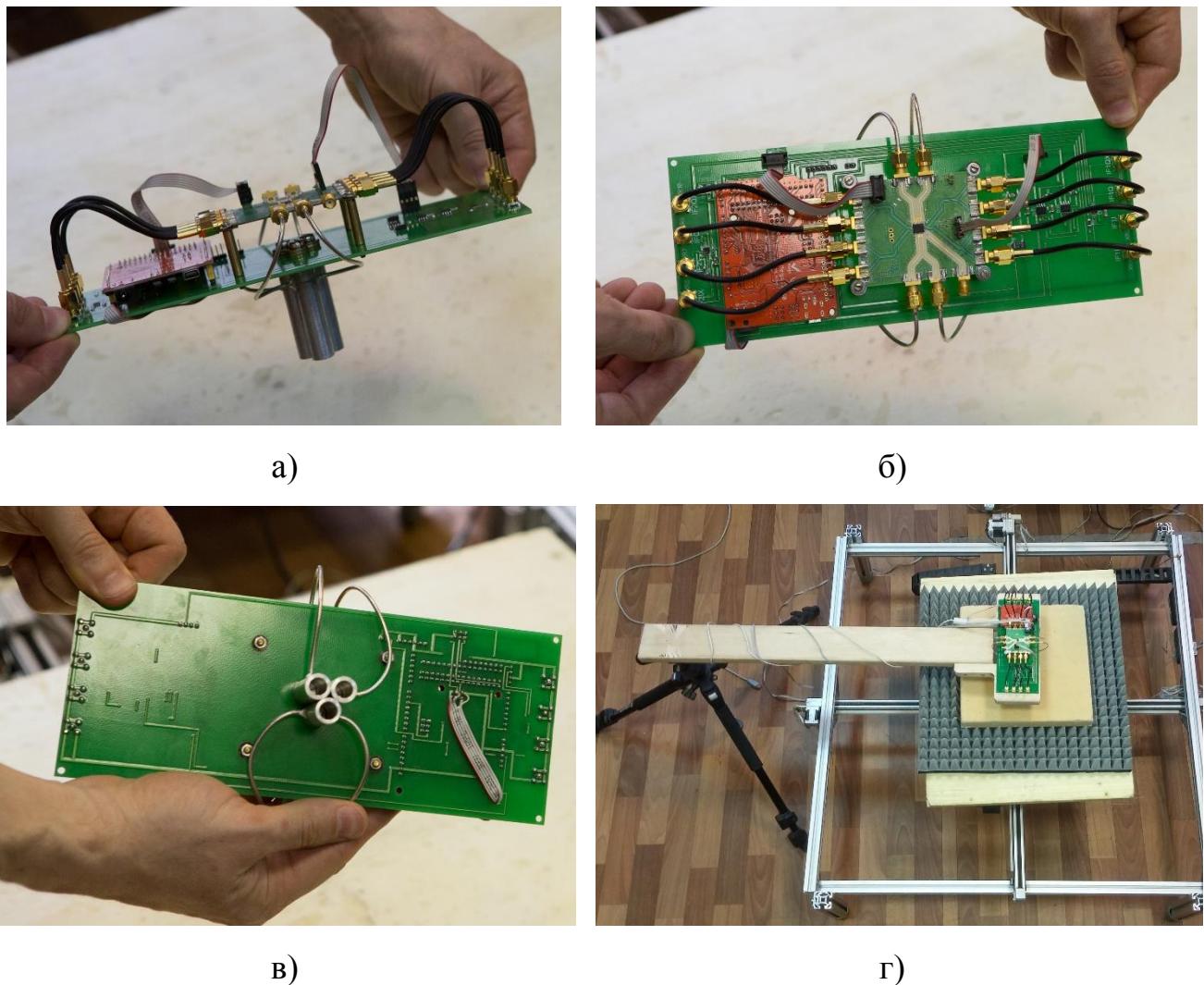


Рис. 5. а, б, в — фотографии радиолокатора с различных ракурсов; г — экспериментальная установка с установленным образцом ТИП

### 1.3.2 Расчет и изготовление приемной и передающих антенн в виде открытого конца круглого волновода для компактного радиолокатора 24-26 ГГц

В качестве антенн для работы с малогабаритным радиолокатором использовались антенны в виде открытого конца круглого волновода, хорошо зарекомендовавшие себя при использовании в составе экспериментальной установки с векторным анализатором цепей.

Для оптимизации питания антенны передатчика от СВЧ-генератора были учтены особенности демонстрационной платы приемопередатчика (BGT24MTR12): наличие двух дифференциальных выходов у СВЧ-генератора, напряжение на которых изменяется в противофазе. Для того чтобы генератор отдавал максимальную мощность в передающую antennу, она была

оптимизирована по следующим геометрическим параметрам: длина круглого волновода (длина антенны), глубина врезки возбуждающего штыря, смещение места врезки возбуждающего стержня от задней стенки антенны. При этом возбуждающие штыри было решено изготовить из полужесткого коаксиального кабеля (RG-405), разделав его надлежащим образом и закрепив методом пайки внешний проводник на корпусе антенны.

Сначала были проведены теоретические расчеты оптимальных геометрических параметров антенны для работы в диапазоне 24-26 ГГц. Как известно из теории, последовательность возбуждения волн в волноводе круглого сечения выглядит следующим образом — рис. 6 [44].

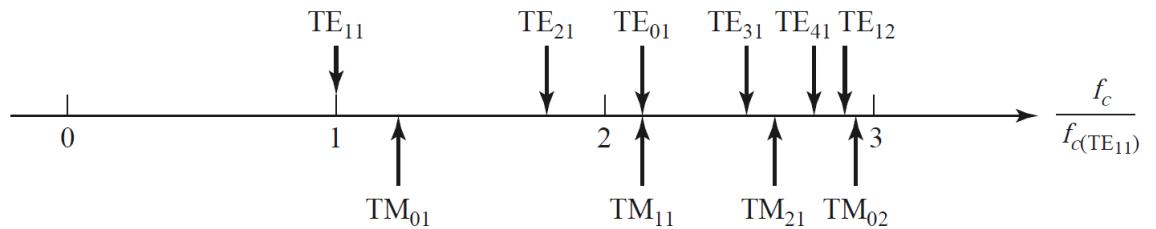


Рис. 6. Отношение критической частоты различных мод к критической частоте основной моды  $TE_{11}$

Условие распространения моды в волноводной антенне: её критическая частота должна быть меньше частоты генератора:  $f_{kp} < f_{gen}$ . Для того, чтобы волновод работал в одномодовом режиме, нужно, чтобы распространялась только мода  $TE_{11}$ :  $f_{kp\_TE_{11}} < f_{gen}$ , а высшие моды не распространялись:  $f_{kp\_TM_{01}} > f_{gen}$ . В табл. 1 приведены значения критических частот при диаметре волновода  $d = 8$  мм, при таком значении диаметра весь желаемый частотный диапазон  $f_{gen} = 24.0 - 26.0$  ГГц попадает в интервал одномодового режима  $f_{kp\_TE_{11}} < f_{gen} < f_{kp\_TM_{01}}$ . Далее в табл. 1 указано значение длины волны сигнала в волноводе  $\lambda_g$  и значения геометрических параметров, определяющих размеры антенны и положение излучающего электрода,  $\lambda_0$  — длина волны сигнала в воздухе.

Таблица 1. Рассчитанные по теоретическим формулам значения параметров передающей антенны

$d$ , мм	$f_{\text{ген}}$ , ГГц	$f_{\text{кр}} \text{ TE}_{11}$ , ГГц	$f_{\text{кр}} \text{ TM}_{01}$ , ГГц	$\lambda_g$ , мм	$\lambda_g/4$ , мм	$3 \cdot \lambda_g/4$ , мм	$\lambda_0/4$ , мм
8	24.0	<b>21.98</b>	<b>28.71</b>	31.09	7.77	23.32	3.12
8	25.0	<b>21.98</b>	<b>28.71</b>	25.17	6.29	18.88	3.0
8	26.0	<b>21.98</b>	<b>28.71</b>	21.59	5.4	16.19	2.88

Использованные соотношения для вычисления критических частот  $\text{TE}_{11}$  и  $\text{TM}_{01}$  мод круглого волновода:

$$\text{TE}_{11}: f_{\text{кр}} = \frac{p_{11}c}{\pi d \sqrt{\epsilon_r}}, \quad \text{TM}_{01}: f_{\text{кр}} = \frac{p_{01}c}{\pi d \sqrt{\epsilon_r}}, \quad (7)$$

где  $d$  — диаметр волновода,  $\epsilon_r$  — относительная диэлектрическая проницаемость среды внутри волновода,  $c$  — скорость света,  $p_{11}$  и  $p_{01}$  — нули функций Бесселя:

$$J_n(p_{nm}) = 0, \quad J'_n(p_{nm}) = 0. \quad (8)$$

Длина волны, распространяющейся в волноводе,  $\lambda_g$ , вычислялась как:

$$\lambda_g = 2\pi/\beta, \quad (9)$$

где  $\beta = \sqrt{k^2 - k_c^2}$  — константа распространения,  $k_c = 2p_{nm}/d$  — критическое волновое число.

Полученные в результате теоретических расчетов параметры антенны для средней частоты рабочего диапазона приведены на рис. 7.

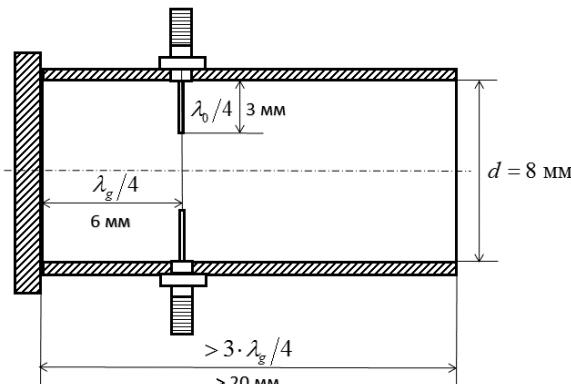


Рис. 7. Теоретически рассчитанные параметры передающей антенны

При симметричном возбуждении антенны двумя штырями оптимальные параметры, соответствующие максимальному излучению антенны, могут отличаться от расчетных, полученных для возбуждения одним штырем. Для более точной оценки геометрических параметров антенны были произведены численные расчеты излучаемого антенной поля в CST Microwave Studio [45] — программе для численного моделирования СВЧ устройств. Построенная параметрическая 3D-модель передающей антенны показана на рис. 8.

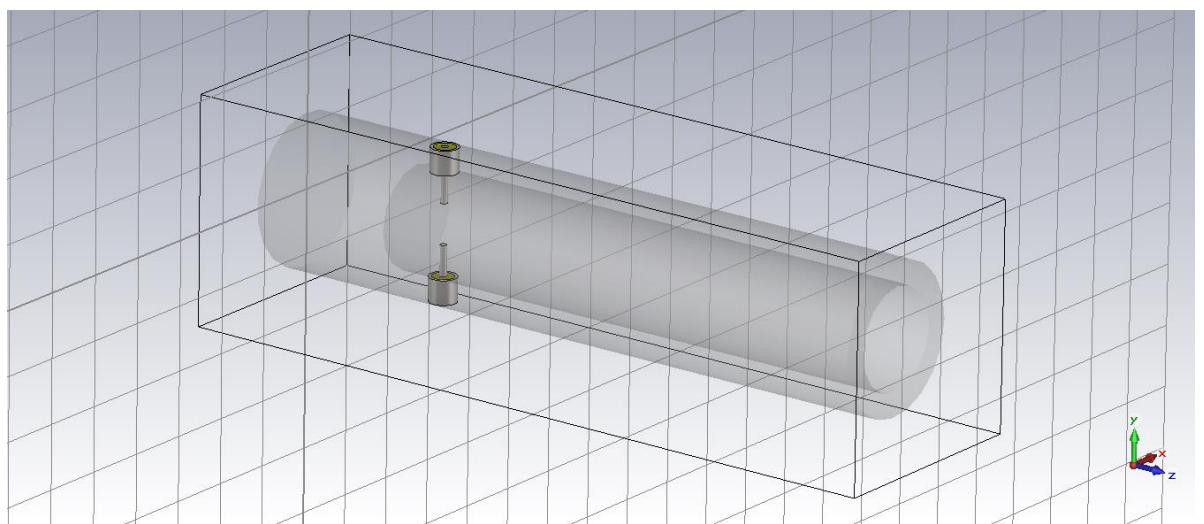


Рис. 8. 3D-модель антенны в виде открытого конца круглого волновода с симметричным расположением возбуждающих штырей.

Пример параметрического расчета по глубине врезки возбуждающего штыря, измеряемой от внешней стенки антенны, показан на рис. 9. На графике показана зависимость излучаемой мощности от длины возбуждающих штырей, которая предполагалась одинаковой. Соответствие между номером кривой, который изменяется от 52 до 65, и длиной штыря показано в табл. 2.

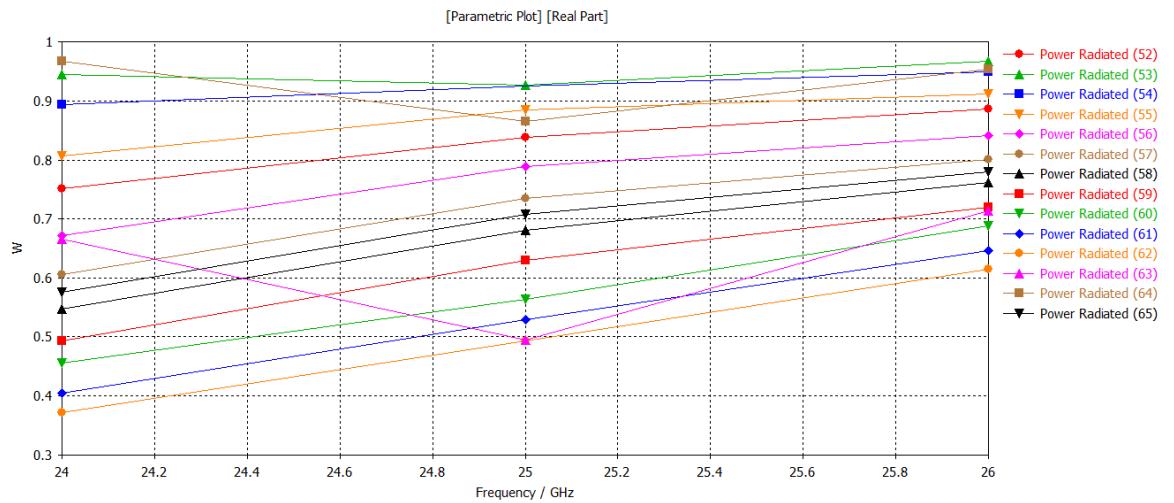


Рис. 9. Зависимость излучаемой мощности от длины возбуждающих штырей при симметричном возбуждении антенны, длине волновода 53 мм и смещении места врезки от задней стенки 12.5 мм

Таблица 2. Соответствие между номером кривой и длиной возбуждающего штыря

Номер кривой	52	53	54	55	56	57	58	59	60	61	62	63	64	65
Глубина врезки	4.3	4.0	4.1	4.2	4.4	4.5	4.6	4.7	4.8	4.9	5.0	3.5	3.8	4.5

Аналогичные расчеты по оптимизации антенны для центральной частоты 25 ГГц были проведены для длины волновода и смещения места врезки возбуждающего штыря от задней стенки антенны. Оптимальная комбинация трех параметров приведена в табл. 3.

Таблица 3. Оптимальные значения параметров для передающей антенны

Глубина врезки возбуждающих штырей, мм	Смещение места врезки штырей от задней стенки антенны, мм	Длина антенны, мм
4	12.5	53

Аналогичным образом были проведены расчеты для приемной антенны, с учетом того, что принимаемый штырь должен быть единственным, поскольку приемник имеет однополярный вход. Построенная 3D-модель приемной антенны показана на рис. 10.

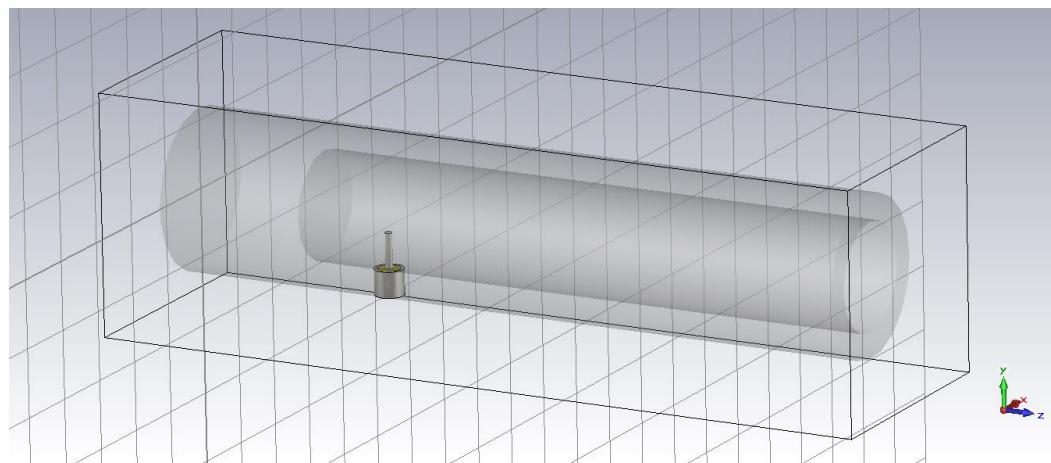


Рис. 10. 3D-модель приемной антенны в виде открытого конца круглого волновода с расположением принимающего штыря

Длина приемной антенны полагалась равной передающей из конструктивных соображений. Глубина врезки возбуждающего штыря и смещение места его врезки являлись параметрами оптимизации приемной антенны. Оптимальные значения указанных параметров для приемной антенны приведены в табл. 4.

Таблица 4. Оптимальные значения параметров для приемной антенны длиной 53 мм.

Глубина врезки возбуждающего штыря, мм	Смещение места врезки штыря от задней стенки антенны, мм
4.5	15

После проведения расчетов одна передающая и две приемные антенны были изготовлены в соответствии с найденными оптимальными параметрами, как показано на рис. 11.

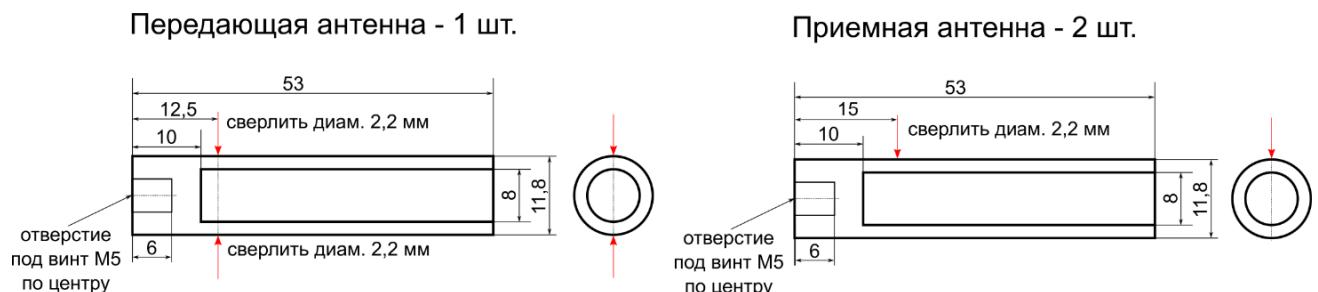


Рис. 11. Чертеж для изготовления передающей и приемных антенн

Антенны были размещены с помощью винтов на изготовленной плате, имеющей размеры  $200 \times 140$  мм, рис. 5, которая предназначена также для коммутации соединений плат ЦАП, АЦП, приемопередатчика и МК.

### 1.3.3 Разработка встроенного и пользовательского программного обеспечения для управления компактным радиолокатором 24-26 ГГц

Встроенное программное обеспечение (ПО) для микроконтроллера Atmel Atmega 2560 было разработано на языке программирования С с использованием интегрированной среды разработки Atmel AVR Studio. Созданный проект не имел зависимостей от других программных компонент.

Схема подключения приемопередатчика BGT24MTR12 приведена на рис. 12, функциональная блок-схема показана на рис. 13 [41].

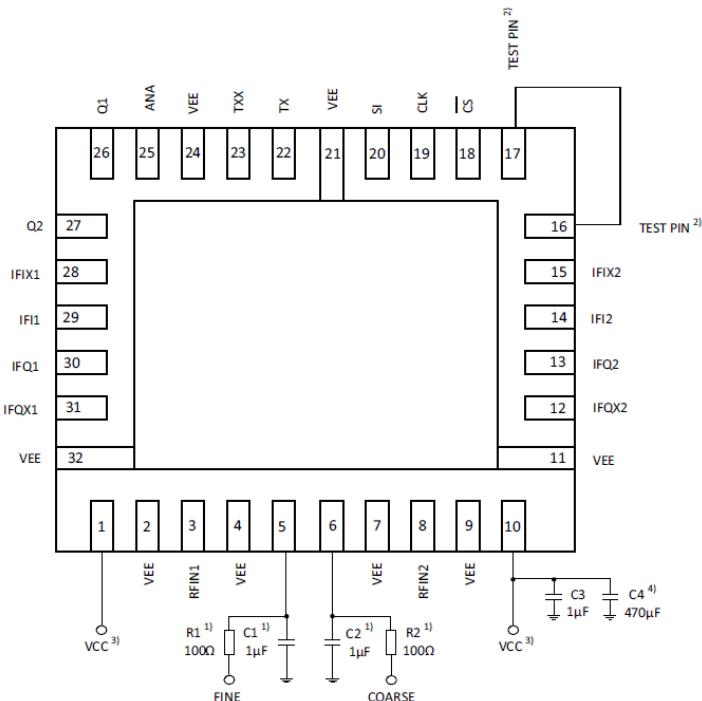


Рис. 12. Электрическая схема включения приемопередатчика BGT24MTR12

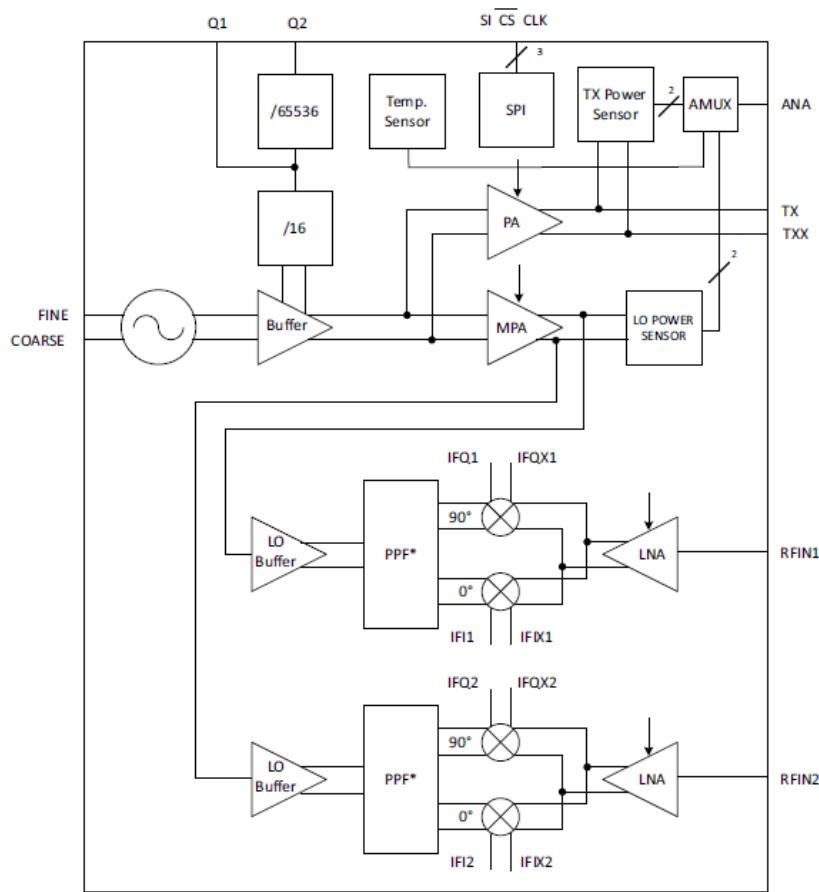


Рис. 13. Функциональная блок-схема приемопередатчика BGT24MTR12

На схеме использованы следующие обозначения для основных выводов: VCC — номинальное напряжение питания 3.3 В; VEE — земля; FINE VCO — точное регулирование напряжения ГУН; COARSE VCO — грубое регулирование напряжения ГУН; RFIN1 RF, RFIN2 RF — входы приемника; IFI1, IFIX1, IFQ1, IFQX1 — дифференциальные квадратурные выходы первого канала приемника; IFI2, IFIX2, IFQ2, IFQX2 — дифференциальные квадратурные выходы второго канала приемника; TX, TXX дифференциальные выходы генератора; ANA — аналоговый выход; Q1, Q2 — выходы частоты с коэффициентами деления 16 и  $16 \times 65536$ ; CS — сигнал выбора устройства по SPI; CLK — сигнал синхронизации передачи данных по SPI; SI (MOSI) — вход приема данных по SPI.

Таким образом, для управления передачей данных по последовательному периферийному интерфейсу SPI используются три вывода: SI (данные), CLK (синхронизация) и CS (выбор устройства). Временная диаграмма уровней сигналов на трех управляющих выводах при передаче посылки данных показана на рис. 14 [41].

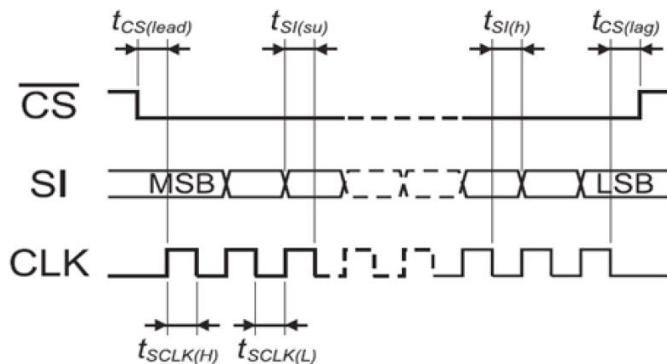


Рис. 14. Временная диаграмма передачи данных по SPI для BGT24MTR12

Как видно из временной диаграммы, биты данных SI (первым передается старший бит) считаются в регистр сдвига по заднему фронту сигнала CLK. Перед передним фронтом первого сигнала CLK сигнал CS должен иметь низкое напряжение по крайней мере 20 нс. Пока данныечитываются, CS также должен иметь низкий уровень напряжения. Когда чтение данных заканчивается, содержание регистра сдвига записывается в триггер по положительному фронту сигнала CS. Временной промежуток между задним фронтом последнего сигнала CLK и передним фронтом CS должен быть не менее 20 нс. В среде Atmel AVR Studio была создана библиотека с функцией управления приемопередатчиком по SPI, она включает в себя выбор приемопередатчика по CS, корректную инициализацию SPI, формирование и упаковку передаваемых в/из МК данных.

Управление выходной частотой осуществляется подачей напряжения с выхода микросхемы ЦАП на вход ГУН. С помощью спектроанализатора была снята экспериментальная зависимость выходной частоты от цифрового значения, выводимого в ЦАП. Измерения проводились при комнатной температуре после выжидания времени, достаточного для прогрева микросхемы трансивера. Полученный вид этой зависимости (калибровочная кривая) показан на рис. 15.

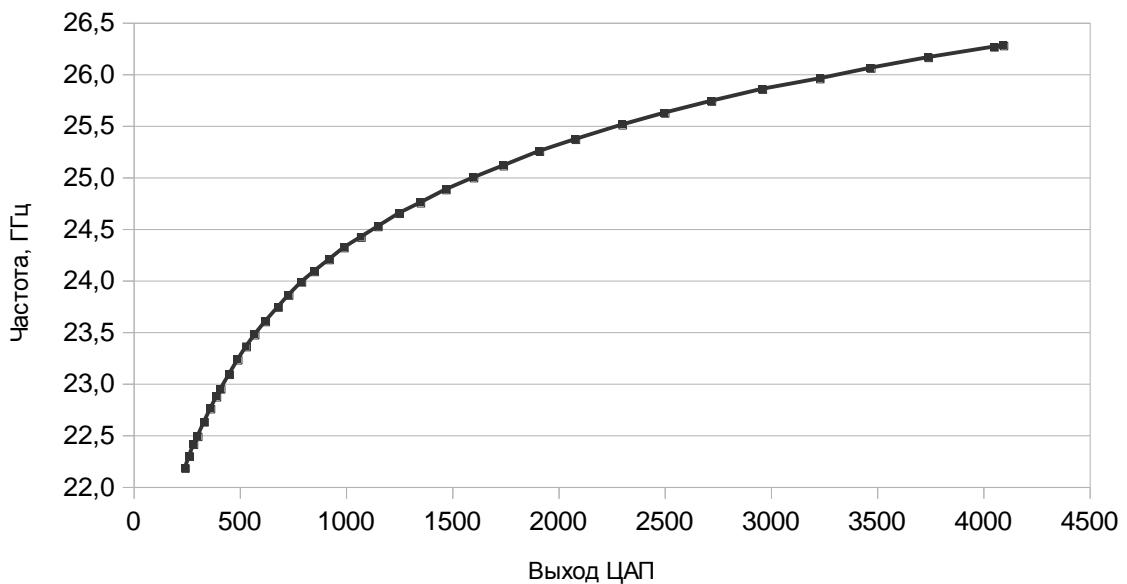


Рис. 15. График зависимости частоты передатчика от значения регистра ЦАП

Из полученного графика видно, что фактический рабочий диапазон частот генератора шире, чем номинальный диапазон приемопередатчика, указанный в документации [41] — 24.00–24.25 ГГц, и составляет 22.2–26.2 ГГц.

В созданный в среде Atmel AVR Studio проект были также добавлены функции управления микросхемами ЦАП — MCP4921 и АЦП — ADS1115. Для обмена данными МК с каждой из них происходит выбор необходимого устройства сигналом CS, формирование и упаковка данных в определенный документацией формат. Разработанное встроенное ПО для МК AVR Atmega 2560 позволяет управлять всеми исполнительными устройствами радиолокатора: трансивером, ЦАП, АЦП. Структура ПО состоит из основного цикла с прерываниями. В этом цикле программа ожидает входящих сообщений с ПК и анализирует их в соответствии с предопределенным форматом строки данных. Анализ строки данных включает в себя чтение кода команды, параметров или ключей, если они имеются. Если разбор командной строки не удается, то МК возвращает код ошибки в ПК. В случае успешного разбора командной строки вызывается функция, связанная с кодом полученной команды. Функции, выполняемые МК в зависимости от полученной команды, могут выполняться синхронно, либо асинхронно.

Синхронные команды выполняются без задержки, к ним относятся команды установки или запроса параметров сканера или радиолокатора, команды управления асинхронной функцией, выполняемой в данный момент в процедуре обслуживания прерывания по таймеру. Каждая синхронная команда возвращает результат выполнения в ПК.

Асинхронные команды включают в себя те, исполнение которых занимает относительно много времени, такие как начальное позиционирование сканера или сканирование вдоль линии с регистрацией выборок сигнала через заданный шаг дискретизации. Асинхронные команды выполняются в процедуре обслуживания прерывания по таймеру, флаг на обработку прерывания выставляется через регулярные промежутки времени и предоставляет механизм формирования управляющих сигналов в реальном масштабе времени.

Сканирование линии с регистрацией выборок сигнала в предварительно запрограммированных точках осуществляется путем формирования прямоугольных импульсов на выходе PUL сканера с подсчетом числа положительных фронтов. Сигнал начала измерений выдается МК, когда счетчик достигает значения, соответствующего нужному пройденному сканером расстоянию. Приемопередатчик начинает переключение частоты и дискретизацию аналоговых значений с помощью АЦП. Полученные выборки сигнала буферизуются и передаются в ПК.

Для задания параметров работы прибора, запуска измерений, обработки и отображения информации было создано пользовательское программное обеспечение на языке программирования Python. Код выполнен в виде единого класса с соответствующими методами для выполнения типичных действий с радиолокатором и двухкоординатным сканером, таких как настройка необходимых параметров приемопередатчика и сканера, интерактивное позиционирование сканера, запуск сканирования, отображение исходных данных, сохранение данных в файл с выбором желаемого формата сохранения и т.п. Сессия с программным обеспечением начинается с запуска командной консоли Python, создания экземпляра класса устройства, последовательного вызова методов класса с целью:

начального интерактивного позиционирования сканера, задания параметров сканирования (области сканирования, шагов дискретизации, желаемой сетки частот), осуществления цикла сканирования, сохранения данных для последующего чтения программой обработки данных. После передачи команды начала эксперимента измерения и формирование файла с данными производится автоматически.

## **1.4 Оценка разрешающей способности голограммической радиолокационной системы**

Для регистрации радиоголограмм зондируемых объектов использовался принцип инверсной синтезированной апертуры: объект построчно перемещается вблизи неподвижно закрепленных антенн, в заданных точках осуществляется регистрация комплексной амплитуды рассеянного объектом поля. Методы восстановления радиоизображений рассмотрены в главе 2 данной работы. Практический интерес представляет задача определения наилучшего достижимого разрешения получаемых радиоизображений для заданных условий эксперимента, а также связанная с ней задача коррекции параметров планируемого эксперимента для получения радиоизображений с желаемым разрешением.

### **1.4.1 Оценка возможностей радиоголографического метода**

Радиоголографический метод используется для получения изображений объектов, расположенных в оптически непрозрачных средах с помощью микроволнового или СВЧ излучения. К микроволновому излучению относятся электромагнитные волны с частотами от 300 МГц до 300 ГГц с соответствующими длинами волн от 100 см до 0.1 см, разделяемые на L, S, C, X, Ku, K, Ka диапазоны. При распространении радиоволн в естественных средах происходит затухание как электрической, так и магнитной компонент электромагнитного поля. Для большинства реальных сред магнитными потерями можно пренебречь, считая относительную магнитную проницаемость  $\mu_r = 1$ . Однако следует учитывать тепловые потери, связанные с наличием электрической проводимости среды, и с релаксационной поляризацией, определяемой диэлектрической проницаемостью.

Пусть комплексная электрическая проводимость:  $\bar{\sigma} = \sigma' + j\sigma''$ , где  $\sigma'$ ,  $\sigma''$  — ее действительная и мнимая части; комплексная диэлектрическая проницаемость:  $\bar{\epsilon} = \epsilon' + j\epsilon''$ , где  $\epsilon'$ ,  $\epsilon''$  — ее действительная и мнимая части. Для описания свойств материала достаточно использовать  $\bar{\sigma}$  или  $\bar{\epsilon}$ , поскольку они связаны соотношением:  $\bar{\sigma} = j\omega\bar{\epsilon}$ , где  $\omega$  — циклическая частота электромагнитной волны,  $j$  — мнимая единица.

Плоская электромагнитная волна, распространяющаяся в диэлектрической среде с проводимостью в положительном направлении вдоль оси  $z$  декартовой системы координат с источником, расположенным в начале системы координат и началом распространения в момент времени  $t = 0$ , описывается уравнением [36]:

$$E(z, t) = E_0 e^{-\alpha z} e^{j(\omega t - \beta z)}, \quad (10)$$

где  $E_0$  — начальная амплитуда волны; первая экспонента выражает затухание волны,  $\alpha$  — коэффициент поглощения; вторая экспонента описывает распространение волны,  $\beta$  — фазовая константа. Также рассматривают величину  $n = \frac{c}{\omega}\beta = \frac{c}{v}$  — показатель преломления среды, где  $v$  — фазовая скорость распространения волны в среде;  $c$  — скорость света в вакууме [46].

Коэффициенты  $\alpha$ ,  $\beta$  являются мнимой и действительной компонентами волнового вектора [36]:

$$jk = \alpha + j\beta = j\omega \sqrt{\mu\epsilon' \left( 1 - j \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right)}, \quad (11)$$

откуда можно выразить коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$ :

$$\alpha = \omega \left[ \frac{\mu\epsilon'}{2} \sqrt{1 + \left( \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right)^2} - 1 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad \beta = \omega \left[ \frac{\mu\epsilon'}{2} \sqrt{1 + \left( \frac{\epsilon''}{\epsilon'} \right)^2} + 1 \right]^{\frac{1}{2}}, \quad (12)$$

где  $\mu$  — магнитная проницаемость среды.

Величину  $\operatorname{tg}\delta = \epsilon''/\epsilon'$  называют тангенсом угла потерь, и она используется при классификации сред по величине затухания в них электромагнитных волн. Однако приведенное соотношение справедливо только для сухих сред с малыми

потерями, во влажных и сильно поглощающих средах коэффициенты  $\alpha$  и  $\beta$  зависят от частоты сигнала, то есть, проводящие среды являются диспергирующими, и тангенс угла потерь определяется выражением [36]:

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\sigma' + \omega\epsilon''}{\omega\epsilon' - \sigma''}. \quad (13)$$

Для волны, испытывающей сильное затухание  $\operatorname{tg}\delta \gg 1$ , тогда  $\alpha \approx \beta = \omega \left[ \frac{\mu\epsilon'}{2} \operatorname{tg}\delta \right]^{\frac{1}{2}}$ . В общем случае, тангенс угла потерь в средах с сильным затуханием имеет высокие значения на низких частотах, минимальное значение на частоте порядка 0.1 ГГц, возрастает с увеличением частоты и достигает максимума на частоте порядка нескольких ГГц, оставаясь затем постоянным [36]. При этом коэффициент поглощения имеет сложную зависимость от температуры и влажности среды, в общем случае, при повышении температуры уменьшаются релаксационные диэлектрические потери, при повышении влажности релаксационные диэлектрические и потери, связанные с проводимостью, растут [36].

Расстояние  $d = 1/\alpha$ , на котором амплитуда волны убывает в  $e$  раз, называется толщиной скин-слоя и определяет глубину проникновения радиоволны в среду. В сильно проводящих средах  $\alpha \approx \beta \gg \omega/c$ , и, следовательно, глубина проникновения сигнала в среду:  $d \ll \lambda$  — меньше его длины волны. В работе [47] предложена приближенная формула, применяемая на практике для оценки толщины скин-слоя диэлектрика в высокочастотном поле:

$$d = \frac{\nu}{\omega \cdot \operatorname{tg}\delta}. \quad (14)$$

Как видно из (14), с увеличением частоты зондирующего сигнала глубина его проникновения в среду уменьшается. Следует также учитывать отражательную способность и эффективную площадь рассеяния искомых объектов, уровень шумов и помехозащищенность радиолокатора, поскольку эти параметры могут ухудшить оценку глубины проникновения сигнала, определяемую толщиной скин-слоя.

Для регистрации отраженного объектом сигнала в компактном голографическом локаторе, описанном в разделе 1.3, используется 16-разрядный АЦП, который имеет  $2^{16} = 65536$  градаций измеряемого сигнала в долях опорного напряжения АЦП.

Ослабление сигнала при распространении в среде можно выразить в децибелах через отношение принимаемой  $P_n$  и излучаемой  $P_0$  мощностей, либо через напряжение принимаемого  $U_n$  и излучаемого  $U_0$  сигналов:  $10\lg P_n/P_0 = 20\lg U_n/U_0$ . Видно, что при  $U_n = U_0$  ослабления сигнала не происходит, в другом предельном случае  $U_n = 1$ ,  $U_0 = 65536$ , и динамический диапазон АЦП получается равным 96 дБ. В оценке чувствительности метода следует учесть, что 1-2 разряда могут перекрываться шумами в СВЧ трактах, 1 разряд выделяется для хранения информации о знаке сигнала. Пусть на восстанавливаемом радиоизображении требуется различать 16 градаций амплитуды, отображаемой в псевдоцвете, что соответствует 4 разрядам АЦП, отведённым для значащих значений амплитуды измеряемого сигнала. На затухание сигнала в среде остается 10 разрядов АЦП или  $20\lg(2^{10}) = 60$  дБ. Таким образом, в среде с коэффициентом поглощения  $\alpha$  дБ/м на выбранной частоте максимальную глубину проникновения сигнала можно оценить как  $60 \cdot \alpha$  м.

Исследуемые в данной работе диэлектрические материалы, такие как ППУ и стеклопластик, обладают низкой электрической проводимостью. Так согласно [48], комплексная относительная диэлектрическая проницаемость ППУ теплоизоляции на частоте 10 ГГц:  $\bar{\varepsilon}_r = 1.05 - j0.003$ , мнимой составляющей можно пренебречь и считать  $\varepsilon_r \approx 1$  — как при распространении сигнала в воздухе. Благодаря малому затуханию волн в ППУ становится возможным его зондирование на высоких частотах.

#### **1.4.2 Ограничения на выбор пространственного и частотного шагов**

Пусть комплексная амплитуда рассеянной объектом электромагнитной волны зарегистрирована в некоторой плоскости  $(x, y)$ , отстоящей от объекта на

расстояние  $h$  по оси  $z$ , направленной вдоль направления зондирования. Уменьшение числа выборок за счет увеличения пространственного шага позволяет сократить объем экспериментальных данных, ускорить и упростить их сбор, передачу, хранение и обработку. Однако при определенной степени разреженности измеренного рассеянного поля восстановление радиоизображения объекта без искажений становится невозможным [22]. Основным ограничением при выборе пространственного шага сканирования является критерий Найквиста-Шеннона (теорема Котельникова), согласно которому непрерывный сигнал со спектром, ограниченным частотой  $f_{\max}$ , может быть однозначно восстановлен по своим дискретным отчетам, взятым с частотой, равной или большей  $2f_{\max}$ . Таким образом, два измерения комплексной амплитуды отраженного объектом сигнала будут удовлетворять критерию Найквиста-Шеннона, если их фазы отличаются менее чем на  $\pi$  радиан. Для двух положений приемопередающей антенны, разделенных шагом  $\Delta x$ , граничным будет являться случай расположения объекта вблизи поверхности сканирования, при этом изменение фазы принятых сигналов не будет превышать  $2k\Delta x$ , где двойка соответствует двойному пути сигналов от антенн к объекту и обратно. Тогда согласно критерию Найквиста-Шеннона должно выполняться условие:  $2k\Delta x < \pi$  или, в более привычной форме:  $\Delta x < \lambda/4$ , где  $\lambda$  — длина волны зондирующего сигнала. В большинстве реальных ситуаций объект располагается на некотором расстоянии от поверхности сканирования, и ширина диаграммы направленности антенны меньше  $180^\circ$ , поэтому полученное строгое ограничение на практике заменяют на следующее [5]:

$$\Delta x < \lambda/2. \quad (15)$$

Аналогичное ограничение налагается на шаг по частоте  $\Delta f$  при многочастотном зондировании. Изменению пространственной частоты  $\Delta k$  соответствует изменение фазы  $2\Delta kh_{\max}$ , где  $h_{\max}$  — максимальная глубина расположения объекта. Критерий Найквиста-Шеннона в этом случае будет иметь вид  $2\Delta kh_{\max} < \pi$  или

$$\Delta f < c/(4h_{\max}). \quad (16)$$

Выполнение указанных требований к выбору пространственного и частотного шагов обеспечивает однозначное восстановление сигнала по полученным экспериментальным или модельным данным.

#### 1.4.3 Поперечное и продольное разрешение голограммической радиолокационной системы

Оценку поперечного (линейного) разрешения вдоль каждого из направлений сканирования  $x, y$  можно получить, проведя оценку диапазона изменения значений волнового вектора в области пространственных частот [5]. Из дисперсионного соотношения для плоских электромагнитных волн следует:  $k_x^2 + k_y^2 + k_z^2 = (2k)^2$ , таким образом, волновой вектор ограничен в пространстве сферой радиуса  $2k$  и, кроме того, шириной диаграммы направленности приемопередающей антенны  $\theta_{DH}$ . На рис. 16 представлена проекция волнового вектора на плоскость  $(k_x, k_z)$ , прямоугольником условно обозначена приемопередающая антenna, плоскость сканирования в пространственной области совпадает с плоскостью  $(k_x, k_y)$ .

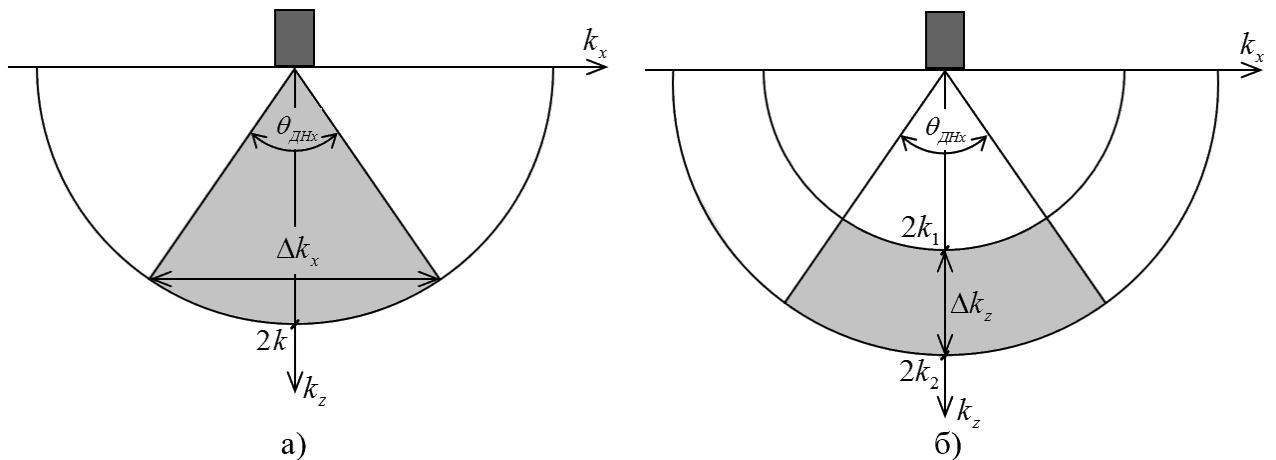


Рис. 16. Диапазон значений проекций волнового вектора:  
а — в поперечном направлении; б — в продольном направлении

Изменению волнового вектора  $\Delta k_x$  вдоль направления  $x$  в пространственной области соответствует импульс шириной  $\delta_x = 2\pi/\Delta k_x$ . Из рис. 16а видно, что  $\Delta k_x = 4k \sin(\theta_{DHx}/2)$ . Тогда поперечное разрешение голограммической РЛС вдоль выбранного направления оценивается по формуле:

$$\delta_x = \frac{\lambda}{4 \sin(\theta_{DHx}/2)}. \quad (17)$$

Данная оценка позволяет определить наилучшее достижимое поперечное разрешение вдоль оси  $x$ . В случае, когда просканирована относительно небольшая область пространства, и размер синтезированной апертуры вдоль выбранного направления меньше, чем ширина пятна засветки на глубине расположения объекта, в формуле (17) для оценки поперечного разрешения вместо угла  $\theta_{DH}$  следует использовать эффективный угол, определяемый размером регистрируемой апертуры и расстоянием до объекта —  $\theta_{CA}$ . Из рис. 17 видно, что угол, определяемый размером синтезированной апертуры  $\theta_{CAx}$ , при известных глубине расположения объекта  $h$  и размере зарегистрированной апертуры  $D_x$  вдоль направления  $x$  вычисляется как:

$$\theta_{CAx} = 2 \operatorname{arctg}(D_x/2h). \quad (18)$$

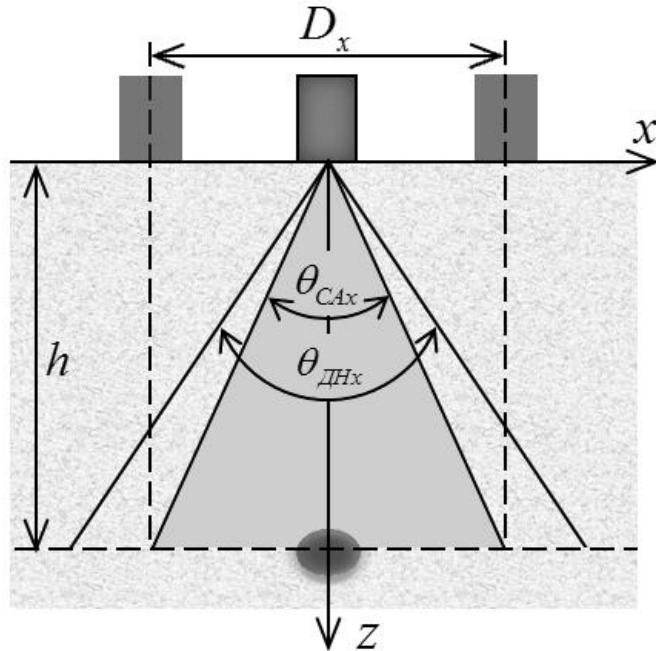


Рис. 17. Оценка поперечного разрешения по углу, определяемому размером синтезированной апертуры

Таким образом, для оценки поперечного разрешения голографической РЛС вдоль направления  $x(y)$  при зондировании сигналом с длиной волны  $\lambda$ , размере синтезированной апертуры  $D_x(D_y)$  и максимальной глубине расположения

искомых объектов  $h$  следует: 1) рассчитать угол, определяемый размером синтезированной апертуры  $\theta_{CA_x}$  ( $\theta_{CA_y}$ ), по формуле (18); 2) выбрать наименьший из углов  $\theta_{DH_x}$  ( $\theta_{DH_y}$ ) и  $\theta_{CAx}$  ( $\theta_{CAY}$ ); 3) для выбранного угла посчитать поперечное разрешение  $\delta_x$  ( $\delta_y$ ) по формуле (17). Для ускорения расчетов и исключения субъективных ошибок была создана программа на языке программирования Python, реализующая описанный метод. Эта программа позволяет автоматически: 1) рассчитать поперечное и продольное разрешения для задаваемых условий эксперимента; 2) вычислить необходимые значения параметров эксперимента, обеспечивающие желаемое разрешение.

Интересно отметить, что в предположении дальней зоны, когда расстояние до объекта намного больше размера апертуры:  $h \gg D_x$ , можно приближенно считать  $\operatorname{tg}(D_x/2h) \approx \sin(D_x/2h)$ ,  $\theta_{CAx} \approx 2\arcsin(D_x/2h)$ , и тогда формула (17) для оценки поперечного разрешения примет классический для радиолокации вид:

$$\delta_x = \frac{\lambda h}{2D_x}. \quad (19)$$

Однако в большинстве задач, решаемых подповерхностной радиолокацией, размер апертуры значительно больше расстояния до целей, измерения проводятся в ближней или промежуточной зонах, и формулу (17) упрощать не следует.

В случае многочастотных измерений в полосе частот  $f_1 \div f_2$  продольное разрешение можно оценить по изменению волнового вектора вдоль направления  $z$  —  $\Delta k_z$ . Из рис. 16б видно, что  $\Delta k_z = 2(k_2 - k_1)$ , чему в пространственной области соответствует импульс шириной  $\delta_z = 2\pi/\Delta k_z$ . Тогда продольное разрешение РЛС оценивается по формуле:

$$\delta_z = \frac{2\pi}{2(k_2 - k_1)} = \frac{c}{2(f_2 - f_1)}. \quad (20)$$

Таким образом, в данной работе предложен метод определения поперечного и продольного разрешения голограммической радиолокационной системы при заданных параметрах измерения.

## **1.5 Применение голограммического подповерхностного радиолокатора для неразрушающего контроля диэлектрических материалов и конструкций**

### **1.5.1 Неразрушающий контроль теплоизоляционных покрытий**

Широко используемые теплоизоляционные покрытие (ТИП) промышленных емкостей, цистерн и ракетных баков, как правило, представляющее собой слой пенополиуретана (ППУ), имеет толщину от 2 до 10 см. Пенополиуретан обладает высокими теплоизоляционными (коэффициент теплопроводности ППУ — 0.019–0.028 Вт/мК [12]) и шумопоглощающими свойствами и при этом низкой плотностью. Кроме ППУ в ряде случаев используется минеральная вата — 0.040–0.059 Вт/мК [12], но ее использование менее технологично, особенно в промышленных масштабах. В отличие от минеральной ваты ППУ обладает хорошими адгезивными свойствами, малым удельным весом, защищает металлические резервуары от коррозии и допускает нанесение на поверхности различной формы с выступающими креплениями, кранами и трубами. Теплоизоляционное покрытие из ППУ служит для поддержания оптимальной температуры при хранении и транспортировке нефтепродуктов в цистернах и трубопроводах, сжиженных газов, холодных и горячих жидкостей, при эксплуатации химических реакторов.

В ракетно-космической отрасли пенополиуретановое покрытие используется для теплоизоляции топливных баков, чтобы предотвратить выкипание криогенных компонент топлива и образования на внешней поверхности бака льда за счет конденсации атмосферной влаги, т.к. температура кипения для жидкого водорода составляет  $-253^{\circ}\text{C}$ , а для жидкого кислорода —  $-183^{\circ}\text{ C}$  [49]. Процедура предстартовой подготовки космических ракет к запуску может составлять от нескольких часов до нескольких суток. Образовавшийся за это время лед может во время старта отколоться от поверхности бака и повредить находящиеся ниже конструкции ракеты. Особенно это опасно для многоразовых аппаратов типа Space Shuttle и «Буран».

Дефекты ТИП, такие как отслоения, трещины и воздушные полости внутри ППУ, могут стать причиной нарушения температурного режима и гидроизоляции резервуара и привести к аварийной ситуации. Так, например, согласно отчету NASA о расследовании катастрофы челнока Space Shuttle Columbia [13], произошедшей 1 февраля 2003 года, причиной катастрофы было повреждение при взлете углерод-углеродного ТЗП левого крыла аппарата фрагментом ТИП внешнего топливного бака, оторвавшимся в месте его крепления к челноку, что привело к разрушению крыла при посадке. На рис. 18 [13] представлено фото челнока Space Shuttle Columbia, отмечены место крепления топливного бака к аппарату и кромка крыла, на которую пришелся удар фрагментом ТИП.



Рис. 18. Фотография челнока Space Shuttle Columbia

После катастрофы программа Space Shuttle по созданию космической транспортной системы с многоразовыми пилотируемыми кораблями была приостановлена на два года [14], задача диагностики ТИП стала острой проблемой на пути обеспечения надежности космических полетов. К 2005 году было проведено полное обследование ТИП топливного бака челнока, были проанализированы собранные данные об известных случаях отрыва теплоизоляционной пены, в том числе фото и видео материалы запусков кораблей, выполнена компьютерная симуляция и лабораторные тесты с образцами ТИП. В

результате были определены области топливного бака, наиболее подверженные риску отслоения ТИП, последующие шаттлы были оборудованы роботизированным манипулятором с камерой, позволявшим проводить осмотр ТЗП космического аппарата в космосе после взлета и перед посадкой.

Особое внимание было уделено этапу нанесения изоляционной пены, поскольку оно частично осуществляется вручную, была создана электронная информационная база для сохранения всей информации о каждом нанесении ТИП. В 2005 году состоялся первый запуск шаттла после катастрофы *Columbia*, во время взлета шаттла *Discovery* снова произошел отрыв фрагмента ТИП топливного бака, несмотря на то, что фрагмент не задел корпус корабля, программа *Space Shuttle* была приостановлена на год, а тесты ТИП возобновлены.

Другим реализованным многоразовым транспортным космическим кораблем был советский корабль «Буран», совершивший единственный полет 15 ноября 1988 года, в ходе которого была опробована система автоматической посадки [50]. Камеры, установленные на корабле, зафиксировали попадавшие и сгоравшие на лобовом остеклении фрагменты ТИП и пролетавшие мимо кабины корабля плитки ТЗП. Послеполетный анализ выявил повреждение менее ста и потерю десяти теплозащитных плиток корабля, в том числе потерю трех близкорасположенных плиток, приведшую к прогару крыла [50]. В месте прогара внутреннее пространство крыла было подвержено воздействию потоков плазмы, что при более длительном воздействии могло привести к аварии корабля.

Возможность использования микроволновых методов для визуализации дефектов теплоизоляционных покрытий была показана в ряде современных отечественных и зарубежных публикаций [18–20].

### **1.5.2 Неразрушающий контроль композитных материалов**

Композитные материалы (КМ) — это материалы, состоящие из двух и более компонентов и обладающие новыми заданными свойствами, отличными от суммарных свойств отдельных составляющих [11]. КМ состоят из армирующего наполнителя и связующей матрицы, классифицируются по материалу матрицы,

либо наполнителя. Введение наполнителя приводит к улучшению таких свойств материалов, как теплостойкость, теплопроводность, износостойкость, прочность, жесткость, дешевизна и другие [11].

Так для упрочнения различных пластиков используется стекловолокно. Стеклопластики применяются в ракето- и самолетостроении в различных литьих и сотовых конструкциях: для изготовления обшивки и фюзеляжа, создания обтекателей, в жилищном строительстве — для производства конструкций, дверей и окон, а также для изготовления различных емкостей, трубопроводов, корпусов, печатно-наборных плат и т. д. [11]. Внутренние дефекты в изделиях из стеклопластика снижают прочность в процессе эксплуатации и могут привести к их разрушению. Важным свойством стеклопластиков является прозрачность для радиоволн, открывающая возможность их диагностики с помощью радиолокатора.

### **1.5.3 Неразрушающий контроль строительных конструкций**

В настоящее время подповерхностный радиолокатор является одним из основных инструментов диагностики дорожных покрытий, мостов, туннелей и других строительных конструкций [36], которые в виду высокого коэффициента поглощения относятся к средам с односторонней поверхностью. Импульсные радиолокаторы позволяют по изменению скорости распространения сигнала выделять слои с различными диэлектрическими проницаемостями и проводимостями и обнаруживать контрастные включения, они используются для определения состояния асфальтового покрытия, обнаружения внутренних трещин и проникновения влаги в конструкции, контроля целостности арматуры.

Радиолокаторы с непрерывным излучаемым сигналом используются для визуализации пространственного расположения коммуникаций, включающих сети электро-, тепло- и водоснабжения, дефектов строительных конструкций [51]. Задача восстановления пространственного распределения неоднородностей по измерениям рассеянного поля является некорректной, и существует неоднозначность одновременного определения размеров объектов и расстояния до них. Так при зондировании стен с заложенной арматурой возможно либо измерение

толщины защитного слоя бетона при известном диаметре арматуры, либо определение диаметра арматуры при известных параметрах армирования. В работах [24, 52] был предложен метод определения диаметра арматуры при неизвестном расстоянии до нее на основе измерений в скрещенных поляризациях. С помощью численного моделирования и экспериментальных исследований с образцами арматуры в воздухе и бетоне, рис. 19, было показано, что диаметр арматуры определяет изменение фазы рассеянного проводящим цилиндром поля при измерениях в скрещенных поляризациях на резонансной частоте, когда на окружности цилиндра укладывается целое число длин волн падающего поля.

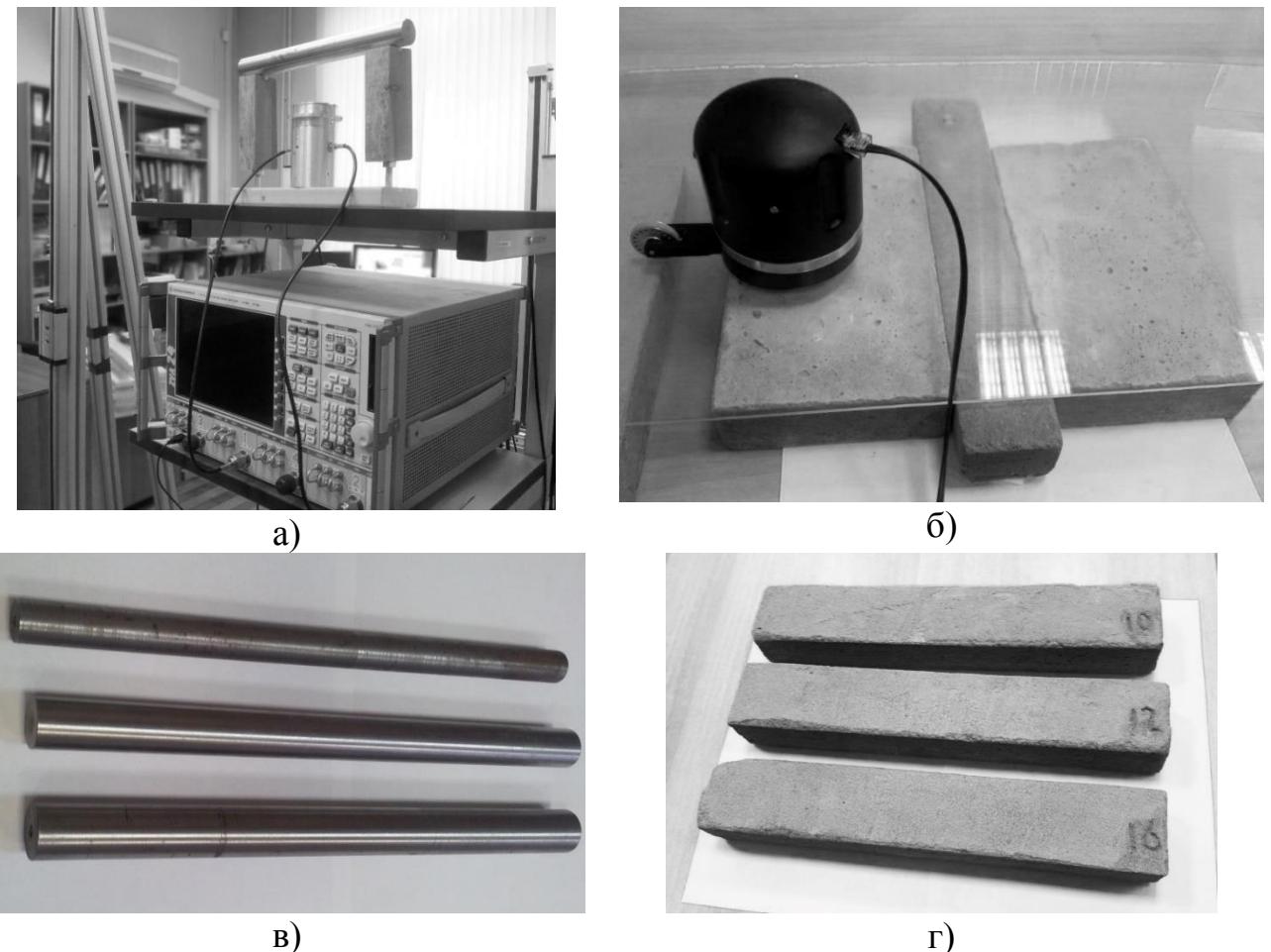


Рис. 19. Эксперименты по измерению диаметра арматуры:  
 а — в воздухе с помощью ВАЦ в полосе частот 2.8–3.8 ГГц;  
 б — в бетоне с помощью радиолокатора «Раскан» в полосе 6.4–6.8 ГГц;  
 в — образцы арматуры диаметром 18, 24, 28 мм;  
 г — образцы арматуры диаметром 10, 12, 16 мм в бетоне

В таблице 5 приведены результаты определения диаметра арматуры описанным методом.

Таблица 5. Результаты измерения диаметра арматуры радиолокационным методом

В воздухе	$d$ , мм	18	24	28	Средняя относительная погрешность 8%
	$d_{\text{эксп}}$ , мм	18	20	26	
В бетоне ( $\epsilon_r = 3$ )	$d$ , мм	10	12	16	Средняя относительная погрешность 25%
	$d_{\text{эксп}}$ , мм	12	10	22	

Высокая относительная погрешность определения диаметра арматуры, помещенной в бетон, связана с тем, что при расчетах скорости распространения сигнала в бетоне использовалось табличное значение относительной диэлектрической проницаемости бетона —  $\epsilon_r = 3$ , для повышения точности возможно использование экспериментально измеренных значений. В работе [23] предложен радиоголографический метод измерения диэлектрической проницаемости, основанный на измерении амплитуды отраженного сигнала в двух опытах: холостого хода и короткого замыкания, и последующем вычислении коэффициента отражения сигнала от поверхности диагностируемой среды.

#### 1.5.4 Обзор методов неразрушающего контроля диэлектрических покрытий

Современные методы НК включают в себя оптические, радиационные, акустические, тепловые, радиолокационные и шерографию. Наиболее перспективным методом НК диэлектрических материалов и конструкций с односторонним доступом является радиолокационный, поскольку остальные методы имеют ряд недостатков.

Визуальный или визуально-оптический осмотр (с применением усиливающих оптических средств) проводится до применения других методов НК и позволяет выявлять поверхностные дефекты, контролировать геометрическую форму и размеры исследуемых объектов. Для выявления внутренних дефектов необходимо использовать другие методы НК.

К радиационным методам НК относятся рентгенография и компьютерная рентгеновская томография, преимуществом которых является возможность получать изображения внутренней структуры объектов с высоким разрешением [16]. Однако для использования рентгеновского излучения необходим двухсторонний доступ к исследуемой поверхности, получение которого может быть затруднено или невозможно, рентгеновское оборудование дорогостоящее, громоздкое и требует дополнительных мер безопасности из-за ионизирующих свойств излучения.

Акустические методы НК позволяют выявлять как наружные, так и внутренние дефекты в таких различных по свойствам материалах, как металлы и КМ на полимерной матрице [53]. Однако для НК слоистых и пористых материалов использование ультразвуковых волн неэффективно из-за их множественных внутренних переотражений и сильного затухания в неоднородностях. К таким материалам относятся, в том числе, ППУ и сотовые панели из стеклопластика [15, 16].

Тепловые методы контроля позволяют осуществлять неразрушающий контроль протяженных поверхностей, тепловизионная съемка используется при диагностике тепловых сетей с ППУ теплоизоляцией [54]. Однако из-за диффузионного распространения тепла они имеют малую точность определения размеров и формы дефектов [17].

Шерография или сдвиговая спекл-интерферометрия используется для НК КМ, основана на сравнении двух интерферограмм от облучения поверхности объекта лазером, записанных до и после некоторого воздействия на объект. Таким воздействием может являться нагрев, создание области с повышенным или пониженным давлением, акустическое или вибрационное воздействие. Преимуществом данного метода является низкий уровень помех и высокая скорость получения изображений [55]. Шерография является контактным и косвенным методом обнаружения дефектов, одним из недостатков является сложность интерпретации получаемых данных, так, например, невозможно различить дефекты, заслоняющие друг друга в объеме [16]. Другой недостаток

метода — риск повреждения объекта при воздействии, поэтому он неприменим для НР ППУ покрытий.

В виду этого становится актуальным применение радиолокационных методов контроля, позволяющих использовать компактные приборы с приемной и передающей антеннами, расположенными с одной стороны зондируемой поверхности, допускающие установку на различные сканирующие модули и регистрирующие данные в реальном масштабе времени. Микроволновое излучение является неионизирующим, хорошо проникает в материалы с низкой электрической проводимостью и позволяет получать радиоизображения внутренней структуры с высоким разрешением несмотря на присутствие металлической подложки, неоднородностей и слабого диэлектрического контраста дефектов.

## **1.6 Формальная постановка задачи разработки методов восстановления радиоголограмм для неразрушающего контроля диэлектрических материалов и конструкций с односторонним доступом**

В данной работе решается задача разработки комплексного метода математической обработки экспериментально измеренных радиоголограмм, позволяющего:

- восстанавливать радиоизображения внутренней структуры зондируемых сред и конструкций с заданным продольным и поперечным разрешением;
- качественно улучшить контрастность и четкость получаемых радиоизображений;
- автоматизировать определение глубины расположения объектов и фокусировку измеряемых комплексных радиоголограмм;
- автоматизировать поиск объектов на восстановленных радиоизображениях.

Разработанный комплексный метод обработки протестирован на данных численной модели и экспериментально измеренных радиоголограммах, полученных для тестовых объектов и образцов ППУ ТИП, и учитывает такие особенности решаемой задачи, как слабый диэлектрический контраст дефектов и

изоляционного материала, наличие несущей металлической поверхности и большой объем экспериментальных данных. По результатам тестирования разработанный метод включен в программно-аппаратный комплекс компактного голографического локатора, предназначенного для неразрушающего контроля диэлектрических материалов и конструкций.

## **1.7 Выводы по главе 1**

В первой главе раскрыты принципы подповерхностной радиолокации и устройства голографической радиолокационной системы.

Описаны экспериментальные установки на основе векторного анализатора цепей (10 МГц – 24 ГГц) и компактного голографического радиолокатора (22.2–26.2 ГГц), с помощью которых получены данные, используемые в данной работе.

Предложен метод определения поперечного и продольного разрешения голографической радиолокационной системы при заданных параметрах измерения, используемый при планировании экспериментальных исследований.

На основе литературных данных показано, что в настоящее время актуальной задачей является неразрушающий контроль диэлектрических материалов и конструкций с односторонним доступом, используемых в различных отраслях промышленности, где другие методы контроля неприменимы или имеют существенные недостатки.

Сформулирована задача разработки методов обработки данных радиоголографического локатора для диагностики диэлектрических материалов и конструкций с односторонним доступом.

## Глава 2. Разработка и тестирование методов одночастотного и широкополосного восстановления радиоголограмм

Для классификации сигналов по ширине частотного диапазона в радиолокации используют показатель широкополосности, определяемый соотношением [56]:

$$\mu = \frac{\Delta f}{f_0} = 2 \frac{f_{\max} - f_{\min}}{f_{\max} + f_{\min}}, \quad (21)$$

где  $f_0$ ,  $f_{\min}$ ,  $f_{\max}$  — средняя, минимальная и максимальная частоты;  $\Delta f$  — ширина полосы частот излучаемого сигнала.

По современному определению, установленному Федеральной комиссией связи США в 2002 году [57], при значении показателя широкополосности  $\mu \leq 0.01$  сигнал относят к узкополосным, при  $0.01 < \mu < 0.2$  — к широкополосным, при  $0.2 \leq \mu < 2$  — к сверхширокополосным.

В данной работе измерения проводились с помощью голографического радиолокатора с рабочим диапазоном частот от 22.2 до 26.2 ГГц, что, согласно (21), соответствует  $\mu = 0.16$  — широкополосному сигналу.

### 2.1 Теоретические основы распространения и дифракции радиоволн

Падающая радиоволна наводит на поверхности облучаемого объекта токи проводимости (в проводнике) или токи смещения (в диэлектрике), которые становятся источниками вторичного излучения в различных направлениях. Рассеянное объектами поле в обратном облучению направлении измеряется приемной антенной. Для описания распространения электромагнитных волн в пространстве можно использовать скалярную теорию дифракции Релея-Зоммерфельда, т. е. рассматривать только скалярную амплитуду поперечной компоненты электрического поля, игнорируя связь различных компонент электрического и магнитного полей уравнениями Максвелла [58]. Пусть возмущение в точке, заданной координатным вектором  $\vec{r}(x, y, z)$ , в момент

времени  $t$  описывается скалярной функцией поля монохроматической волны  $u(\vec{r}, t)$  [59]:

$$u(\vec{r}, t) = U(\vec{r}) \cos[2\pi\omega t + \varphi(\vec{r})], \quad (22)$$

где  $U(\vec{r})$  — амплитуда волны в точке  $\vec{r}$ ;  $\varphi(\vec{r})$  — соответственно фаза волны в точке  $\vec{r}$ ;  $\omega$  — частота.

Если действительная функция возмущения описывает электромагнитную волну, то в каждой точке, где нет источников, она должна удовлетворять скалярному волновому уравнению:

$$\Delta u(\vec{r}, t) - \frac{1}{c^2} \frac{\partial^2 u(\vec{r}, t)}{\partial t^2} = f(\vec{r}, t), \quad (23)$$

для реальных полей  $f(\vec{r}, t)$  или равно нулю в случае однородного уравнения, или такое, что допускает разделение переменных, тогда решение волнового уравнения может быть представлено в виде:

$$u(\vec{r}, t) = T(t) \cdot E(x, y, z), \quad (24)$$

где  $T(t)$  — часть, зависящая только от времени;  $E(x, y, z)$  — часть, зависящая только от пространственных координат.

Тривиальное решение по времени для гармонических источников имеет вид:  $T(t) = e^{i\omega t}$ , при дальнейших выкладках оно будет считаться известным и не записываться. Тогда определение комплексной функции  $E(\vec{r})$  достаточно для описания возмущения, эта функция должна удовлетворять не зависящему от времени уравнению, называемому уравнением Гельмгольца или приведенным волновым уравнением:

$$\Delta E(\vec{r}) + k^2 E(\vec{r}) = 0. \quad (25)$$

Для описания дифракционного поля, рассеянного объектом, используется метод Кирхгофа, являющийся математическим обобщением принципа Гюйгенса-Френеля, согласно которому поле в некоторой точке пространства есть результат интерференции полей, создаваемых токами, сосредоточенными в каждом элементе поверхности объекта, которые можно рассматривать как элементарные

электрические вибраторы [46], [60]. Решение скалярного уравнения Гельмгольца (25) в этом случае можно представить следующим образом:

$$E(\vec{r}) = \iiint_V J(\vec{r}') G(\vec{r}, \vec{r}') d\vec{r}',$$

где  $\vec{r}$  — вектор из начала координат в точку измерения рассеянного объектом поля;  $\vec{r}'$  — координатный вектор точечного источника на объекте;  $V$  — весь рассматриваемый объем пространства;  $J(\vec{r}')$  — плотность поверхностных токов на объекте;  $G(\vec{r}, \vec{r}')$  — функция точечного источника или функция Грина, удовлетворяющая уравнению:  $\Delta G(\vec{r}, \vec{r}') + k^2 G(\vec{r}, \vec{r}') = -\delta(\vec{r}, \vec{r}')$ , а также принципу излучения и граничным условиям для конкретной задачи. В случае изотропного однородного пространства функция Грина равна  $G(\vec{r}, \vec{r}') = \exp(ik|\vec{r} - \vec{r}'|)/(4\pi|\vec{r} - \vec{r}'|)$  и описывает сферическую волну, расходящуюся от точечных источников на поверхности объекта.

При решении обратной задачи теории дифракции радиоволн по известному рассеянному полю ищется распределение рассеивающих неоднородностей в пространстве. Для описания распределения объектов используется функция контраста:  $\tau(\vec{r}') = (\varepsilon(\vec{r}') - \varepsilon_m) - i \frac{\sigma(\vec{r}') - \sigma_m}{\omega \varepsilon_0}$ , где  $\varepsilon(\vec{r}')$ ,  $\sigma(\vec{r}')$  — диэлектрическая проницаемость и электрическая проводимость материала объекта в точке  $\vec{r}'$ ;  $\varepsilon_m$  — диэлектрическая проницаемость и электрическая проводимость зондируемой среды;  $\varepsilon_0$  — электрическая постоянная. Функция контраста показывает, насколько электрические свойства объекта отличаются от свойств окружающей его среды. В борновском приближении однократного рассеяния, без учета переотражений волн между точечными источниками, на которые разбивается объект, плотность поверхностных токов на объекте связана с первичным облучающим полем  $E_0(\vec{r}')$  через функцию контраста:  $J(\vec{r}') = i\omega\varepsilon_m\tau(\vec{r}')E_0(\vec{r}')$ . Приближение однократного рассеяния справедливо для слабоконтрастных

объектов, а также в случаях, когда объекты разнесены на значительное расстояние, и многократными отражениями можно пренебречь.

## **2.2 Радиоголографический метод восстановления двухмерных радиоизображений на основе одночастотных измерений комплексной амплитуды рассеянного поля**

### **2.2.1 Метод согласованной пространственной фильтрации**

Пусть рассматриваемая пространственная область разбита на равномерную ортогональную сетку  $(x, y, z)$ , регистрируемая радиоголограмма  $E(x, y, 0)$  представляет собой комплексную амплитуду электромагнитного поля с частотой  $f$ , измеренную в плоскости  $z = 0$ . Исследуемый объект расположен в плоскости  $z = d$ , параллельной плоскости сканирования. В скалярном приближении однократного рассеяния объект можно представить как множество изотропных точечных рассеивателей, описываемое трехмерной скалярной функцией отражения  $\rho(x', y', d)$ , где  $x'$ ,  $y'$  — значения координат  $x$ ,  $y$  в точках объекта. Восстановление распределения рассеивателей в пространстве или фокусировка радиоголограммы относится к обратным задачам теории дифракции. Одним из эффективных методов решения является описанный далее метод пространственно-согласованной фильтрации или метод обратного распространения [61, 5], изначально разработанный для акустической голограммы [62] и основанный на принципах Фурье-оптики [59].

Регистрируемая радиоголограмма представляет собой суперпозицию полей точечных рассеивателей:

$$E(x, y, 0) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \rho(x', y', d) \exp\left(-i2k\sqrt{(x' - x)^2 + (y' - y)^2 + d^2}\right) dx' dy', \quad (26)$$

где  $k = 2\pi f \sqrt{\varepsilon}/c$  — волновой вектор;  $\varepsilon$  — диэлектрическая проницаемость зондируемой среды;  $\sqrt{(x' - x)^2 + (y' - y)^2 + d^2}$  — расстояние от каждого положения приемопередатчика  $(x, y, 0)$  в выбранной области сканирования до каждой точки объекта  $(x', y', d)$ . В выражении (26) не учитывается уменьшение амплитуды при

распространении и отражении волны, так как для фокусировки радиоголограммы достаточно точно определить фазовые соотношения. Сферические волны, переотраженные точечными рассеивателями, можно представить в виде суперпозиции плоских волн:

$$\begin{aligned} & \exp\left(-i2k\sqrt{(x'-x)^2 + (y'-y)^2 + d^2}\right) = \\ & = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-i(k_x(x'-x) + k_y(y'-y) + k_z d)\right) dk_x dk_y, \end{aligned} \quad (27)$$

где  $k_x$ ,  $k_y$ ,  $k_z = \sqrt{4k^2 - k_x^2 - k_y^2}$  — соответствующие компоненты волнового вектора. При подстановке данного разложения в выражение (26) становится возможным вынесение из-под знака интегрирования по  $dx'$ ,  $dy'$  независимых переменных:

$$\begin{aligned} E(x, y, 0) = & \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \rho(x', y', d) \exp\left(-i(k_x x' + k_y y')\right) dx' dy' \times \right. \\ & \left. \times \exp\left(i(k_x x + k_y y)\right) \cdot \exp(-ik_z d) \right] dk_x dk_y. \end{aligned} \quad (28)$$

Видно, что полученное выражение представляет собой последовательное применение прямого двухмерного преобразования Фурье, пространственно-согласованной фильтрации и обратного двухмерного преобразования Фурье к функции отражательной способности объекта  $\rho(x', y', d)$ :

$$E(x, y, 0) = IFFT_2 [FFT_2(\rho(x', y', d)) \cdot \exp(-ik_z d)], \quad (29)$$

$$\text{где } FFT_2[f(x, y)] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x, y) \cdot \exp\left(-i(k_x x + k_y y)\right) dx dy$$

— прямое двумерное преобразование Фурье от произвольной функции  $f(x, y)$ ;

$$IFFT_2[F(k_x, k_y)] = \frac{1}{(2\pi)^2} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} F(k_x, k_y) \cdot \exp\left(i(k_x x + k_y y)\right) dk_x dk_y$$

— обратное двумерное преобразование Фурье от произвольного частотного спектра  $F(k_x, k_y)$ .

Из выражения (29) легко выразить исковую функцию  $\rho(x', y', d)$ :

$$\boxed{\rho(x', y', d) = \text{IFFT}_2 [FFT_2(E(x, y, 0)) \cdot \exp(ik_z d)]}. \quad (30)$$

Промежуточные выражения:

$$F(k_x, k_y, 0) = \boxed{FFT_2 [E(x, y, 0)] = FFT_2 [\rho(x', y', d)] \cdot \exp(-ik_z d)},$$

$$F(k_x, k_y, d) = \boxed{FFT_2 [\rho(x', y', d)] = FFT_2 [E(x, y, 0)] \cdot \exp(ik_z d)},$$

где  $F(k_x, k_y, 0)$  — частотный спектр измеренного поля в плоскости  $z=0$ ,  $F(k_x, k_y, d)$  — частотный спектр в плоскости расположения объекта  $z=d$ , представляют собой суть метода обратного распространения или пространственно-согласованной фильтрации: поскольку распространение волны можно представить как интеграл свёртки по пространственным координатам поля волны и функции фильтра свободного пространства, то в спектре плоских волн интегрирование представлено в виде умножения. В рассматриваемой схеме локационного зондирования с моностатической конфигурацией фазовый множитель имеет вид:  $\exp(ik_z d)$  и учитывает изменение фазы плоской волны, характеризуемой вектором распространения  $k$ , при прохождении заданного расстояния  $d$ , называемого глубиной фокусировки.

Итоговая блок-схема метода восстановления двухмерных радиоизображений на основе радиоголограмм, зарегистрированных на одной частоте, показана на рис. 20.

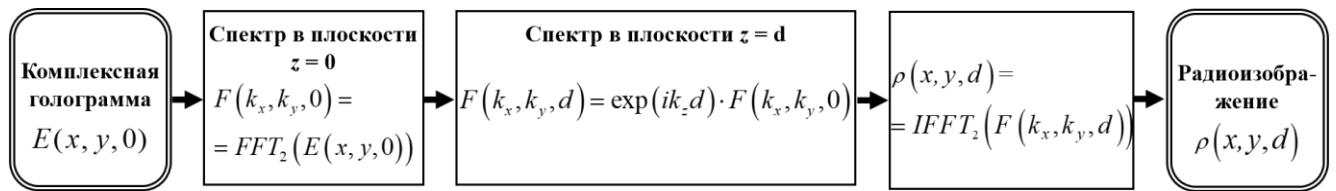


Рис. 20. Блок-схема метода восстановления радиоголограмм на основе одночастотных измерений

Результат визуализации  $\rho(x', y', d)$  представляет собой радиоизображение сцены зондирования в плоскости  $z = d$ .

### 2.2.2 Метод винеровской деконволюции

Другой подход к восстановлению радиоголограмм — использование методов теории обработки сигналов. Воздействие аддитивного шума на линейную систему может быть смоделировано в пространственной области как свёртка ядра искажающего оператора с сигналом с добавление аддитивного шума [63]. В случае восстановления радиоизображения точечного источника в качестве искомого полезного сигнала будет рассматриваться электромагнитное поле, создаваемое источником в пределах области сканирования  $(x, y)$  на расстоянии  $d$  от антенны —  $p(x, y, d)$ . Роль линейной системы с искажающей функцией  $g(x, y, d)$  играет свободное пространство, в котором распространяется плоская волна, проходя расстояние  $d$  от источника до плоскости регистрации  $z = 0$ . Возникновение аддитивного шума  $n(x, y)$  может быть связано с помехами в антенно-фидерном тракте радиолокационной системы, с наличием маскирующих полезный сигнал отражений от неоднородностей в исследуемых образцах и др. Модель искажения измеренного сигнала  $f(x, y, 0)$  может быть представлена следующей формулой:

$$f(x, y, 0) = g(x, y, d) * p(x, y, d) + n(x, y), \quad (31)$$

где  $*$  — обозначение операции двумерной свертки (конволюции). На основании теоремы о свертке данное выражение представляется в частотной области как произведение Фурье-спектра искомого сигнала  $P(k_x, k_y, d)$  и спектра искажающей функции  $G(k_x, k_y, d)$  с последующим добавлением спектра шума  $N(k_x, k_y)$ :

$$F(k_x, k_y, 0) = G(k_x, k_y, d) \cdot P(k_x, k_y, d) + N(k_x, k_y), \quad (32)$$

где  $k_x, k_y$  — пространственные частоты, соответствующие координатам  $x, y$ .

Для оценки искажающей функции обычно используются экспериментальные измерения импульсного отклика системы при известных параметрах входного сигнала или математическое моделирование на основе известных физических принципов поведения системы. В случае распространения плоской электромагнитной волны вдоль оси  $z$  от точечного источника до плоскости регистрации  $z=0$  математической моделью спектра искажающей функции будет:

$$G(k_x, k_y, d) = \exp(-ik_z d), \quad (33)$$

где  $k_z$  — пространственная частота, соответствующая координате  $z$ ; знак минус показывает, что распространение волны происходит против положительного направления оси  $z$ .

При отсутствии аддитивного шума для восстановления неискаженного сигнала используется инверсная фильтрация:

$$\tilde{P}(k_x, k_y, d) = \frac{F(k_x, k_y, 0)}{G(k_x, k_y, d)}, \quad (34)$$

где  $\tilde{P}(k_x, k_y, d)$  — приближенное значение Фурье-спектра искомого сигнала.

Если же в системе присутствуют источники аддитивного шума, инверсная фильтрация выглядит следующим образом:

$$\tilde{P}(k_x, k_y, d) = P(k_x, k_y, d) + \frac{N(k_x, k_y)}{G(k_x, k_y, d)}. \quad (35)$$

Недостатком такого метода является неустойчивость решения, когда  $G(k_x, k_y, d)$  принимает нулевые и близкие к нулевым значения, и второе слагаемое становится больше искомого сигнала.

Для корректного учета аддитивного шума при восстановлении сигнала  $p(x, y, d)$  используется винеровская фильтрация, разработанная Н. Винером в начале 1940-х годов, в которой находится оценка сигнала  $\tilde{p}(x, y, d)$ , минимизирующая среднеквадратическое отклонение (СКО)  $s$  этих величин:

$$s = \sqrt{\frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (p_i - \tilde{p}_i)^2}, \quad (36)$$

где  $n$  — число выборок сигнала. Минимум этого отклонения достигается на функции, задаваемой в частотной области выражением:

$$\tilde{P}(k_x, k_y, d) = \frac{G^*(k_x, k_y, d)}{|G(k_x, k_y, d)|^2 + K} \cdot F(k_x, k_y, 0), \quad (37)$$

где  $K$  — параметр регуляризации, равный величине, обратной соотношению сигнал-шум:  $K = 1/SNR = S_n(k_x, k_y)/S_p(k_x, k_y, d)$ , где  $S_n(k_x, k_y) = |N(k_x, k_y)|^2$  — энергетический спектр шума,  $S_p(k_x, k_y, d) = |P(k_x, k_y, d)|^2$  — энергетический спектр неискаженного сигнала. Использование винеровской фильтрации для решения задачи деконволюции (обратной свертки) называется винеровской деконволюцией.

Поскольку на практике спектры неискаженного сигнала и шума часто неизвестны,  $K$  заменяется константой, подбираемой эмпирически. Другим схожим методом восстановления сигнала является фильтрация по Тихонову (фильтрация методом минимизации сглаживающего функционала со связью) при этом параметр регуляризации равен  $K = \gamma |L(k_x, k_y)|^2$ , где  $L(k_x, k_y)$  — двумерное Фурье-преобразование оператора Лапласа,  $\gamma$  — эмпирически подбираемый параметр [64].

После восстановления спектра сигнала по формуле (37) для возвращения в пространственную область используется обратное двумерное преобразование Фурье:

$$\tilde{p}(x, y, d) = IFFT_2[\tilde{P}(k_x, k_y, d)],$$

где  $\tilde{p}(x, y, d)$  — приближенное распределение рассеивающих неоднородностей в плоскости  $z = d$ , его визуализация представляет собой радиоизображение сцены зондирования в данной плоскости.

Сравним восстановленные методом винеровской деконволюции радиоизображения, рис. 21, для смоделированных на языке Python радиоголограмм с различными значениями соотношения сигнал-шум, вычисляемого по формуле:

$$SNR_{dB} = 10 \log_{10} \frac{\sum_x \sum_y (f_{x,y})^2}{\sum_x \sum_y (f_{x,y} - \tilde{f}_{x,y})^2}, \quad (38)$$

где  $f_{x,y}$  — элементы незашумленного сигнала,  $\tilde{f}_{x,y}$  — элементы сигнала после добавления гауссовского шума.

В верхнем ряду на рис. 21 приведены результаты моделирования поля частотой 10 ГГц, вычисленного в области  $500 \times 500$  мм с шагом между измерениями 2.5 мм вдоль обоих направлений  $x$  и  $y$ , рассеянного точечным объектом, расположенным в середине области на расстоянии 100 мм от плоскости измерений. В нижнем ряду на рис. 21 показаны радиоизображения точечного объекта, восстановленные методом винеровской деконволюции, видно, что они достаточно устойчивы к аддитивному шуму.

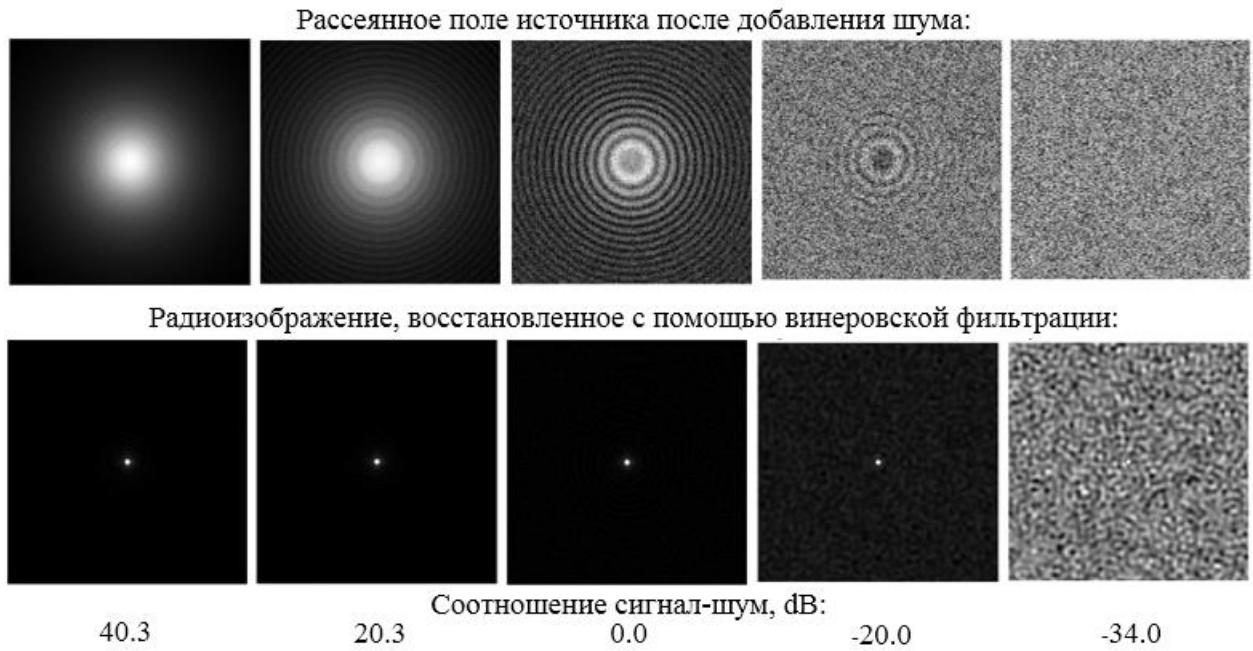


Рис. 21. Радиоизображения, восстановленные винеровской деконволюцией из зашумленных данных

Изложенный подход к восстановлению радиоголограмм удобно использовать при необходимости моделирования воздействия различных шумов. Он также может быть модифицирован в итеративный метод винеровской деконволюции, в общем случае представляющий собой итерационный процесс, на первом шаге которого для начального приближения функции искажения восстанавливается

радиоизображение, на последующих шагах производится уточнение этой функции по полученному ранее радиоизображению. По сложности вычислений и разрешению восстанавливаемых радиоизображений метод винеровской деконволюции не дает выигрыша по сравнению с методом обратного распространения, поскольку оба метода основаны на быстром преобразовании Фурье.

### **2.3 Радиоголографический метод восстановления трехмерных радиоизображений на основе широкополосных измерений комплексной амплитуды рассеянного поля**

В случае проведения измерений в широкой полосе частот метод обратного распространения можно модернизировать. Используя те же обозначения, что и в двухмерном случае, и также — скалярное приближение однократного рассеяния, исследуемый объект можно представить как множество изотропных точечных рассеивателей с отражательной способностью  $\rho(x', y', z')$ , где  $x'$ ,  $y'$ ,  $z'$  — значения координат  $x$ ,  $y$ ,  $z$  в точках объекта. Регистрируемая на каждой из частот  $f$  в выбранной широкой полосе зондирования радиоголограмма представляет собой суперпозицию полей точечных рассеивателей:

$$E(x, y, f) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \rho(x', y', z') \exp\left(-i2k\sqrt{(x'-x)^2 + (y'-y)^2 + (z'-d)^2}\right) dx' dy' dz', \quad (39)$$

где  $d$  задает перемещение вдоль  $z$  восстанавливаемого объема относительно плоскости измерения. Представление сферических волн, переотраженных точками на объекте, в виде суперпозиции плоских волн примет вид:

$$\begin{aligned} & \exp\left(-i2k\sqrt{(x'-x)^2 + (y'-y)^2 + (z'-d)^2}\right) = \\ & = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \exp\left(-i(k_x(x'-x) + k_y(y'-y) + k_z(z'-d))\right) dk_x dk_y. \end{aligned} \quad (40)$$

При подстановке данного разложения в выражение (39) и вынесении независимых переменных из-под знака интегрирования получим:

$$\begin{aligned}
E(x, y, f) = & \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \left[ \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \rho(x', y', z') \exp(-i(k_x x' + k_y y' + k_z z')) dx' dy' dz' \times \right. \\
& \left. \times \exp(i(k_x x + k_y y)) \cdot \exp(ik_z d) \right] dk_x dk_y.
\end{aligned} \tag{41}$$

Видно, что данное выражение представляет собой последовательное применение прямого трехмерного преобразования Фурье, пространственно-согласованной фильтрации и обратного двухмерного преобразования Фурье к функции отражательной способности объекта  $\rho(x', y', d)$ :

$$E(x, y, f) = IFFT_2 \left[ FFT_3(\rho(x', y', z')) \cdot \exp(ik_z d) \right], \tag{42}$$

$$\text{где } FFT_3 \left[ f(x, y, z) \right] = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} f(x, y, z) \cdot \exp(-i(k_x x + k_y y + k_z z)) dx dy dz$$

— прямое трехмерное преобразование Фурье от произвольной функции  $f(x, y, z)$ .

Из выражения (42) легко получить исковую функцию  $\rho(x', y', z')$ :

$$\boxed{\rho(x', y', z') = IFFT_3 \left[ FFT_2(E(x, y, f)) \cdot \exp(-ik_z d) \right]}, \tag{43}$$

$$\text{где } IFFT_3 \left[ F(k_x, k_y, k_z) \right] = \frac{1}{(2\pi)^3} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} F(k_x, k_y, k_z) \cdot \exp(i(k_x x + k_y y + k_z z)) dk_x dk_y dk_z$$

— обратное трехмерное преобразование Фурье от произвольного частотного спектра  $F(k_x, k_y, k_z)$ .

Блок-схема метода восстановления трехмерных радиоизображений на основе широкополосных измерений показана на рис. 22.

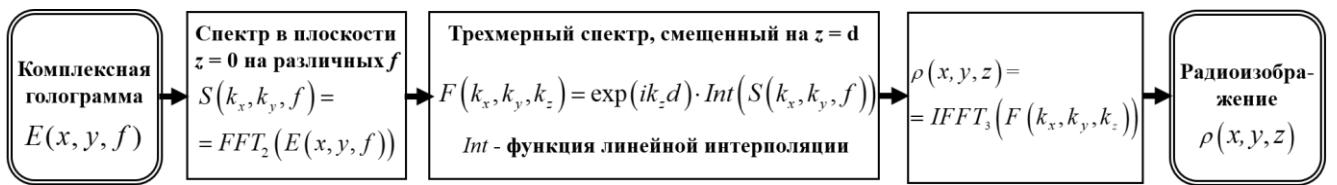


Рис. 22. Блок-схема широкополосного метода восстановления радиоизображения

На этом рисунке  $S(k_x, k_y, f)$  обозначен массив Фурье-спектров радиоголограмм, измеренных на каждой частоте  $f$ . Спектр  $S(k_x, k_y, f)$  задан на

равномерной сетке по  $k_x$ ,  $k_y$  и  $f$ , однако, так как из дисперсионного соотношения для плоских волн следует, что  $k_z = \sqrt{4 \cdot (2\pi f \sqrt{\epsilon}/c)^2 - k_x^2 - k_y^2}$ , значения спектра  $S(k_x, k_y, k_z)$  оказываются неравномерно распределенными по  $k_z$ , и для корректного применения преобразования Фурье производится линейная интерполяция спектра на равномерную сетку —  $\text{Int}(S(k_x, k_y, f))$ . Процедура интерполяции спектра на равномерную сетку известна как интерполяция Столта [65], разрабатывалась для восстановления сейсмологических данных и впервые предложена для восстановления трехмерных радиолокационных данных в работе [66].

Визуализация  $\rho(x, y, z)$  представляет собой объемное радиоизображение сцены зондирования.

## **2.4 Сравнение результатов численного моделирования одночастотного и широкополосного восстановления радиоголограмм точечного источника**

Для сравнения эффективности восстановления радиоизображений на одной частоте и с использованием широкой полосы частот была создана численная модель рассеяния электромагнитного поля точечными источниками.

Численная модель реализована в виде программы на языке программирования Python. Огромным преимуществом использования Python является его открытость, наличие бесплатных библиотек и средств разработки при функциональности, сравнимой с коммерческим пакетом MATLAB. Моделируемая пространственная область имела размеры  $200 \times 200 \times 200$  мм, была разбита на равномерную ортогональную координатную сетку  $(x, y, z)$  с шагом 1 мм по направлениям  $x$  и  $y$ , 1.3 мм — по  $z$ . Были смоделированы три объекта, имеющих размеры единичной пространственной ячейки с координатами  $(100, 40, 60)$ ,  $(100, 100, 100)$  и  $(100, 160, 140)$  мм. Виртуальный приемопередатчик помещался в каждую точку плоскости сканирования  $(x, y, z=0)$ , итоговая комплексная голограмма

вычислялась как сумма сигналов, рассеянных объектами. Частота зондирующего сигнала принимала 59 значений от 20 до 30 ГГц.

На рис. 23 показаны результаты моделирования — радиоизображения, восстановленные в широкой полосе частот и на частоте 30 ГГц в плоскостях, параллельных плоскости сканирования, расположенных на дальностях  $z = 60, 100$  и  $140$  мм. При визуализации данных использовался черно-белый градиент псевдоцветов, черный соответствует минимальному, белый — максимальному значению амплитуды. Видно, что размер точечных объектов на радиоизображениях согласуется с теоретической оценкой поперечного разрешения, вычисляемой по формуле (17):  $\delta x = \delta y = 4.8$  мм.

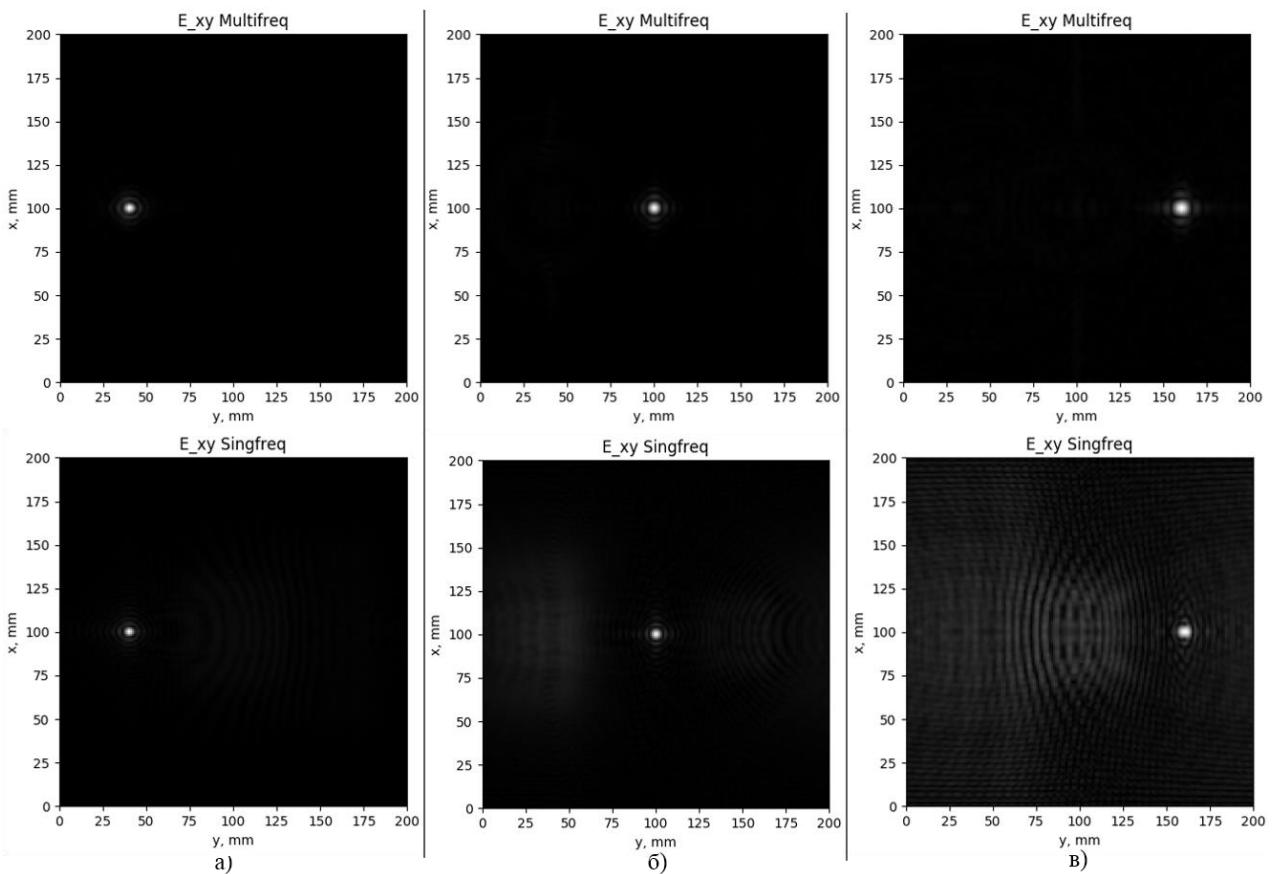


Рис. 23. Восстановленные радиоизображения:  
верхний ряд — в широкой полосе частот; нижний ряд — на частоте 30 ГГц.  
Фокусировка: а — на первом объекте на глубине 60 мм;  
б — на втором объекте на глубине 100 мм;  
в — на третьем объекте на глубине 140 мм

На рис. 24 представлены восстановленные дальностные профили для широкополосных измерений и полученные на частоте 30 ГГц. Так как амплитуда

отраженного объектом сигнала обратно пропорциональна квадрату расстояния до него, более близкие к поверхности объекты отображены ярче.

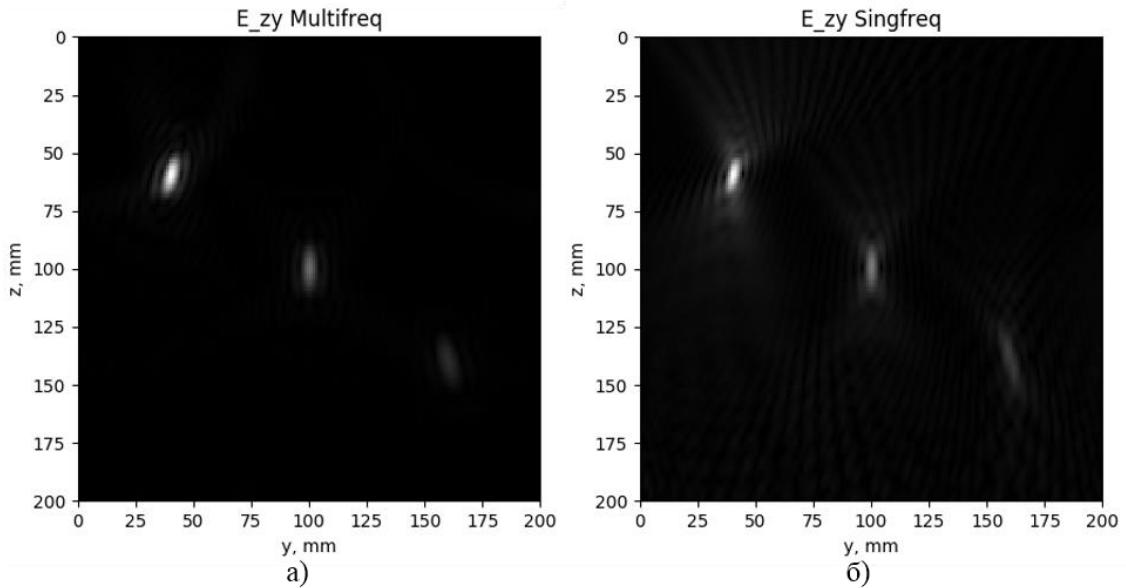


Рис. 24. Дальностные профили в плоскости  $x = 100$  мм, восстановленные:  
а — в широкой полосе частот; б — на частоте 30 ГГц

На рис. 25 показаны трехмерные изображения сцены зондирования, полученные при помощи экспортования восстановленного распределения амплитуды в открытую программу для визуализации научных данных ParaView [67].

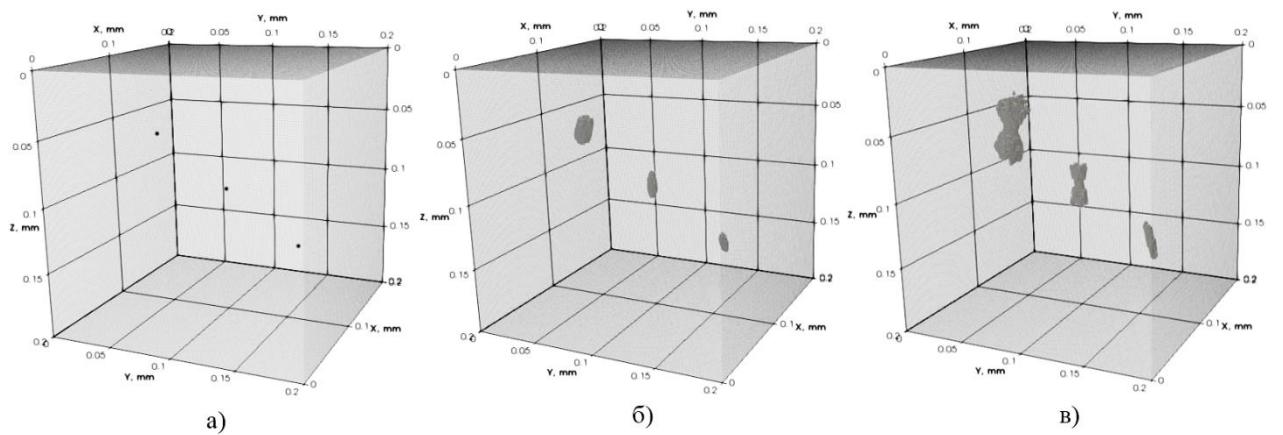


Рис.25. Трехмерные изображения сцены зондирования:  
а — реальное расположение точечных объектов;  
б — восстановление в широкой полосе частот;  
в — восстановление на частоте 30 ГГц

Для сегментации объектов на радиоизображении использовалась фильтрация по уровню интенсивности, пороговое значение было выбрано равным 10% от

максимальной амплитуды. Чем ближе к поверхности объект, тем выше амплитуда отраженного им сигнала и тем больший сегментированный объем соответствует ему на радиоизображении.

Видно, что размер точечных объектов на радиоизображениях рис. 24а и 25б, полученных методом широкополосного восстановления, соответствует теоретической оценке продольного разрешения, вычисляемой по формуле (20):  $\delta z = 15$  мм. Использование метода одночастотного восстановления, рис. 24в и 25в, не позволяет разрешать объекты по дальности, в связи с чем также наблюдаются интерференционные артефакты на радиоизображениях в нижнем ряду рис. 23.

Таким образом, можно заключить, что использование метода широкополосного восстановления не только позволит получать разрешение по дальности и отображать корректные дальностные профили сцены зондирования, но также позволит избежать появления интерференционных артефактов на радиоизображениях, восстанавливаемых в плоскости  $(x, y)$ , поскольку локализация объектов по дальности снизит влияние более и менее заглубленных объектов на отображаемый слой.

## **2.5 Калибровка радиолокационной системы как необходимое условие применимости метода широкополосного восстановления радиоголограмм**

Для осуществления широкополосного восстановления радиоголограмм необходимо, чтобы плоскость излучения зондирующего сигнала и плоскость регистрации отраженного сигнала совпадали с местами расположения фазовых центров передающей и приемной антенн соответственно. Однако в реальных РЛС по умолчанию плоскость излучения находится на выходном порту передатчика, а плоскость регистрации — на входном порту приемника, и при распространении сигнала от передающего порта до фазового центра передающей антенны при передаче (и, соответственно, от фазового центра до приемного порта при приеме) происходит набег фазы сигнала как в кабелях и разъемах, так и в самих антennaх.

Существует стандартная методика компенсации набега фазы, заключающаяся в осуществлении измерений с различными нагрузками (в режимах короткого

замыкания, холостого хода и согласованной нагрузки), однако при использовании антенн в виде открытого конца круглого волновода, как в данной работе, установка на антенну таких нагрузок затруднена. Поэтому для компенсации набега фазы комплексная амплитуда зарегистрированного сигнала умножалась на фазовый множитель, полученный в калибровочном эксперименте.

Калибровочный эксперимент заключался в измерении поля, рассеянного приближенно точечным объектом, расположенным на расстоянии 80 мм от антенн локатора, во всем рабочем диапазоне частот. Для имитации точечного объекта было зарегистрировано три профиля с промежутком в 1 мм поперек тонкой металлической спицы длиной 300 мм и шагом 3 мм между выборками, три профиля были усреднены для получения одномерного массива данных. Частота зондирующего сигнала принимала 101 значение от 22.2 до 26.2 ГГц, что соответствует шагу в 0.04 ГГц между соседними частотами.

Фаза сигнала, измеренного в точке, расположенной на расстоянии  $r$  от объекта, определяется аналитическим выражением  $\varphi_t = 2kr$ , где  $k$  — соответствующая пространственная частота, коэффициент 2 связан с прохождением сигналом расстояния до объекта и обратно, или  $\varphi_t = 4\pi fr/c$ , где  $f$  — частота зондирующего сигнала. Экспериментально получить значение фазы можно, вычислив арктангенс измеренной комплексной амплитуды отраженного объектом сигнала  $E$  на частоте  $f_i$  в интересующей точке  $(x_m, y_n)$ :  $\varphi_e = \arctg(E(f_i, x_m, y_n))$ . Разность теоретической и экспериментальной фазы  $\Delta\varphi = \varphi_t - \varphi_e$ , вычисленная в калибровочном эксперименте, позволяет сформировать фазовый множитель  $\exp(j\Delta\varphi)$ , используемый для калибровки радиолокатора в последующих экспериментах.

На графике, рис. 26, пунктирной линией показана экспериментальная зависимость фазы измеренного сигнала от частоты. При построении этой зависимости к значениям фазы, вычисленным как арктангенс отношения мнимой к действительной части комплексной амплитуды зарегистрированного сигнала, была применена стандартная процедура «развертки», заключающаяся в добавлении угла

$2\pi$  соответствующей кратности в местах скачков фазы при достижении полного периода арктангенса. Такая процедура позволяет представить фазу как непрерывную функцию времени и получить действительную фазовую задержку. Сплошной линией на графике показана экспериментальная зависимость фазы зарегистрированного сигнала от частоты после калибровки, как видно, она совпадает с теоретической линейной зависимостью  $\varphi_t = 4\pi fr/c$ , и соответствующие линии сливаются.

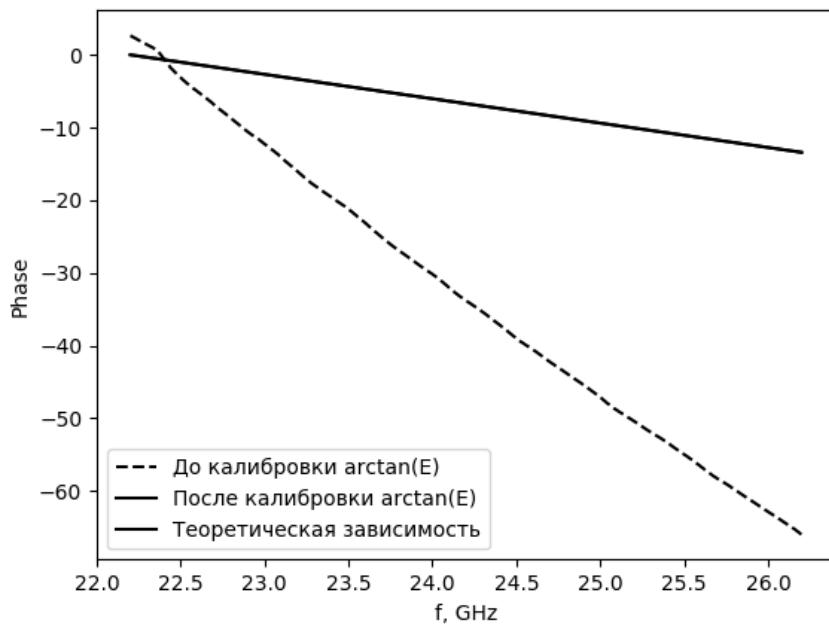


Рис. 26. Теоретическая и экспериментальные зависимости фазы отраженного точечным объектом сигнала от частоты до и после калибровки

С физической точки зрения, различный наклон графиков фазы до и после калибровки связан с набегом фазы в кабелях и антенах радиолокатора, чья электрическая длина не учитывается при восстановлении радиоголограмм. Сдвиг экспериментально полученного графика до калибровки вдоль оси ординат связан с наличием неучтенной в теоретической модели начальной фазы генерируемого зондирующего сигнала, после калибровки значения фазы отсчитываются от нуля. Полученные в данном эксперименте значения фазовой добавки  $\Delta\varphi(f_i)$ , зависящей от частоты  $f_i$ , были линейно интерполированы на большее число частот, экспортаны в текстовый файл и использовались для калибровки регистрируемых данных в дальнейших экспериментах.

Для проверки корректности процедуры калибровки был проведен эксперимент с тестовым объектом, в качестве которого был взят металлический шарик диаметром 10 мм. Шарик был закреплен на подставке из пенопласта и расположен над панелью из радиопоглощающего материала посередине области сканирования размером  $300 \times 300$  мм, пространственный шаг вдоль обоих направлений равнялся 3 мм, расстояние от раскрыва антенн локатора до шарика составляло 50 мм. Частота зондирующего сигнала принимала 81 значение от 22.2 до 26.2 ГГц, что соответствует шагу в 50 МГц между соседними частотами. Фотография расположения шарика на экспериментальной установке показана на рис. 27.

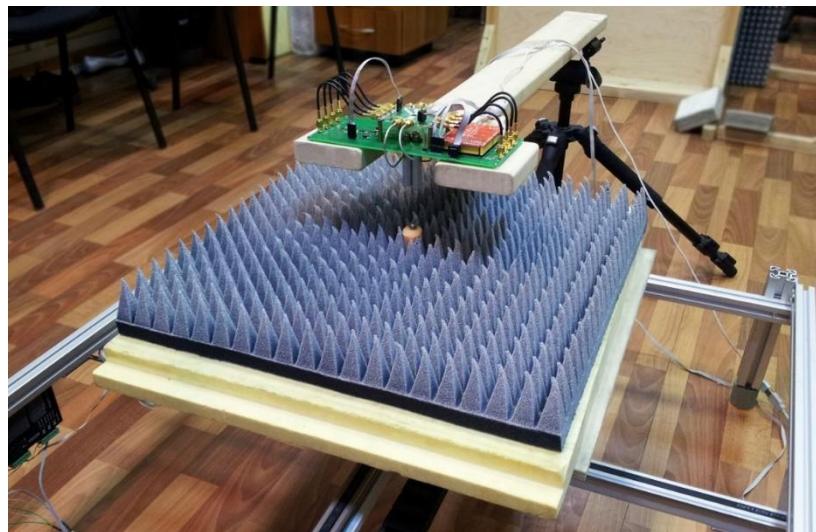


Рис. 27. Эксперимент с тестовым объектом

На рис. 28 приведены результаты численного моделирования и обработанные экспериментальные данные после применения процедуры калибровки: а) и в) — восстановленные радиоизображения точечного объекта в проекции на плоскость, параллельную плоскости регистрации радиоголограммы, сфокусированные на глубине расположения объекта; б) и г) — дальностные профили восстановленных радиоизображений точечного объекта. Также на рис. 28 д) и е) показаны результаты восстановления экспериментальных данных тем же методом без проведения калибровки.

Из приведенных результатов видно, что применение процедуры калибровки позволяет восстановить по экспериментальным данным радиоизображения точечного объекта, близкие к теоретическим, в то время как при отсутствии

фазовой компенсации радиоизображения восстанавливаются некорректно. Светлые точки на рис. 28в вокруг объекта соотносятся со структурой подстилающего РПМ.

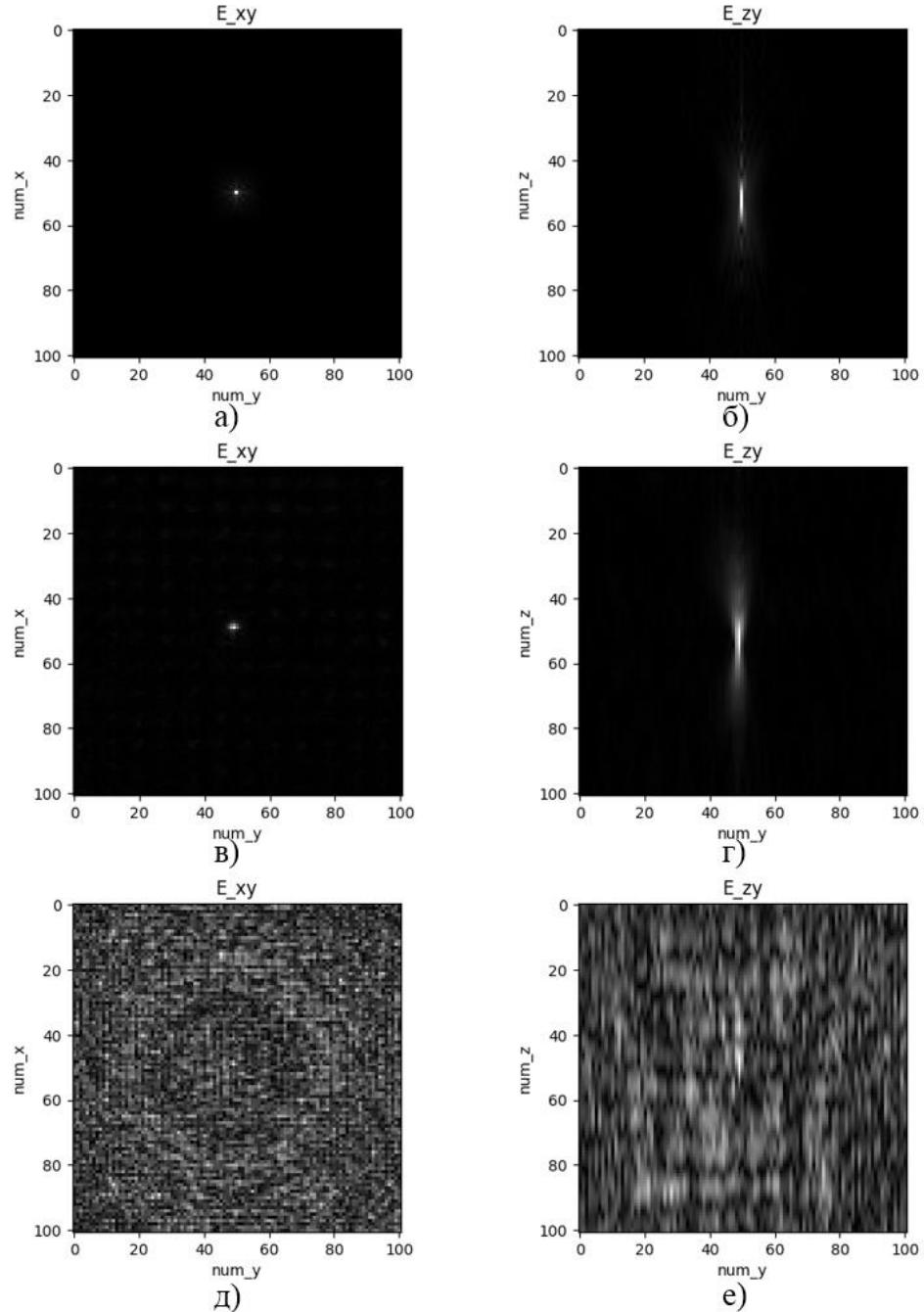


Рис. 28. Восстановленные радиоизображения тестового объекта.

Результаты численного моделирования:

а — проекция на плоскость, параллельную плоскости регистрации радиоголограммы; б — профиль по дальности.

Экспериментальные данные:

в — проекция на плоскость, параллельную плоскости регистрации радиоголограммы; г — профиль по дальности;

д — без калибровки, проекция на плоскость, параллельную плоскости регистрации радиоголограммы; е — без калибровки, профиль по дальности

Разработанный метод широкополосного восстановления позволяет получать дальностные профили сцены зондирования, и по ним становится возможным определять глубину расположения объекта. Так при получении радиоизображения на рис. 28г было запрограммировано отображение амплитуды сигнала на глубинах от 0 до 100 мм с шагом 1 мм при фиксированном значении одной координаты вдоль направления сканирования и всех измеренных значениях другой. На этом радиоизображении видно, что амплитуда электромагнитного поля принимает наибольшее значение в точке, расположенной посередине отображаемой глубины, что соответствует действительному расположению объекта в эксперименте на расстоянии 50 мм от антенн радиолокатора.

## **2.6 Экспериментальная оценка разрешения разработанных методов восстановления радиоголограмм**

### **2.6.1 Экспериментальная оценка продольного разрешения**

Для экспериментальной оценки продольного разрешения голографического радиолокатора, описанного в разделе 1.3, по восстанавливаемым радиоизображениям были проведены эксперименты по сканированию специально изготовленного тестового объекта, представляющего собой фрагмент пенопласта с закрепленными на нем четырьмя металлическими гвоздями, расположенными с интервалом 20 мм друг от друга по горизонтали и на расстоянии 20, 40, 80 и 140 мм от раскрыва антенн, рис. 29.

При расположении на экспериментальной установке гвозди для повышения энергии принимаемого сигнала были ориентированы вдоль направления поляризации передающей антенны радиолокатора, рис. 30. Для экранирования металлической конструкции сканера использовалась панель из РПМ.



Рис. 29. Тестовый объект для экспериментальной оценки продольного разрешения разработанного радиолокатора

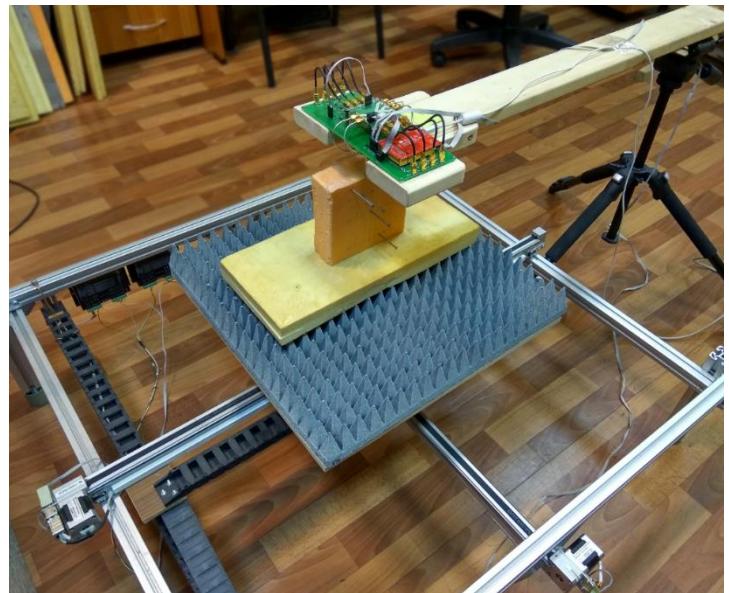


Рис. 30. Расположение тестового объекта на экспериментальной установке

Площадь просканированной области составила  $250 \times 2$  мм, что соответствует регистрации трех профилей с интервалом 1 мм вдоль направления, перпендикулярного оси гвоздей. Частота зондирующего сигнала изменялась от 22.2 до 26.2 ГГц с шагом 0.1 ГГц.

На рис. 31 представлены восстановленные методом обратного распространения на основе широкополосных измерений радиоизображения тестового объекта в проекции на плоскость, параллельную плоскости сканирования ( $x, y$ ). Фокусировка радиоизображений последовательно проводилась на глубину расположения каждого из четырех гвоздей: 20, 40, 80 и 140 мм.

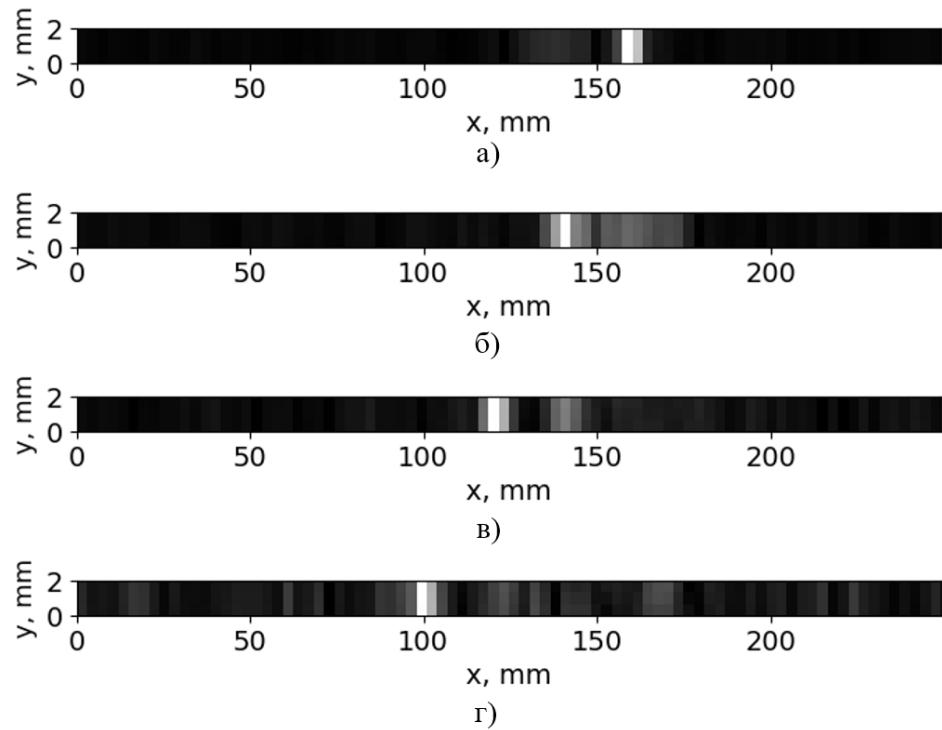


Рис. 31. Радиоизображения тестового объекта, полученные методом обратного распространения на основе широкополосных измерений:  
а — фокусировка на дальности 20 мм; б — фокусировка на дальности 40 мм;  
в — фокусировка на дальности 80 мм; г — фокусировка на дальности 140 мм

Белый цвет на радиоизображениях соответствует максимальной амплитуде восстановленного сигнала и, следовательно, отображает места расположения металлических гвоздей. Отметим, что, поскольку поперечное разрешение радиолокатора  $\delta_x$ , оцениваемое по формуле (17), равно 5.77 мм, гвозди «разрешаются» по оси  $x$ , и расстояние между ними на радиоизображениях соответствует действительному интервалу 20 мм.

На рис. 32 представлены восстановленные методом обратного распространения на основе одночастотных (а) и широкополосных измерений (б) дальностные профили, построенные вдоль средней из трех просканированных линий.

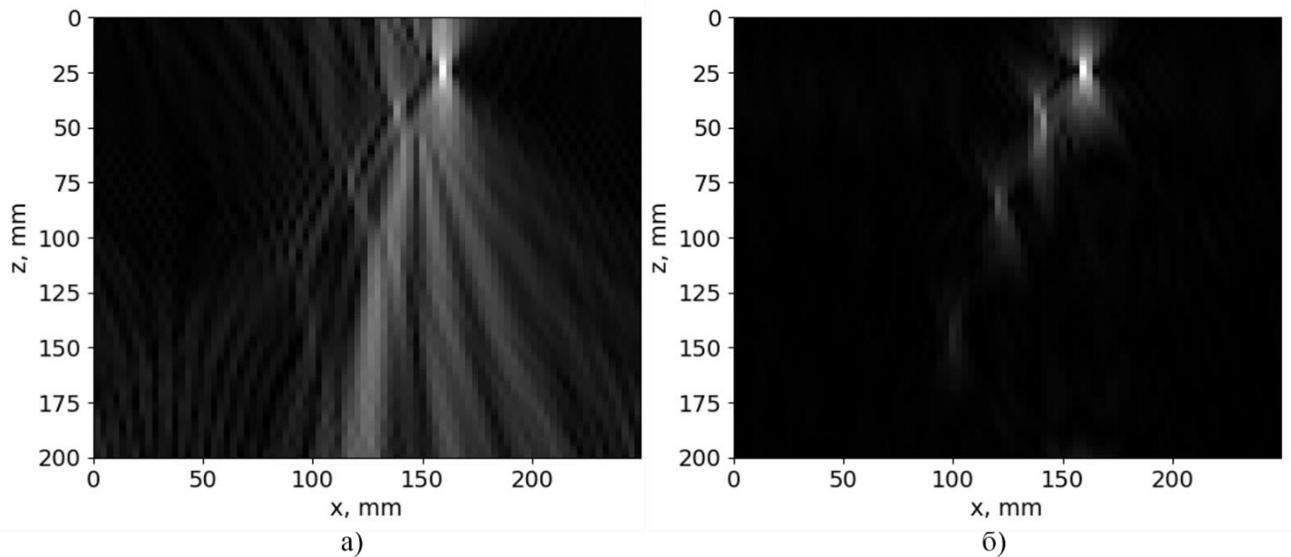


Рис. 32. Дальностные профили тестового объекта:

а — профиль, восстановленный на частоте 26.2 ГГц;

б — профиль, восстановленный с использованием полосы частот

Одночастотные измерения не позволяют разрешать объекты по дальности, поэтому по радиоизображению на рис. 32а невозможно определить расстояния от раскрыва антенн радиолокатора до металлических гвоздей.

Метод широкополосного восстановления, согласно формуле (20), обеспечивает продольное разрешение объектов  $\delta_z$ , равное 37.7 мм. Таким образом, первый и второй гвозди, расстояние между которыми 20 мм — меньше продольного разрешения, не «разрешаются» по дальности на радиоизображении на рис. 32б. Этим объясняется также «размытие» амплитуды на рис. 31б: кроме сигнала от второго гвоздя на глубине 40 мм присутствует сигнал от близкого верхнего гвоздя. Обратное влияние сигнала от второго гвоздя на рис. 31а незаметно в силу того, что сильное отражение от ближайшего к антеннам гвоздя повышает верхнюю границу динамического диапазона отображаемой в виде полутона амплитуды. Второй и третий гвозди, расстояние между которыми 40 мм, отображены на рис. 32б в виде пятен, между которыми нет зазора по оси  $z$ , третий и четвертый гвозди, разнесенные на 60 мм, отображены в виде раздельных пятен.

Определение положений максимумов амплитуды на рис. 32б позволяет оценить расстояния до объектов как 23.74, 47.48, 83.08, 133.8 мм. Средняя

абсолютная погрешность экспериментально измеренного расстояния до объектов — 5.12 мм, средняя относительная погрешность — 11%. Погрешность вызвана заметным ослаблением сигнала при удалении от объектов и субъективной ошибкой измерения расстояния до объектов оператором.

### 2.6.2 Экспериментальная оценка поперечного разрешения

Для экспериментальной оценки поперечного разрешения были проведены эксперименты по сканированию специально изготовленной штриховой миры, рис. 33, представляющей собой лист бумаги с наклеенными полосами фольги, расположенными с различными интервалами. Ширина полос фольги — 2 мм, высота — 20 мм, расстояния между полосами — от 5 до 21 мм с шагом 1 мм.

Эксперименты проводились на описанной в разделе 1.3 экспериментальной установке с голографическим радиолокатором. В первой серии экспериментов миры размещалась в центре области сканирования размерами  $200 \times 200$  мм на расстояниях 100, 200 и 300 мм, шаг между выборками равнялся 3 мм по обоим направлениям. Для повышения энергии принимаемого сигнала миры располагалась так, что протяженная сторона штрихов была параллельна направлению поляризации предающей антенны. Частота зондирующего сигнала изменялась от 22.2 до 26.2 ГГц с шагом 0.4 ГГц. Расположение миры на экспериментальной установке показано на рис. 34.

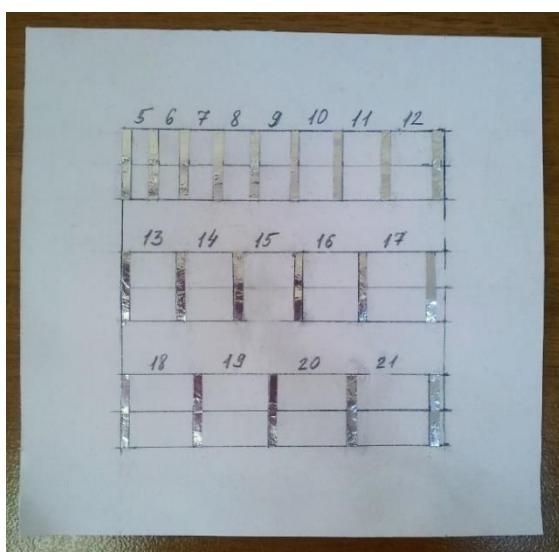


Рис. 33. Фотография штриховой миры из фольги

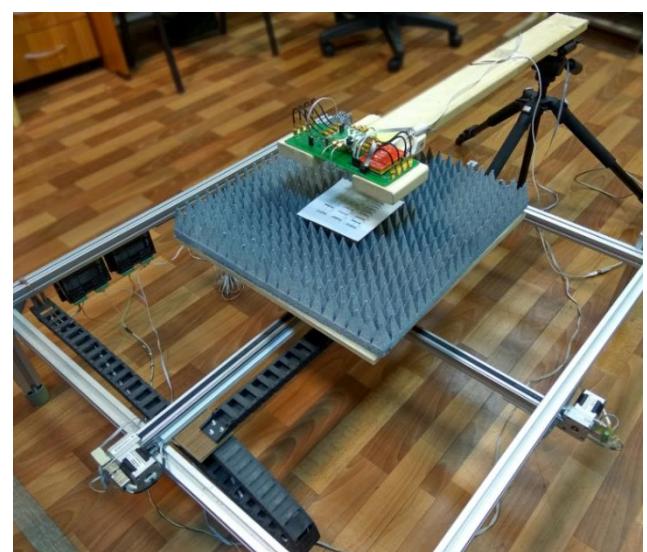


Рис. 34. Расположение миры на экспериментальной установке

Восстановленные радиоизображения на частоте 26.2 ГГц ( $\lambda = 1.14$  см) для трех значений расстояния до миры показаны на рис. 35.

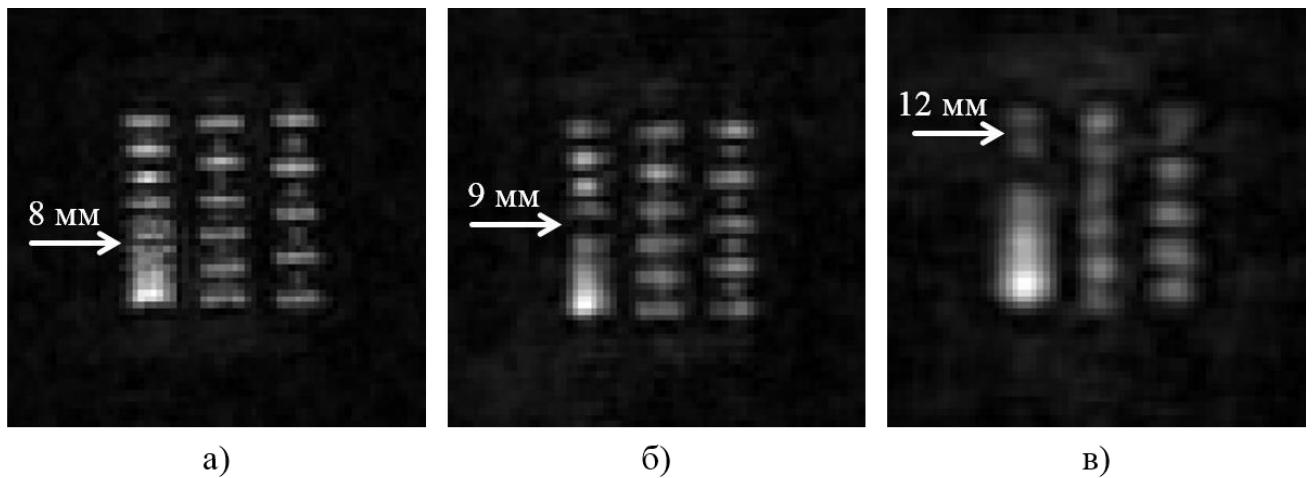


Рис. 35. Восстановленные радиоизображения миры на частоте 26.2 ГГц, просканирована площадь  $200 \times 200$  мм, фокусировка:  
а — на дальности 100 мм; б — на дальности 200 мм; в — на дальности 300 мм

Во второй серии экспериментов расстояние от раскрыва антенны до миры было фиксированным и составляло 200 мм, площадь просканированной области задавалась равной  $100 \times 100$  мм,  $150 \times 150$  мм и  $250 \times 250$  мм. Восстановленные радиоизображения на частоте 26.2 ГГц для трех значений просканированной площади показаны на рис. 36.

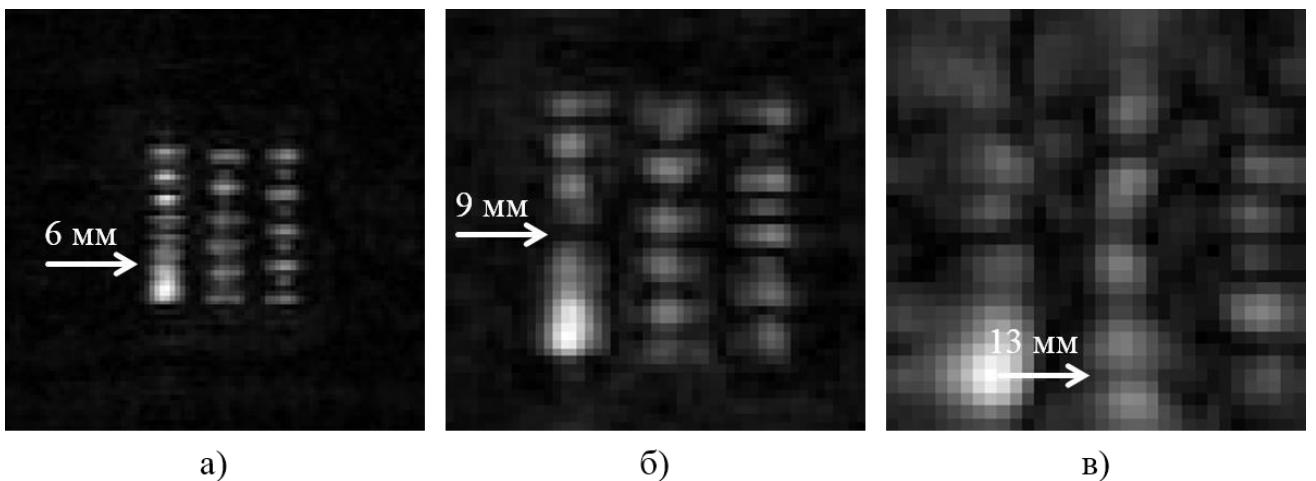


Рис. 36. Восстановленные радиоизображения миры на частоте 26.2 ГГц, фокусировка на дальности 200 мм,  
а — просканирована площадь  $250 \times 250$  мм;  
б — просканирована площадь  $150 \times 150$  мм;  
в — просканирована площадь  $100 \times 100$  мм

В обеих сериях экспериментов продольное разрешение, как это видно из рис. 35 и 36, ухудшается как с увеличением дальности до миры, так и с уменьшением площади сканирования. Согласно методу расчета поперечного разрешения радиоголограммической системы, предложенному в разделе 1.4, расстояние до объекта и площадь просканированной области определяют эффективный угол  $\theta_x$ , входящий в формулу (17). Результаты применения предложенного метода к двум сериям экспериментов приведены в таблице 6.

Таблица 6.

Серия экспериментов 1				
Просканированная площадь, мм	Дальность, мм	Угол $\theta_x$ при расчетах	Теоретическая оценка поперечного разрешения $\delta_x$ , мм	Экспериментальная оценка поперечного разрешения $\delta_x$ , мм
200×200	100	$\theta_{DHx} = 60^\circ$	5.72	8
	200	$\theta_{CAx} = 53^\circ$	6.4	9
	300	$\theta_{CAx} = 37^\circ$	9.05	12
Серия экспериментов 2				
Просканированная площадь, мм	Дальность, мм	Угол $\theta_x$ при расчетах	Теоретическая оценка поперечного разрешения, $\delta_x$ , мм	Экспериментальная оценка поперечного разрешения $\delta_x$ , мм
250×250	200	$\theta_{DHx} = 60^\circ$	5.72	6
150×150		$\theta_{CAx} = 41^\circ$	8.15	9
100×100		$\theta_{CAx} = 28^\circ$	11.79	13

Экспериментальная оценка поперечного разрешения проводилась оператором визуально на основе восстановленных радиоизображений миры. Средняя абсолютная погрешность экспериментально измеренного поперечного разрешения в двух сериях экспериментов  $\delta_x = 1.7$  мм, средняя относительная погрешность — 23%. Погрешность вызвана заметным ослаблением сигнала при удалении от миры, субъективной ошибкой измерения расстояния до миры оператором, а также тем, что при выводе теоретического выражения для разрешения не учитывалась форма диаграммы направленности антенны и наличие боковых лепестков.

Таким образом, приведенные результаты экспериментов показали хорошее соответствие экспериментальной оценки разрешения и теоретической оценки, рассчитанной с помощью разработанного метода определения поперечного и продольного разрешения голограммической радиолокационной системы при заданных параметрах измерения.

## **2.7 Выводы по главе 2**

Во второй главе приведены результаты разработки метода восстановления двухмерных радиоизображений на основе одночастотных измерений комплексной амплитуды рассеянного поля, а также метод широкополосного восстановления трехмерных изображений.

Разработана и протестирована процедура калибровки радиоголограммической системы, являющаяся необходимым условием восстановления экспериментальных широкополосных радиоголограмм.

Произведена экспериментальная оценка разрешения предложенных методов восстановления радиоизображений.

Показано, что результаты экспериментов имеют хорошее соответствие с теоретической оценкой, рассчитанной с помощью разработанного метода определения поперечного и продольного разрешения голограммической радиолокационной системы при заданных параметрах измерения.

## Глава 3. Разработка и тестирование комплексного алгоритма обработки радиоголограмм

### 3.1 Использование методов цифровой обработки изображений для улучшения качества восстановленных радиоголограмм

Особенностью рассматриваемой задачи получения радиоизображения ГПУ ТИП является наличие подстилающей металлической поверхности на пути распространения электромагнитного сигнала, отражение от которой дает сильный вклад в измерения. Другая особенность состоит в слабом диэлектрическом контрасте искомых дефектов и материала ТИП, значение относительной диэлектрической проницаемости которого близко к единице, что приводит к слабоконтрастным радиоизображениям. Для учета этих особенностей был разработан комплексный алгоритм обработки голографических радиоизображений, улучшающий разрешение и повышающий контраст объектов и фона.

В предложенные методы восстановления одночастотных и широкополосных радиоголограмм было включено два дополнительных этапа обработки. Схема алгоритма для случая одночастотных измерений показана на рис. 37.

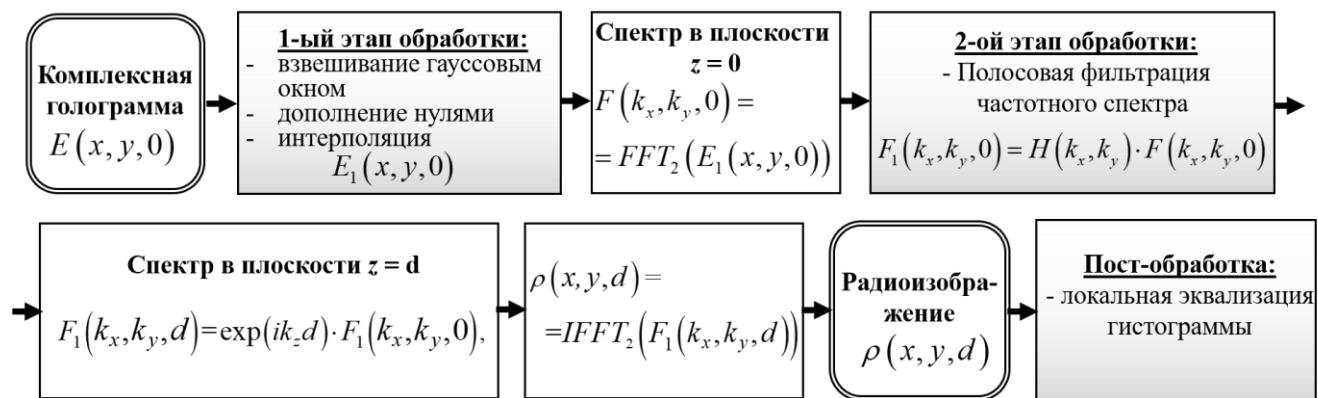


Рис. 37. Алгоритм восстановления одночастотных голограмм с дополнительными этапами обработки

Аналогичные этапы обработки были введены в метод восстановления широкополосных радиоголограмм, схема приведена на рис. 38.

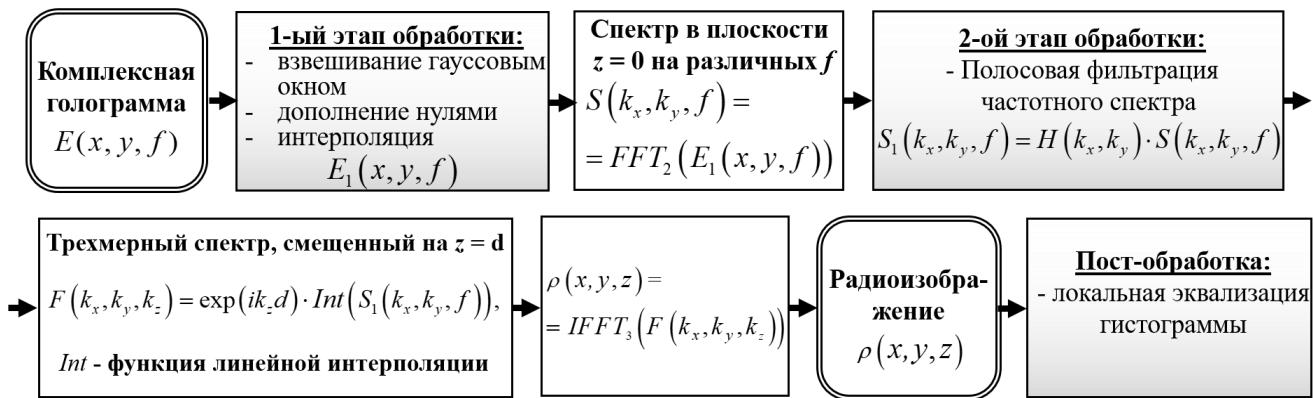


Рис. 38. Алгоритм восстановления широкополосных голограмм с дополнительными этапами обработки

На первом этапе обработки производится взвешивание экспериментальных данных гауссовым окном, что позволяет подавить краевые эффекты, уменьшая вклад сигнала, отраженного от кромок металлической подложки исследуемого образца, в радиоголограмму.

Также производится дополнение нулями по краям матрицы экспериментальных данных. Это искусственно увеличивает число выборок по координатам  $x$  и  $y$  —  $N_x$  и  $N_y$  соответственно, и повышает разрешение в пространственно-частотной области:  $\Delta k_x = 2\pi/\Delta x N_x$ ,  $\Delta k_y = 2\pi/\Delta y N_y$  при фиксированных минимальных и максимальных пространственных частотах  $k_x|_{\min} = -\pi/\Delta x$ ,  $k_y|_{\min} = -\pi/\Delta y$  и  $k_x|_{\max} = \pi/\Delta x$ ,  $k_y|_{\max} = \pi/\Delta y$ , где  $\Delta x$ ,  $\Delta y$  — пространственные шаги дискретизации по осям  $x$  и  $y$  соответственно.

Было произведено исследование влияния на разрешение восстанавливаемого изображения шага дискретизации экспериментальных данных и их интерполяции на более частую пространственную сетку. При сканировании с шагом дискретизации, большим определяемого критерием Найквиста, имеет место эффект наложения высокочастотных составляющих спектра сигнала на низкочастотные и искажение сигнала при его восстановлении, что проявляется в виде низкочастотного шума или «волн» на изображении [63]. Существует два основных метода подавления таких артефактов: передискретизация на более частую сетку и полосовая фильтрация спектра, отсекающая перекрывающиеся части. В данной работе были исследованы обе возможности и подобраны

оптимальные параметры частотной фильтрации сигнала и его пространственной передискретизации на новую сетку.

Для передискретизации сигнала на более частую сетку были рассмотрены следующие методы численной интерполяции, доступные в открытой библиотеке SciPy [68] на языке программирования Python: метод билинейной интерполяции, метод ближайшего соседа и интерполяция сплайнами. В качестве тестовых экспериментальных данных были выбраны данные сканирования образца ТИП с тремя круглыми внутренними дефектами, подробное описание образца приведено в главе 4. Данные были получены при следующих условиях: область сканирования имела площадь  $210 \times 210$  мм, шаг между выборками составлял 3 мм, глубина фокусировки радиоизображения — 70 мм, диаметр искомых дефектов — 50 мм, частота зондирования — 22.5 ГГц. На рис. 39а приведено восстановленное изображение образца, точками отмечены 500 случайных выборок, значения которых считались известными, что позволило сымитировать разреженность данных. На рис. 39б-г приведены изображения, соответствующие различным методам интерполяции.

Интерполяция методом ближайшего соседа, когда значения в промежуточных узлах сетки приравниваются ближайшим известным значениям, является самым простым и быстрым из рассматриваемых методов, вносящим значительные искажения в получаемое изображение. Билинейная интерполяция является более сложным методом, значения в промежуточных узлах определяются с помощью кусочно-линейных функций, результат применения билинейной интерполяции к изображению считается удовлетворительным [69], поскольку на интерполированном изображении отсутствуют резкие перепады яркости.

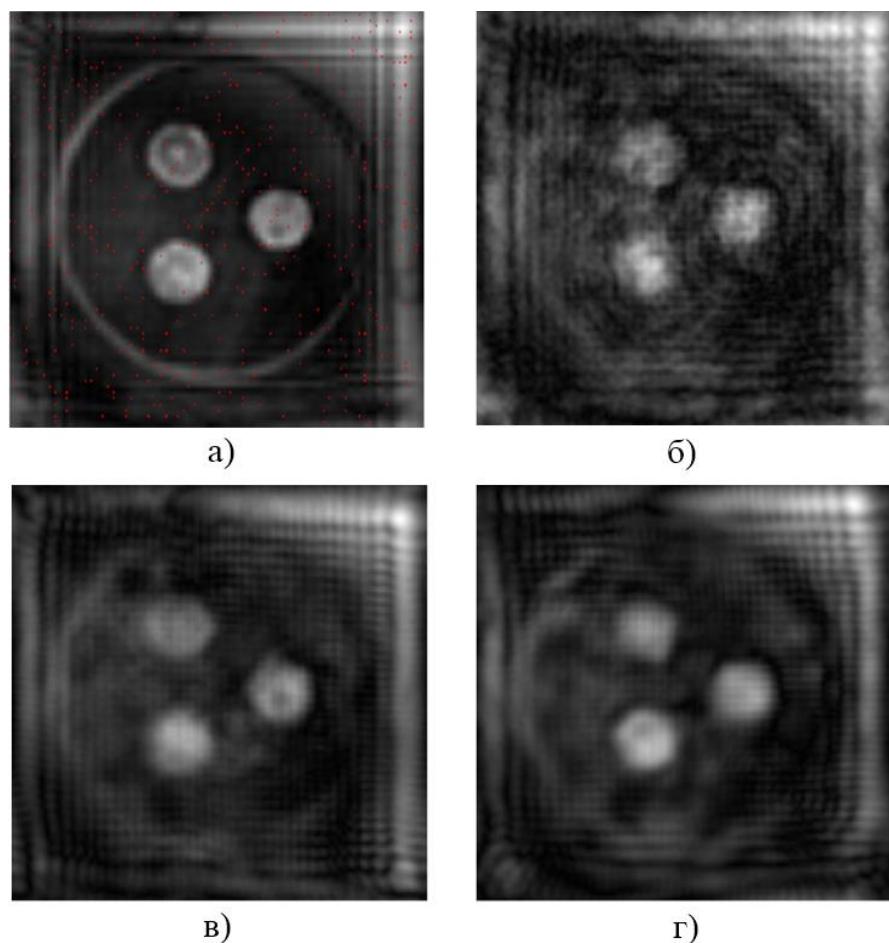


Рис. 39. а — Восстановленное изображение образца с отмеченными разреженными выборками; б — Восстановленное изображение образца после интерполяции разреженных данных методом ближайшего соседа; в — после билинейной интерполяции; г — после интерполяции кубическими сплайнами

Как видно из полученных радиоизображений, интерполяция бикубическими сплайнами дает наиболее качественное изображение, поэтому она была выбрана в качестве метода передискретизации радиоизображений.

На втором этапе алгоритма обработки осуществлялась полосовая фильтрация спектра. Отражение от металлической подложки дает сильный низкочастотный вклад в зарегистрированный сигнал, на графике частотного спектра ему соответствует высокий пик в центральной области. При его подавлении с помощью высокочастотного фильтра слабый высокочастотный сигнал от объекта усиливает свой вклад в голограмму. Кроме того, в спектре восстановленного радиоизображения присутствуют высокочастотные составляющие, представляющие собой артефакты звона, и математически связанные с особым

поведением сумм ряда Фурье в окрестности точки разрыва разлагаемой функции на границах образца. На графике частотного спектра им соответствуют симметричные в двух направлениях периодические пики, идущие от центра к краю области — рис. 41. Применение низкочастотного фильтра позволяет исключить из спектра эти составляющие, что приводит к уменьшению искажения восстановленного изображения.

Частотную фильтрацию можно представить как умножение спектра на передаточную функцию фильтра:

$$F_1(k_x, k_y, 0) = H_{band}(k_x, k_y) \cdot FFT_2(E_1(x, y, 0)), \quad (44)$$

где  $F_1(k_x, k_y, 0)$  — спектр зарегистрированной радиоголограммы после фильтрации,  $H_{band}(k_x, k_y)$  — передаточная функция полосового фильтра.

В качестве полосового фильтра выбран фильтр Баттервортса, поскольку он имеет гладкую амплитудно-частотную характеристику. Аналитически полосовой фильтр Баттервортса можно представить как произведение фильтров высоких  $H_{high\ freq}$  и низких частот  $H_{low\ freq}$  [63]:

$$H_{high\ freq}(k_x, k_y) = \left[ 1 + \left( \frac{D_{0_{high\ freq}}}{D(k_x, k_y)} \right)^{2n} \right]^{-1}, \quad (45.1)$$

$$H_{low\ freq}(k_x, k_y) = \left[ 1 + \left( \frac{D(k_x, k_y)}{D_{0_{low\ freq}}} \right)^{2n} \right]^{-1}, \quad (45.2)$$

$$H_{band}(k_x, k_y) = H_{high\ freq}(k_x, k_y) \cdot H_{low\ freq}(k_x, k_y), \quad (45.3)$$

где  $n$  — порядок фильтра,  $D_{0_{high\ freq}}$ ,  $D_{0_{low\ freq}}$  — значения частоты среза, на которой амплитуда понижается на 3 дБ,  $D(k_x, k_y) = \sqrt{k_x^2 + k_y^2}$  — расстояния от произвольной точки до начала координат Фурье-спектра. Вид функции фильтра  $H_{band}(k_x, k_y)$  в частотной области показан на рис. 40.

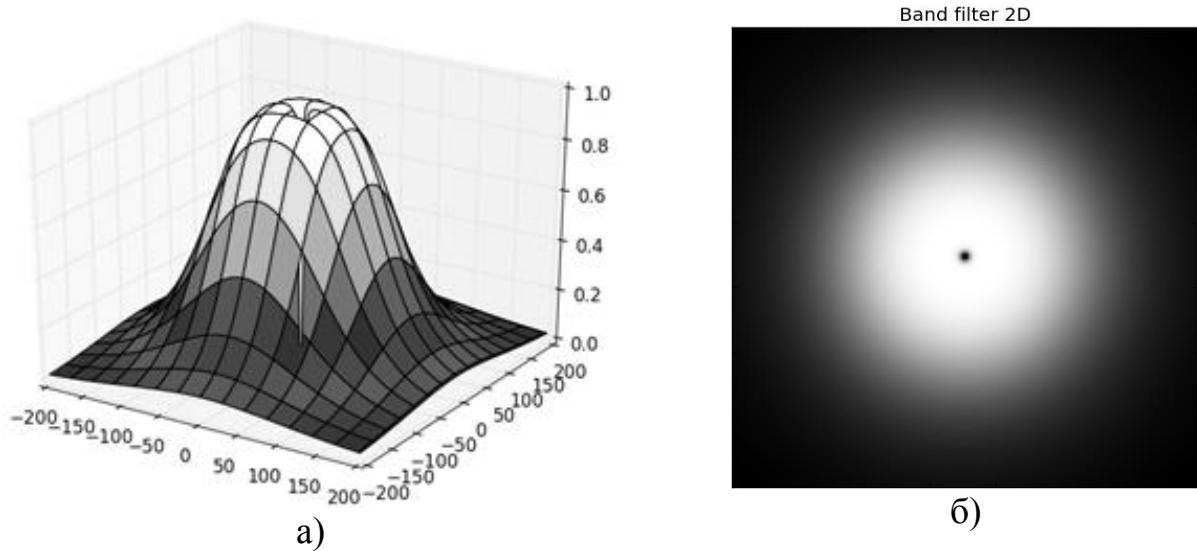


Рис. 40. Функция полосового фильтра Баттервортта:

- а — трехмерный вид;
- б — двухмерный вид

В качестве экспериментальных данных для тестирования алгоритма частотной фильтрации, как и в случае передискретизации, были выбраны данные сканирования образца ТИП с круглыми дефектами, результаты фильтрации представлены на рис. 41е.

Применение полосовой фильтрации частотного спектра позволяет повысить контрастность обнаруженных дефектов теплоизоляции на восстанавливаемом изображении за счет уменьшения влияния фона и подавления артефактов алгоритма восстановления.

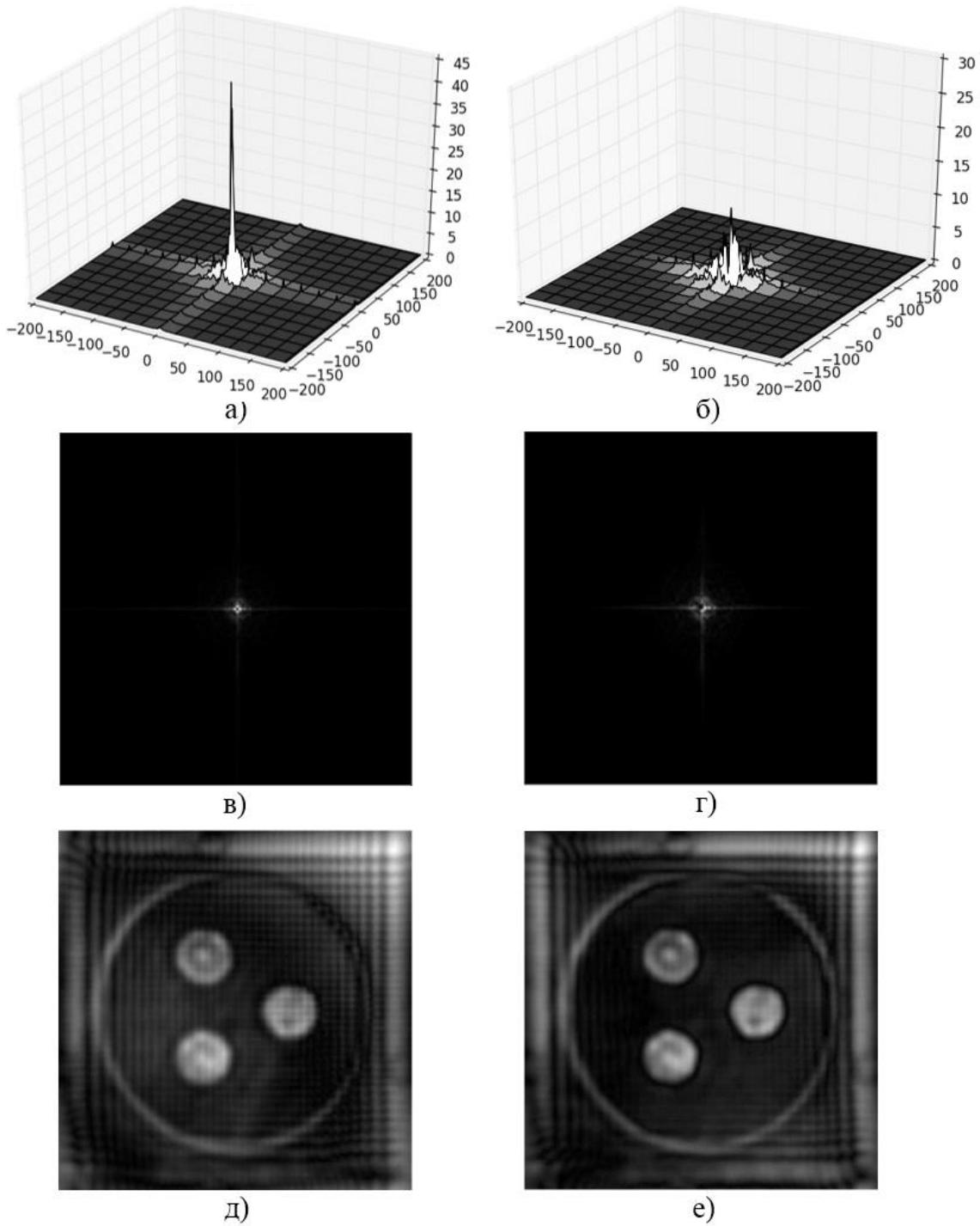


Рис. 41 Результаты фильтрации экспериментальных данных.  
 Трехмерное представление частотного спектра образца ТИП:  
 а — до фильтрации; б — после фильтрации;  
 Двухмерное представление частотного спектра образца ТИП:  
 в — до фильтрации; г — после фильтрации;  
 Восстановленное изображение образца ТИП:  
 д — до фильтрации; е — после фильтрации

В качестве постобработки полученного растрового изображения было предложено использовать локальную эквализацию гистограммы. Гистограммой

цифрового изображения с уровнями яркости в диапазоне (0, I) называется дискретная функция  $h(r_k) = n_k$ , где  $r_k$  есть  $k$ -ый уровень яркости,  $n_k$  — число пикселей, имеющих яркость  $r_k$  [63]. Эквализация гистограммы преобразует распределение яркостей изображения таким образом, что все яркости с одинаковой частотой представлены в итоговом изображении. Первым шагом при эквализации гистограммы является ее нормализация: каждое значение  $n_k$  делится на общее число пикселей в изображении  $N$ :  $p(r_k) = n_k/N$ ,  $p(r_k)$  есть оценка вероятности появления пикселя со значением яркости  $r$ , равным  $k$ , при  $k = 0, 1, \dots, I$ . На втором шаге для получения новых значений яркостей используется функция распределения случайной величины:  $p_{cdf}(r_k) = \sum_{j=0}^k p(r_j)$ . Для любого пикселя со значением яркости  $r_k$  новое значение яркости после эквализации гистограммы будет равным  $s_k = p_{cdf}(r_k) = \sum_{j=0}^k p(r_j) = \sum_{j=0}^k n_j/N$ .

Для повышения контраста деталей изображения проводят локальную эквализацию гистограммы: эквализация производится внутри скользящего по изображению окна заданного размера, значения яркости вычисляются для центрального пикселя выделенной окном области. Локальная эквализация позволяет проявить «новые» элементы на изображении.

В качестве примера на рис. 42 приведены результаты локальной гистограммной обработки экспериментальных данных для образца ТИП с квадратным дефектом. Данные были получены при следующих условиях: область сканирования имела площадь  $570 \times 440$  мм, шаг между выборками составлял 3 мм, глубина фокусировки радиоизображения — 100 мм, частота зондирования — 22.5 ГГц.

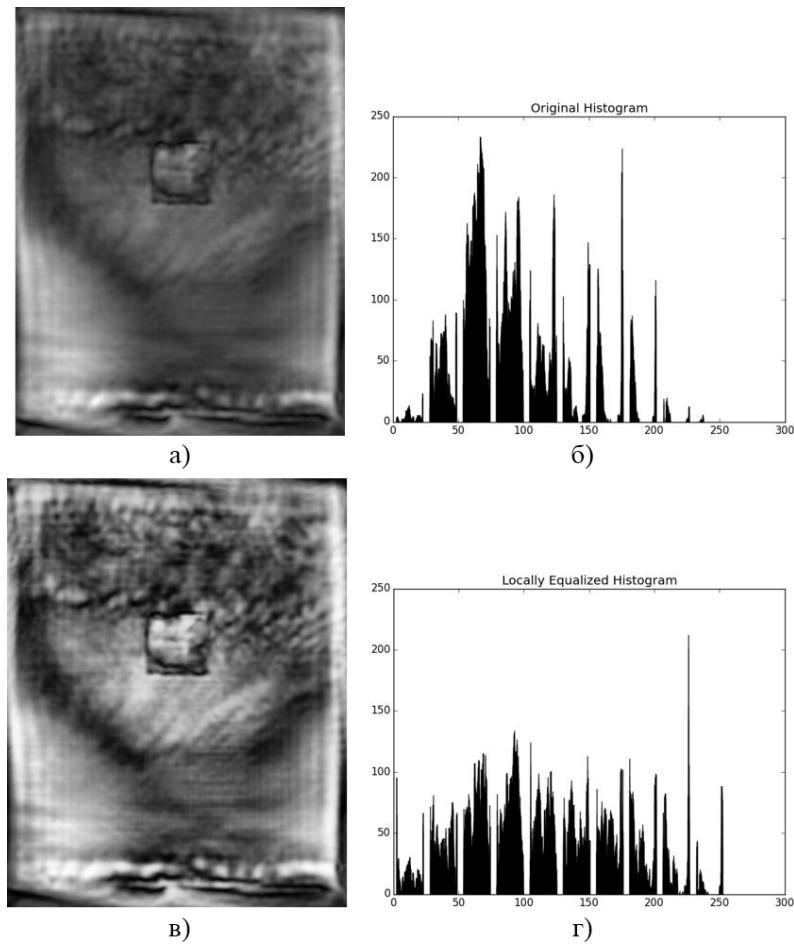


Рис. 42. а — Восстановленное изображение образца; б — соответствующая ему гистограмма;  
в — Восстановленное изображение после локальной гистограммной обработки; г — соответствующая ему гистограмма

### **3.2 Тестирование предложенного алгоритма обработки на данных численной модели радиоголограммы точечного источника**

На этапе разработки комплексного алгоритма обработки радиоголограмм, было проведено исследование эффективности предлагаемых методов на численной модели рассеяния сферической электромагнитной волны точечным объектом.

Численная модель создавалась на языке программирования Python с использованием библиотек с открытым исходным кодом: NumPy [70], SciPy [68], Matplotlib [71]. На рис. 43 показана схема модели радиолокационного эксперимента. Приемно-передающая антенна неподвижно установлена в центре области сканирования  $(x, y)$ . Точечный объект, расположенный на глубине  $d$ , построчно перемещается в плоскости, параллельной  $(x, y)$ , в каждой точке регистрируется комплексная амплитуда сигнала, отраженного объектом.

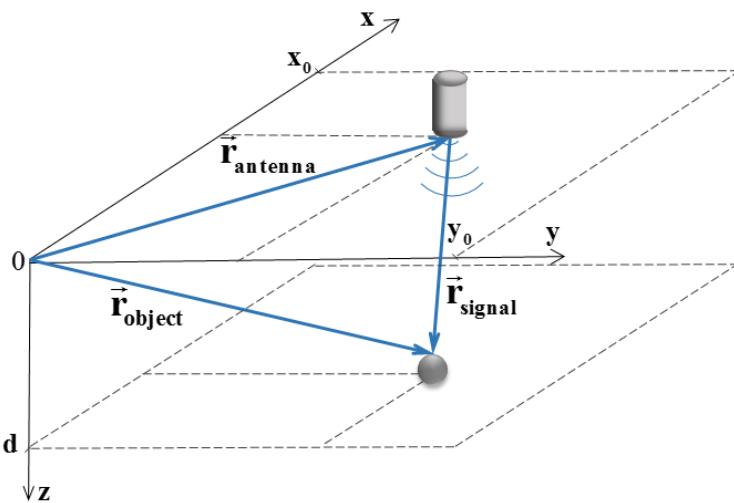


Рис. 43. Область сканирования, расположение объекта и антенны

Область сканирования имеет размеры  $(x_0, y_0)$ , вектор, направленный из центра координат к фазовому центру антенны, имеет координаты:  $\vec{r}_{antenna} \left( \frac{x_0}{2}, \frac{y_0}{2}, 0 \right)$ . В процессе построчного сканирования объект помещается в каждую точку области сканирования, координаты вектора, направленного из центра координат к объекту, принимают следующие значения:  $\vec{r}_{object} = (0 \dots x_0, 0 \dots y_0, d)$ .

Тогда путь сигнала, излучаемого антенной и достигшего объекта, задается вектором:  $\vec{r}_{signal} = \vec{r}_{object} - \vec{r}_{antenna} = \left( \left( -\frac{x_0}{2} \dots \frac{x_0}{2} \right), \left( -\frac{y_0}{2} \dots \frac{y_0}{2} \right), d \right)$ .

В случае использования моностатической антенны регистрируемый сигнал будет описываться уравнением сферической волны:

$$E(r) = \frac{E_0}{r^2} e^{-j2kr}, \quad \text{где } E_0 \quad — \quad \text{амплитуда излучаемого сигнала,}$$

$r = |\vec{r}_{signal}| = \sqrt{\left( -\frac{x_0}{2} \dots \frac{x_0}{2} \right)^2 + \left( -\frac{y_0}{2} \dots \frac{y_0}{2} \right)^2 + d^2}$  — длина пути от источника до объекта, квадрат расстояния в знаменателе соответствует затуханию сигнала при прохождении сигналом расстояния  $r$  и такого же затухания после отражения

сигнала объектом,  $k = \frac{2\pi f}{c}$  — волновое число,  $c$  — скорость сигнала в среде,  $f$  — частота излучаемого сигнала.

Для численного эксперимента были заданы следующие параметры: частота зондирования — 20 ГГц (длина волны — 15 мм), расстояние от среза антенны до точечного объекта — 30 мм, размер сканируемой области — 150×150 мм, пространственный шаг между выборками — 3 мм (соответствующие размеры матрицы данных — 50×50). Восстановление радиоголограммы (рис. 44а) производилось с помощью метода обратного распространения и с помощью комплексного алгоритма обработки, результаты приведены на рис. 44 б) и в) соответственно.

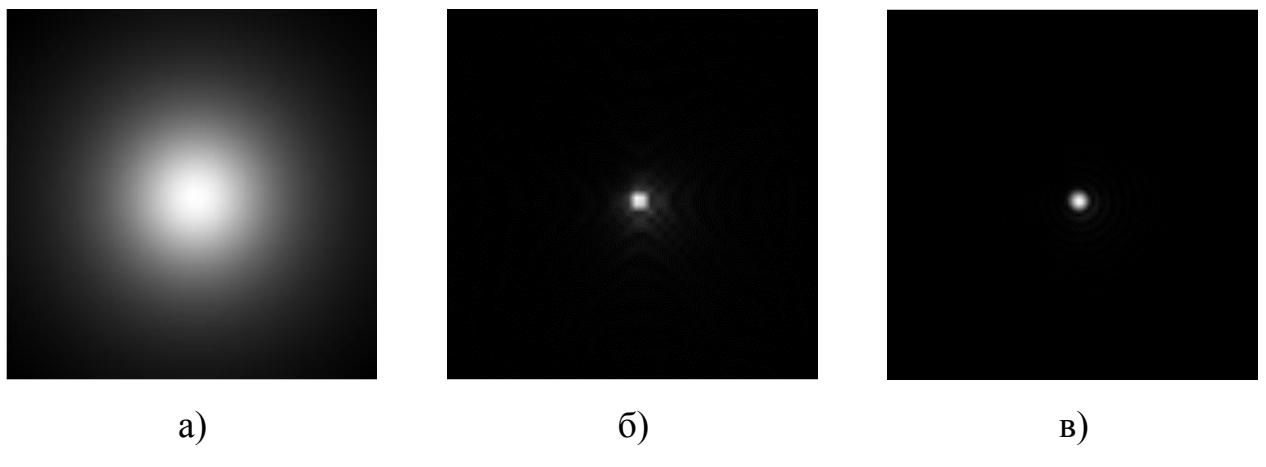


Рис. 44. а — Рассеянное объектом поле; б — Восстановленное радиоизображение объекта; в — Радиоизображение объекта после применения комплексного алгоритма обработки

Из сравнения рис. 44 б) и в) видно, что применение комплексного алгоритма обработки качественно улучшает радиоизображение, подавляя артефакты восстановления, связанные с ограниченным размером апертуры.

### **3.3 Тестирование предложенного алгоритма обработки на экспериментально измеренных радиоголографиях тестового объекта**

Для проверки эффективности предложенного комплексного алгоритма обработки голографических радиоизображений был выбран тестовый объект с известными параметрами в виде металлической буквы «R» высотой 110 мм и

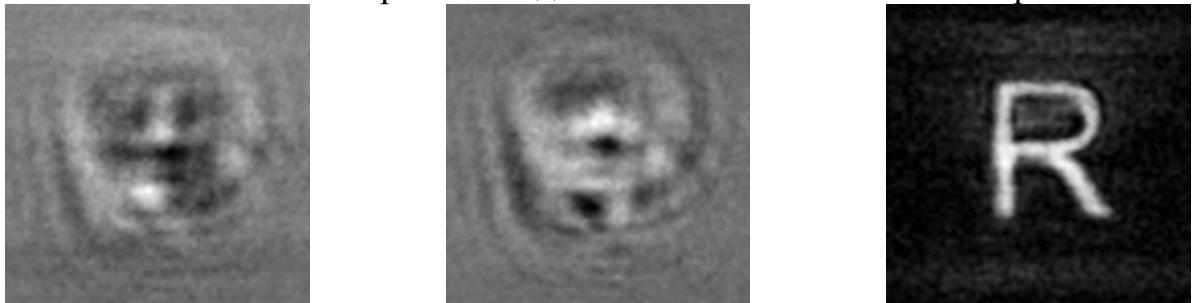
шириной 90 мм. Объект был расположен в центре области сканирования площадью 250×250 мм, расстояние от объекта до антенны равнялось 200 мм, частота зондирующего сигнала — 22.5 ГГц. Экспериментальные данные и результаты их обработки при помощи метода одночастотного восстановления и комплексного алгоритма представлены на рис. 45.

Сравнение изображений на рис. 45 показывает, что комплексный алгоритм обработки эффективно увеличивает контрастность радиоизображения и уменьшает влияние фона и шумов.

Восстановление одночастотной радиоголограммы:



Восстановление алгоритмом с дополнительными этапами обработки:



а)

б)

в)

Рис. 45. Результат обследования тестового объекта на частоте 22.5 ГГц:

а — синфазная компонента; б — квадратурная компонента;

в — восстановленное радиоизображение

### **3.4 Разработка и тестирование алгоритмов автоматической фокусировки радиоизображений**

#### **3.4.1 Автофокусировка методом поиска экстремума интеграла амплитуды**

Практически во всех приложениях подповерхностных радиолокаторов актуально не только установить наличие скрытого объекта, но и определить глубину его расположения. В настоящее время голографические радиолокаторы не позволяют определять расстояние до объекта, оно задается вручную оператором, и

критерием сфокусированности радиоизображения в этом случае является субъективно оцениваемая резкость. Неправильно заданная глубина фокусировки приводит к размытости изображения или появлению артефактов в виде фантомных объектов, что затрудняет интерпретацию полученных результатов или делает ее ложной.

Существует ряд статей, посвященных проблеме автофокусировки оптических голограмм, получаемых в голографической микроскопии, предложенные в них методы могут быть адаптированы для автофокусировки радиоголограмм с учётом особенностей работы в радиодиапазоне электромагнитных волн. Согласно статьям [72, 73] критерием сфокусированности рассеянного чисто амплитудным объектом поля является минимум интеграла модуля амплитуды по всей области измерения, для чисто мнимых объектов, таких, как почти прозрачные биологические клетки, критерий противоположный:

$$z_{focus} = \begin{cases} \arg \min_z \int \int_{x,y} |E(x, y, z)| dx dy, & \text{если } E(x, y, z) \text{ действительно и положительно,} \\ \arg \max_z \int \int_{x,y} |E(x, y, z)| dx dy, & \text{если } E(x, y, z) \text{ мнимое.} \end{cases}$$

где  $E(x, y, z)$  — восстановленная амплитуда голограммы,  $z$  — расстояние до плоскости фокусировки,  $x, y$  — пространственные координаты в плоскости сканирования. Следует отметить, что интеграл модуля амплитуды это  $l_1$ -норма восстановленной радиоголограммы, и задачу определения фокусного расстояния можно сформулировать как поиск минимума  $l_1$ -нормы для фокусировки на действительном объекте и поиск максимума  $l_1$ -нормы для фокусировки на чисто фазовом объекте.

### **3.4.2 Тестирование метода поиска экстремума интеграла амплитуды на данных численного моделирования**

Для тестирования автофокусировки одночастотных и широкополосных радиоголограмм методом поиска экстремума интеграла амплитуды использовались данные численного моделирования, полученные с помощью разработанной программы на языке программирования Python.

В первом сценарии точечный объект был расположен в центре исследуемого объема ( $x, y, z$ ) с размерами  $200 \times 200 \times 200$  мм, шаг между выборками по всем направлениям равнялся 1 мм, частота зондирующего сигнала принимала 59 значений от 20 до 30 ГГц, что, согласно (20), соответствует разрешению по дальности 15 мм. На рис. 46 приведены профили дальности в плоскости  $x=100$  мм, а — полученный во всей полосе частот методом широкополосного восстановления, б — на частоте 30 ГГц методом одночастотного восстановления.

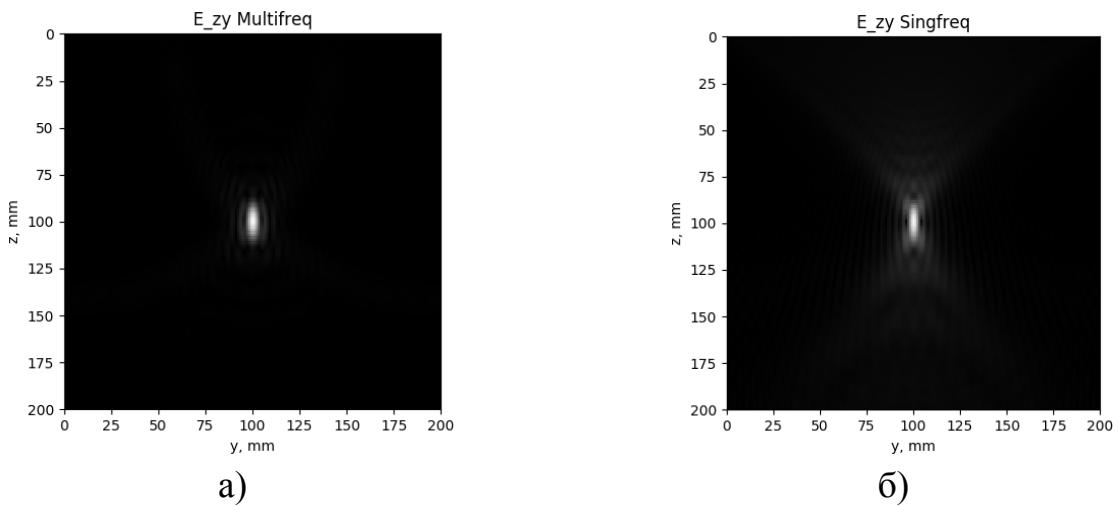


Рис. 46. Восстановленные дальностные профили для численно смоделированных радиоголограмм:  
а — в полосе частот 20–30 ГГц; б — на частоте 30 ГГц

Для каждого значения дальности  $z$  в интервале от 0 до 200 мм с шагом 1 мм методом парабол (Симпсона) был вычислен интеграл модуля амплитуды рассеянного объектом поля в рассматриваемой плоскости. На рис. 47 представлены графики зависимости интегральной амплитуды от дальности для широкополосной (а) и одночастотной (в) радиоголограмм. Для выделения основного максимума полученная интегральная амплитуда широкополосной радиоголограммы была сглажена при помощи свертки с окном Ханна, имеющего вид косинусоидального колокола, шириной 25 отсчетов, результат показан на рис. 47б. Детекция экстремумов интеграла амплитуды осуществлялась автоматически с использованием функций библиотеки `detect_peaks` [74] на языке Python.

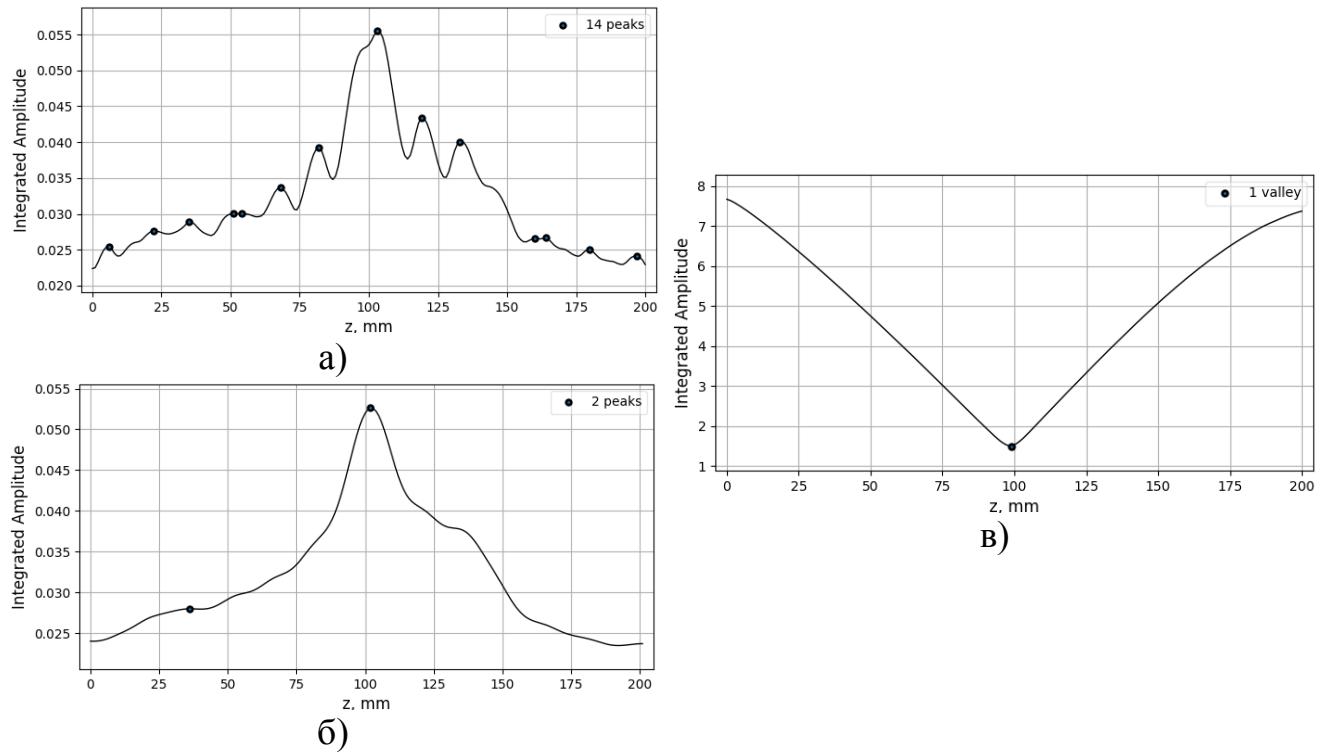


Рис. 47. Зависимость интеграла модуля амплитуды от глубины фокусировки:  
 а, б — широкополосной радиоголограммы;  
 в — радиоголограммы на частоте 30 ГГц

Так как широкополосное восстановление позволяет получить разрешение по дальности, в месте расположения объекта наблюдается максимум интегральной амплитуды восстановленного поля. В то же время при одночастотном восстановлении на дальности расположения объекта наблюдается минимум интегральной амплитуды, что связано с присутствием интерференционных максимумов на других дальностях, дающих вклад в амплитуду, на рис. 46б можно видеть интерференционную картину в виде двойного конуса с объектом в центре. Автоматически определенные положения экстремумов интегральной амплитуды можно использовать для фокусировки радиоголограмм, при этом получаются следующие значения погрешностей, таблица 7.

Таблица 7. Результаты определения дальности

Реальная глубина расположения объекта: <b><math>z = 100</math> мм</b>		Положение экстремума интегральной амплитуды, мм	Абсолютная погрешность определения дальности, мм	Относительная погрешность определения дальности, %
Широкополосное восстановление	без сглаж.	103.0	-3.0	3.0
	сглаж.	101.5	-1.5	1.5
Одночастотное восстановление		99.0	1.0	1.0

Во втором сценарии два точечных объекта были расположены по центру исследуемой области  $(x, y)$  размером  $200 \times 200$  мм на глубинах  $z = 80$  и  $120$  мм. Шаг между выборками по всем направлениям равнялся 1 мм, частота зондирующего сигнала принимала 59 значений от 20 до 30 ГГц. На рис. 48 приведены профили дальности в плоскости  $x = 100$  мм, а — полученный во всей полосе частот методом широкополосного восстановления, б — на частоте 30 ГГц методом одночастотного восстановления.

На рис. 49 представлены графики зависимости вычисленной интегральной амплитуды от дальности, принимающей значения от 0 до 200 мм с шагом 1 мм, для широкополосной (а) и одночастотной (в) радиоголограмм. Полученная интегральная амплитуда широкополосной радиоголограммы была сглажена при помощи свертки с окном Ханна шириной 25 отсчетов, результат показан на рис. 49б, как видно, сглаживание эффективно позволяет выделить основные максимумы.

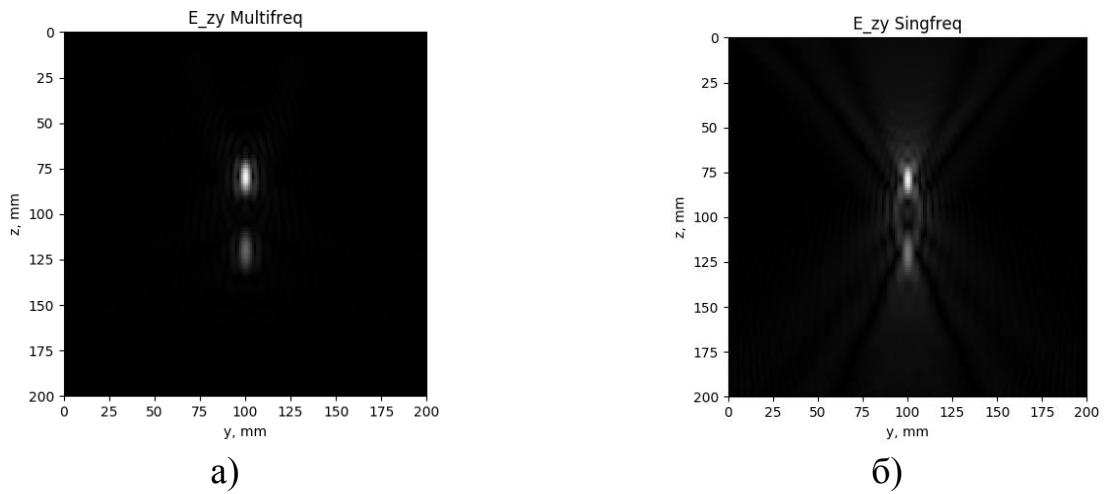


Рис. 48. Восстановленные дальностные профили для численно смоделированных радиоголограмм:  
 а — в полосе частот 20–30 ГГц; б — на частоте 30 ГГц

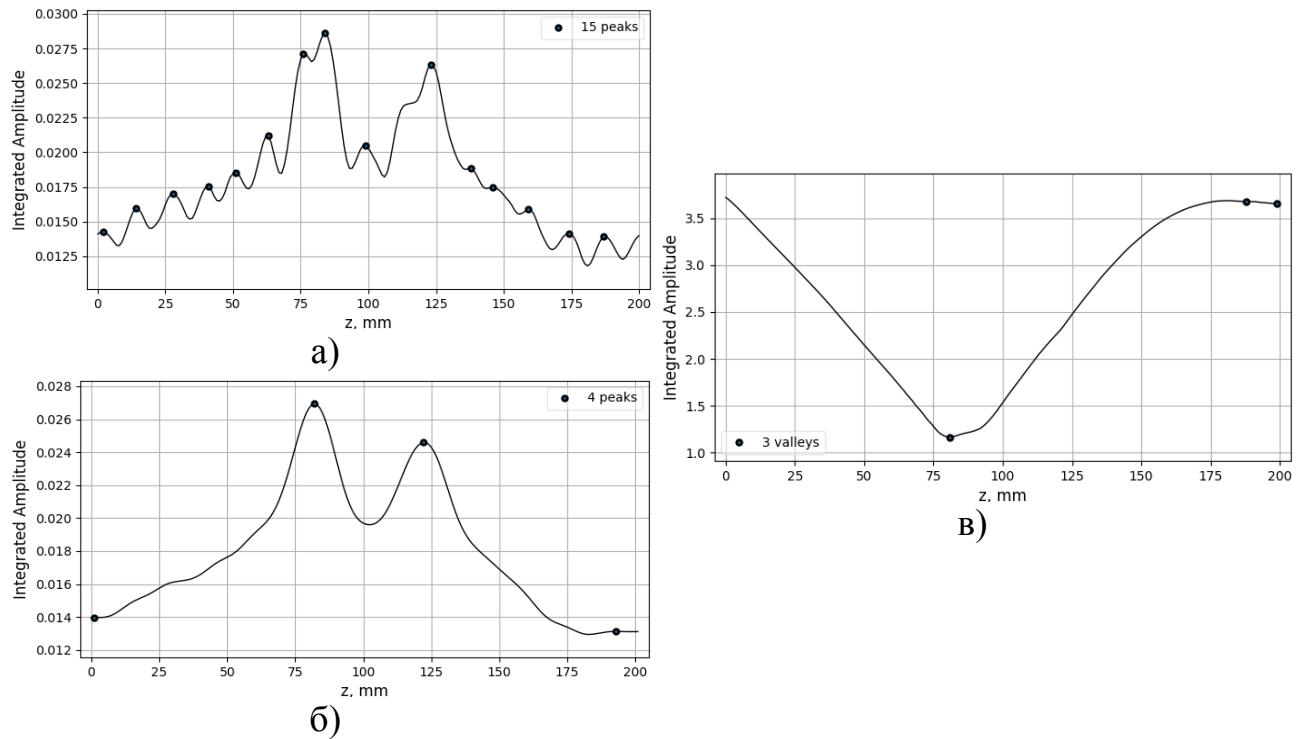


Рис. 49. Зависимость интеграла модуля амплитуды от глубины фокусировки:  
 а, б — широкополосной радиоголограммы;  
 в — радиогологramмы на частоте 30 ГГц

Автоматически определенные положения экстремумов интегральной амплитуды можно использовать для фокусировки радиоголограмм на дальностях расположения объектов, при этом получаются следующие значения погрешностей, таблица 8:

Таблица 8. Результаты определения дальности

Реальная глубина расположения объекта: <b><math>z_1 = 80</math> мм, <math>z_2 = 120</math> мм</b>		Положение экстремума интегральной амплитуды, мм		Абсолютная погрешность определения дальности, мм		Относительная погрешность определения дальности, %	
		$z_1$	$z_2$	$z_1$	$z_2$	$z_1$	$z_2$
Широкополосное восстановление	без сглаж.	84.0	-	-4.0	-	5.0	-
	сглаж.	<b>81.6</b>	<b>121.4</b>	<b>-1.6</b>	<b>-1.4</b>	<b>2.0</b>	<b>1.2</b>
Одночастотное восстановление		81.0	-	-1.0	-	1.2	-

Как видно из рис. 49 только по дополнительно сглаженному графику интегральной амплитуды широкополосной радиоголограммы возможно выделение двух основных экстремумов, соответствующих дальностям до двух объектов. При одночастотных измерениях дальний объект маскируется интерференционной картиной, и его детектирование по предложенному критерию невозможно.

В третьем сценарии три точечных объекта были расположены в исследуемом объеме размером  $200 \times 200 \times 200$  мм и имели координаты (100, 40, 60), (100, 100, 100) и (100, 160, 140) мм. Шаг между выборками по всем направлениям равнялся 1 мм, частота зондирующего сигнала принимала 59 значений от 20 до 30 ГГц. На рис. 50 приведены профили дальности в плоскости  $x=100$  мм, а — полученный во всей полосе частот методом широкополосного восстановления, б — на частоте 30 ГГц методом одночастотного восстановления.

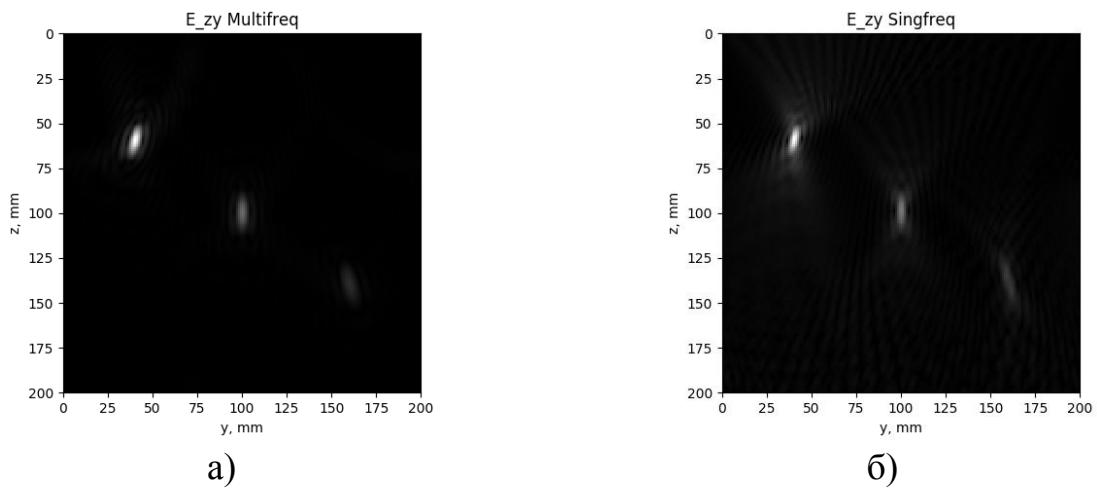


Рис. 50. Восстановленные дальностные профили для численно сформированных радиоголографм:  
а — в полосе частот 20–30 ГГц; б — на частоте 30 ГГц

На рис. 51 представлены графики зависимости вычисленной интегральной амплитуды от дальности, принимающей значения от 0 до 200 мм с шагом 1 мм, для широкополосной (а) и одночастотной (в) радиоголограмм. Полученная интегральная амплитуда широкополосной радиоголограммы была сглажена при помощи свертки с окном Ханна шириной 25 отсчетов, результат показан на рис. 51б, как видно, сглаживание позволило выделить основные максимумы.

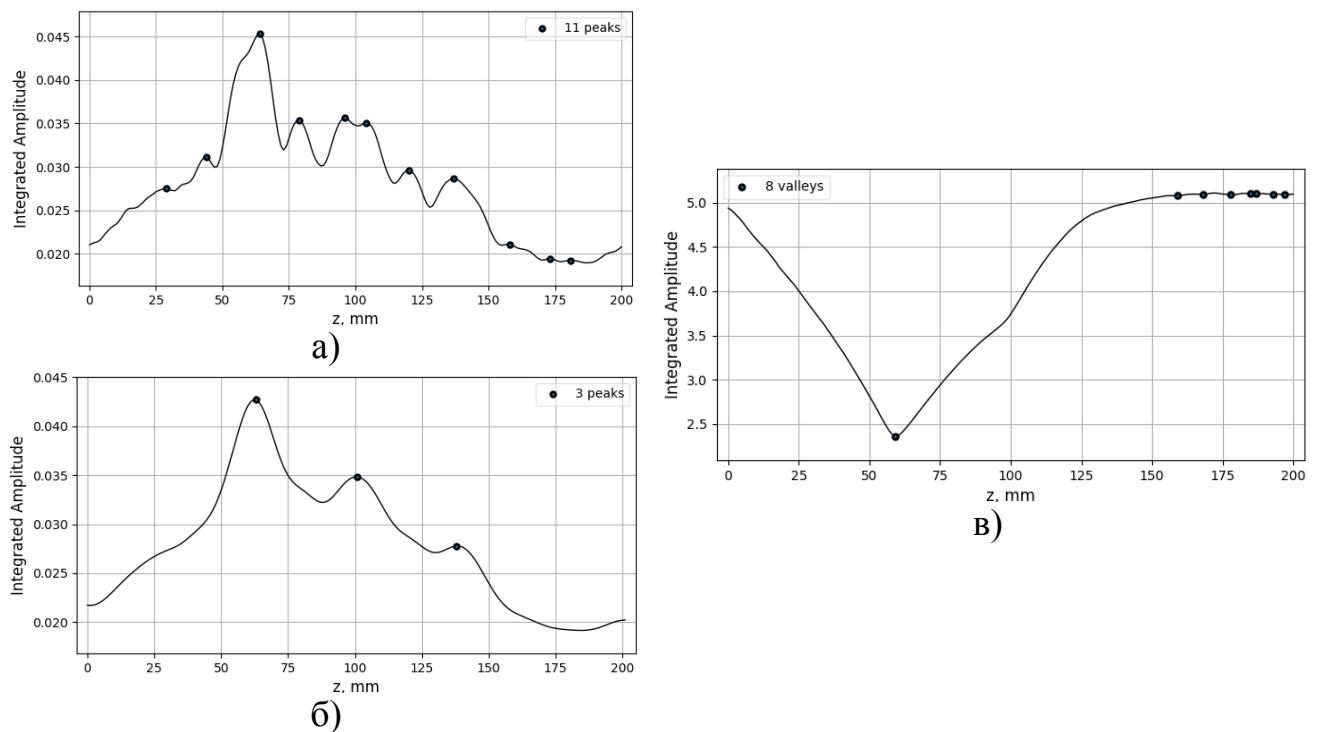


Рис. 51. Зависимость интеграла модуля амплитуды от глубины фокусировки:  
а, б — широкополосной радиоголограммы;  
в — радиоголограммы на частоте 30 ГГц

Погрешности при использовании автоматически определенных положений экстремумов интегральной амплитуды для фокусировки радиоголограмм приведены в таблице 9:

Таблица 9. Результаты определения дальности

Реальная глубина расположения объекта: <b><math>z_1 = 60</math> мм, <math>z_2 = 100</math> мм, <math>z_3 = 140</math> мм</b>		Положение экстремума интегральной амплитуды, мм			Абсолютная погрешность определения дальности, мм			Относительная погрешность определения дальности, %		
		$z_1$	$z_2$	$z_3$	$z_1$	$z_2$	$z_3$	$z_1$	$z_2$	$z_3$
Широкополосное восстановление	без сглаж.	64.0	-	-	-4.0	-	-	6.7	-	-
	сглаж.	<b>62.7</b>	<b>100.5</b>	<b>137.3</b>	<b>-2.7</b>	<b>-0.5</b>	<b>2.7</b>	<b>4.5</b>	<b>0.5</b>	<b>1.9</b>
Одночастотное восстановление		59.0	-	-	1.0	-	-	1.7	-	-

Таким образом на примере численных данных при различных относительных расположениях точечных объектов показано, что положения максимумов интегральной амплитуды могут быть использованы для автоматической фокусировки широкополосных радиоголограмм со средней относительной погрешностью 2 %.

### **3.4.3 Тестирование метода поиска экстремума интеграла амплитуды на экспериментально измеренных радиоголограммах тестового объекта**

Для тестирования эффективности метода поиска экстремума интеграла амплитуды для автофокусировки одночастотных и широкополосных радиоголограмм использовались данные эксперимента, описанного в разделе 2.6.1 при оценке продольного разрешения РЛС. Тестовый объект представлял собой фрагмент пенопласта с закрепленными на нем четырьмя металлическими гвоздями, расположенными с интервалом 20 мм друг от друга по горизонтали и на расстоянии 20, 40, 80 и 140 мм от раскрыва антенн, рис. 29. Площадь просканированной области составила  $250 \times 2$  мм, что соответствует регистрации трех профилей с интервалом 1 мм вдоль направления, перпендикулярного осям гвоздей. Частота

зондирующего сигнала изменялась от 22.2 до 26.2 ГГц с шагом 0.1 ГГц. На рис. 52 представлены графики зависимости вычисленной интегральной амплитуды от дальности, принимающей значения от 0 до 200 мм с шагом 1 мм, для широкополосной (а) и одночастотной (б) радиоголограмм.

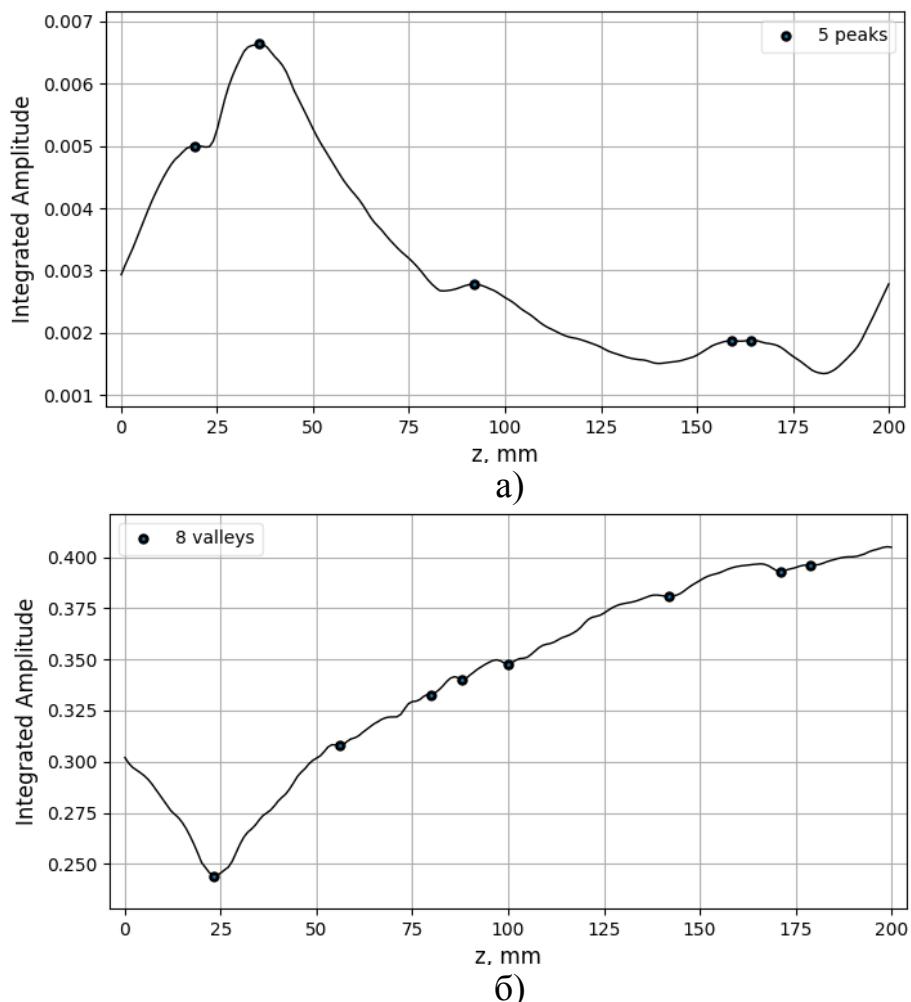


Рис. 52. Зависимость интеграла модуля амплитуды от глубины фокусировки:  
а — широкополосной радиоголограммы;  
б — радиоголограммы на частоте 30 ГГц

Погрешности при использовании автоматически определенных положений экстремумов интегральной амплитуды для фокусировки радиоголограмм приведены в таблице 10:

Таблица 10. Результаты определения дальности

Реальная глубина расположения объекта: <b><math>z_1 = 20 \text{ мм}</math>, <math>z_2 = 40 \text{ мм}</math>, <math>z_3 = 80 \text{ мм}</math>, <math>z_4 = 140 \text{ мм}</math></b>	Положение экстремума интегральной амплитуды, мм				Абсолютная погрешность определения дальности, мм				Относительная погрешность определения дальности, %			
	$z_1$	$z_2$	$z_3$	$z_4$	$z_1$	$z_2$	$z_3$	$z_4$	$z_1$	$z_2$	$z_3$	$z_4$
Широкополосное восстановление	<b>19.0</b>	<b>36.0</b>	<b>92.0</b>	<b>159.0</b>	<b>1.0</b>	<b>4.0</b>	<b>-12.0</b>	<b>-19.0</b>	<b>5.0</b>	<b>10.0</b>	<b>15.0</b>	<b>13.6</b>
Одночастотное восстановление	23.0	-	-	-	-3.0	-	-	-	15.0	-	-	-

Таким образом, положения максимумов интегральной амплитуды при широкополосном зондировании соответствуют действительным дальностям до тестовых объектов с относительной погрешностью до 15%.

#### 3.4.4 Автофокусировка широкополосных радиоголограмм различных образцов теплоизоляционного покрытия методом поиска максимума интеграла амплитуды

Предложенный метод автофокусировки радиоголограмм был протестирован на экспериментальных данных образцов ТИП, описанных в главе 4. Образцы ТИП представляли собой слой ППУ, нанесенный на металлическую подложку, с предварительно заложенными дефектами. Зондирование проводилось компактным радиолокатором в полосе частот от 22.2 до 26.2 ГГц с шагом 0.4 ГГц.

На рис. 53 представлены графики зависимости вычисленной интегральной амплитуды широкополосных радиоголограмм для различных образцов ТИП. Действительное расстояние от антенны радиолокатора до дефектов на границе ППУ и металлической подложки —  $z_{\text{real}}$ ; автоматически определенное с помощью разработанной программы положение максимума интегральной амплитуды —  $z_{\text{auto}}$ .

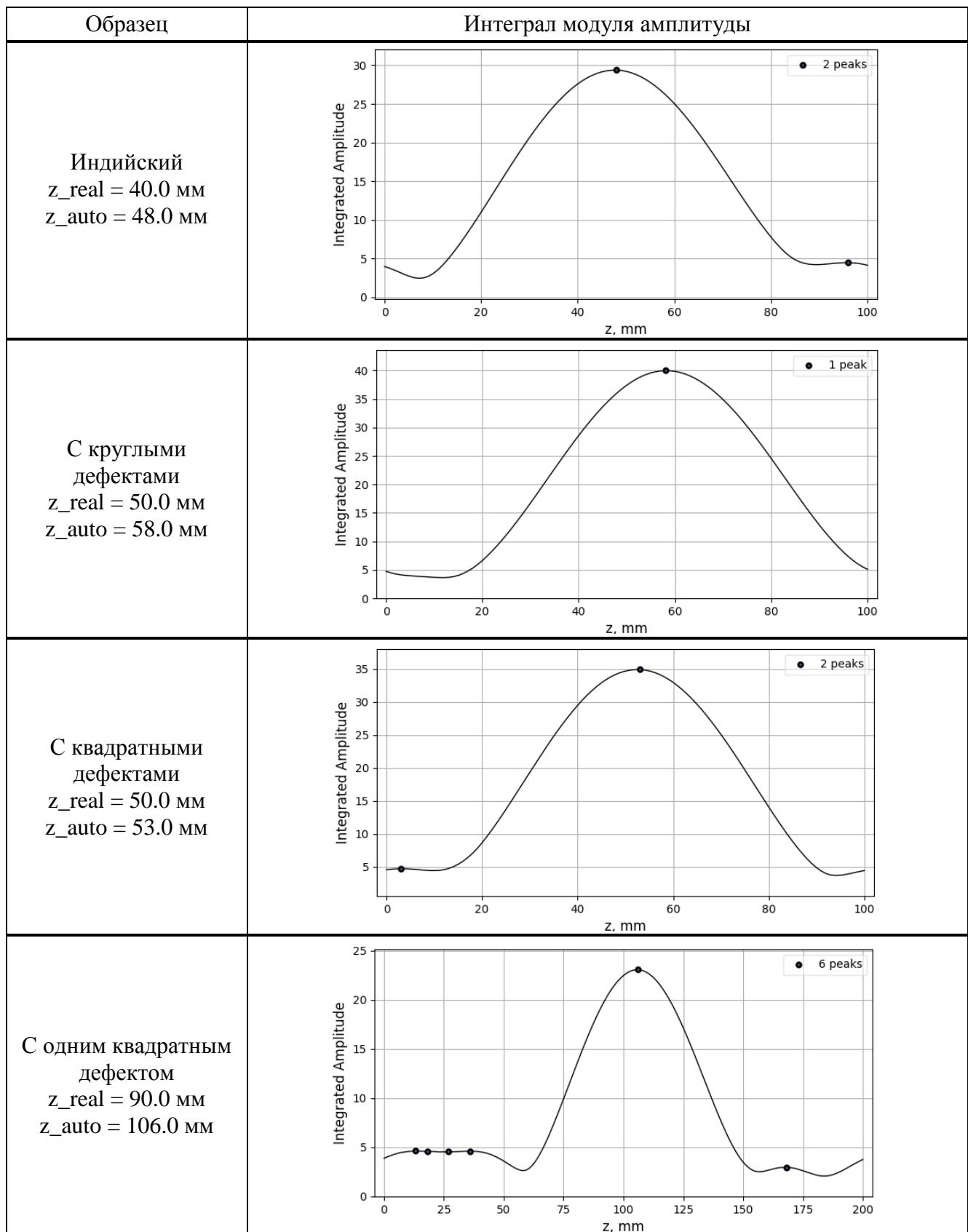


Рис. 53. Зависимость интеграла модуля амплитуды от глубины фокусировки широкополосной радиоголограммы для различных образцов ТИП

Погрешности при использовании автоматически определенных положений максимумов интегральной амплитуды для фокусировки широкополосных радиоголограмм образцов ТИП приведены в таблице 11.

Таблица 11. Результаты определения расстояния до дефектов ТИП

Образец	Реальная глубина расположения дефектов, мм	Положение максимума интегральной амплитуды, мм	Абсолютная погрешность определения дальности, мм	Относительная погрешность определения дальности, %
Индийский	40.0	48.0	-8.0	20.0
С круглыми дефектами	50.0	58.0	-8.0	16.0
С квадратными дефектами	50.0	53.0	-3.0	6.0
С одним квадратным дефектом	90.0	106.0	-16.0	17.8

Одна из причин неточного определения расстояния до дефектов ТИП — присутствие подстилающей металлической поверхности, влияние которой не учитывается в разработанном методе широкополосного восстановления. Однако, несмотря на то, что автоматически определенное значение расстояния до дефекта отличается от действительного, оно соответствует наилучшей фокусировке радиогологramмы в каждом случае. Таким образом, при решении задачи обнаружения дефектов ТИП целесообразно использование предложенного критерия максимума интегральной амплитуды, поскольку при относительно простых вычислениях он позволяет получить оптимальное по резкости радиоизображение. Разработка алгоритма автофокусировки радиоизображений и включение его в программный комплекс голографической РЛС позволили повысить скорость и достоверность обработки данных.

### **3.5 Разработка и тестирование алгоритмов автоматической сегментации контуров искомых объектов на радиоизображениях методом вычисления порога бинаризации**

В настоящее время интерпретация восстанавливаемых радиоизображений производится оператором. Так, например, на основе данных, полученных дополняющими методами, например, бурением и взятием пробы, специалистом производится постобработка данных георадара, выделяющая структурные слои исследуемой области. При этом используются коммерческие программы, предоставляющие интерфейс для выбора физических параметров, на основе которых производится сегментация объектов на радиоизображениях. Произвольность выбора параметров для сегментации приводит к снижению достоверности результатов обработки и надежности детектирования.

К экспериментальным данным, полученным для четырех образцов ТИП, описанных в главе 4, был применен комплексный метод широкополосного восстановления. Радиоизображения, автоматически сфокусированные методом поиска максимума интегральной амплитуды, представляли собой библиотеку изображений для тестирования различных методов автоматической сегментации контуров объектов (автосегментации).

Одним из стандартных подходов к задаче сегментации контуров объектов является проведение классификации пикселей изображения на две группы: принадлежащих объекту или фону, или бинаризация изображения. Для бинаризации радиоизображений образцов ТИП из подготовленной библиотеки была разработана программа на языке программирования Python, использующая методы открытой библиотеки Scikit-image [75]. Были опробованы различные методы определения порогового значения бинаризации. Так в качестве порогового использовалось среднее значение интенсивности; значение интенсивности, соответствующее минимуму между двумя пиками гистограммы изображения. Также были опробованы такие методы как классический метод сбалансированного порогового отсечения гистограммы, заключающийся в итеративном взвешивании двух частей гистограммы изображения [76]; метод минимизации перекрестной

энтропии Ли [77]; метод Ниблэка, заключающийся в варьировании порога интенсивности внутри скользящего по изображению прямоугольного окна на основе значения стандартного отклонения [78]; метод Саувола – модификация метода Ниблэка [79]; метод Оцу, рассчитывающий порог сегментации групп изображения так, чтобы внутригрупповая дисперсия была минимальной [80]; геометрический метод, выбирающий в качестве порога вершину наиболее длинной высоты прямоугольного треугольника, имеющего вершинами своих катетов максимум и минимум гистограммы изображения [81]; метод Йена, основанный на критерии максимальной корреляции [82]; и детектор границ Кэнни, определяющий направления максимального изменения локальных градиентов интенсивности изображения [83].

Результаты тестирования показали, что наибольший показатель верно детектированных дефектов продемонстрировали методы: Оцу, Йена, геометрический и сбалансированного порогового отсечения гистограммы. Отобранные таким образом методы были поочередно применены к изображениям образцов, после чего проводилось голосование за принадлежность каждого пикселя изображения к группе дефектов или фона: если три из четырех отобранных методов определяли пиксель как принадлежащий группе дефектов, он относился в эту группу. Результаты автосегментации дефектов для четырех образцов ТИП приведены на рис. 54.

Разработанный алгоритм автоматической сегментации объектов на восстановленных радиоизображениях позволил повысить скорость и надежность обнаружения внутренних дефектов ТИП.

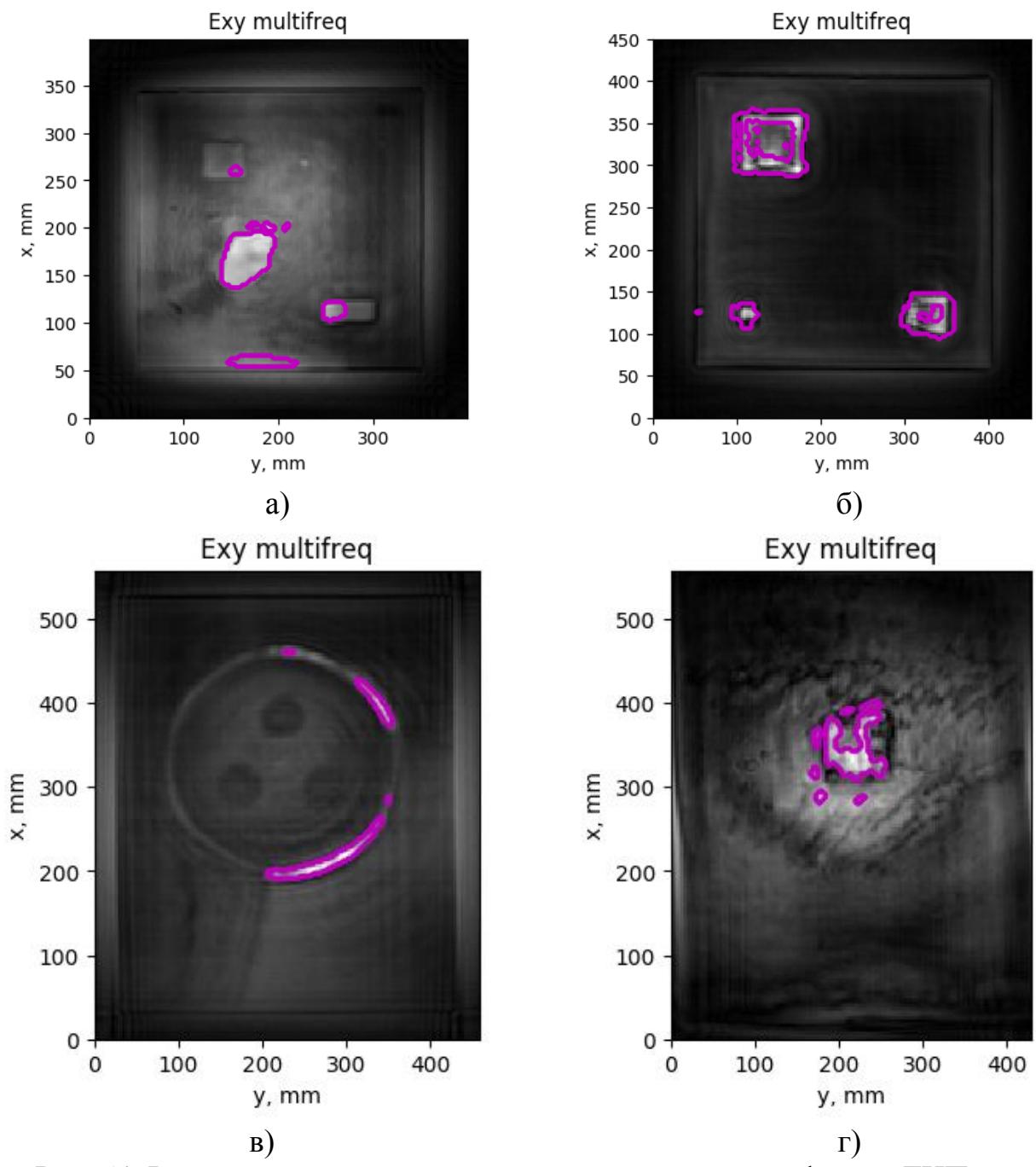


Рис. 54. Результаты автоматического детектирования дефектов ТИП на радиоизображениях методом вычисления порога бинаризации:  
 а — для индийского образца; б — для образца с квадратными дефектами;  
 в — для образца с круглыми дефектами;  
 г — для образца с одним квадратным дефектом

### 3.6 Использование поляризационных характеристик регистрируемого сигнала для улучшения параметров распознавания объектов на радиоизображениях

Описанный в разделе 1.3 компактный радиолокатор позволяет измерять рассеянный объектом сигнал в двух поляризациях: параллельной и скрещенной по отношению к излучаемому сигналу.

Радиоизображения образца ТИП из Индии в двух поляризациях, полученные методом широкополосного восстановления, приведены на рис. 55.

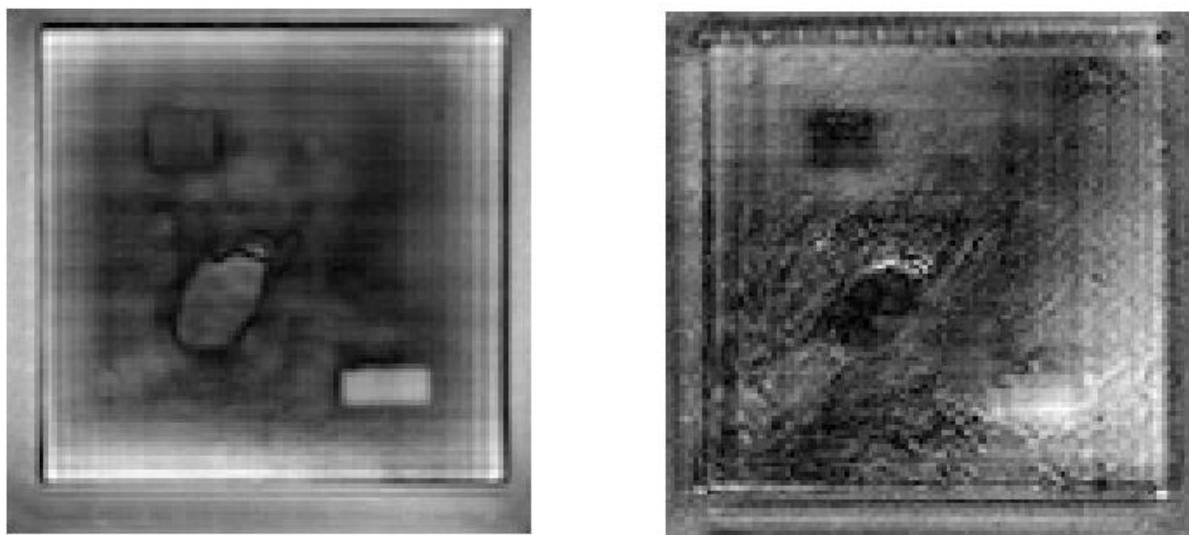


Рис. 55. Полученные методом широкополосного восстановления радиоизображения индийского образца ТИП  
а — в параллельной поляризации  
б — в скрещенной поляризации

Как видно, радиоизображения в параллельной и скрещенной поляризациях существенно отличаются. Это связано с деполяризационными свойствами диэлектрических неоднородностей: поляризация электромагнитной волны, проходящей через дефектную область и преломляющейся на ее границах, отличается от проходящей через однородный слой ТИП. Таким образом, на радиоизображении, полученном в скрещенной поляризации, становятся видимыми некоторые дефекты, невидимые при измерении в параллельной поляризации передатчика и приемника.

### **3.7 Выводы по главе 3**

В третьей главе приведены результаты разработки и тестирования комплексного алгоритма обработки радиоголограмм.

В данном алгоритме описанные ранее методы одночастотного и широкополосного восстановления радиоголограмм дополняются этапами обработки, позволяющими учесть такие особенности задачи диагностики ТИП как наличие подстилающей металлической поверхности и низкий диэлектрический контраст искомых дефектов и материала ТИП.

Разработанный комплексный алгоритм включает в себя следующие шаги: взвешивание экспериментальных данных гауссовым окном, дополнение данных нулями, их интерполяцию на более частую пространственную сетку, адаптивную полосовую фильтрацию пространственно-частотного спектра, локальную эквализацию гистограммы восстановленного радиоизображения.

Приведены результаты тестирования разработанных алгоритмов на численной модели точечного источника и экспериментальных данных, полученных для тестового объекта, свидетельствующие об эффективности разработанного алгоритма для повышения контрастности и подавления артефактов при восстановлении радиоголограмм.

Разработаны и протестированы алгоритмы автофокусировки радиоголограмм и автосегментации восстанавливаемых радиоизображений.

Показано, что автофокусировка одночастотных радиоголограмм методом поиска минимума интеграла амплитуды позволяет с определять расстояние только до изолированных и высококонтрастных объектов в однородной среде, в то время как автофокусировка широкополосных радиоголограмм методом поиска основных максимумов интеграла амплитуды позволяет определять расстояния до объектов в сложной целе-фоновой обстановке.

Было также показано, что измерения в двух скрещенных поляризациях позволяют использовать поляризационные характеристики зондируемых объектов и повышают вероятность обнаружения дефектов в образцах ТИП.

## **Глава 4. Результаты восстановления экспериментально измеренных радиоголограмм**

### **4.1 Результаты одночастотного восстановления экспериментально измеренных радиоголограмм образцов теплоизоляционных покрытий**

Различные образцы теплоизоляционного покрытия (ТИП) топливных баков ракетно-космической техники, предоставленные ФГУП «НПО «Техномаш», ФГУП «ГКНПЦ имени М. В. Хруничева», РКК «Энергия» и Vikram Sarabhai Space Centre, Индия были просканированы с помощью экспериментальной установки на основе голографического радиолокатора, описанной в разделе 1.3. Измерения проводились на 11 частотах во всем рабочем диапазоне от 22.2 до 26.2 ГГц, шаг между частотами составлял 0.4 ГГц. Расстояние от раскрыва антенн локатора до поверхности исследуемого образца устанавливалось равным 10 мм для каждого образца ТИП.

Задачей микроволнового зондирования образцов являлось обнаружение диэлектрически контрастных дефектов ТИП, заложенных при их изготовлении и имитирующих реальные дефекты и отслоения пенополиуретанового покрытия от металлической поверхности топливных баков ракет. Для восстановления зарегистрированных радиолокатором голограмм применялся одночастотный метод обратного распространения, основанный на разложении сигнала на плоские волны и умножении его Фурье-спектра на фазовый множитель, соответствующий распространению сигнала на заданное расстояние. Кроме того, к полученным данным применялся разработанный комплексный алгоритм обработки, учитывающий особенности решаемой задачи, улучшающий разрешение и повышающий контраст объектов и фона.

Образец ТИП, представленный Космическим центром в Керале, Индия, был выполнен в виде слоя пенополиуретанового покрытия, нанесенного на металлическую подложку, рис. 56. Размеры образца в плане составляли  $300 \times 300$  мм, высота — 40 мм, из которых 3 мм составляла толщина подложки. Индийский образец, размещенный на экспериментальной установке, показан на

рис. 57. Образец содержал предварительно вырезанные воздушные полости, имитирующие дефекты отслоения ТИП, размер и расположение дефектов в образце приведены на рис. 58.

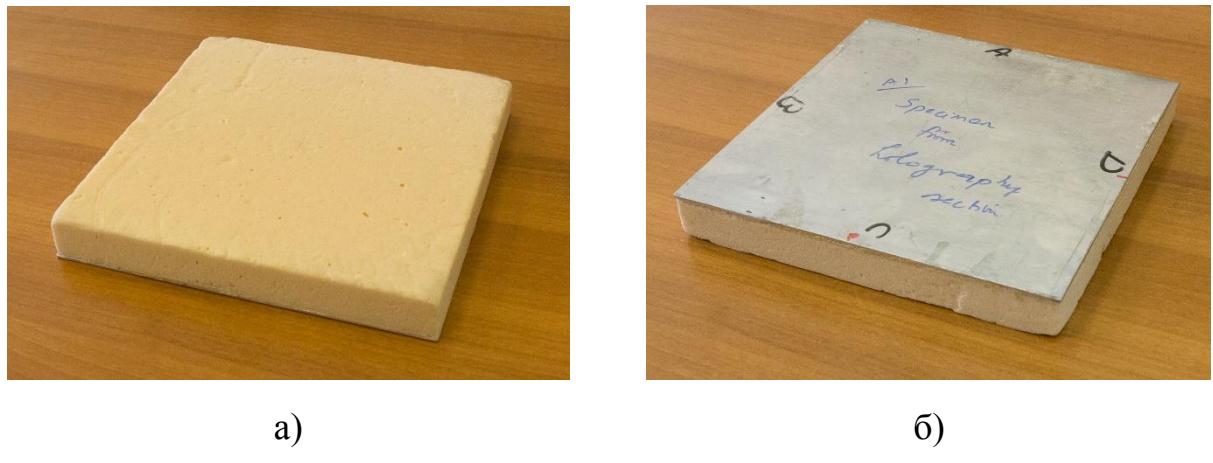


Рис. 56. Образец ТИП, предоставленный Vikram Sarabhai Space Centre, Индия:  
а — внешняя сторона; б — внутренняя сторона

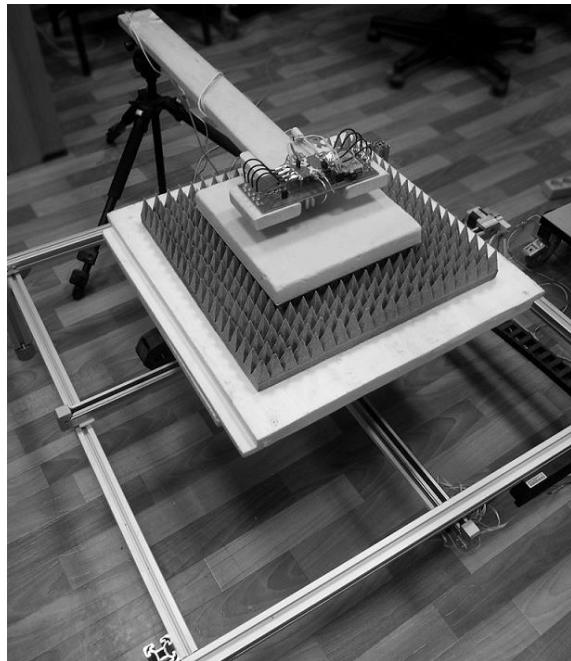


Рис. 57. Расположение индийского образца ТИП на экспериментальной установке

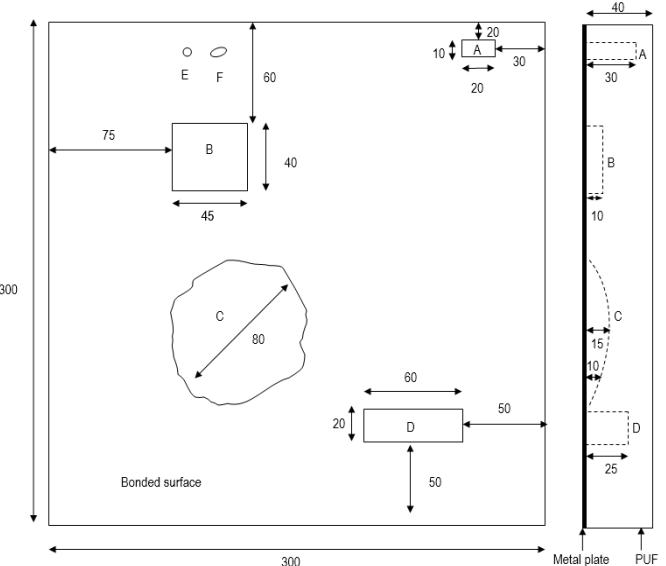


Рис. 58. Чертеж схемы неоднородностей в индийском образце ТИП

Образец был просканирован на экспериментальной установке разработанным радиолокатором, площадь просканированной области —  $400 \times 400$  мм. На рис. 59 а, б показаны синфазная и квадратурная компоненты зарегистрированной

радиоголограммы на частоте 26.2 ГГц. Для получения радиолокационных изображений внутренних неоднородностей осуществлялось восстановление голограммы на глубине 40 мм. Изображение, полученное методом одночастотного восстановления, приведено на рис. 59в, изображение, полученное после применения комплексного метода обработки, приведено на рис. 59г. Дефекты, видимые на восстановленной радиоголограмме на рис. 59г согласуются с чертежом дефектов на рис. 58

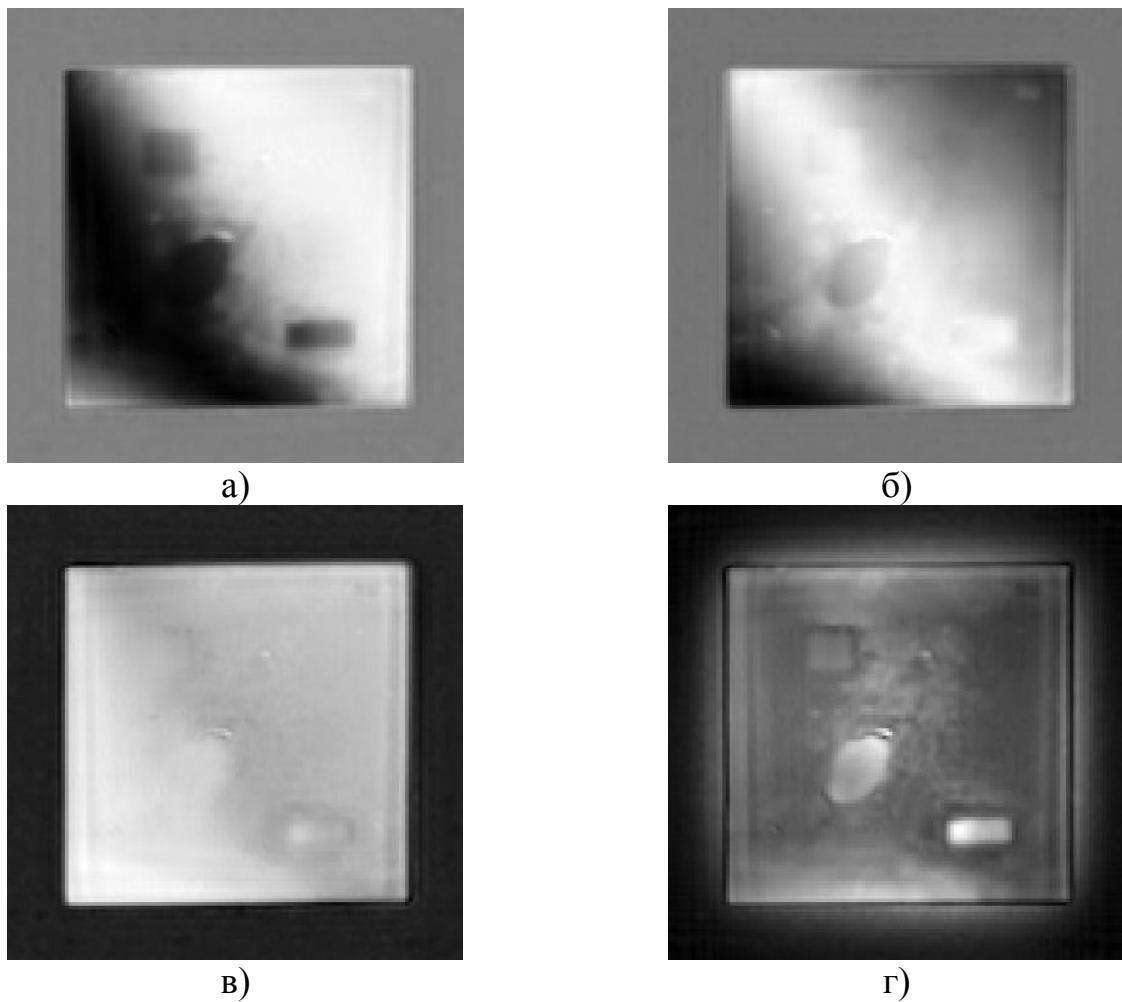


Рис. 59. Экспериментальные данные для образца ТИП из Индии на частоте 26.2 ГГц:

а — синфазная компонента; б — квадратурная компонента;  
в — восстановленное радиоизображение;  
г — восстановленное изображение с дополнительной обработкой

ФГУП «НПО «Техномаш» был предоставлен образец ТИП с образованными при его изготовлении дефектами: на внутренней стороне слоя ППУ-17Н имелись три круглые полости диаметром 50 мм и высотой 1 мм, вырезанные в круге диаметром 270 мм. Образец имел размеры 400×500 мм и представлял собой слой

пенополиуретана ППУ-17Н толщиной 40 мм, наклеенный на лист алюминиево-магниевого сплава АМг6 толщиной 5 мм, рис. 60. Чертеж внутренних дефектов приведен на рис. 61, фотография образца на экспериментальной установке представлена на рис. 62.



а)



б)

Рис. 60. Образец ТИП с круглыми дефектами:  
а — внешняя сторона образца; б — внутренняя сторона образца

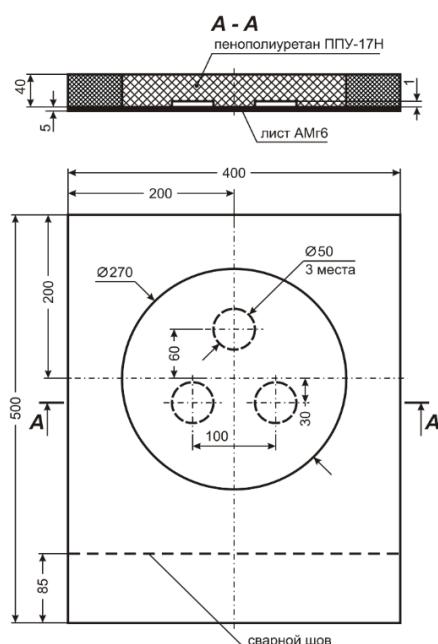


Рис. 61. Чертеж схемы неоднородностей в образце ТИП с круглыми дефектами

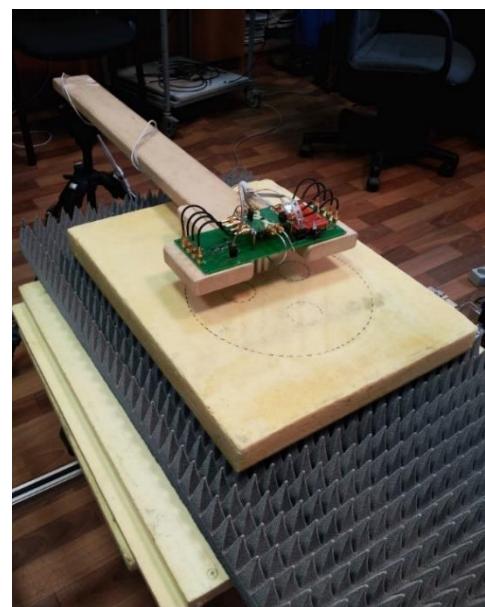


Рис. 62. Образец ТИП с круглыми дефектами на экспериментальной установке

Площадь просканированной области —  $560 \times 460$  мм. На рис. 63 а, б показаны синфазная и квадратурная компоненты зарегистрированной радиоголограммы на частоте 26.2 ГГц. Изображение, восстановленное методом обратного распространения на глубине 50 мм, приведено на рис. 63в, изображение,

полученное после применения комплексного алгоритма обработки, приведено на рис. 63г.

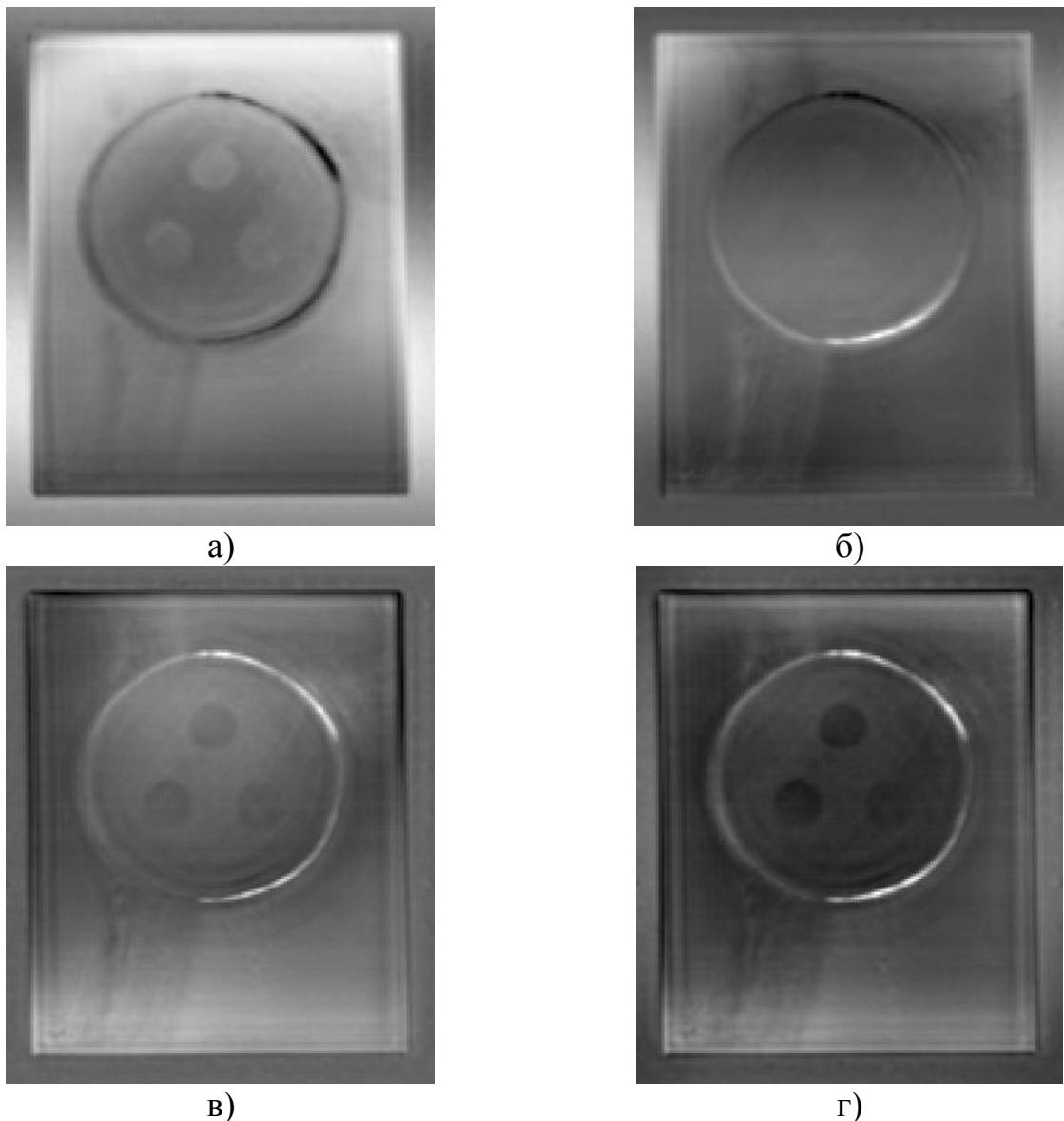


Рис. 63. Экспериментальные данные для образца ТИП с круглыми дефектами на частоте 26.2 ГГц

а — синфазная компонента; б — квадратурная компонента;  
в — восстановленное радиоизображение;  
г — восстановленное изображение с дополнительной обработкой

Следующий образец ТИП изготовлен аналогичным образом, при его изготовлении были сделаны три квадратных выреза, имитирующих дефекты отслоения клеевого слоя. Размер образца — 345×345 мм, толщина — 40 мм, толщина металлической подложки — 2 мм. Фотографии образца ТИП представлены на рис. 64, расположение на экспериментальной установке показано на рис. 65.



Рис. 64. Образец ТИП с квадратными дефектами:  
а — внешняя сторона образца;  
б — внутренняя сторона образца

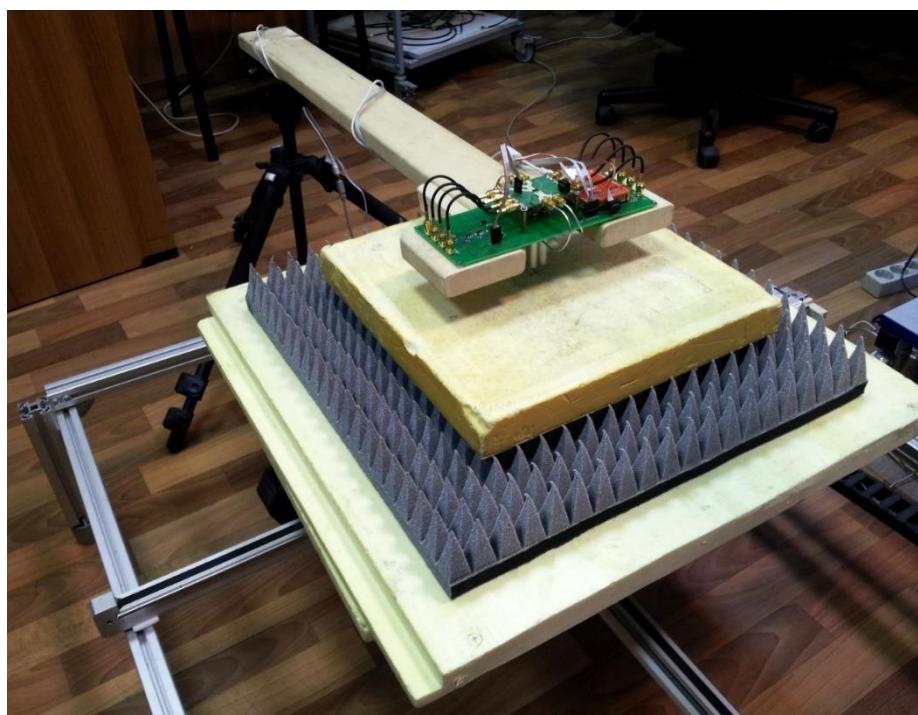


Рис. 65. Образец ТИП с квадратными дефектами на экспериментальной установке

Площадь просканированной области —  $450 \times 450$  мм. На рис. 66 а, б представлены соответственно синфазные и квадратурные компоненты зарегистрированных радиоголограмм. На рис. 66в приведено восстановленное радиоизображение образца, фокусировка радиоголограммы производилась на глубину 50 мм. Изображение, полученное после применения комплексного алгоритма обработки, приведено на рис. 66г.

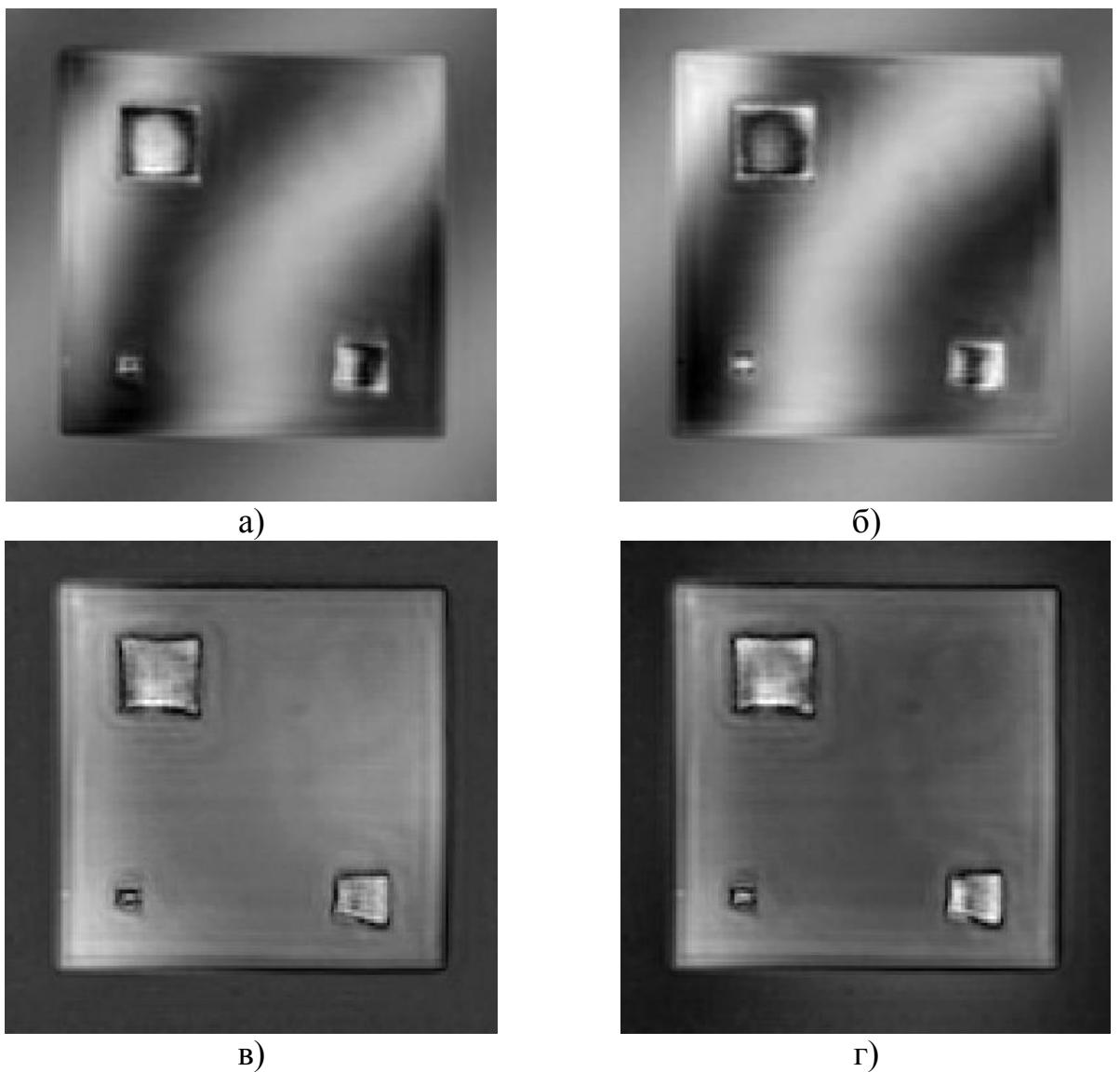


Рис. 66. Экспериментальные данные для образца ТИП с квадратными дефектами на частоте 26.2 ГГц:

а — синфазная компонента; б — квадратурная компонента;  
в — восстановленное радиоизображение;  
г — восстановленное изображение с дополнительной обработкой

Для сравнения приведены восстановленное комплексным алгоритмом обработки радиоизображение, полученное новым локатором на частоте 22.6 ГГц, рис. 67а, и радиоизображение, полученное на частоте 22.5 ГГц на предыдущем этапе проекта с использованием ВАЦ Rohde & Schwarz ZVA 24, рис. 67б.



Рис. 67. Восстановленные комплексным алгоритмом обработки радиоизображения образца ТИП с квадратными дефектами:  
а — для нового радиолокатора на частоте 22.6 ГГц;  
б — для ВАЦ на частоте 22.5 ГГц

Далее приведены результаты экспериментов с образцом еще одного производителя, ФГУП "ГКНПЦ имени М. В. Хруничева". Данный образец также представлял собой слой пенополиуретана, наклеенный на металлическую подложку. Размеры образца равнялись 540×410 мм, внешняя поверхность неровная, поэтому толщина изменялась вдоль образца от 85 до 90 мм, толщина металлической подложки составляла 3 мм. На рис. 68 представлены фотографии образца, расположение на экспериментальной установке показано на рис. 69.



Рис. 68. Образец ТИП с одним квадратным дефектом:  
а — внешняя сторона;  
б — внутренняя сторона

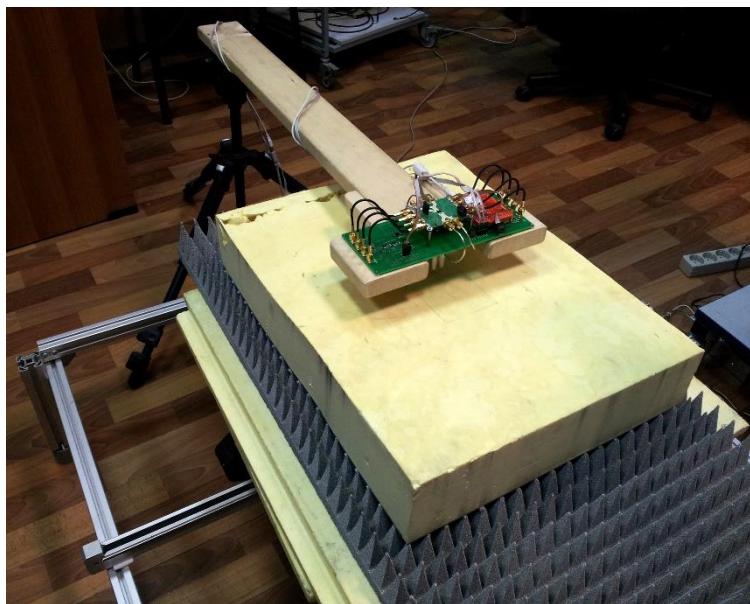


Рис. 69. Образец ТИП с одним квадратным дефектом на экспериментальной установке

Площадь просканированной области составила  $560 \times 430$  мм. На рис. 70 а, б представлены соответственно синфазные и квадратурные компоненты зарегистрированных радиоголограмм. На рис. 70в приведено восстановленное радиоизображение образца, фокусировка радиоголограммы производилась на глубину 95 мм. Изображение, полученное после применения комплексного алгоритма обработки, приведено на рис. 70г.

Для сравнения приведены восстановленное комплексным алгоритмом обработки радиоизображение, полученное новым локатором на частоте 22.6 ГГц, рис. 71а и радиоизображение, полученное на частоте 22.5 ГГц на предыдущем этапе проекта с использованием ВАЦ Rohde & Schwarz ZVA 24, рис. 71б.

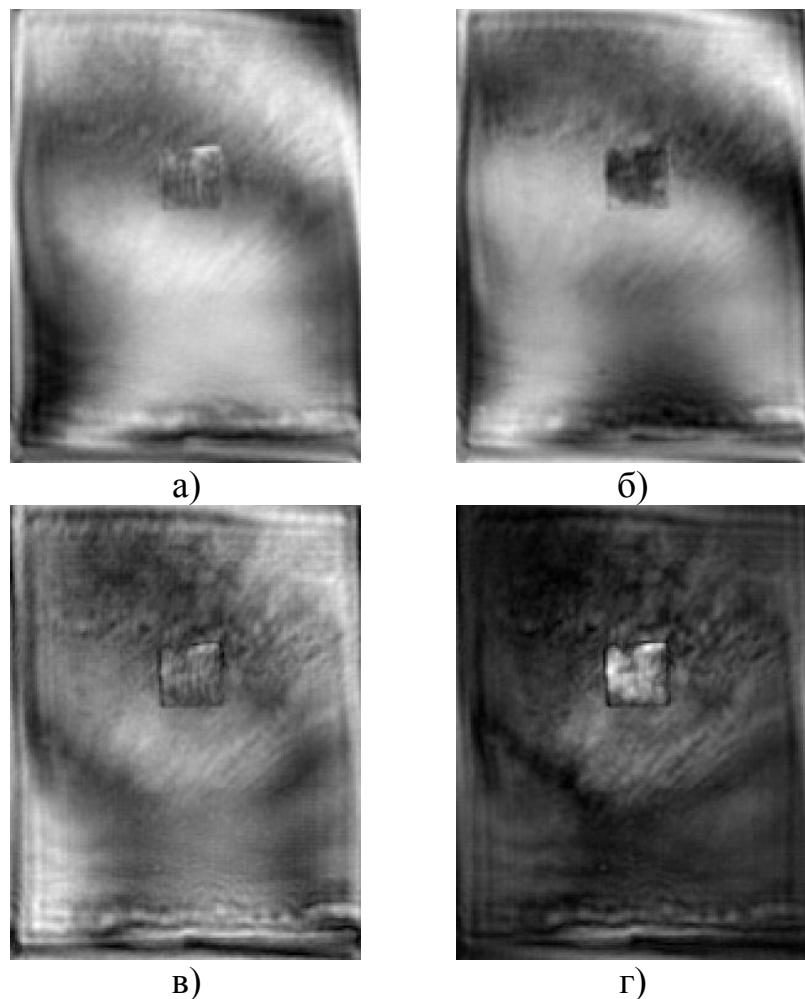


Рис. 70. Экспериментальные данные для образца ТИП с одним квадратным дефектом на частоте 26.2 ГГц:  
 а — синфазная компонента; б — квадратурная компонента;  
 в — восстановленное радиоизображение;  
 г — восстановленное изображение с дополнительной обработкой

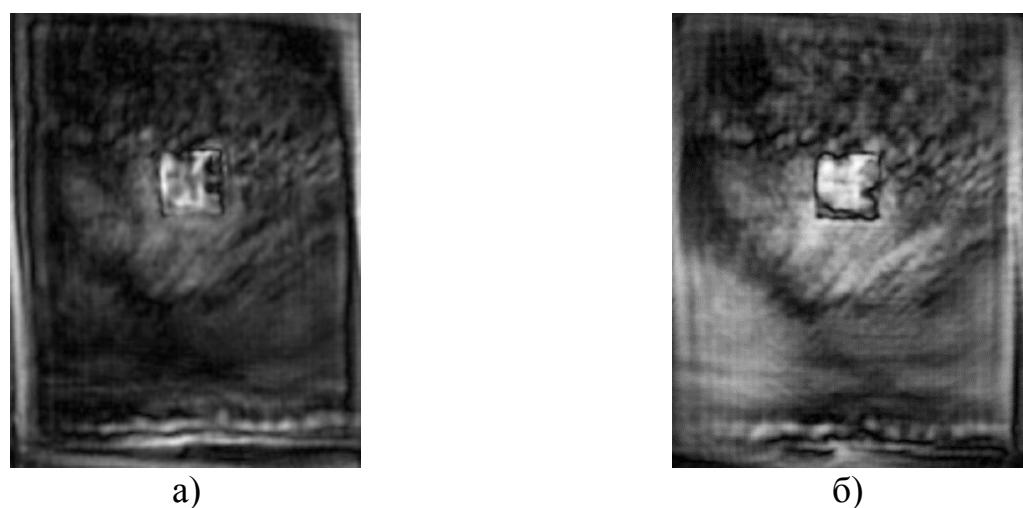


Рис. 71. Восстановленные комплексным алгоритмом обработки радиоизображения образца ТИП с одним квадратным дефектом  
 а — для нового радиолокатора на частоте 22.6 ГГц;  
 б — для ВАЦ на частоте 22.5 ГГц

Из представленных восстановленных радиоизображений следует, что разрешение данных, регистрируемых разработанным локатором, сравнимо с разрешением данных, полученных с помощью серийного измерительного прибора — ВАЦ Rohde & Schwarz ZVA 24. Более того, поскольку рабочий частотный диапазон локатора (22.6-26.4 ГГц) и изготовленных антенн выше, чем у ВАЦ Rohde & Schwarz ZVA 24 (50 МГц-24 ГГц) и антенн, использовавшихся на предыдущем этапе проекта, были получены радиоизображения на частоте 26.2 ГГц с лучшим разрешением.

#### **4.2 Результаты широкополосного восстановления экспериментально измеренных радиоголограмм образцов теплоизоляционных покрытий**

Разработанный метод широкополосного восстановления радиоголограмм был применен к экспериментальным данным, полученным для образцов ТИП, описанных в разделе 4.1. Измерения проводились на 11 частотах в диапазоне от 22.2 ГГц до 26.2 ГГц, шаг между частотами составлял 0.4 ГГц. Для получения данных о внутренней структуре образцов осуществлялось широкополосное восстановление радиоголограмм методом обратного распространения.

Образец ТИП из Индии был просканирован на экспериментальной установке разработанным радиолокатором, площадь просканированной области —  $400 \times 400$  мм. Полученное методом широкополосного восстановления с применением автоматической фокусировки радиоизображение образца в плоскости, отстоящей на 40 мм от плоскости сканирования, приведено на рис. 72а, радиоизображение, полученное после применения метода с дополнительными этапами обработки (раздел 3.1), приведено на рис. 72б.

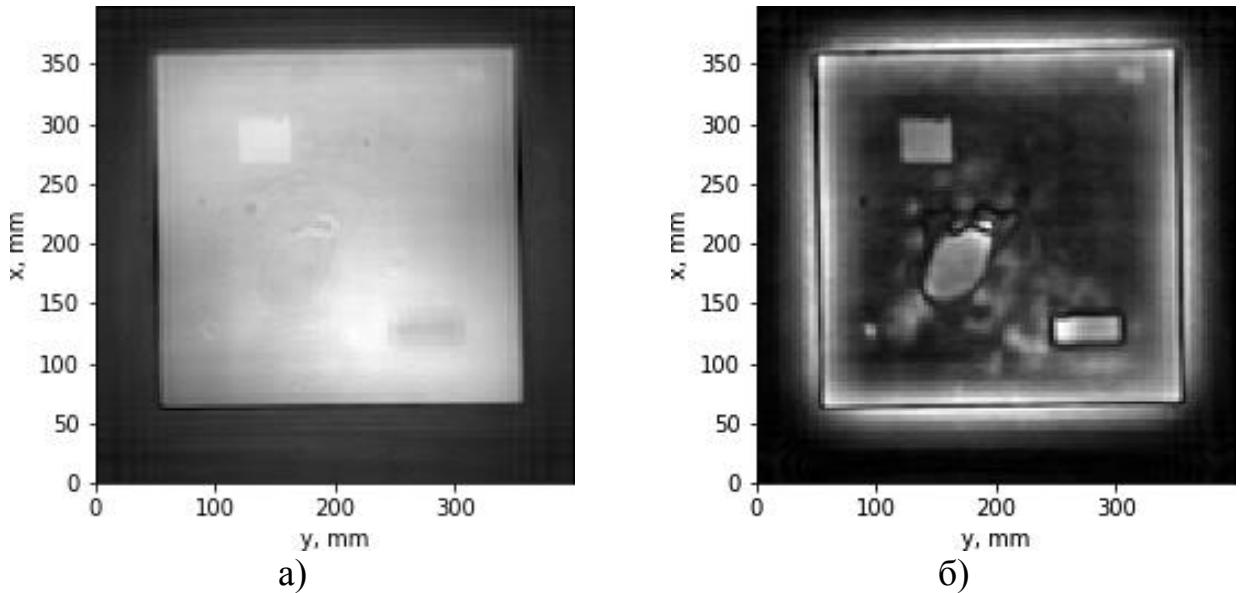


Рис. 72. Экспериментальные данные для образца ТИП из Индии:  
а — радиоизображение, полученное широкополосным методом восстановления;  
б — радиоизображение, полученное алгоритмом с дополнительной обработкой

Согласно обозначениям, принятым при описании метода широкополосного восстановления в разделе 2.3, плоскость сканирования разбита на координатную сетку  $(x, y)$ , ось  $z$  направлена перпендикулярно данной плоскости. На рис. 73 в левой колонке приведены три профиля дальности, полученные в плоскости, перпендикулярной плоскости сканирования —  $(y, z)$ , в местах расположения крупных дефектов ТИП с использованием метода широкополосного восстановления. Для сравнения на рис. 73 в правой колонке показаны аналогичные профили, полученные методом одночастотного восстановления на глубинах от 0 до 150 мм с шагом 1.5 мм.

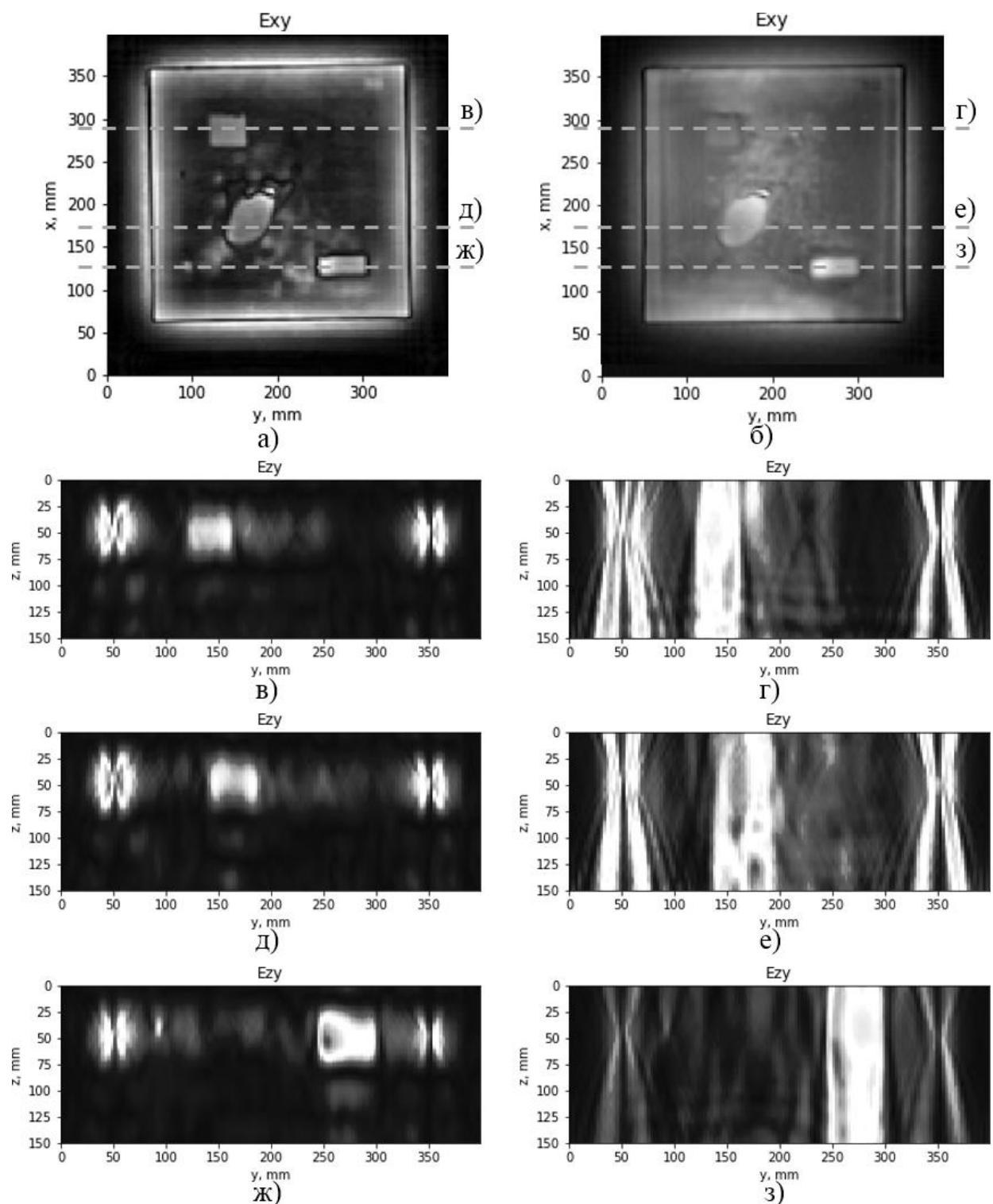


Рис. 73. Радиоизображения образца ТИП из Индии, полученные методом широкополосного восстановления:  
 а — радиоизображение в плоскости, параллельной плоскости сканирования;  
 в, д, ж — профили дальности в местах расположения дефектов;  
 Полученные методом одночастотного восстановления:  
 б — радиоизображение в плоскости, параллельной плоскости сканирования;  
 г, е, з — профили дальности в местах расположения дефектов

Приведенные дальностные профили иллюстрируют существенное преимущество использования полосы частот при восстановлении радиоголограмм перед одночастотными голограммами: оно обеспечивает разрешение по дальности и позволяет определять действительную глубину расположения объектов в пределах задаваемого полосой зондирующего сигнала продольного разрешения. Как было показано в разделе 1.4.3, продольное разрешение радиолокатора  $\delta_z$  для полосы частот 22.2–26.2 ГГц равно 37.7 мм, поэтому дефект меньшего размера будет «размыт» на радиоизображении до пятна размером  $\delta_z$ . Так, согласно чертежу образца на рис. 58, высота дефектов на рис. 73 в, д и ж — 10, 15 и 25 мм соответственно, однако все три дефекта на приведенных дальностных профилях размыты примерно до 37.7 мм. Определение расстояния до дефекта осуществляется по положению максимума амплитуды восстановленного сигнала, то дает достаточно точный результат при условии, что дефекты расположены на границе с металлом и не заслоняют друг друга в объеме ТИП. Так на радиоизображениях на рис. 73 в, д и ж видно, что верхняя граница образца расположена на расстоянии приблизительно 10 мм от раскрыва антенн, высота образца составляет 40 мм, максимум интенсивности соответствует глубине расположения дефектов — 40 мм от раскрыва антенн.

Для образца ФГУП «НПО «Техномаш» с круглыми полостями площадь просканированной области составила  $560 \times 460$  мм. Полученное методом широкополосного восстановления с применением автоматической фокусировки изображение образца в плоскости, отстоящей на 50 мм от плоскости сканирования, приведено на рис. 74а. Изображение, полученное после применения комплексного алгоритма обработки, приведено на рис. 74б.

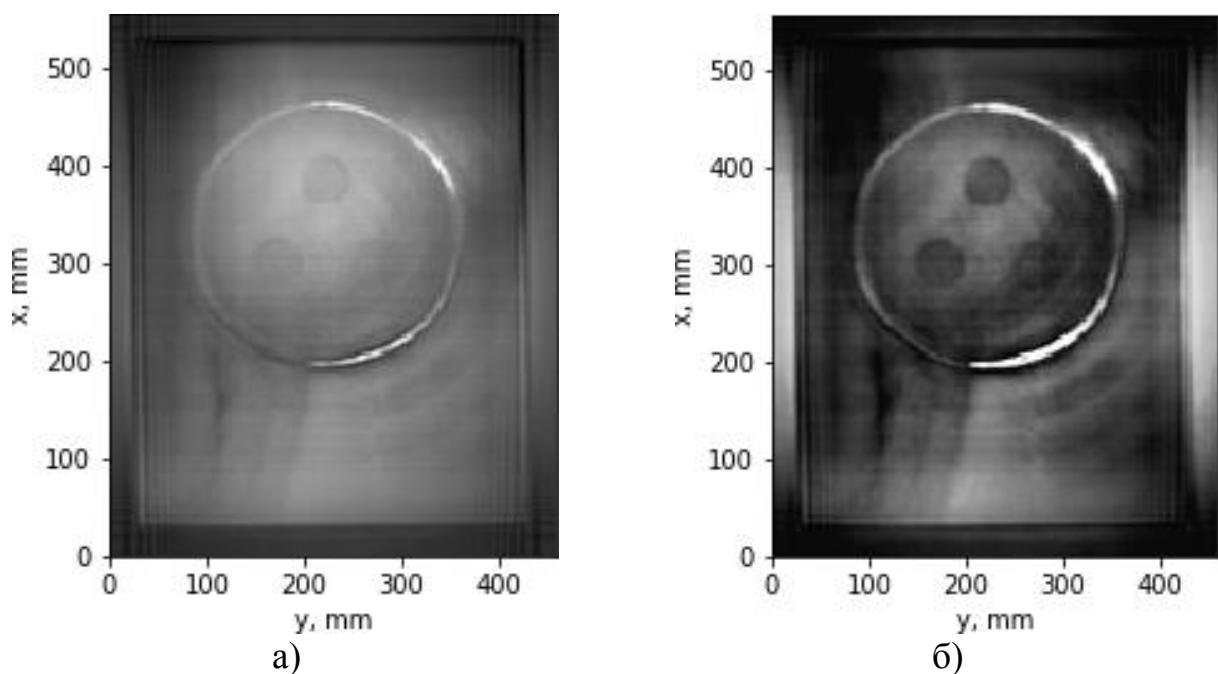


Рис. 74. Экспериментальные данные для образца ТИП с круглыми дефектами:  
а — радиоизображение, полученное широкополосным методом восстановления;  
б — радиоизображение, полученное алгоритмом с дополнительной обработкой

На рис. 75 в левой колонке приведены два профиля дальности, полученные в плоскости, перпендикулярной плоскости сканирования, в местах расположения крупных дефектов ТИП с использованием метода широкополосного восстановления. Для сравнения на рисунке в правой колонке показаны аналогичные профили, полученные методом одночастотного восстановления на глубинах от 0 до 150 мм с шагом 1.5 мм.

Приведенные дальностные профили, полученные методом широкополосного восстановления, позволяют определять действительную глубину расположения дефектов в пределах задаваемого полосой зондирующего сигнала продольного разрешения. Так из радиоизображений на рис. 75 в, д видно, что верхняя граница образца расположена на расстоянии приблизительно 25 мм от раскрыва антенн, высота образца составляет 40 мм, максимум интенсивности соответствует глубине расположения дефектов — 50 мм от раскрыва антенн. Как и в случае индийского образца, дефекты, имеющие высоту 1 мм, «размыты» примерно до 37.7 мм, соответствующих продольному разрешению радиолокатора.

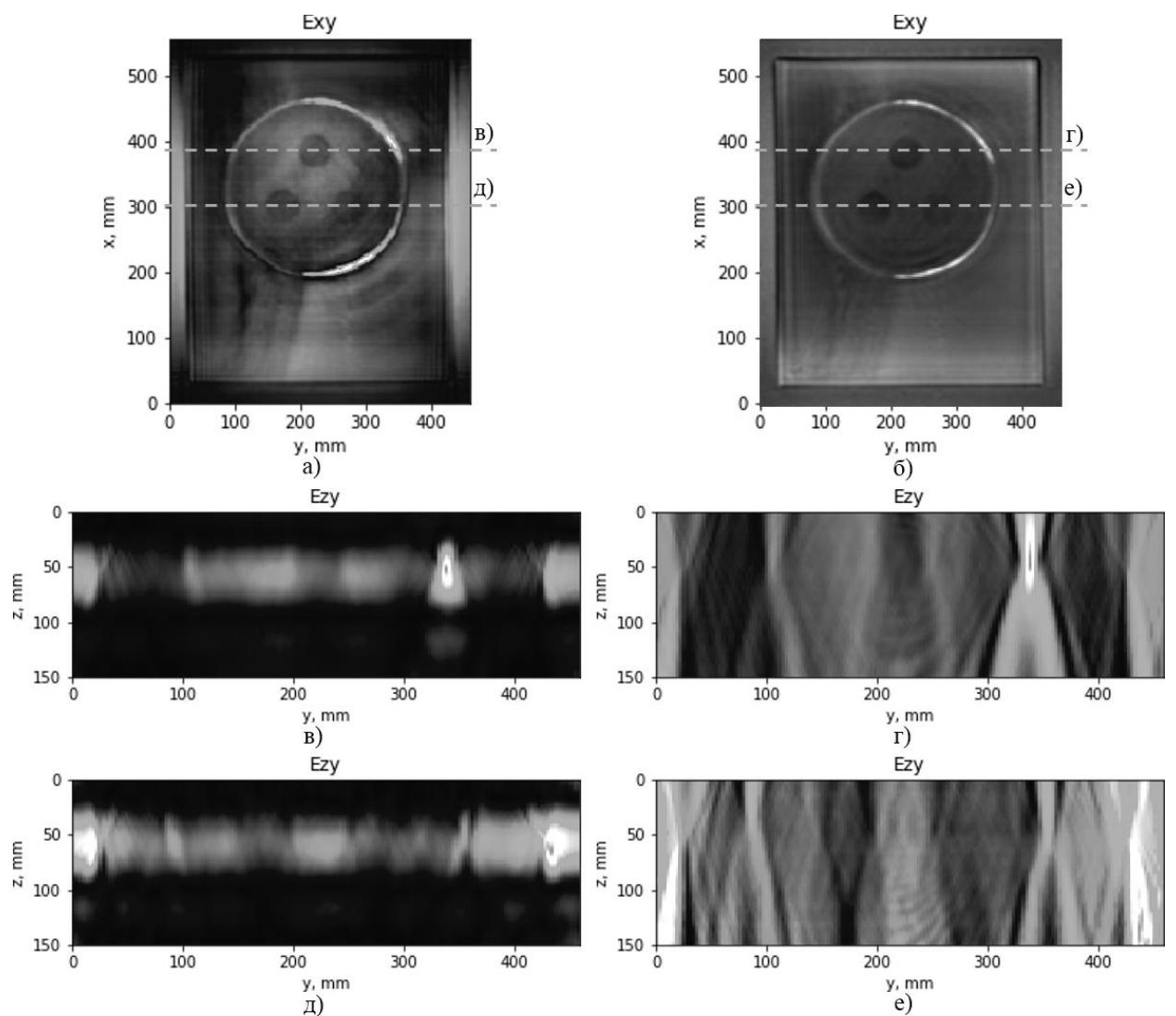


Рис. 75. Радиоизображения образца ТИП с круглыми дефектами, полученные методом широкополосного восстановления:  
 а — радиоизображение в плоскости, параллельной плоскости сканирования;  
 в, д — профили дальности в местах расположения дефектов;  
 Полученные методом одночастотного восстановления:  
 б — радиоизображение в плоскости, параллельной плоскости сканирования;  
 г, е — профили дальности в местах расположения дефектов

Для следующего образца ТИП с квадратными дефектами площадь просканированной области составила  $450 \times 450$  мм. Полученное широкополосным методом восстановления с применением автоматической фокусировки радиоизображение образца в плоскости, отстоящей на 50 мм от плоскости сканирования, приведено на рис. 76а, радиоизображение, полученное после применения комплексного метода обработки, приведено на рис. 76б.

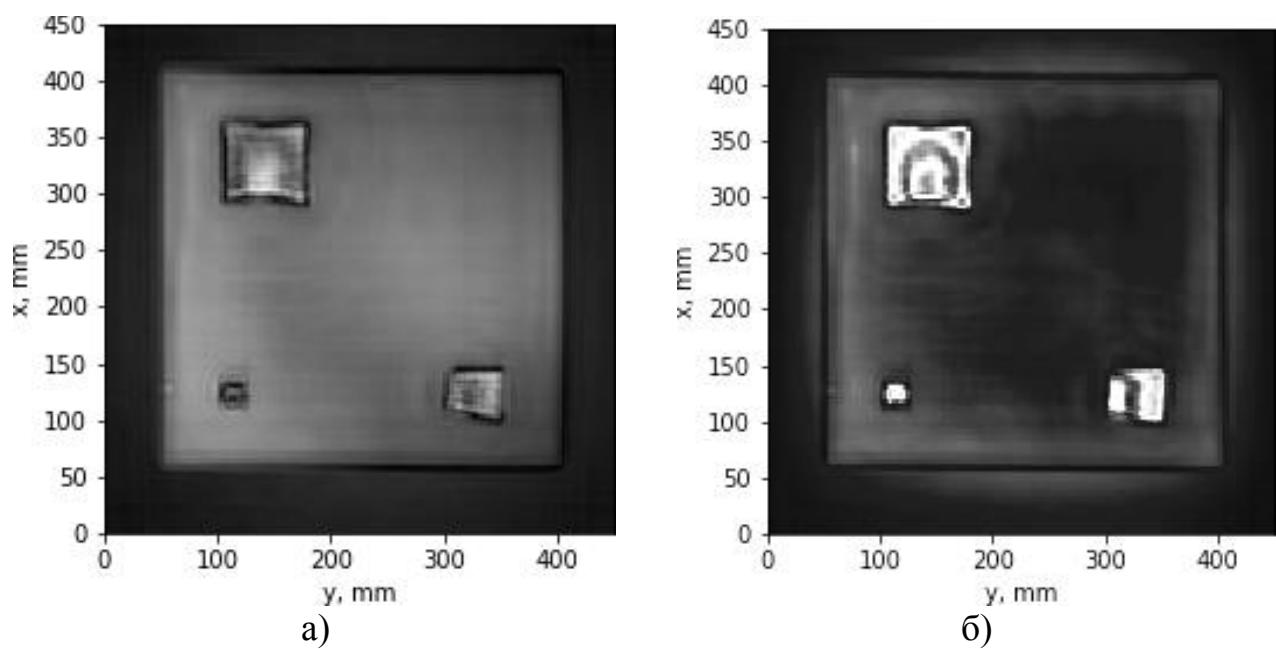


Рис. 76. Экспериментальные данные для образца ТИП с квадратными дефектами  
а — радиоизображение, полученное методом широкополосного восстановления;  
б — радиоизображение, полученное методом с дополнительными этапами  
обработки

На рис. 77 в левой колонке приведены два профиля дальности, полученные в плоскости, перпендикулярной плоскости сканирования, в местах расположения крупных дефектов ТИП с использованием метода широкополосного восстановления. Для сравнения на рисунке в правой колонке показаны аналогичные профили, полученные методом одночастотного восстановления на глубинах от 0 до 150 мм с шагом 1.5 мм.

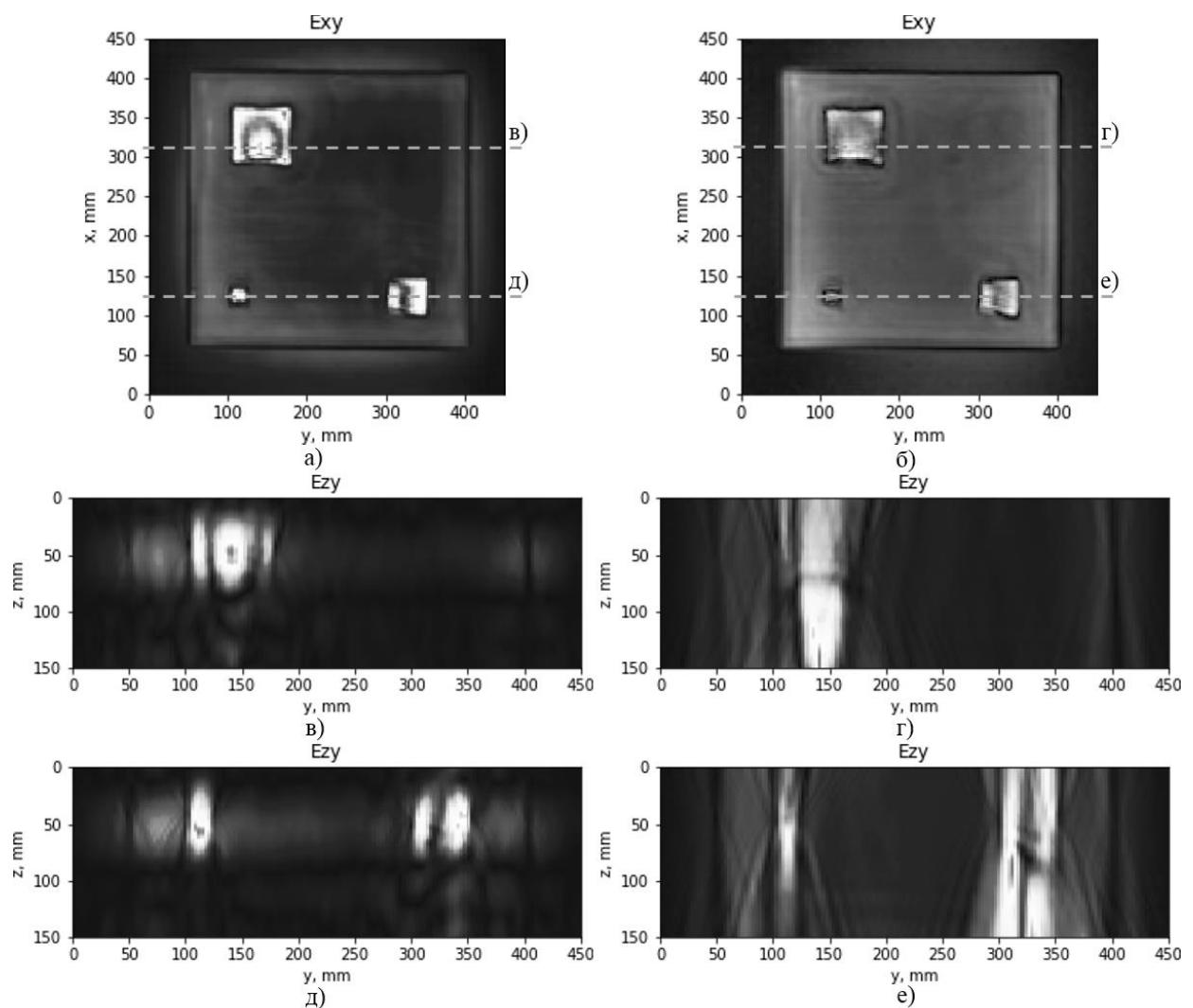


Рис. 77. Радиоизображения образца ТИП с квадратными дефектами, полученные методом широкополосного восстановления:  
 а — радиоизображение в плоскости, параллельной плоскости сканирования;  
 в, д — профили дальности в местах расположения дефектов;  
 Полученные методом одночастотного восстановления:  
 б — радиоизображение в плоскости, параллельной плоскости сканирования;  
 г, е — профили дальности в местах расположения дефектов

Приведенные дальностные профили, полученные методом широкополосного восстановления, позволяют определять действительную глубину расположения дефектов в пределах задаваемого полосой зондирующего сигнала продольного разрешения. Так из радиоизображений на рис. 77 в, д видно, что верхняя граница образца расположена на расстоянии приблизительно 10 мм от раскрыва антенн, высота образца составляет 40 мм, максимум интенсивности соответствует глубине расположения дефектов — 50 мм от раскрыва антенн.

Для образца ТИП с одним квадратным дефектом, предоставленного ФГУП "ГКНПЦ имени М. В. Хруничева", площадь просканированной области составила  $560 \times 430$  мм. Полученное методом широкополосного восстановления с применением автоматической фокусировки изображение образца в плоскости, отстоящей на 95 мм от плоскости сканирования, приведено на рис. 78а, изображение, полученное после применения комплексного метода обработки, приведено на рис. 78б.

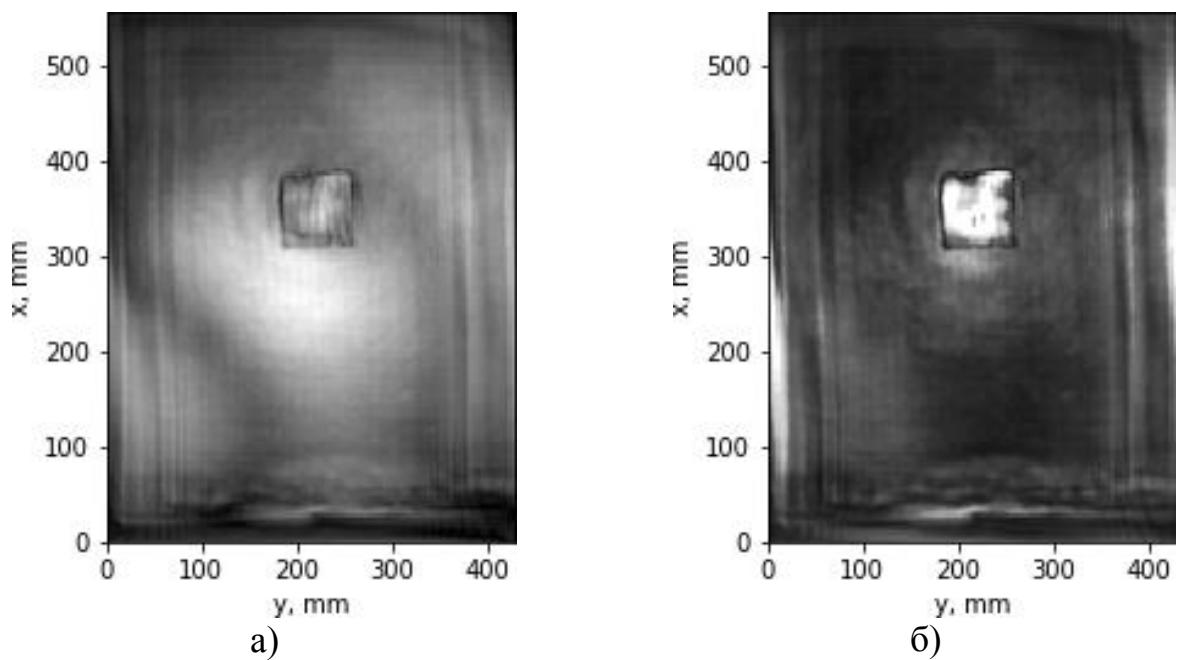


Рис. 78. Экспериментальные данные для образца ТИП с одним квадратным дефектом на частоте 26.2 ГГц

а — радиоизображение, полученное широкополосным методом восстановления;  
б — радиоизображение, полученное алгоритмом с дополнительной обработкой

На рис. 79 в левой колонке приведен профиль дальности, полученный в плоскости, перпендикулярной плоскости сканирования, в месте расположения крупного дефекта ТИП с использованием метода широкополосного восстановления. Для сравнения на рисунке в правой колонке показан аналогичный профиль, полученный методом одночастотного восстановления на глубинах от 0 до 150 мм с шагом 1.5 мм.

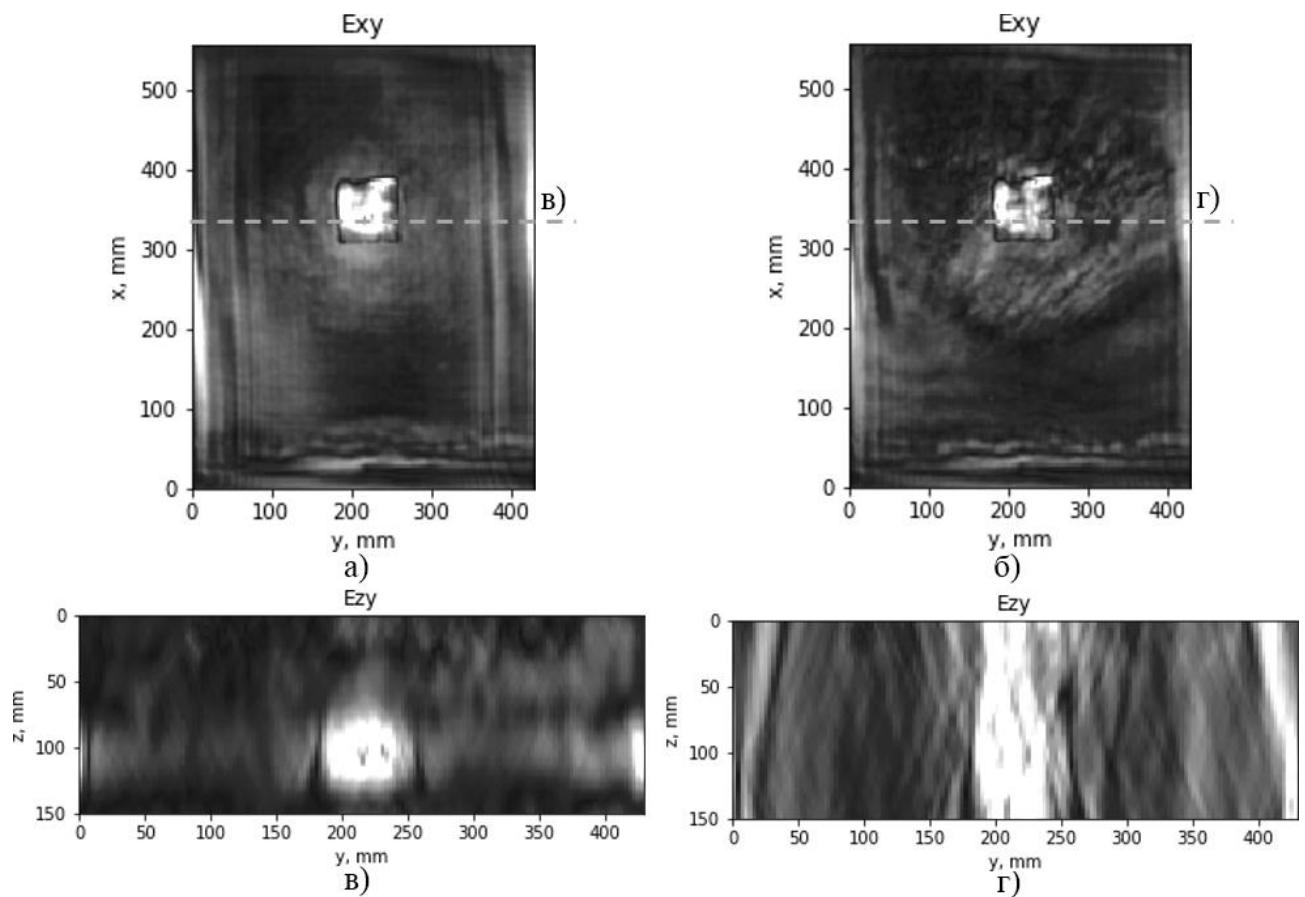


Рис. 79. Радиоизображения образца ТИП с одним квадратным дефектом, полученные методом широкополосного восстановления:

а — радиоизображение в плоскости, параллельной плоскости сканирования;  
в — профиль дальности в месте расположения дефекта.

Полученные методом одночастотного восстановления:  
б — радиоизображение в плоскости, параллельной плоскости сканирования;  
г — профиль дальности в месте расположения дефекта

Приведенные дальностные профили, полученные методом широкополосного восстановления, позволяют определять действительную глубину расположения дефекта в пределах задаваемого полосой зондирующего сигнала продольного разрешения. Так из радиоизображения на рис. 79в видно, что максимум интенсивности соответствует глубине расположения дефектов — 100 мм от раскрыва антенн.

Из представленных восстановленных радиоизображений следует, что метод широкополосного восстановления радиоголограмм демонстрирует следующие преимущества по сравнению с одночастотным: 1) получаемое радиоизображение образца с использованием всей полосы частот имеет оптимальное поперечное

разрешение, пропадает необходимость выбора частоты из рабочего диапазона, на которой радиоизображение в силу фазовых соотношений имеет наибольшую контрастность; 2) появляется разрешение по дальности, что позволяет определять действительную глубину расположения дефектов и производить автофокусировку голограмм на этой глубине.

#### **4.3 Дополнительные области применения разработанных методов обработки радиоголограмм**

##### **4.3.1 Неразрушающий контроль изделий из стеклопластика**

Актуальность использования голографического радиолокатора для неразрушающего контроля диэлектрических КМ, широко используемых в ракетно-космической, авиационной и судостроительной промышленностях, была раскрыта в разделе 1.5. В качестве примера альтернативного неразрушающему контролю ТИП топливных баков применения разработанной технологии была рассмотрена задача неразрушающего контроля пера судового руля из стеклопластика. Перо судового руля имеет наибольшую длину 780 мм вдоль протяженного направления, ширина узкой части — 130 мм, наибольшая ширина широкой части — 205 мм, толщина плавно изменяется поперек пера от 22 до 8 мм. Фотография пера руля, расположенного на экспериментальной установке, показана на рис. 80.

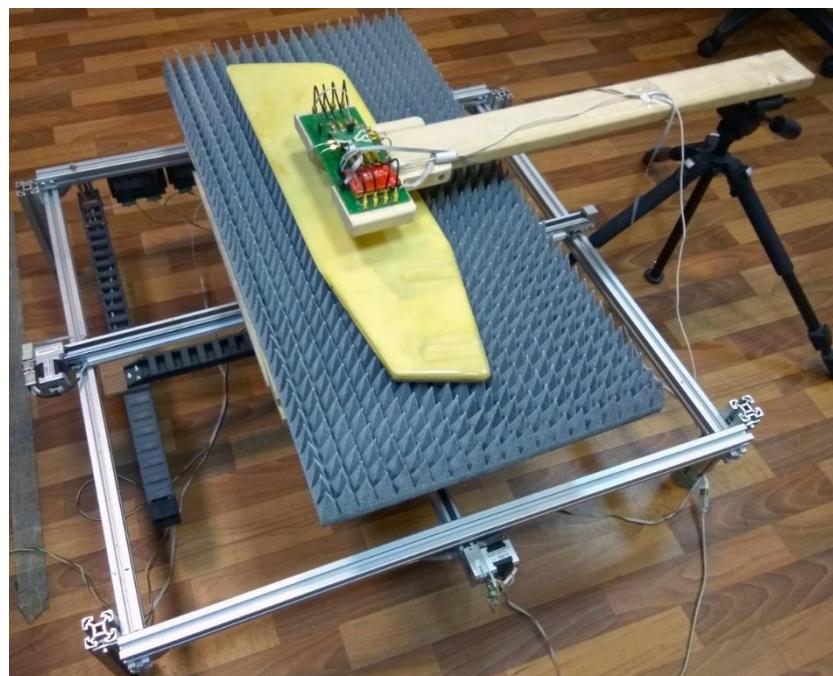


Рис. 80. Перо судового руля из стеклопластика на экспериментальной установке

В процессе изготовления пера руля были созданы искусственные дефекты, расположенные вдоль узкой кромки пера и представляющие собой шесть воздушных полостей размером от 10 до 20 мм. Наличие полостей снижает прочность изделия и в процессе эксплуатации может привести к разрушению пера руля и потере управления судном.

Перо судового руля было расположено в центре области сканирования площадью  $760 \times 240$  мм, шаг между выборками по обоим направлениям был равен 3 мм, расстояние от раскрыва антенн до поверхности пера составляло 20 мм, зондирование производилось в полосе частот от 22.2 до 26.2 ГГц с шагом 0.2 ГГц. На рис. 81. показаны полученные методом широкополосного восстановления радиоизображения пера руля в плоскости, параллельной плоскости сканирования, сфокусированные на расстоянии 25 мм от антенн радиолокатора.

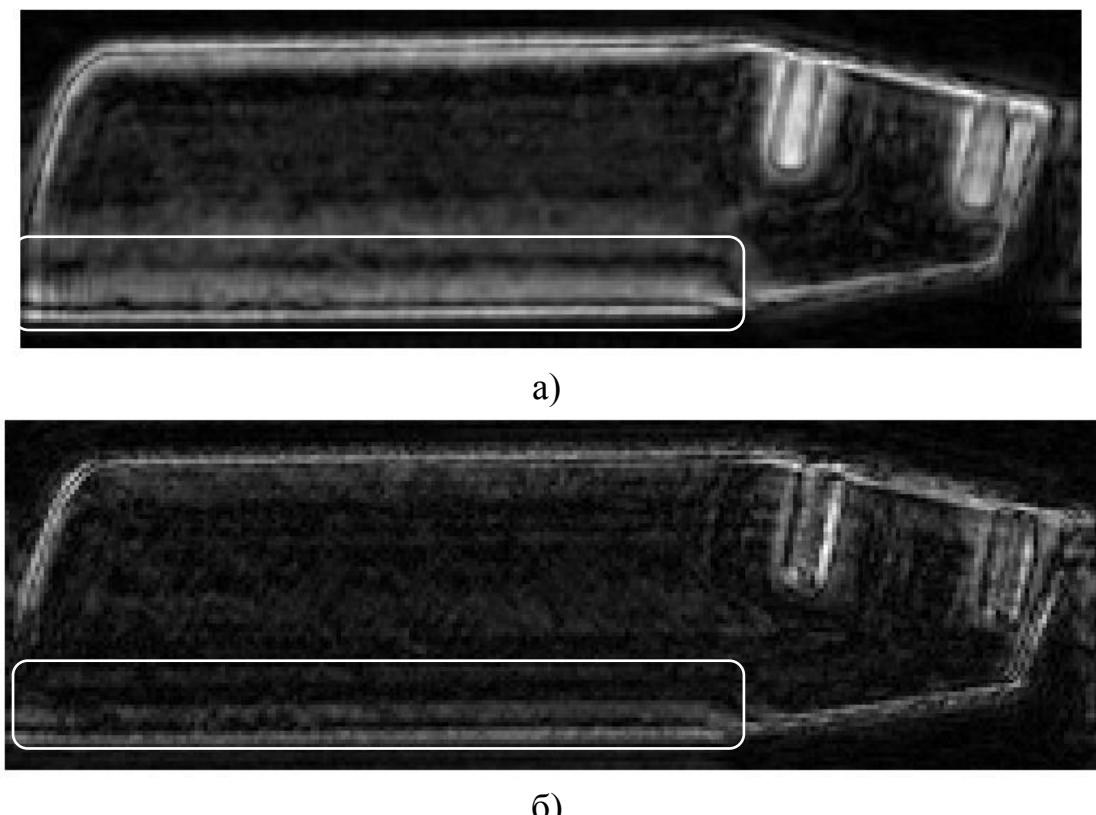


Рис. 81. Полученные методом широкополосного восстановления радиоизображения пера руля: а — в параллельной поляризации; б — в скрещенной поляризации

На обоих радиоизображениях просматриваются искомые дефекты, однако их контраст мал, и их обнаружение в «слепом» эксперименте не представляется возможным. В связи с этим было произведено повторное сканирование содержащей дефекты части пера руля при уменьшенном до 10 мм расстоянии от поверхности до раскрыва антенн. Площадь области сканирования —  $250 \times 240$  мм, остальные параметры аналогичны предыдущему эксперименту. На рис. 82 показаны восстановленные радиоизображения для двух поляризаций, сфокусированные на глубине 15 мм.

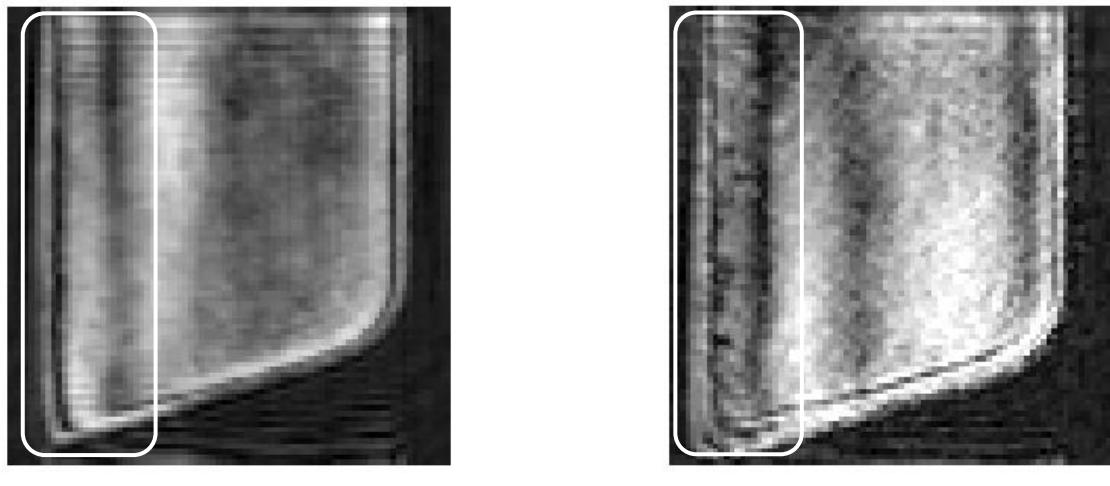


Рис. 82. Полученные методом широкополосного восстановления радиоизображения фрагмента пера руля  
а — в параллельной поляризации; б — в скрещенной поляризации

Как видно из приведенных радиоизображений, при использовании измерений в скрещенной поляризации возможно обнаружение даже слабоконтрастных дефектов. Таким образом, разработанная технология может быть применена для диагностики изделий и конструкций из радиопрозрачных композитных материалов.

#### 4.3.2 Визуализация археологических данных

Обнаружение и исследование окаменелостей дает новую информацию о строении, поведении, образе жизни и среде обитания разнообразных групп живых организмов, что важно для понимания эволюции жизни на Земле. В рамках одного

из проектов Лаборатории дистанционного зондирования МГТУ им. Н. Э Баумана была рассмотрена задача обнаружения и визуализации окаменевших следов динозавров [29], для обработки экспериментальных данных применялись методы, представленные в данной работе.

В настоящее время исследование следов динозавров ограничено только, как правило, короткими (длиной в несколько метров) цепочками следов, непосредственно наблюдаемыми на поверхности осадка, а большая часть эндогенных структур не учитывается, так как приемы их исследований трудоемки и требуют специального оборудования. Можно предположить, что более длинные последовательности отпечатков скрыты под поздними наслоениями почвы. Применение радиоголограммии для обнаружения скрытых следов динозавров обсуждалось в нескольких работах [84, 85], где были использованы голограммические подповерхностные радиолокаторы с рабочими диапазонами частот 1.6-2.0 и 3.6-4.0 ГГц. В настоящей работе для получения экспериментальных данных применялась установка, описанная в разделе 1.3, на основе векторного анализатора со сверхшироким диапазоном частот от 10 МГц до 24 ГГц.

В экспериментах использовалась гипсовая модель следа динозавра вида *Anatotopus*, предоставленная Государственным парком динозавров в Коннектикуте, США. Модель состоит из двух частей: полого отпечатка и выпуклого слепка, показанных на рис. 83, и имитирует ситуацию заполнения уже отвердевшего следа осадком и его дальнейшего окаменения, в результате которого образуется диэлектрически контрастная слоистая структура. Гипсовый образец с отпечатком имел размеры  $255 \times 255 \times 27$  мм, образец со слепком имел размеры  $255 \times 255 \times 22$  мм, сами следы расположены в середине образцов и имеют размеры  $110 \times 75$  мм.

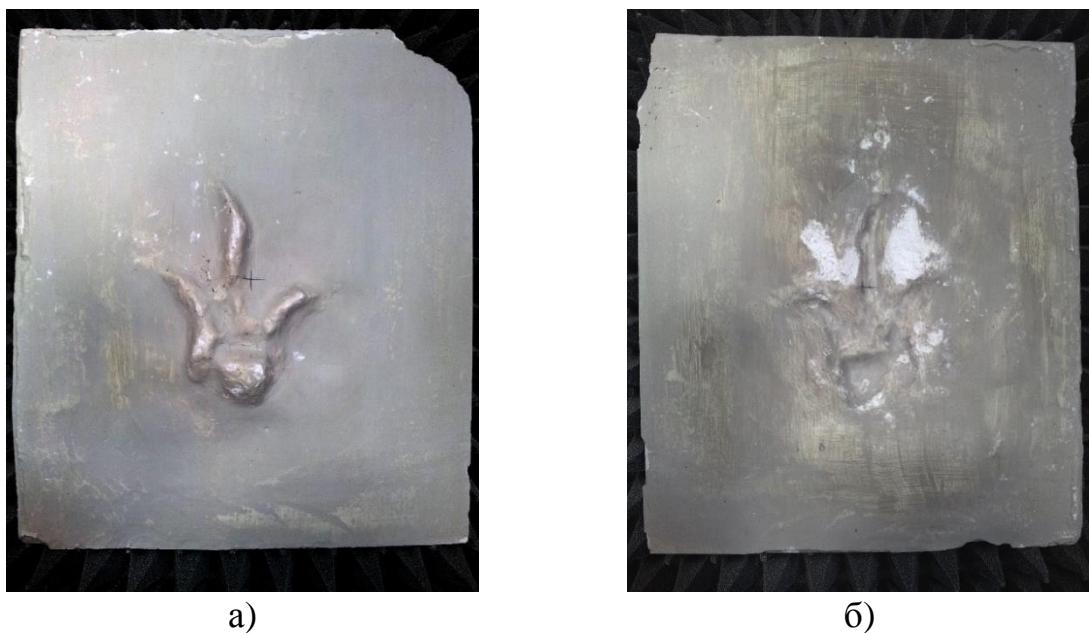


Рис. 83. Гипсовая модель следа динозавра: а — выпуклый слепок; б — отпечаток

Эксперименты проводились в трех частотных диапазонах: 6.4-7.0, 12.8-15.2 и 18.0-21.5 ГГц. Просканированная площадь в каждом случае была равна  $250 \times 220$  мм, шаг между выборками составлял 3 мм в обоих направлениях. Расстояние между раскрытом антенны и поверхностью модели устанавливалось равным 25 мм.

Предварительные эксперименты по зондированию отдельных частей модели продемонстрировали возможность использования радиоголографии для визуализации следов и показали, что на частоте 7 ГГц разрешение радиоизображений позволяет распознать только общую форму следа, когда как на частоте 21.5 ГГц видны мелкие детали и рельеф. Однако с повышением частоты растет также затухание электромагнитных волн в среде, поэтому в каждом случае ищется компромисс между глубиной проникновения сигнала и разрешением восстанавливаемых радиоизображений. Для описываемых лабораторных условий оптимальная частота для обнаружения скрытого следа составила около 7 ГГц.

Возможность обнаружения следов под наслоениями осадка сильно зависит от диэлектрической контрастности его слоев. В первом эксперименте зондировались совмещенные части гипсовой модели с чистыми поверхностями, радиолокационное изображение, полученное после восстановления радиоголограммы представлено на рис. 84а. Контраст следа на радиоизображении

достаточно низок, это связано с тем, что обе части модели были изготовлены из одного материала, и диэлектрический контраст, отвечающий за видимость следа, был обусловлен только относительно небольшим воздушным зазором между отпечатком и слепком.

Во втором эксперименте на поверхность отпечатка был насыпан песок, как показано на рис. 85, восстановленное радиоизображение показано на рис. 84б. В третьем эксперименте для имитации расслоения слепка между частями модели располагалась полиэтиленовая пленка, рис. 86, восстановленное радиоизображение показано на рис. 84в.

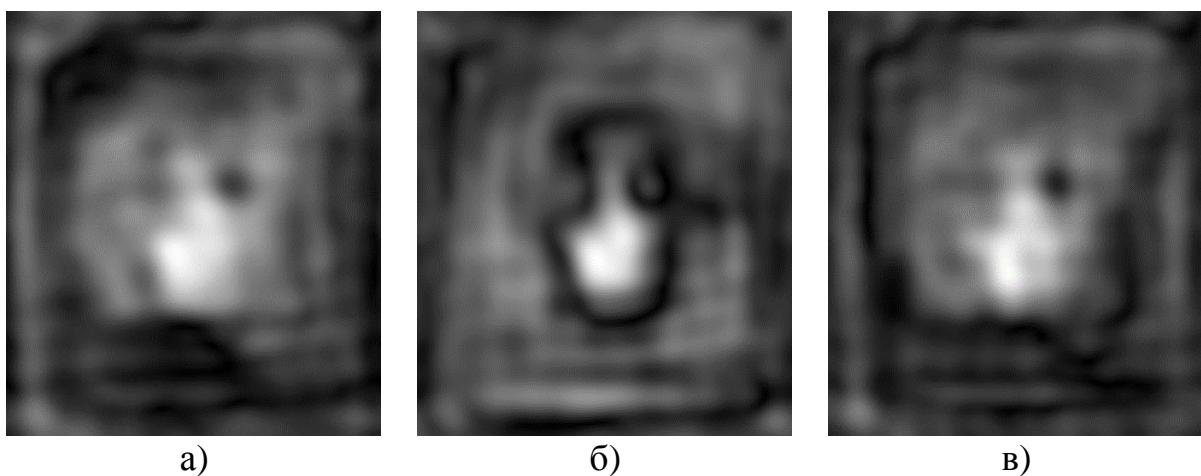


Рис. 84. Восстановленные радиоизображения модели следа:  
а — совмещение чистых поверхностей; б — на поверхность отпечатка нанесен песок; в — между частями модели помещена полиэтиленовая пленка

Из приведенных радиоизображений видно, что увеличение воздушного зазора между частями модели за счет расслоения слепка или за счет введения между слоями посторонних объектов значительно повышает диэлектрический контраст модели и улучшает видимость следа.



Рис. 85. Отпечаток следа, частично покрытый песком



Рис. 86. Совмещенные части модели с полиэтиленовой пленкой

Приведенные результаты демонстрируют возможность применения голографического радиолокатора и разработанных математических методов обработки его данных для решения задач палеонтологии и археологии. В дальнейшем планируется применение описанной технологии в полевых экспериментах.

#### **4.4 Выводы по главе 4**

В четвертой главе приведены результаты тестирования разработанных методов на экспериментальных данных, полученных для образцов ТИП аэрокосмической техники различных производителей.

Показано, что при зондировании на относительно высокой частоте 22.6 ГГц на полученных методом одночастотного восстановления радиоизображениях видны все основные дефекты, заложенные в образцы ТИП.

Применение комплексного алгоритма с дополнительными этапами обработки существенно повышает контраст дефектов на радиоизображениях. Показано, что метод широкополосного восстановления позволяет получить разрешение по дальности, построить дальностные профили зондируемых образцов, производить автоматическую фокусировку радиоголограмм на глубине расположения дефектов.

Рассмотрены дополнительные области применения разработанных методов обработки радиоголограмм. На примере пера судового руля из стеклопластика показана применимость разработанных методов для неразрушающего контроля

различных изделий из радиопрозрачных КМ, получения контрастных радиоизображений внутренних структур и дефектов. Рассмотрен пример использования радиоголографической технологии в задачах палеонтологии и археологии, на примере зондирования гипсовой модели следа динозавра показана возможность применения разработанных методов для обнаружения и визуализации скрытых под поздними осадками окаменелостей.

Таким образом, разработанные методы восстановления радиоголограмм являются достаточно универсальными, и при адаптации параметров обработки могут быть использованы для решения широкого круга задач подповерхностной радиолокации.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе получены следующие основные результаты:

1. Разработаны математические методы обработки данных голографического радиолокатора для неразрушающего контроля диэлектрических материалов и конструкций с односторонним доступом. На данных численного моделирования и экспериментальных исследований показано, что разработанные методы значительно повышают контрастность и подавляют артефакты на восстанавливаемых радиоизображениях.
2. Разработан метод расчета разрешения восстанавливаемых радиоизображений при заданных параметрах измерения, тестирование которого показало соответствие результатов экспериментов теоретической оценке. Показано, что широкополосное восстановление позволяет получать разрешение по дальности и строить дальностные профили исследуемых образцов.
3. Разработаны методы автоматической фокусировки регистрируемых голограмм на глубине расположения объектов, а также метод автоматической сегментации объектов на радиоизображениях, повышающие надежность и скорость обработки радиоголограммических данных.

## Список литературы

1. Location of steel reinforcement in concrete using ground penetrating radar and neural networks / Shaw M. R., Millard S. G., Molyneaux T. C. K., Taylor M. J. // NDT & E International. — 2005. — Volume 38, Issue 3. — P. 203-212.
2. Применение голографических подповерхностных радиолокаторов для обследования и диагностики конструкционных материалов / Разевиг В. В., Васильев И. А., Журавлев А. В., Ивашов С. И. // Тр. III Всероссийской научно-технической конференции «Радиолокация и радиосвязь». — Москва, 2009. — Том 1 — С. 173-177.
3. Motoyuki Sato. Deployment of GPR system ALIS for humanitarian demining in Cambodia // Proceedings of the XIII Internarional Conference on Ground Penetrating Radar. — Lecce, Italy, 2010. — P. 1–4. DOI: 10.1109/ICGPR.2010.5550135
4. Подповерхностные многочастотные голографические радиолокаторы типа «Раскан» для зондирования строительных конструкций и обнаружения миноподобных целей / Васильев И.А., Ивашов С.И., Саблин В.Н., Чапурский В.В., Шейко А.П. // Тр. научно-технической конференции «Георадар в России – 2000». — Москва, 2000. — С. 13-15.
5. Sheen D. M., McMakin D. L., Hall T. E. Three-dimensional millimeter-wave imaging for concealed weapon detection // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. — 2001. — Vol. 49, No. 9. — P. 1581-1592.
6. Микроволновая система досмотра человека в движении на основе комбинированного использования 3D-видеосенсора и радиолокационной системы / Журавлев А.В., Разевиг В.В., Васильев И.А., Ивашов С.И.; под ред. А.Д. Гулякова, В.И. Волчихина, В.А. Первунинских // Современные охранные технологии и средства обеспечения комплексной безопасности объектов: Сб. науч. ст. Десятой Всерос. науч.-техн. конф. — Пенза: Изд-во ПГУ, 2014 . — 412 с. — С. 160-165.
7. Detection of Trapped People by UWB Radar / Zaikov E., Sachs J., Aftanas M., Rovnakova J. // Proceedings of German Microwave Conference. — Hamburg, Germany, 2008. — P.1-4.

8. Обнаружение и дистанционная диагностика людей за препятствиями с помощью РЛС / Бугаев А.С., Васильев И.А., Ивашов С.И., Разевиг В.В., Шейко А.П. // Радиотехника. — 2003. — №7. — С. 42-47.
9. Microwave Imaging of Biological Tissue Phantom in Different Frequency Ranges / Lesya N. Anishchenko, Irina L Alborova, Margarita A. Chizh, and Andrey V. Zhuravlev // Proceedings of Progress In Electromagnetics Research Symposium — Shanghai, China, 2016. — Р. 4639-4643.
10. Бикша Дж. Использование композитных материалов в оборонной промышленности и аэрокосмической индустрии / пер. с англ. В. Рентюк // Вестник электроники. — 2014. — № 1. — С. 24-27.
11. Справочник по композиционным материалам: В 2-х кн. Кн. 1 / Под ред. Любина Дж.; пер. с англ. Геллера А.Б., Гельмонта М.М.; под ред. Геллера Б.Э. — М.: Машиностроение, 1988. — 448 С.
12. О тепловом методе неразрушающего контроля подземных теплотрасс / Иванов В.В., Букаров Н.В., Василенко В.В., Малахов Д.В. // Новости теплоснабжения. — Март 2004. — № 03 (43). — С. 1-2.
13. Babisch C. A. et al. Columbia Accident Investigation Board [Электронный ресурс] // Report. — August 2003. — Vol. I. — P. 248. Режим доступа: [https://www.nasa.gov/columbia/home/CAIB\\_Vol1.html](https://www.nasa.gov/columbia/home/CAIB_Vol1.html) — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
14. Elizabeth Howell. Columbia Disaster: What Happened, What NASA Learned [Электронный ресурс] // Space. — February 2013. — Режим доступа: <https://www.space.com/19436-columbia-disaster.html> — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
15. Evaluation of holographic subsurface radar for NDE of space shuttle thermal protection tiles / Lu T., Snapp C., Chao T.-H., Thakoor A., Bechtel T., Ivashov S., Vasiliev I. // Proceedings of SPIE. Sensors and Systems for Space Applications. — 2007. — Vol. 6555. — P. 1-8.
16. Comparison of x-ray, millimeter wave, shearography and through-transmission ultrasonic methods for inspection of honeycomb composites / Abou-Khousa M. A.,

- Ryley A., Kharkovsky S., Zoughi R., Daniels D., Kreitinger N., and Steffes G. // Proceedings of American Institute of Physics Conference. — March 2007. — P. 1-9. DOI: <http://dx.doi.org/10.1063/1.2718076>
17. Thermal NDT research at Tomsk Polytechnic University / Vavilov V. P., Chulkov A. O., Derusova D. A., Pan Y. // Quantitative InfraRed Thermography Journal. — 2016. — P. 1-16. DOI: 10.1080/17686733.2015.1131855
18. Millimeter Wave Holographical Inspection of Honeycomb Composites / Case J. T., Kharkovsky S., Zoughi R., Steffes G., and Hepburn F. L. // Proceedings of AIP Conference. — 2008. — P. 970-975. DOI: 10.1063/1.2902771
19. Comparison between impulse and holographic subsurface radar for NDT of Space vehicle structural materials / Ivashov S.I., Vasiliev I.A., Bechtel T.D., Snapp C. // Proc. of Progress in Electromagnetics Research Symposium. — Beijing, China, 2007. — P. 1816-1819.
20. Выбор частоты при СВЧ диагностике композиционных изделий с помощью голографических радиолокаторов / Ивашов С. И., Чиж М. А., Журавлев А. В., Разевиг В. В., Миляченко А. А., Кологов А. В. // Контроль. Диагностика. — 2017 — №1. — Р. 16-23. DOI: 10.14489/td.2017.01.pp.016-023
21. Экспериментальные исследования модели широкозахватного голографического подповерхностного радиолокатора / Васильев И.А., Разевиг В.В., Чиж М.А. // Электромагнитные волны и электронные системы. — 2017. — № 1. — С. 10-13.
22. Использование разреженных выборок в подповерхностной голографической радиолокации / Чиж М. А. // Радиотехника. — 2016. — №5 — С. 134-141.
23. Определение диэлектрической проницаемости среды и глубины расположения цели с помощью радиоголографического локатора / Васильев И.А., Журавлев А.В., Ивашов С.И., Разевиг В.В., Чиж М.А. // Электромагнитные волны и электронные системы. — 2015. — №5.—С.70-77.
24. Теоретические и экспериментальные исследования дифракции электромагнитной волны на проводящем круговом цилиндре радиоголографическим локатором RASCAN / Васильев И.А., Ивашов С.И.,

- Разевиг В.В., Журавлев А.В., Чиж М.А. // Электромагнитные волны и электронные системы. — 2014. — №3. — С. 42-48.
25. Использование методов голографической подповерхностной радиолокации для неразрушающего контроля диэлектрических конструкций / Ивашов С.И., Бугаев А.С., Журавлев А.В., Разевиг В.В., Чиж М.А., Ивашов А.И. // Журнал технической физики. — 2018. — Том 88, вып. 2. — С. 268-275. DOI: 10.21883/JTF.2018.02.45420.2330
26. Восстановление подповерхностных радиоголограмм как полностью, так и частично измеренных, разными методами / Черепенин В.А., Журавлев А.В., Чиж М.А., Кокошкин А.В., Коротков В.А., Коротков К.В., Новичихин Е.П. // Радиотехника и Электроника. — 2017. — Том 62, № 7. — С. 672–680. DOI: 10.7868/S0033849417070038
27. Development of embedded and user-side software for interactive setup of a frequency-modulated continuous wave ground penetrating radar dedicated to educational purposes / Chizh M., Pietrelli A., Ferrara V., and Zhuravlev A. // Proceedings of 2017 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems. — Tel-Aviv, Israel, 2017. — P. 1-5. DOI: 10.1109/COMCAS.2017.8244780
28. Inspection of foam insulation by holographic subsurface radar / Zhuravlev A., Razevig V., Chizh M., Filippov M., and Ivashov S. // Proceedings of 2017 IEEE International Conference on Microwaves, Antennas, Communications and Electronic Systems. — Tel-Aviv, Israel, 2017. — P. 1-6. DOI: 10.1109/COMCAS.2017.8244739
29. MW holographic imaging system for detection of hidden dinosaur tracks / Ivashov S., Razevig V., Zhuravlev A., Chizh M., Bechtel T., Capineri L., Inagaki M. // Proceedings of Progress In Electromagnetics Research Symposium. — St. Petersburg, Russia, 2017. — P. 3241-3246. DOI: 10.1109/PIERS.2017.8262316
30. Experimental validation of sparse sensing technique in subsurface microwave holography / Margarita A. Chizh, Andrey V. Zhuravlev, Vladimir V. Razevig, and Sergey I. Ivashov // Proceedings of Progress In Electromagnetics Research

Symposium. — Shanghai, China, 2016. — P. 1734-1738. DOI: 10.1109/PIERS.2016.7734775

31. High resolution MW holographic system for NDT of dielectric materials and details / Ivashov S., Zhuravlev A., Chizh M., and Razevig V. // Proceedings of the 16th International Conference of Ground Penetrating Radar. — Hong Kong, China, 2016. — P. 1-4. DOI: 10.1109/ICGPR.2016.7572595
32. Non-destructive testing at microwaves using a vector network analyzer and a two-coordinate mechanical scanner / Zhuravlev A., Razevig V., Chizh M., Ivashov S., and Bugaev A. // Proceedings of the 16th International Conference of Ground Penetrating Radar. — Hong Kong, China, 2016. — P. 1-5. DOI: 10.1109/ICGPR.2016.7572627
33. Патент РФ № 2564454, МПК G01V 3/12 (2006.01), Способ получения радиоголограмм подповерхностных проводящих объектов цилиндрической формы / Васильев И. А., Разевиг В. В., Ивашов С. И., Ивашов А. И., Журавлев А. В., Чиж М. А. — № 2014126012/28; заявл. от 27.06.2014; опубл. 10.10.2015; Бюл. №28. — 10 С.
34. El Said M.A.H. Geophysical prospection of underground water in the desert by means of electromagnetic interference fringes // Proc. of the IRE. — 1956. — Vol. 44. — P. 24-30. DOI: 10.1109/JRPROC.1956.274846
35. Waite A.H. and Schmidt S.J. Gross errors in height indication from pulsed radar altimeters operating over thick ice or snow // IRE International Convention Record. — 1961. — Part 5. — P. 38–54.
36. Daniels D. J. Ground penetrating radar // 2nd edition, London, Institution of Electrical Engineers, 2004. — P. 726.
37. Вопросы подповерхностной радиолокации. Коллективная монография / Под ред. А. Ю. Гринёва. — М.: Радиотехника, 2005. — 416 С.
38. Справочник по радиолокации / Под ред. М. Скольника. — Нью-Йорк, 1970; Пер. с анг. (в четырех томах) под общей ред. К. Н. Трофимова; Том 3. Радиолокационные устройства и системы / Под ред. А. С. Винницкого. — М.: Сов. радио, 1978. — 528 С.

39. Сайт Лаборатории дистанционного зондирования [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.rslab.ru/russian/> — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
40. Non-destructive testing of foam insulation by holographic subsurface radar / Andrey Zhuravlev, Vladimir Razevig, Margarita Chizh, and Sergey Ivashov // Proc. of the 9th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar. — Edinburgh, UK, 2017. — Р. 1-5. DOI: 10.1109/IWAGPR.2017.7996087
41. Документация электронного компонента [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.infineon.com/cms/en/product/rf-and-wireless-control/mm-wave-mmic/24-ghz-radar-industrial/BGT24MTR12/productType.html?productType=db3a30443ff7943901400b1ba93016fb> — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
42. Документация электронного компонента [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.microchip.com/wwwproducts/en/MCP4921> — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
43. Документация электронного компонента [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.ti.com/product/ADS1115> — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
44. David M. Pozar. Microwave Engineering. // 4th ed., John Wiley & Sons, Inc., 2012. — Р. 756.
45. CST Microwave Studio [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.cst.com/products/cstmws> — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
46. Виноградова М.Б., Руденко О.В., Сухоруков А.П. Теория волн. — М.: Наука. 1979. — 384 С.
47. Лившиц А.В., Машович А.Я. Филиппенко Н.Г. Аспекты электротермической обработки материалов электромагнитным полем высокой частоты // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. — 2011. — Вып. 7. (30). — С.135-140.

48. Kharkovsky S., Zoughi R. Microwave and Millimeter Wave Nondestructive Testing and Evaluation - Overview and Recent Advances // IEEE Instrumentation Measurement Magazine. — April 2007. — No. 2. — P. 26–38. DOI: <https://doi.org/10.1109/MIM.2007.364985>.
49. External Tank Thermal Protection System [Электронный ресурс] // NASA Facts Return to Flight Focus Area, National Aeronautics and Space Administration, Marshall Space Flight Center, Huntsville, Alabama. — April 2005. — Режим доступа: [https://www.nasa.gov/centers/marshall/pdf/114022main\\_TPS\\_FS.pdf](https://www.nasa.gov/centers/marshall/pdf/114022main_TPS_FS.pdf) — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
50. В. Лукашевич. «Буран»: факты и мифы. // Новости космонавтики — 2008. — №11 (310). Том 18. — С. 66-71.
51. An example of holographic radar using at restoration works of historical building Progress / Razevig V. V., Ivashov S. I., Sheyko A. P., Vasiliyev I. A. and Zhuravlev A. V. // In Electromagnetics Research Letters. — 2008. — Vol. 1. — P. 173–179.
52. Теоретические и экспериментальные исследования зондирования проводников цилиндрической формы с помощью радиоголограммического локатора / Чиж М. А. // Молодежный научно-технический вестник. — март 2013. — №3. — С. 1-2.
53. Ларин А.А. Способы оценки работоспособности изделий из композиционных материалов методом компьютерной томографии: дис. ... канд. тех. наук: 05.11.13; [Место защиты: Науч.-исслед. ин-т интроскопии МНПО "Спектр"] — Москва, 2013. — 148 С.
54. О тепловом методе неразрушающего контроля подземных теплотрасс / Иванов В.В., Букаров Н.В., Василенко В.В., Малахов Д.В. // Новости теплоснабжения. — март 2004. — № 03 (43). — С. 1-2.
55. Gholizadeh S. A review of non-destructive testing methods of composite materials // Procedia Structural Integrity. — 2016. — Vol. 1, — P. 50-57. DOI: <https://doi.org/10.1016/j.prostr.2016.02.008>
56. Лазоренко О. В., Черногор Л. Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы. Основные понятия, модели и методы описания // Радиофизика и радиоастрономия. — 2008. — Т. 13, №2. — С. 166-194.

57. Revision of part 15 of the commission's rules regarding ultra-wideband transmission systems. First report and order. FCC 02-48. — USA: Federal Communications Commission, 2002.
58. Потехин А. И. Некоторые задачи дифракции электромагнитных волн, М.: Советское радио, 1948. — 133 С.
59. Гудмен Дж. Введение в Фурье-оптику / Пер. с англ. под ред. Косоурова Г. И. // М.: Мир, 1970. — С. 2-182.
60. Техническая электродинамика / Пименов Ю. В., Вольман В. И., Муравцов А. Д.; под ред. Пименова Ю. В.: Учеб. пособие для вузов. — М.: Радио и связь, 2000 — 536 С.
61. Soumekh M. Bistatic synthetic aperture radar inversion with application in dynamic object imaging // IEEE Trans. Signal Processing. — Sept. 1991. — Vol. 39. — P. 2044–2055.
62. Boyer A. L. Reconstruction of ultrasonic images by backward propagation // Acoustic Holography. New York: Plenum. — 1970. — Vol. 3. — P. 333-384.
63. Rafael C. Gonzalez, Richard E. Woods. Digital Image Processing // 2nd ed., Prentice-Hall, Inc. Upper Saddle River, New Jersey, 2002. — 797 P.
64. Murli A., D'Amore L., and De Simone V. The Wiener filter and regularization methods for image restoration problems // Proc. of the 10th International Conference on Image Analysis and Processing. — Venice, Italy, 1999. — P. 394-399.
65. Stolt R.H. Migration by Fourier transform // Geophysics. — 1978. — Vol. 43, №1. — P. 23-48.
66. Lopez-Sanchez J. M. and Fortuny-Guasch J. 3-D radar imaging using range migration techniques // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. — 2000. — Vol. 48, No. 5. — P. 728–737.
67. ParaView open-source application [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://www.paraview.org/> — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
68. SciPy open-source software [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://www.scipy.org/> — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).

69. Dianyuan Han. Comparison of Commonly Used Image Interpolation Methods // Proceedings of the 2nd International Conference on Computer Science and Electronics Engineering. — Paris, France, 2013. — P. 1556–1559.
70. NumPy package [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://www.numpy.org/> — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
71. Matplotlib library [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <http://matplotlib.org/> — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
72. Focus plane detection criteria in digital holography microscopy by amplitude analysis / Frank Dubois, Cédric Schockaert, Natacha Callens, and Catherine Yourassowsky // Opt. Express. — 2006. — No.14. — P. 5895-5908.
73. Focus detection from digital in-line holograms based on spectral l1 norms / Weichang Li, Nick C. Loomis, Qiao Hu, and Cabell S. Davis // J. Opt. Soc. Am. A. — 2007. — No. 24. — P. 3054-3062.
74. Duarte M. Notes on Scientific Computing for Biomechanics and Motor Control. GitHub repository [Электронный ресурс]. — Режим доступа: <https://github.com/demotu/BMC> — свободный. (Дата обращения: 20.04.2018).
75. Scikit-image: Image processing in Python / Stéfan van der Walt, Johannes L. Schönberger, Juan Nunez-Iglesias, François Boulogne, Joshua D. Warner, Neil Yager, Emmanuelle Gouillart, Tony Yu and the scikit-image contributors // PeerJ. — 2014. — P. 1-18. DOI: <http://dx.doi.org/10.7717/peerj.453>
76. Ridler F. T. W. and Calvard S. Picture thresholding using an iterative selection method // IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybern. — August 1978. — Vol. 8. — P. 630-632. DOI: 10.1109/TSMC.1978.4310039
77. Li C.H. and Tam P.K.S. An Iterative algorithm for minimum cross entropy thresholding // Pattern Recognition Letters. — 1998. — No. 18(8). P. 771-776. DOI: 10.1016/S0167-8655(98)00057-9
78. Niblack W. An introduction to digital image processing // Prentice-Hall International Inc., Englewood Cliffs, New Jersey, 1986. — P. 215.

79. Sauvola J. and Pietikainen M. Adaptive document image binarization // Pattern Recognition. — 2000. — No. 33(2). — P. 225-236. DOI: 10.1016/S0031-3203(99)00055-2
80. Otsu N. A threshold selection method from gray-level histograms // IEEE Trans. Sys., Man., Cyber. — 1979. — No.9. — P. 62-66.
81. Zack G. W., Rogers W. E. and Latt S. A. Automatic measurement of sister chromatid exchange frequency // Journal of Histochemistry and Cytochemistry. —1977. — No. 25 (7). — P. 741-753. DOI: 10.1177/25.7.70454
82. Yen J.C., Chang F.J., and Chang S. A new criterion for automatic multilevel thresholding // IEEE Trans. on Image Processing. — 1995. — No. 4(3) P. 370-378. DOI: 10.1109/83.366472
83. Canny J. A computational approach to edge detection // IEEE Trans. Pattern Analysis and Machine Intelligence. — 1986. — No. 8. — P. 679-714.
84. A test of holographic radar for detection of hidden reptile tracks and trackways / Vohra D., Bechtel T., Thomas R., Capineri L., Windsor C., Inagaki M., Ivashov S., Van Scyoc R. // Proc. of the 8th International Workshop on Advanced Ground Penetrating Radar. — Florence, Italy, 2015. — P. 1-4.
85. Analytical approach for RASCAN radar images of dinosaur footprints through basic experiments / Inagaki M., Bechtel T. D., Capineri L., Ivashov S. I., Windsor C. G. // Proceedings of Progress In Electromagnetics Research Symposium — Stockholm, Sweden, 2013. — P. 1586-1590.