

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования «Московский авиационный институт  
(национальный исследовательский университет)»

На правах рукописи



**Каменский Кирилл Владимирович**

**КОМПЕНСАЦИЯ ТРАЕКТОРНЫХ НЕСТАБИЛЬНОСТЕЙ НОСИТЕЛЯ  
РАДИОЛОКАТОРА С СИНТЕЗИРОВАНИЕМ АПЕРТУРЫ АНТЕННЫ  
ПРИ НЕПРЕРЫВНОМ ИЗЛУЧЕНИИ**

Специальность: 2.2.16

Радиолокация и радионавигация  
(технические науки)

Диссертация на соискание учёной степени кандидата технических наук.

Научный руководитель:  
доктор технических наук  
Гаврилов Константин Юрьевич

Москва  
2022

## Оглавление

Список сокращений .....	5
<b>Введение</b> .....	7
<b>Глава 1 Модель и свойства радиолокационных сигналов, отражённых от поверхностно распределённых целей</b> .....	17
1.1 Назначение и основные принципы работы РСА бокового обзора с непрерывным излучением сигнала.....	17
1.2 Математическое описание зондирующих сигналов НПЛЧМ, используемых в бортовых РСА.....	20
1.3 Модель сигнала, отражённого от протяжённой цели, и её математическое описание.....	23
1.4 Анализ сигналов, принимаемых от протяжённой цели при используемой модели.....	28
1.5 Анализ искажений спектра преобразованного сигнала и их связь с дефектами на РЛИ.....	32
1.5.1 Показатель искажения спектра преобразованного сигнала...33	
1.5.2 Параметры сигнала, влияющие на искажение спектра .....	35
1.6 Восстановление радиолокационных профилей сигналов, отражённых от протяжённых целей.....	46
1.6.1 Многокадровая обработка.....	46
1.6.2 Варьирование высоты полёта.....	48
1.6.3 Нарушение интерференционной картины.....	49
1.7 Выводы к главе 1 .....	50
<b>Глава 2 Формирование траекторного сигнала в РСА НИ с ЛЧМ и методика его численного моделирования</b> .....	51
2.1 Модель траекторного сигнала РСА НИ с ЛЧМ и его математическое описание.....	51
2.2 Численное моделирование траекторного сигнала.....	53
2.3 Численное моделирование с помощью прямого формирования	

траекторного сигнала.....	57
2.4 Программная реализация численного моделирования с помощью прямого метода формирования траекторного сигнала.....	61
2.5 Примеры численного моделирования с помощью прямого формирования траекторного сигнала.....	68
2.6 Выводы к главе 2.....	81
<b>Глава 3 Алгоритмы формирования радиолокационных изображений.....</b>	<b>83</b>
3.1 Формирование РЛИ методом обратного проецирования.....	83
3.2 Альтернативы методу обратного проецирования.....	87
3.3 Дальностно-доплеровский алгоритм формирования РЛИ.....	91
3.4 Программная реализация дальностно-доплеровского алгоритма.....	98
3.5 Пример обработки траекторного сигнала с помощью дальностно-доплеровского алгоритма.....	103
3.6 Выводы к главе 3.....	108
<b>Глава 4 Анализ влияния характеристик бортовых навигационных систем и     траекторных нестабильностей на качество радиолокационных     изображений.....</b>	<b>110</b>
4.1 Формулировка цели исследования.....	110
4.2 Параметры математической модели траекторного сигнала, влияющие на качество радиолокационного изображения.....	112
4.3 Методика исследования влияния характеристик БНС на качество РЛИ.....	113
4.4 Исследование зависимости качества РЛИ, получаемого методом обратного проецирования, от характеристик БНС.....	119
4.4.1 ТН отсутствуют.....	121
4.4.2 ТН присутствуют.....	126
4.5 Выводы к главе 4.....	139
<b>Глава 5 Разработка и анализ алгоритмов компенсации     траекторных нестабильностей.....</b>	<b>141</b>
5.1 Общие сведения о компенсации движения и коррекции миграции..	141

5.2 Предлагаемый метод компенсации движения.....	144
5.3 Предлагаемый метод коррекции миграции.....	149
5.4 Эксперименты.....	153
5.4.1 Траекторная неустойчивость – постоянная величина.....	155
5.4.2 Траекторная неустойчивость – линейная функция.....	156
5.4.3 Траекторная неустойчивость – нелинейная функция.....	157
5.4.4 Коррекция миграции.....	160
5.4.5 Сочетание компенсации движения и коррекции миграции...	161
5.5 Выводы к главе 5.....	166
<b>Заключение</b> .....	168
<b>Список литературы</b> .....	176

**Список сокращений**

- АКУВ – аппроксимация косинуса угла визирования
- БПФ – быстрое преобразование Фурье
- БС – балансный смеситель
- ДДА – дальностно-доплеровский алгоритм
- ДН – диаграмма направленности
- ДНА – диаграмма направленности антенны
- ИХ – импульсная характеристика
- КД – компенсация движения
- КМ – коррекция миграции
- ЛЧМ – линейно-частотная модуляция
- МПК – Модель–Представление–Контроллер
- НИ – непрерывное излучение
- НПЛЧМ – несимметричный периодический закон ЛЧМ
- ОБПФ – обратное быстрое преобразование Фурье
- ОВФ – остаточная видеофаза
- ОИ – оптическое изображение
- ОП – обратное проецирование
- ПС – преобразованный сигнал
- ПТС – преобразованный траекторный сигнал
- РЛИ – радиолокационное изображение
- РЛС – радиолокационная система
- РСА – радиолокатор с синтезированием апертуры
- РСА НИ – РСА непрерывного излучения
- РСА НИ с ЛЧМ – РСА непрерывного излучения с ЛЧМ
- СКС – Сущность–Компонент–Система
- СПЛЧМ – симметричный периодический закон ЛЧМ
- ТН – траекторная нестабильность
- ТС – траекторный сигнал

УпЦЛ – усреднение по центру луча

ФНЧ – фильтр нижних частот

ФЦА – фазовый центр антенной системы

ЧБОИ – чёрно-белое оптическое изображение

ЭПР – эффективная площадь рассеяния

## Введение

**Актуальность** темы исследования обусловлена расширяющимися возможностями применения радиолокационных систем (РЛС) в области картографирования, георадиолокации и разведки в сочетании с повышающимися требованиями к качеству получаемых изображений. Особое место среди таких систем занимают РЛС с непрерывным излучением (РЛС НИ), которые от РЛС с импульсным излучением отличаются меньшей дальностью действия (порядка 5...15км [17, 100, 107]). РЛС НИ менее требовательны к источникам питания, более просты в конструкции, обладают меньшими габаритами и массой, а также сравнительно дешёвы в производстве, что делает их более доступными для массового потребителя и любительского радиовидения [35]. Такие РЛС могут быть установлены на сверхмалые беспилотные летательные аппараты (БПЛА) [89].

Главный результат работы РЛС НИ с синтезированием апертуры (РСА НИ) – радиолокационное изображение (РЛИ) облучённой сцены. Качество РЛИ обычно оценивается субъективно и проявляется в детализированности снимка, контрастности, неискажённости геометрии объектов и пр. На качество РЛИ оказывает влияние сочетание множества факторов, поэтому при разработке современных РСА НИ требуется исследование возможностей и ограничений существующих алгоритмов обработки траекторного сигнала в разных условиях и создание новых эффективных методов компенсации влияния траекторных нестабильностей. Такая работа на протяжении последних лет активно ведётся многими исследователями в нашей стране (Гурьянов М.А., Толстов Е.Ф., Карпов О.А., Цветков О.Е., Купряшкин И.Ф., Монаков А.А. и др.) и за рубежом (Duersch M., Evers A., Long D., Saeedi J., Stringham C., Zaugg E. и др.).

Во многих работах отмечается, что наибольший вклад в искажение РЛИ вносят некомпенсированные искажения фазовой истории траекторного сигнала (ТС), вызванные траекторными нестабильностями (ТН). Компенсация

фазовых искажений значительно осложнена из-за неточности измерения навигационной системой координат носителя РЛС, а также из-за особенностей реализации разных методов обработки ТС.

### **Степень разработанности темы**

Компенсация влияния ТН на фазовую историю ТС – задача, неразрывно связанная с методами формирования РЛИ и обычно ассоциируемая с автофокусировкой. В зависимости от архитектуры метода обработки ТС автофокусировка может быть двумерной (например, [69] и [73] для формирования РЛИ с помощью алгоритма “РФА” для телескопических РСА [39]) или одномерной, без обратной связи или с обратной связью [33, 97].

В основе многих методов автофокусировки лежит представление влияния ТН на фазовую историю ТС в виде мешающей функции. В этой связи компенсация влияния ТН тождественна компенсации этой функции.

Методы автофокусировки, представляющие мешающую функцию в виде многочлена и оценивающие коэффициенты этого многочлена, называются параметрическими. К параметрическим методам автофокусировки, например, можно отнести метод сдвига и корреляции [37], метод смещения изображения и его модификации [32, 33, 84].

К непараметрическим методам можно отнести методы автофокусировки, оптимизирующие целевую функцию. Среди таких методов известны метод минимума энтропии [67, 98], оптимизации контраста [31], метод собственных векторов [60], фазоразностный алгоритм [15], метод градиента фазы [34, 58, 90, 91], а также их одномерные и двумерные модификации. Отдельно следует отметить диссертацию Аарона Еверса [42], в которой упомянутые методы автофокусировки рассматривались как частные случаи обобщённого метода градиента фазы; а также работу [66], в которой предпринималась попытка сравнить некоторые методы автофокусировки с помощью специального полигона и нескольких критериев, связанных с видом функции отклика.



Для решения задачи автофокусировки могут применяться подходы, основанные на статистических методах [74] и генетических алгоритмах [71]. В работе [8] отмечается и роль, так называемой, ручной автофокусировки.

Для методов формирования РЛИ, предполагающих разделение процесса обработки ТС на сжатие по дальности и сжатие по азимуту, характерно разделение и методов компенсации влияния ТН на компенсацию движения, выполняемую в направлении наклонных дальностей, и на одномерную автофокусировку, выполняемую в направлении курсовых дальностей. Методы компенсации движения представляют интерес при разработке методов формирования РЛИ, основанных на дальностно-доплеровском алгоритме [65, 80], методе масштабирования частоты [23, 101] и методе Омега-К [82, 96].

Широко распространена двухэтапная стратегия компенсации движения, при этом в работах [44, 80] отмечается возможность использования первого её этапа как самостоятельного одноэтапного метода. Однако, в этом случае для получаемого РЛИ будет характерна зависимость разрешения по азимуту от наклонной дальности.

**Объект исследования** – размещаемые на малогабаритных беспилотных летательных аппаратах радиолокационные системы с синтезированием апертуры, использующие непрерывное излучение с линейно-частотной модуляцией.

**Предмет исследования** – методы и алгоритмы компенсации движения при формировании радиолокационного изображения путём обработки траекторного сигнала с помощью дальностно-доплеровского алгоритма.

**Цель работы** – повышение качества синтезированного РЛИ путём разработки алгоритмов и программ компенсации фазовых искажений в траекторном сигнале, вызванных траекторной нестабильностью полёта носителя РЛС.

**Научная задача** – разработка алгоритмов и программ исследования компенсации фазовых искажений в траекторном сигнале, вызванных траекторной нестабильностью движения носителя РСА.

Декомпозиция научной задачи определяет следующие частные **задачи**:

1. Определение физических причин дефектов на РЛИ, вызванных интерференцией волн вторичного излучения и разработка методов их устранения.

2. Разработка алгоритмов и программ моделирования и обработки траекторного сигнала при синтезировании апертуры антенны.

3. Разработка методики исследования влияния траекторных нестабильностей носителя РСА на качество РЛИ, определяющей требования к характеристикам бортовой навигационной системы.

4. Разработка метода компенсации движения, использующего данные от БНС и предназначенного для применения в дальностно-доплеровском алгоритме обработки траекторного сигнала.

5. Разработка метода коррекции миграции, основанного на фильтровом подходе и предназначенного для применения в дальностно-доплеровском алгоритме обработки траекторного сигнала.

6. Проведение численных экспериментов, необходимых для анализа и сравнения разработанных алгоритмов с известными.

**Научная новизна.** В рамках исследования получены следующие новые результаты:

1. Математическое описание траекторного сигнала РСА НИ с ЛЧМ на основе многоточечной модели целей, позволяющее обосновать природу появления дефектов на РЛИ в виде тёмных полос, волнообразных помех и муаровых узоров.

2. Методика исследования влияния траекторных нестабильностей движения носителя РСА на качество РЛИ, формируемого с помощью дальностно-доплеровского алгоритма.

3. Алгоритм компенсации движения при обработке сигналов в РСА НИ с ЛЧМ на основе дальностно-доплеровского алгоритма, позволяющий добиться независимости разрешения по азимуту от наклонных дальностей.

4. Алгоритм коррекции миграции сигналов по дальности при формировании РЛИ в РСА НИ с ЛЧМ на основе дальностно-доплеровского алгоритма, позволяющий устранить помеху в виде сдвинутых по азимуту копий РЛИ.

**Практическая значимость.** Полученные результаты могут использоваться для улучшения качества РЛИ в РСА НИ с ЛЧМ, размещаемых на беспилотных летательных аппаратах и применяемых для решения задач в области картографирования и радиомониторинга. Созданный в рамках исследования программный комплекс в среде Matlab может быть использован для исследований в области обработки траекторного сигнала, а также в учебном процессе для студентов, обучающихся по специальностям «Радиотехника» и «Радиоэлектронные системы и комплексы».

**Методы исследования.** При решении поставленных задач использовались методы математического анализа, теории обработки сигналов, математического моделирования.

**Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Математическое описание радиолокационных сигналов, соответствующих дальностным профилям протяжённых целей, полученное на основе решения задачи интерференции радиоволн для моделей многоточечных целей, позволяет обосновать природу появления дефектов на РЛИ в виде тёмных полос, волнообразных помех и муаровых узоров.

2. Разработанная методика формирования требований к характеристикам БНС (точности измерения координат и частоте выдачи информации), основанная на методе обратного проецирования, устанавливает соответствие между показателями качества РЛИ (геометрическими искажениями и параметрами функции отклика цели) и видом и параметрами траекторной неустойчивости.

3. Метод компенсации движения носителя РСА НИ с ЛЧМ, основанный на использовании данных БНС, удовлетворяющих требованиям разработанной методики, позволяет за счёт формирования набора двумерных фильтров для дискретной сетки частот биений обеспечить требуемое качество синтезируемого РЛИ по наклонным дальностям при дальностно-доплеровском алгоритме и добиться независимости разрешения по азимуту от наклонной дальности.

4. Предложенный метод коррекции миграции позволяет за счёт увеличения размера траекторного сигнала устранить помехи в виде сдвинутых по азимуту копий объектов на радиолокационном изображении, получаемом с помощью дальностно-доплеровского алгоритма.

**Достоверность** полученных результатов обусловлена корректным использованием методов статистической радиотехники, компьютерного моделирования и математического анализа.

**Апробация работы.** Материалы диссертационной работы обсуждались на: всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь» 2018-го года, на международных конференциях «Авиация и космонавтика» 2018-го и 2019-го годов, а также на международной конференции «Systems of Signal Generation and Processing in the Field of Onboard Communications» 2020-го года.

**Личный вклад.** Автором разработаны методы компенсации движения носителя РЛС и методы коррекции миграции при синтезировании апертуры

антенны; разработан и реализован метод прямого моделирования преобразованного траекторного сигнала РСА НИ с ЛЧМ; разработан и написан исходный код программного комплекса в среде Matlab; разработаны и написаны программы, реализующие дальностно-доплеровский алгоритм и алгоритм обратного проецирования для обработки траекторного сигнала; разработаны и реализованы вспомогательные программы для проведения численных экспериментов; проведены численные эксперименты.

**Публикации.** Основные результаты по теме исследования изложены в 11 работах, из которых 4 статьи опубликованы в журналах, рекомендованных ВАК РФ, 2 публикации в зарубежных изданиях и 5 работ опубликованы в тезисах докладов научных конференций.

### **Объём и структура работы**

Диссертация имеет объём 187 машинописных страниц, состоит из введения, пяти глав, заключения и списка литературы. Иллюстративный материал состоит из 73 рисунков и 7 таблиц. Список литературы содержит 108 наименований.

**В первой главе** даны общие сведения о принципе работы РЛС НИ с ЛЧМ, используемой в качестве радиолокатора бокового полосового обзора с синтезированием апертуры. Исследовано явление искажения радиолокационного профиля цели, вызванное пространственной интерференционной картиной, появляющейся при прямом моделировании преобразованного сигнала от протяжённой цели, представленной многоточечной моделью. В результате исследования предложены методы восстановления радиолокационного профиля протяжённой цели как для случая обработки реального сигнала, так и для случая обработки сигнала, полученного с помощью численного моделирования.

**Во второй главе** дано математическое описание модели траекторного сигнала в РСА НИ с ЛЧМ в виде двумерной матрицы действительных или комплексных отсчётов. Проведён обзор литературы, посвящённой формированию ТС с помощью численного моделирования и представлены три обобщённые группы методов: прямое формирование во временной области, прямое формирование в частотной области и обратное формирование. Предложен и описан алгоритм численного моделирования ТС РСА НИ с ЛЧМ с помощью прямого метода формирования ТС во временной области. Описана реализация предложенного алгоритма в среде Matlab в виде программного комплекса. Примеры работы этого комплекса иллюстрируют проблему искажения РЛИ муаровым узором, а также успешную борьбу с ним с помощью применения одного из описанных в главе 1 способов восстановления радиолокационного профиля.

**В третьей главе** описано и проанализировано формирование РЛИ с помощью метода обратного проецирования, обоснован поиск более быстрых альтернатив этому методу. Проведён анализ методов формирования РЛИ, представляющих собой более быстрые альтернативы методу обратного проецирования. Рассмотрены: метод факторизованного обратного проецирования, метод Омега-К, дальностно-доплеровский алгоритм и метод масштабирования частоты.

Особое внимание уделено анализу метода формирования РЛИ с помощью дальностно-доплеровского алгоритма. Описано развитие программного комплекса с целью реализации формирования РЛИ с помощью метода обратного проецирования и дальностно-доплеровского алгоритма. С помощью результатов работы программного комплекса иллюстрируется вывод об отсутствии необходимости использования фильтра компенсации остаточной видеофазы в дальнейших этапах диссертационного исследования.

**В четвёртой главе** утверждается, что качество РЛИ, получаемого методами, образованными от обратного проецирования, имеет предел, который позволяет выдвигать требования к характеристикам устройств радиолокационного комплекса или конструировать архитектуру метода обработки ТС, исходя из заранее ожидаемых дефектов РЛИ.

Предложена и описана методика исследования влияния различных факторов, учитываемых математической моделью ТС, на качество РЛИ. Пояснён принцип изменения методики в зависимости от используемого метода формирования РЛИ.

С помощью предложенной методики исследовано влияние характеристик БНС и вида ТН на качество РЛИ. Показано, что частота выдачи данных от БНС должна быть не ниже частоты дискретизации ТС по медленному времени, а приемлемая точность измерения координат зависит от ожидаемой интенсивности ТН.

**В пятой главе** проведён обзор и анализ литературы, посвящённой методам компенсации движения, основанным на фильтровой обработке траекторного сигнала. Рассмотрена двухэтапная стратегия компенсации движения, а также подходы к одноэтапной компенсации движения, не использующей интерполяцию.

Для дальностно-доплеровского алгоритма разработан одноэтапный метод компенсации движения, основанный на компенсации движения первого порядка с усреднением по центру луча. С помощью численных экспериментов с применением разработанного программного комплекса *SARMain* установлено, что предложенный одноэтапный метод компенсации движения уступает ранее известному по ряду критериев, но в то же время обладает качественным преимуществом: обеспечиваемое на РЛИ без автофокусировки разрешение по азимуту не зависит от наклонной дальности.

На основе предложенного метода компенсации движения разработан метод коррекции миграции сигнала по дальности, предназначенный для

использования в дальностно-доплеровском алгоритме. С помощью численных экспериментов установлено, что предложенный метод коррекции миграции обладает качественным преимуществом перед ранее известным: он способен полностью устранять «призрачные» копии амплитудного РЛИ.

Обозначены направления дальнейшей возможной работы: развитие предложенного метода до двухэтапного; разработка фильтра сжатия по азимуту, предназначенного для использования в сочетании с предложенными методами компенсации движения и коррекции миграции; создание специального метода автофокусировки.



## **Глава 1**

### **Модель и свойства радиолокационных сигналов, отраженных от поверхностно распределенных целей**

#### **1.1 Назначение и основные принципы работы РСА бокового обзора с непрерывным излучением сигнала**

Радиолокаторы с синтезированием апертуры (РСА) позволяют получать радиолокационные изображения (РЛИ) высокого разрешения, не налагая высоких требований к ширине диаграммы направленности антенны (ДНА). Благодаря этому РСА спутникового и авиационного базирования широко применяются в задачах землеобзора для получения детальных изображений земной или водной поверхности и объектов на ней, для проведения ледовой разведки, наблюдения экологической обстановки, контроля сельскохозяйственных угодий и пр. Современный уровень развития микроэлектроники позволяет использовать радиолокационные системы (РЛС) на малых и сверхмалых беспилотных летательных аппаратах (БПЛА), что делает особенно актуальными проблемы обработки сигналов РСА, размещённых на таких носителях [2, 18, 89].

Размещение РЛС на борту малых и сверхмалых БПЛА предполагает ограничения по массе для радиоэлектронной аппаратуры, поэтому используются радиолокаторы непрерывного излучения (НИ), имеющие сравнительно небольшую мощность (единицы Вт), массу (1–5 кг) и дальность действия порядка 5–15 км [17, 100, 107]. Таким радиолокаторам нужны две антенны: передающая и приёмная. Для обеспечения приемлемого разрешения по дальности в таких РЛС применяются сверхширокополосные сигналы – с

симметричной или несимметричной периодической линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ) [35, 81, 99].

РЛС НИ с ЛЧМ можно представить в виде обобщённой схемы, изображённой на рис. 1.1. Принцип работы таких систем изложен в работе [1], здесь же будут рассмотрены лишь те особенности, которые необходимы для вывода математической модели, описывающей радиолокационный сигнал, отражённый от целей, расположенных на облучаемой сцене.

Устройство генерации сигнала с ЛЧМ формирует непрерывное колебание  $s(t)$  с периодическим законом линейно-частотной модуляции, который характеризуется следующими величинами:  $T_M$  – интервал модуляции;  $f_0$  – начальная частота;  $B$  – девиация (диапазон изменения) частоты в течение одного периода. Это колебание проходит цепи передающего устройства и излучается с помощью антенны в пространство.

Излучённое ЛЧМ-колебание достигает в облучаемом участке пространства расположенную в нём цель и отражается от неё в направлении принимающей антенны. Принятый антенной сигнал, имеющий задержку относительно момента его излучения, попадает в цепи приёмного устройства и усилителя (УС) и проходит обработку, смысл которой заключается в выделении частот биений с помощью смесителя (СМ). С помощью фильтров (Ф) подавляются мешающие составляющие, после чего преобразованный таким образом траекторный сигнал попадает в блок обработки, где оцифровывается, записывается в память и используется процессором для формирования РЛИ облучённого участка пространства.

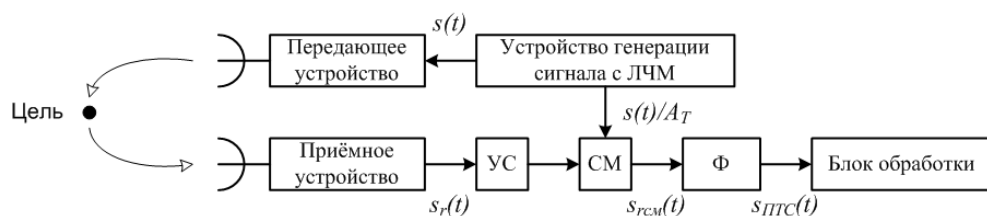


Рис. 1.1 – Обобщённая схема РЛС НИ с ЛЧМ

Сказанное иллюстрирует рис. 1.2, на котором схематически изображены симметричный (рис. 1.2,а – слева) (СПЛЧМ) и несимметричный (рис. 1.2,а – справа) (НПЛЧМ) периодические законы изменения частоты  $f(t)$  от времени  $t$  для излучённого колебания (сплошная линия) и принятого сигнала (штриховая линия). Сигнал  $s_r(t)$ , отражённый от цели, характеризуется временем задержки  $\tau_k$ , где  $k$  – индекс, показывающий связь с конкретной целью.

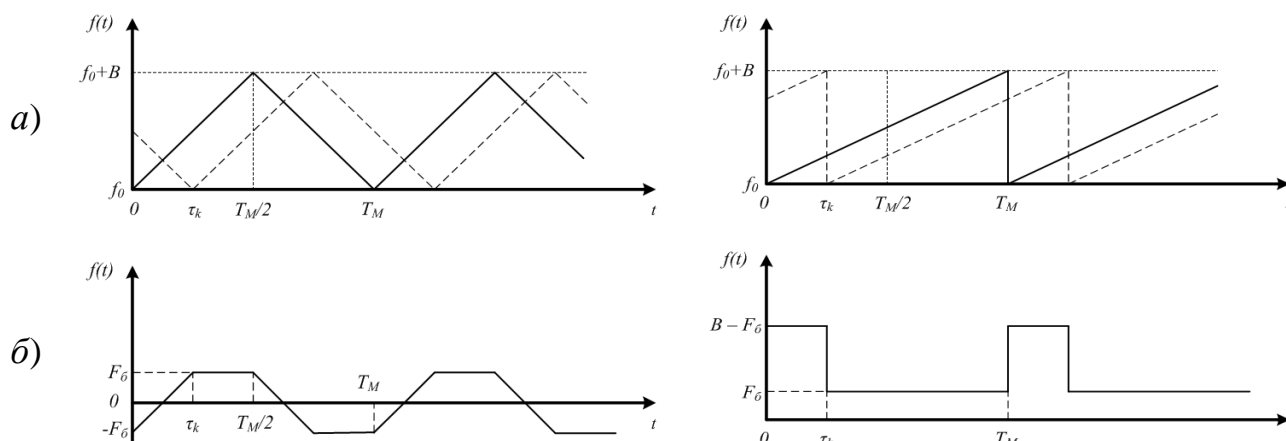


Рис. 1.2 – Сигналы в РЛС НИ с ЛЧМ: а) симметричный (слева) и несимметричный (справа) законы модуляции излучённого колебания (сплошная линия) и принятого сигнала (штриховая линия); б) частоты биений после смесителя

На рис. 1.2,б изображены законы изменения во времени частоты принятых сигналов, прошедших смеситель. Такие сигналы характеризует частота биений  $F_0$ , равная разности между частотой излучаемого и принятого сигнала. Рис. 1.2,б слева соответствует случаю симметричной периодической ЛЧМ, а справа – несимметричной. В силу сходства анализа обоих случаев и широкого распространения последнего из них, далее под РЛС НИ с ЛЧМ будет пониматься РЛС непрерывного излучения с несимметричной периодической линейно-частотной модуляцией.

Ключевая особенность РСА – относительное движение фазового центра антенны (ФЦА) радиолокатора и цели. Среди видов такого движения выделяют круговое, прямолинейное и смешанное как сочетание первых двух. По направлению луча ДНА выделяют боковой обзор (луч ДНА направлен

перпендикулярно линии курса) и передне-боковой (луч ДНА направлен под углом к линии курса), а по движению луча ДНА во время съёмки – телескопический или прожекторный (луч ДНА направляется в одну и ту же область пространства), полосовой (луч ДНА плавно перемещается в пространстве параллельно движению носителя) и сканирующий (движение луча ДНА в пространстве напоминает зигзагообразное). На рис. 1.3 изображены примеры режимов работы РСА: боковой телескопический, боковой полосовой, боковой сканирующий и круговой телескопический.

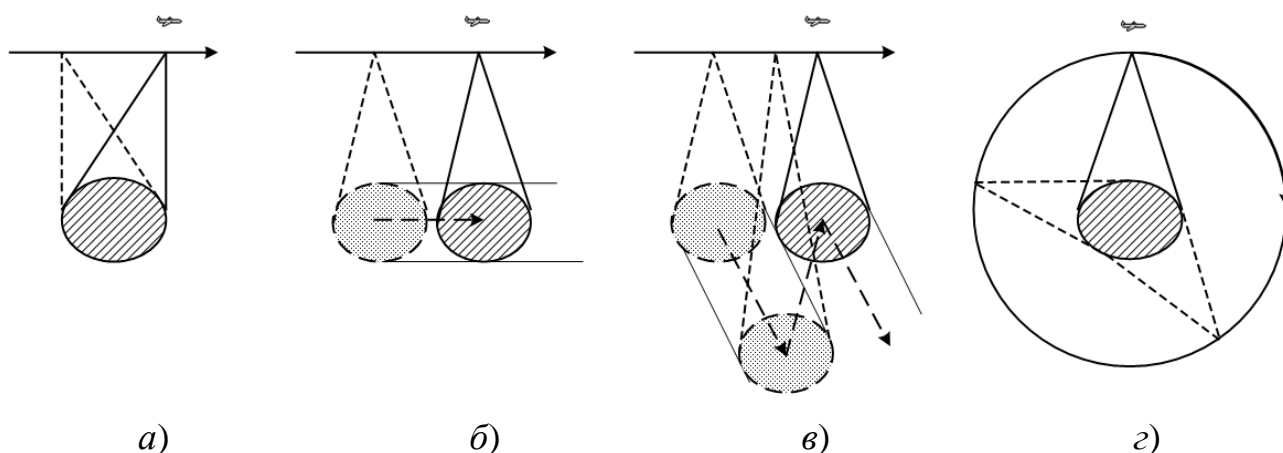


Рис. 1.3 – Примеры режимов работы РСА: а) боковой телескопический; б) боковой полосовой; в) боковой сканирующий; г) круговой телескопический

Для каждого режима работы РСА характерны особенности, проявляющиеся в свойствах траекторного сигнала, которые, в свою очередь, определяют устройство метода формирования РЛИ. В диссертации рассматривается РСА в режиме бокового полосового обзора.

## 1.2 Математическое описание зондирующих сигналов НПЛЧМ, используемых в бортовых РСА

С учётом рис. 1.1, можно перейти к следующим обозначениям и записать колебание, излучаемое РЛС НИ с ЛЧМ, как функцию  $s(t)$ :

$$s(t) = A_T \cos \left( 2\pi \left[ f_0 + \frac{\beta}{2} \hat{t}(t) \right] t + \varphi_0 \right), \quad (1.1)$$

где  $t$  – время,  $A_T$  – излучаемая мощность (для простоты анализа будем считать её постоянной),  $f_0$  – начальная частота,  $\beta = B/T_M$  – крутизна нарастания частоты в законе линейно-частотной модуляции (ЛЧМ),  $B$  – девиация частоты,  $T_M$  – длительность интервала модуляции,  $\hat{t}(t) = t - T_M \lfloor t/T_M \rfloor$  – внутриимпульсное время,  $\lfloor \dots \rfloor$  – операция округления вниз.

Тогда сигнал, отражённый от точечной цели с номером  $k$  и дошедший до приёмника, будет ослаблен на величину  $a_k(t)$ , будет иметь время задержки  $\tau_k(t)$  и фазовое смещение  $\varphi_k$ , зависящее от уникальных свойств цели. Этот сигнал можно записать как функцию  $s_k(t)$ :

$$\begin{aligned} s_k(t) &= a_k(t) s(t - \tau_k(t)) = \\ &= a_k(t) A_T \cos \left( 2\pi \left[ f_0 + \frac{\beta}{2} \hat{t}(t - \tau_k(t)) \right] (t - \tau_k(t)) + \varphi_0 + \varphi_k \right). \end{aligned}$$

После прохождения цепей приёмника принятый сигнал имеет вид:

$$\begin{aligned} s_{r,k}(t) &= w_r(t) \otimes s_k(t) = \\ &= w_r(t) \otimes a_k(t) A_T \cos \left( 2\pi \left[ f_0 + \frac{\beta}{2} \hat{t}(t - \tau_k(t)) \right] (t - \tau_k(t)) + \varphi_0 + \varphi_k \right), \end{aligned}$$

где  $w_r(t)$  – импульсная характеристика приёмного устройства (включая усилитель), а знак  $\otimes$  обозначает оператор свёртки.

После прохождения смесителя сигнал можно записать как функцию  $s_{rcm,k}(t)$ :

$$s_{rcm,k}(t) = w_r(t) \otimes s_k(t) \times s(t) \frac{1}{A_T}.$$

Используя известную из тригонометрии формулу

$$\cos(a) \cos(b) = \frac{1}{2} \cos(a+b) + \frac{1}{2} \cos(a-b),$$

можно записать выражение  $s_{rcm,k}(t)$  следующим образом:

$$s_{rcm,k}(t) = \frac{1}{2} w_r(t) \otimes a_k(t) \times \\ \times \left\{ \cos\left(-2\pi f_0 \tau_k(t) + \pi\beta \left[ \hat{t}(t - \tau_k(t))t - \tau_k(t)\hat{t}(t - \tau_k(t)) - \hat{t}(t)t \right] + \varphi_k \right) + \right. \\ \left. + \cos\left(4\pi f_0 t - 2\pi f_0 \tau_k(t) + \pi\beta \left[ \hat{t}(t - \tau_k(t))t - \tau_k(t)\hat{t}(t - \tau_k(t)) + \hat{t}(t)t \right] + 2\varphi_0 + \varphi_k \right) \right\}.$$

Таким образом, смеситель позволяет выделить разностные частоты (первый косинус) и суммарные (второй косинус), примерно в два раза превышающие начальную частоту  $f_0$ . Суммарные частоты можно подавить с помощью фильтра нижних частот (ФНЧ) с импульсной характеристикой  $w_{нч}(t)$ . Тогда преобразованный сигнал приобретает вид:

$$s_{ПТС,k}(t) = \frac{1}{2} w_{нч}(t) \otimes w_r(t) \otimes a_k(t) \times \\ \times \cos\left(\pi\beta \left[ \hat{t}(t - \tau_k(t))t - \tau_k(t)\hat{t}(t - \tau_k(t)) - \hat{t}(t)t \right] - 2\pi f_0 \tau_k(t) + \varphi_k \right).$$

При допущении, что  $w_r(\xi) = \delta(\xi)$ ,  $w_{нч}(\xi) = \delta(\xi)$ , где  $\delta(\xi)$  – дельта-функция, это выражение упрощается:

$$s_{ПТС,k}(t) = \frac{a_k(t)}{2} \cos\left(\pi\beta \left[ \hat{t}(t - \tau_k(t))t - \tau_k(t)\hat{t}(t - \tau_k(t)) - \hat{t}(t)t \right] - 2\pi f_0 \tau_k(t) + \varphi_k \right).$$

Раскрыв внутриимпульсное время, можно записать:

$$s_{ПТС,k}(t) = \frac{a_k(t)}{2} \cos\left(2\pi \left[ \beta \tau_k(t)t + f_0 \tau_k(t) - \frac{\beta}{2} \tau_k^2(t) - \frac{\varphi_k}{2\pi} + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\beta}{2} \left\{ T_M \left[ \frac{t - \tau_k(t)}{T_M} \right] t - \tau_k(t) T_M \left[ \frac{t - \tau_k(t)}{T_M} \right] - T_M \left[ \frac{t}{T_M} \right] t \right\} \right] \right). \quad (1.2)$$

Выражение (1.2) описывает модель преобразованного сигнала (ПС) от точечной цели, учитывая с помощью зависимостей  $a_k(t)$  и  $\tau_k(t)$  от  $t$  влияние движения ФЦА РЛС в процессе излучения ЛЧМ-колебания и приёма отражённого сигнала. Вторая строчка выражения содержит составляющие, необходимые для учёта сброса частоты между соседними интервалами ЛЧМ.

Выражение (1.2) можно упростить ещё больше, приняв следующие допущения: время наблюдения сигнала не превышает интервал модуляции  $T_M$ , а влиянием относительного движения цели и ФЦА РЛС на рассматриваемом

интервале времени  $t \in [0, T_M)$  можно пренебречь. Тогда модель (1.2) примет вид:

$$s_{ПТС,k}(t) = \frac{a_k}{2} \cos \left( 2\pi \left[ \beta \tau_k t + f_0 \tau_k - \frac{\beta}{2} \tau_k^2 \right] - \varphi_k \right) = U_r^{(k)} \cos \left( 2\pi F_{\bar{o}}^{(k)} t + \theta^{(k)} \right), \quad (1.3)$$

где  $U_r^{(k)}$  – амплитуда преобразованного сигнала;

$$F_{\bar{o}}^{(k)} = \beta \tau_k = \beta \frac{2R^{(k)}}{c} \quad (1.4)$$

– частота биений;  $R^{(k)}$  – расстояние между ФЦА РЛС и целью;

$$\theta^{(k)} = 2\pi f_0 \tau_k - \pi \beta \tau_k^2 - \varphi_k \quad (1.5)$$

– фаза преобразованного сигнала.

### 1.3 Модель сигнала, отражённого от протяжённой цели, и её математическое описание

Протяжённой целью считается объект, линейные размеры которого превышают размер элемента разрешения РЛС. Поскольку разрешающая способность РЛС НИ с ЛЧМ может достигать десятых долей метра, то к этим объектам можно отнести автомобили, дороги, суда, стены и крыши зданий, засеянные участки полей и пр.

Введём модель протяжённой цели в виде совокупности  $K$  точечных отражателей, расположенных равномерно вдоль наклонной дальности с интервалом  $\Delta R$ :

$$R^{(k)} = R_0 + (k-1) \cdot \Delta R, \quad k = 1, \dots, K,$$

где  $R_0$  – расстояние от ФЦА РЛС до ближайшей точки цели (передняя кромка цели);  $R^{(K)}$  – расстояние от ФЦА РЛС до наиболее удалённой точки цели (задняя кромка цели). Протяжённость цели определяется величиной:  $R_{ц} = R^{(K)} - R_0$ . В модели расстояние между соседними точками должно быть

соизмеримо или меньше разрешающей способности РЛС  $\Delta r$  по наклонной дальности:

$$\Delta R \leq \Delta r,$$

Разрешающая способность РЛС НИ с ЛЧМ определяется выражением:

$$\Delta r = \frac{c T_M}{2B\tau_n},$$

где  $\tau_n$  – время наблюдения принимаемого сигнала.

Таким образом, ПС от протяжённой цели может быть записан как аддитивная смесь сигналов, отражённых от точечных целей, расположенных в облучаемой области пространства:

$$s_{ПТС}(t) = \sum_{k=1}^K U_r^{(k)} \cos(2\pi F_0^{(k)} t + \theta^{(k)}), \quad t \in [0, T_M). \quad (1.6)$$

Фазовые сдвиги  $\varphi_k$ , входящие в  $\theta^{(k)}$  в выражении (1.6), можно считать одинаковыми для всех отражателей, из которых составлена протяжённая цель:

$$\varphi_k = \varphi_{k0}, \quad k = 1, \dots, K$$

Спектр сигнала (1.6), относящегося к одной протяжённой цели, рассматривается в РЛС НИ с ЛЧМ как её радиолокационный профиль.

Для дальнейшего анализа модели (1.6) целесообразно провести её численный расчёт с помощью компьютера. Это позволит добиться наглядного представления свойств ПС от протяжённой цели.

При численном расчёте сигнала (1.6) использовались значения параметров излучаемого колебания, обеспечивающие разрешающую способность 1 м по наклонной дальности:

$$f_0 = 10 \text{ ГГц}, \quad B = 150 \text{ МГц}, \quad T_M = 0,001 \text{ с}$$

Протяжённая цель задана параметрами:

$$R_0 = 1000 \text{ м}, \quad R_{\text{ц}} = 20 \text{ м}, \quad \Delta R = 0,1 \dots 1 \text{ м}, \quad U_r^{(k)} = U_0, \quad k = 1, \dots, K.$$



Небольшая протяжённость цели по сравнению с дальностью до неё обуславливает, согласно основному уравнению радиолокации, практически равномерный уровень отражённого преобразованного сигнала по всей длине цели: отклонения амплитуд находятся в пределах  $\approx 8\%$ . Это позволяет ожидать, что в пределах интервала протяжённости цели  $R_{ц}$  амплитудный спектр преобразованного сигнала будет равномерным, внешне близким к прямоугольному. Однако, результаты численного моделирования сигнала  $s_{ПРС}(t)$  показывают иное.

Результаты численного моделирования для заданных значений параметров сигнала и цели представлены на рис. 1.4–1.7 при значениях  $\Delta R = 0,1; 0,3; 0,4; 0,5$  м соответственно: (а) – амплитудные значения преобразованного сигнала в течение длительности одного периода  $T_M$ ; (б) – значения нормированного по максимальному значению амплитудного спектра ПС. На рис. 1.4–1.7,б по оси абсцисс отложены значения наклонной дальности, рассчитанные на основе частот биений согласно (1.4). На этих же рисунках штриховыми линиями изображены суммы амплитудных спектров сигналов, полученных для каждого точечного отражателя независимо друг от друга. Можно сказать, что штриховая линия показывает желаемую форму отклика протяжённой цели, близкую к её реальному радиолокационному профилю.

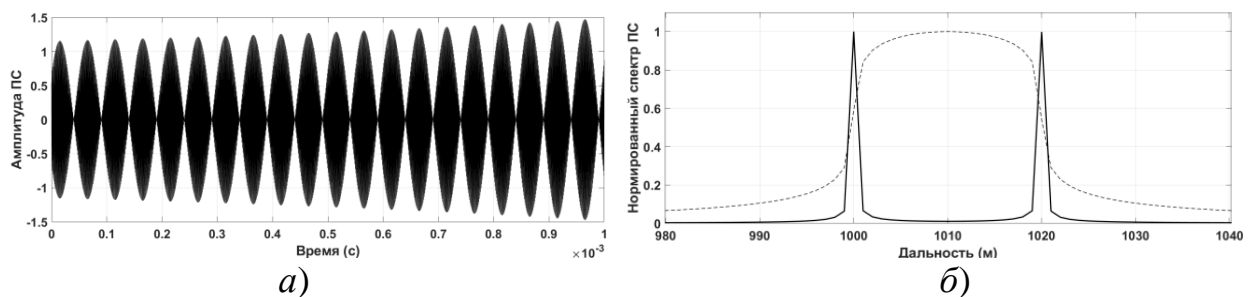


Рис. 1.4 – Значение ПС (а) и спектра ПС (б) при  $\Delta R = 0,1$  м ( $K = 200$ ).

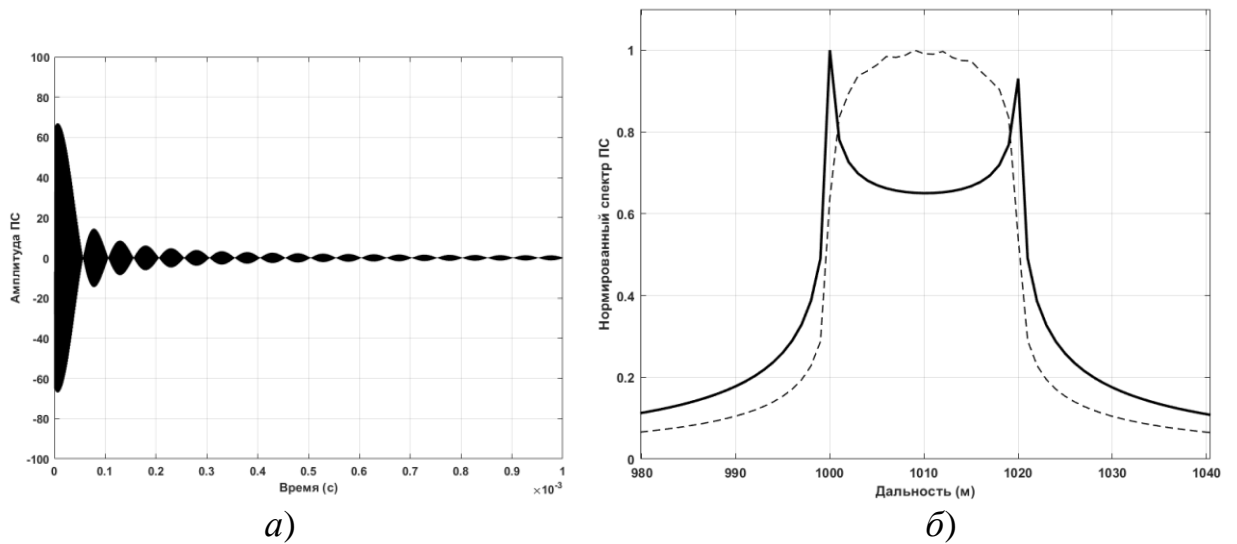


Рис. 1.5 – Значение ПС (а) и спектра ПС (б) при  $\Delta R = 0,3 \text{ м}$  ( $K = 67$ )

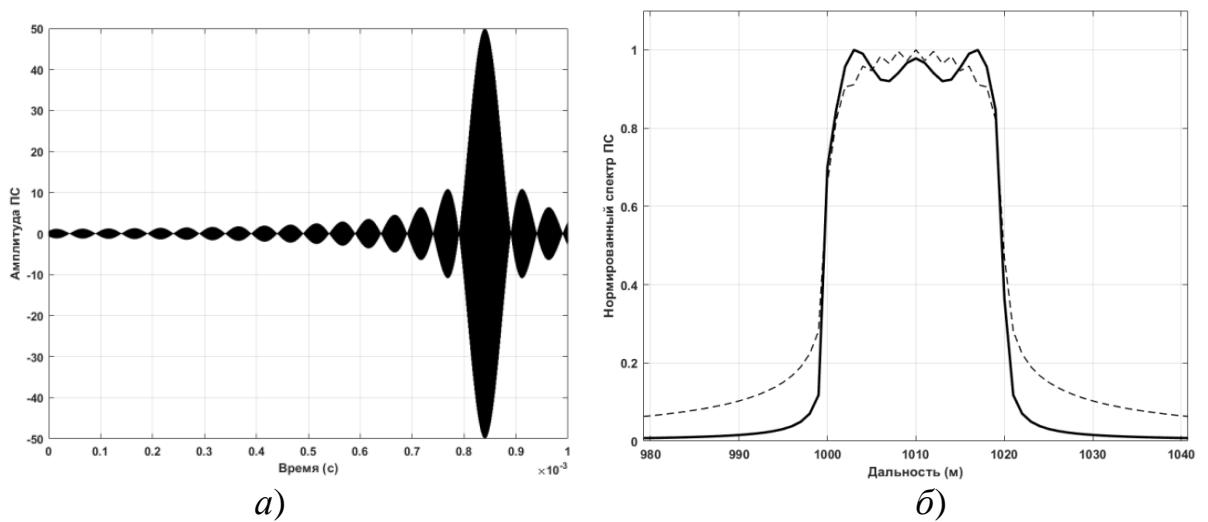


Рис. 1.6. Значение ПС (а) и спектра ПС (б) при  $\Delta R = 0,4 \text{ м}$  ( $K = 50$ )

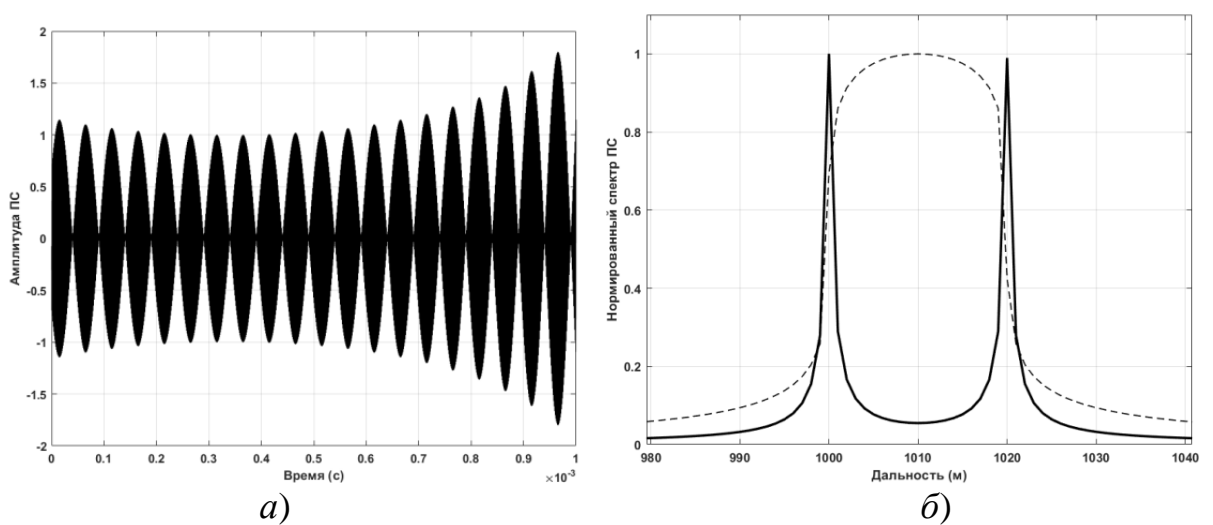


Рис. 1.7. Значение ПС (а) и спектра ПС (б) при  $\Delta R = 0,5 \text{ м}$  ( $K = 40$ )

Амплитудные спектры ПС на рис. 1.4,б, рис. 1.5,б и рис. 1.7,б иллюстрируют искажение спектра результирующего сигнала, приводящее к частичной или полной потере информации о внутренней структуре протяжённой цели. При этом чётко обнаруживаются передняя и задняя кромки цели. Такое искажение, однако, пропадает при расстояниях между соседними точками отражения  $\Delta R = 0,4$  м (рис. 1.4,б).

Представленные результаты полностью согласуются с аналогичными результатами работы [30], полученными как при компьютерном моделировании, так и при проведении натурных испытаний с лидаром, использующим НПЛЧМ сигнал. Причина искажения спектра преобразованного сигнала протяжённой цели заключается в таком наложении (интерференции) откликов сигналов от отдельных отражателей, имеющих вид функций  $\text{sinc}()$ , при котором отдельные частотные отсчёты складываются с различными фазами. Следует отметить, что такое искажение возникает лишь при определённых значениях расстояний  $\Delta R$  и, как будет видно из дальнейшего рассмотрения, зависит также и от значений несущей частоты  $f_0$  и девиации частоты  $B$ .

Полученный результат, связанный с особенностью отражения радиолокационных сигналов от протяжённых целей, по-видимому, может объяснять искажения радиолокационных профилей на РЛИ. Эти искажения, обусловленные интерференцией сигналов от близкорасположенных отражателей, приводят к пятнистой структуре РЛИ, называемой спекл-шумом [55].

Дальнейший анализ сигнала (1.6) требует оценки вклада параметров отдельных гармоник – амплитуд и фаз – в результирующий сигнал.

#### 1.4 Анализ сигналов, принимаемых от протяжённой цели при используемой модели

Для каждой пары гармоник из выражения (1.6) с номерами  $k$ :

$$(k=1, k=K), (k=2, k=K-1), (k=3, k=K-2), \dots,$$

можно применить известную из тригонометрии формулу:

$$\cos(a) + \cos(b) = 2 \cos \frac{a+b}{2} \cos \frac{a-b}{2}. \quad (1.7)$$

Тогда в аргументе первого сомножителя в (1.7) будет одно и то же значение частоты  $F_s$ , указывающее на середину интервала частот биений, занимаемого радиолокационным профилем протяжённой цели:

$$F_s = \frac{1}{2} (F_{\sigma}^{(1)} + F_{\sigma}^{(K)}) = \frac{\beta}{2} (2\tau_0 + (K-1)\Delta\tau) = \beta \left( \tau_0 + \frac{K-1}{2} \Delta\tau \right), \quad (1.8)$$

где  $\tau_0 = \tau_1 = 2R_0 / c$ ,  $\Delta\tau = 2\Delta R / c$ ,  $\tau_k = \tau_0 + (k-1)\Delta\tau$ .

Фазовая составляющая, заданная выражением (1.5), при допущении, что  $\Delta\tau \ll \tau_0$ , может быть представлена в виде линейной функции от номера  $k$ :

$$\begin{aligned} \theta^{(k)} &= 2\pi f_0 \tau_k - \pi\beta\tau_k^2 - \varphi_{k0} \approx \\ &\approx 2\pi f_0 (\tau_0 + (k-1)\Delta\tau) - \pi\beta(\tau_0^2 + 2\tau_0(k-1)\Delta\tau) - \varphi_{k0}. \end{aligned} \quad (1.9)$$

Тогда фаза  $\theta_s$  первого сомножителя в выражении (1.7) при условии однородности протяжённой цели, как и в случае с частотой  $F_s$ , представляет собой постоянную величину:

$$\theta_s = 2\pi f_0 \left( \tau_0 + \frac{K-1}{2} \Delta\tau \right) - \pi\beta\tau_0 (\tau_0 + (K-1)\Delta\tau) - \varphi_{k0}. \quad (1.10)$$

Используя соотношения (1.4), (1.5) и (1.9), нетрудно аналогично получить значения частот  $F_r$  и фаз  $\theta_r$  для второго сомножителя в (1.7):

$$F_r^{(k)} = \beta\Delta\tau \left( \frac{K+1}{2} - k \right), \quad \theta_r^{(k)} = 2\pi\Delta\tau (f_0 - \beta\tau_0) \left( \frac{K+1}{2} - k \right), \quad (1.11)$$

Следовательно, ПС (6) с учётом формулы (1.7) и при условии, что  $U_r^{(k)} = U_0$ , можно записать в виде:

$$s_{ПТС}(t) = 2 \cos(2\pi F_s t + \theta_s) \sum_{k=1}^N \cos(2\pi F_r^{(k)} t + \theta_r^{(k)}), \quad t \in [0, T_M), \quad (1.12)$$

где  $N = K/2$  или  $(K-1)/2$  в случае чётного или нечётного значения  $K$  соответственно.

Из анализа (1.12) видно, что функция  $s_{ПТС}(t)$  является амплитудно-модулированным сигналом, в котором колебание с частотой  $F_s$  и фазой  $\theta_s$  модулируется низкочастотным колебанием с частотой  $F_r^{(k)} \ll F_s$ :

$$s_M(t) = \sum_{k=1}^N \cos(2\pi F_r^{(k)} t + \theta_r^{(k)}) \quad (1.13)$$

В предельном случае, когда протяжённая цель составлена из бесконечного числа точечных отражателей (т.е.  $N \rightarrow \infty, \Delta R \rightarrow 0, R_{ц} = const$ ), сумма в (1.13) переходит в интеграл:

$$s_M(t) = C_n \int_0^{F_r^{(k)}} \cos(2\pi f(t-t_0)) df = C_n \text{sinc}(2\pi F_r^{(k)}(t-t_0)), \quad (1.14)$$

где  $t_0 = \tau_0 - (f_0/\beta)$ ;  $C_n$  – нормирующий множитель.

Таким образом, амплитудный спектр ПС приближается к прямоугольной форме при достаточно больших значениях  $K$ , когда модулирующее колебание (1.13) стремится к функции  $\text{sinc}()$ . Это происходит при условии, что максимальное значение функции достигается в центральной части длительности зондирующего ЛЧМ сигнала, то есть в момент времени  $t_0 \approx T/2$  (см. (1.14)), что возможно при определённых соотношениях значений  $\Delta\tau$ ,  $f_0$  и  $B$ , которым соответствуют рис. 6,а,б. На рис. 6 при значениях  $\Delta R = 0,4$  ( $\Delta\tau = 0,2667 \cdot 10^{-9}$ ) наблюдается функция, похожая на  $\text{sinc}()$ , а на рис. 1.4,б – амплитудный спектр, соответствующий неискажённой форме радиолокационного профиля протяжённой цели.

Используя выражение (1.13), можно получить условия, при которых искажения радиолокационного профиля протяжённой цели отсутствуют при любых значениях  $K$ . Симметричный относительно середины длительности  $t_0 = T_M / 2$  импульса sinc-подобный сигнал появляется тогда, когда все гармоники в выражении (1.13) в момент времени  $t_0$  имеют одинаковые фазы, равные значениям  $\pi n$ , где  $n = 1, 2, \dots$ . С учётом полной фазы  $k$ -й гармоники в (1.13), согласно (1.11), можно записать:

$$2\pi\Delta\tau q_k (\beta t_0 + f_0 - \beta\tau_0) = \pi n, \quad n = 1, 2, \dots, \quad k = 1, \dots, N, \quad (1.15)$$

где  $q_k = \frac{K+1}{2} - k$ . Так как любому значению  $k$  соответствует  $q_{k+1} - q_k = 1$ , а минимальное значение  $q_k = q = 0,5$ , то условие (1.15) для всех значений  $k$  выполняются лишь в случае  $2\pi\Delta\tau q_k \left( \beta \frac{T_M}{2} + f_0 - \beta\tau_0 \right) = \pi n$ , или:

$$\Delta\tau \left( \frac{\beta T_M}{2} + f_0 - \beta\tau_0 \right) = n. \quad (1.16)$$

Учитывая, что  $\tau_0 \ll T_M / 2$ , равенство (16) можно упростить:

$$\Delta\tau = \frac{n}{f_0 + B/2} \quad \text{или} \quad \Delta R = \frac{c n}{2f_0 + B} \quad \text{при } n = 1, 2, \dots \quad (1.17)$$

Равенство (1.16) определяет условия, при которых отсутствуют искажения спектра ПС от протяжённой. Следует отметить, что отсутствие искажений будет наблюдаться в некотором диапазоне интервалов вблизи значений  $\Delta R$  ( $n = 1, 2, \dots$ ), где границы интервалов определяются диапазоном значений  $t_1 < \frac{T_M}{2} < t_2$  расположения максимального значения функции sinc() вблизи центра импульса при допустимом уровне искажения спектра.

В таблице 1.1 для двух значений девиации частоты  $B$  (150 и 100 МГц) представлены результаты расчётов межточечных расстояний протяжённой цели, выполненные согласно (1.17).

Таблица 1.1 – Расчётные значения межточечных интервалов, при которых отсутствуют искажения спектра ПС.

Параметры сигнала: $f_0 = 10$ ГГц, $B = 150$ МГц, $T_M = 0,001$ с						
$n$	1	5	10	20	30	40
$\Delta R$	0,014888	0,07444	0,14888	0,29776	0,44664	0,59552
Параметры сигнала: $f_0 = 10$ ГГц, $B = 100$ МГц, $T_M = 0,001$ с						
$n$	1	5	10	20	30	40
$\Delta R$	0,014925	0,074625	0,14925	0,2985	0,44775	0,597

Из таблицы 1.1, видно, что при девиации частоты  $B=150$  МГц отсутствие искажений спектра возможно, например, при межточечном расстоянии  $\Delta R = 0,29776$  м ( $n = 20$ ). Однако, очень незначительное изменение этого расстояния до значения  $\Delta R = 0,3$  м приводит уже к существенному искажению спектра, что иллюстрирует рис. 1.5,б. При этом число точечных отражателей  $K$  может быть любым.

Отсутствие искажений амплитудного спектра ПС для расчётных значений  $\Delta R = 0,14888$  м ( $n = 10$ ) и  $\Delta R = 0,44664$  м ( $n = 30$ ) проиллюстрировано на рис. 1.8,а,б, и рис. 1.9,а,б. Сигнал, имеющий вид функции  $\text{sinc}()$  и расположенный в середине интервала  $[0, T_M)$ , имеет амплитудный спектр близкий к прямоугольной форме.

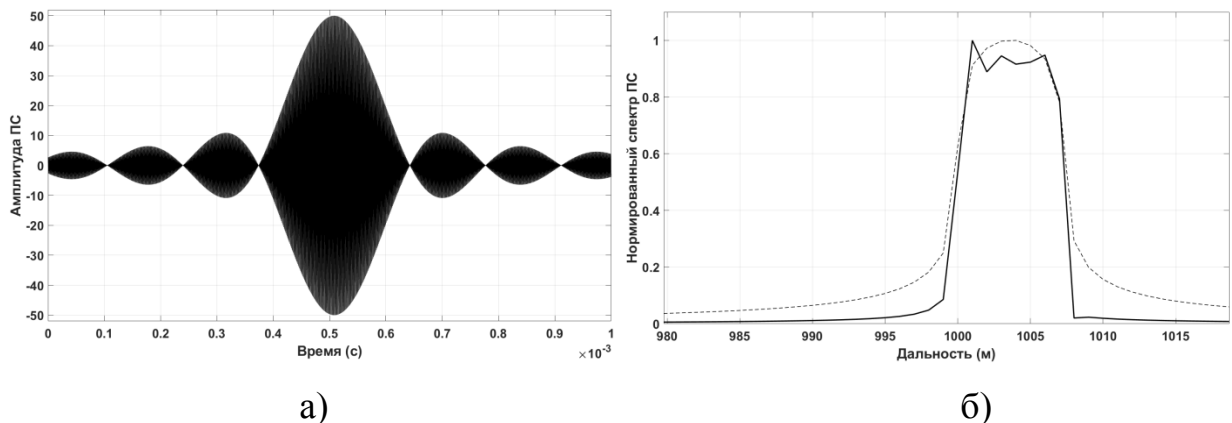


Рис. 1.8. Значение ПС (а) и спектра ПС (б) при  $\Delta R = 0,14888$  м

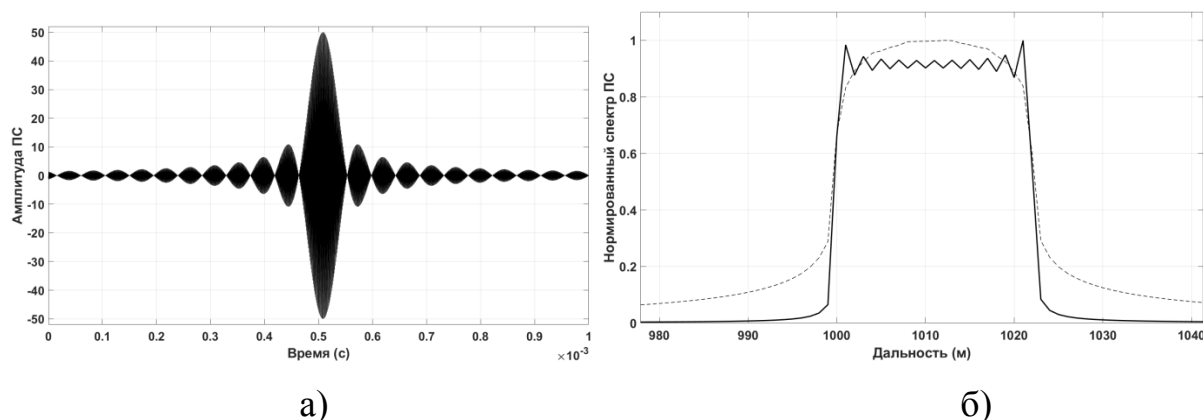


Рис. 1.9. Значение ПС (а) и спектра ПС (б) при  $\Delta R = 0,44664$  м

Анализ численных результатов таблицы 1.1 показывает, что значительные (в 1,5...2 раза) изменения девиации частоты  $B$  приводят к весьма незначительным изменениям расстояний  $\Delta R$  – в пределах десятых долей процентов. Наибольшее влияние на значения  $\Delta R$  оказывает несущая частота  $f_0$  (при условии, что  $f_0 \gg B$ ): её относительные изменения приводят к практически таким же относительным изменениям значений  $\Delta R$ .

### 1.5 Анализ искажений спектра преобразованного сигнала и их связь с дефектами на РЛИ

На практике условие (1.16) обычно не выполняется, поскольку для этого требуется соблюдение жёстких ограничений в отношении расстояний между соседними точечными отражателями. Кроме того, это явление может наблюдаться и в случае, когда линейный размер протяжённой цели меньше разрешающей способности РЛС по дальности, но при этом сохраняется соотношение  $\Delta R \ll \Delta r$ .

В задачах картографирования и радиомониторинга важно, чтобы радиолокационный профиль однородной протяжённой цели отражал её структуру без искажений между передней и задней кромками. Этому препятствует то, что сигналы, отражённые от разных участков протяжённой



цели, складываются друг с другом, создавая пространственную интерференционную картину, которая проявляется на РЛИ в виде чередующихся полос разной яркости (образующих муаровый узор [75]), а также в виде спекл-шума [55].

Кроме того, искажения радиолокационного профиля протяжённых целей препятствуют решению исследовательских задач, связанных с моделированием реальных объектов и условий их облучения [29, 30]. Поиск решения этой проблемы осложняется тем, что само её появление подчёркивает адекватность созданной модели, показывающей наличие пространственной интерференционной картины.

Выход из сложившейся ситуации лежит через анализ искажений амплитудного спектра ПС (1.6) и состоит из трёх этапов:

- 1) введение показателя искажения спектра ПС;
- 2) выявление параметров, влияющих на вид спектра ПС, и исследование степени их влияния на значение показателя искажения спектра;
- 3) разработка методов снижения или полного устранения искажения спектра ПС путём изменения одного или нескольких параметров математической модели (1.6).

#### *1.5.1 Показатель искажения спектра преобразованного сигнала*

В принятой ранее модели однородной протяжённой цели каждый  $k$ -й точечный отражатель характеризуется некоторой величиной  $a_k$ , влияющей на амплитуду отражённого сигнала (см. (1.3)). Неискажённым далее будет называться такой спектр ПС, где парциальные составляющие  $s_{ПТС}^{(k)}(t)$  не компенсируют друг друга в результате взаимной интерференции.

Чтобы объективно оценивать разницу между искажённым и неискажённым спектром ПС на участке заданной полосы частот длиной  $\Delta F = F_{max} - F_{min}$ , можно ввести показатель искажения:

$$\mu = \frac{\int_{F_{min}}^{F_{max}} |S(f) - S_0(f)| df}{\int_{F_{min}}^{F_{max}} |S_0(f)| df}, \quad (1.18)$$

где  $S_0(f)$ ,  $S(f)$  – неискажённый и искажённый спектры ПС соответственно;  $F_{min}$  и  $F_{max}$  – начало и конец выбранного участка полосы частот биений. Величина  $\mu$  стремится к нулю с уменьшением искажений спектра ПС и к единице с их ростом.

Рис. 1.10 поясняет выражение (1.18) для случая  $S_0(f) = Const$  при  $f \in [F_{min}, F_{max}]$ . В этом случае знаменатель выражения (1.18) равен  $\int_{F_{min}}^{F_{max}} |S_0(f)| df = S_0 \Delta F$ .

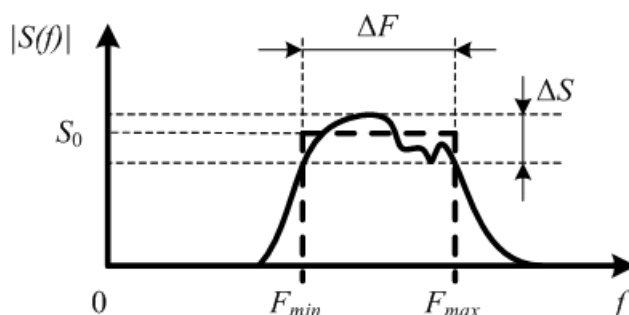


Рис. 1.10 – Определение показателя искажения спектра в случае  $|S_0(f)| = S_0$  при  $f \in [F_{min}, F_{max}]$ .

Если протяжённая цель состоит из  $N$  отличающихся друг от друга однородных участков, различающихся характеристиками отражателей, то для каждого из этих участков можно определить свой показатель искажения  $\mu_n$ , а затем оценить средний показатель искажения спектра:

$$\mu = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \mu_n. \quad (1.19)$$

Введённый показатель актуален при моделировании, когда необходимо сравнить между собой различные методы устранения искажений спектра вне зависимости от причин его появления.

### 1.5.2 Параметры сигнала, влияющие на искажение спектра

Из анализа выражения (1.6), а также представления времени задержки через наклонную дальность от ФЦА РЛС с координатами (0,0,0) до  $k$ -го отражателя с координатами  $(x_k, y_k, z_k)$ :

$$\tau_k = 2R^{(k)} / c = \frac{2}{c} \sqrt{x_k^2 + y_k^2 + z_k^2} = \sqrt{(x_0 + (k-1)\Delta x)^2 + h^2}, \quad k = 1, \dots, K, \quad (1.20)$$

следует, что на спектр ПС оказывают влияние следующие параметры:

- 1)  $f_0$  – начальная частота колебания (влияет на значение  $\theta^{(k)}$ );
- 2)  $\beta$  – крутизна нарастания частоты ЛЧМ сигнала (влияет на значения  $F_{\sigma}^{(k)}$  и  $\theta^{(k)}$ );
- 3)  $\tau_n$  – длительность интервала наблюдения (влияет на значение  $\Delta f$ );
- 4)  $h$  – относительная высота цели;
- 5)  $\Delta x$  – расстояние между точечными отражателями на сцене (влияет на разницу значений  $\theta^{(k)}$  ( $k = 1, \dots, K$ ) откликов от соседних отражателей);
- 6)  $\tilde{\varphi}_{o\partial}^{(k)}$  – фазовый сдвиг (влияет на значение  $\theta^{(k)}$ ).

Для исследования влияния этих параметров на спектр ПС проведена серия экспериментов, основанных на численном моделировании выражения (1.6). Изменение параметра  $\tau_n$  не влияет на искажения, связанные со взаимной интерференцией парциальных ПС, поэтому далее он рассматриваться не будет. Моделирование сигналов при распространении и отражении электромагнитных волн основано на использовании законов геометрической оптики.

### 1.5.2.1 Влияние начальной частоты колебания

Для этой серии экспериментов относительная высота  $h$  установлена равной 1000 м, и принята модель протяжённой цели с линейным размером 4 км с передней кромкой в точке  $x_0 = 0$  км и задней – в точке  $x^{(K)} = 5$  км. Такой размер выбран как компромисс между располагаемой вычислительной мощностью и практической пользой исследования. Настолько протяжённые цели обычно не встречаются на практике, но такая модель представляет интерес, поскольку в контексте рассматриваемых интерференционных искажений заменяет собой множество моделей, в которых протяжённая цель меньшего размера может быть расположена на разных участках оси  $Ox$ . Внешний вид спектра ПС позволяет получить представление об искажениях в зависимости от положения цели относительно точки приёма. Принятые параметры модели приведены в табл. 2. Согласно выбранным параметрам, наименьшая и наибольшая частоты биений сигналов цели равны примерно 283 кГц и 1020 кГц соответственно, и разрешающая способность по дальности  $\Delta r = 5$  м.

Таблица 1.2 – Параметры зондирующего сигнала и модели цели.

Параметр	Обозначение	Значение
Начальная частота ЛЧМ сигнала	$f_0$	9–11 ГГц
Девияция частоты ЛЧМ сигнала	$B$	30 МГц
Передняя кромка цели	$x_0$	1000 м
Задняя кромка цели	$x^{(K)}$	5000 м
Относительная высота цели	$h$	1000 м
Количество точечных отражателей	$K$	8000
Расстояние между точечными отражателями	$\Delta x$	0,5 м
Значение периода модуляции	$T$	0,001 сек
Длительность интервала наблюдения	$\tau_n$	0,001 сек
Коэффициент ослабления сигнала	$a_k = a_0, k=1, \dots, K$	1

На рис. 1.11,а–е проиллюстрировано изменение внешнего вида амплитудно-частотного спектра ПС при изменении значения  $f_0$ : а)  $f_0 = 9,0$  ГГц;

$\mu \approx 0,90$ ; б)  $f_0 = 9,3 \text{ ГГц}$ ;  $\mu \approx 0,91$ ; в)  $f_0 = 9,1 \text{ ГГц}$ ;  $\mu \approx 0,92$ ; з)  $f_0 = 9,4 \text{ ГГц}$ ;  $\mu \approx 0,91$ ; д)  $f_0 = 9,2 \text{ ГГц}$ ;  $\mu \approx 0,88$ ; е)  $f_0 = 9,5 \text{ ГГц}$ ;  $\mu \approx 0,87$ .

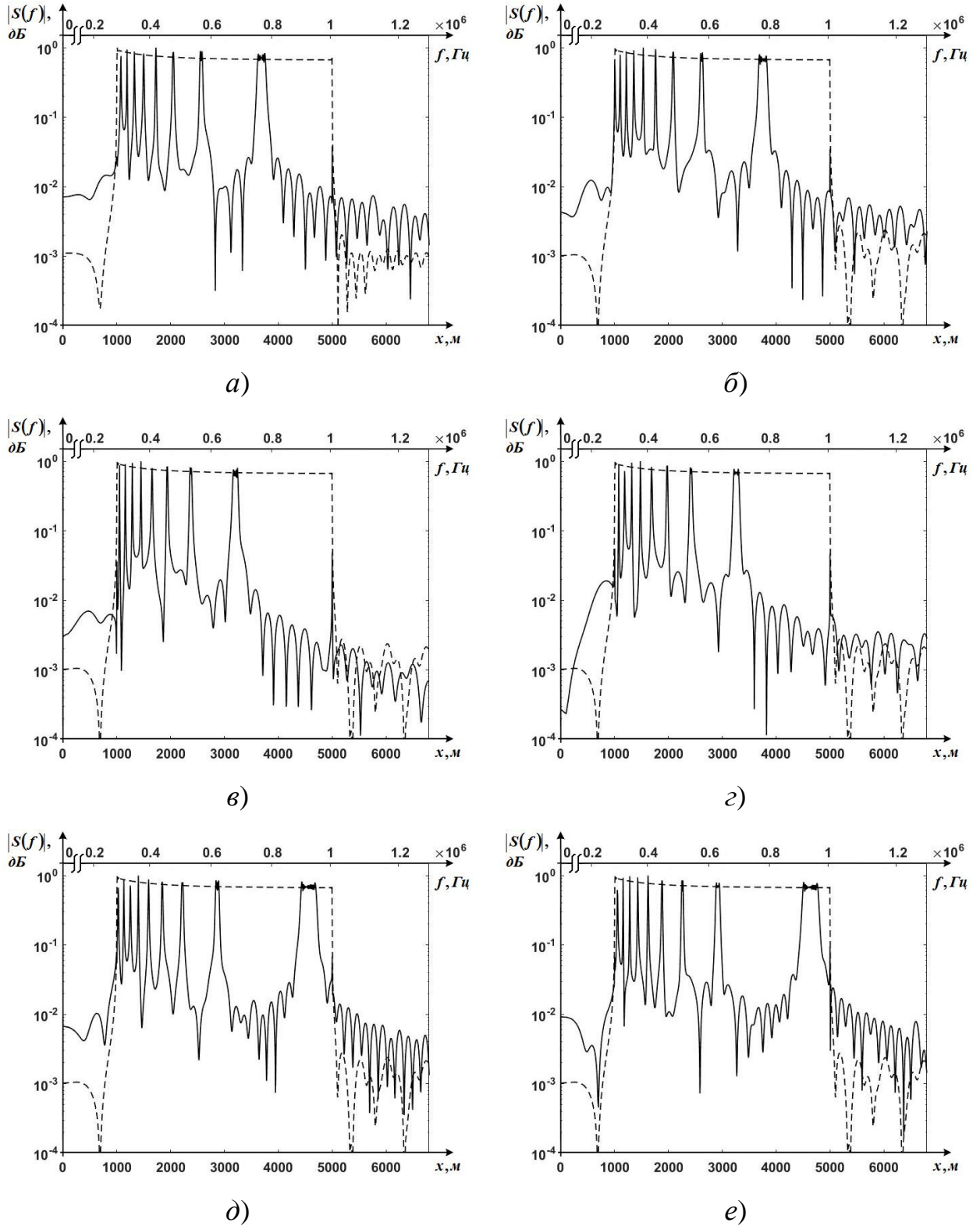


Рис. 1.11 – Амплитудно-частотные спектры ПС при разных значениях  $f_0$

На рис.1.11,*a–e* видно, что спектр ПС (показан сплошной линией), соответствующий однородной протяжённой цели, представляет собой чередующиеся полосы, на одних из которых спектр ПС искажён, а на других амплитуды близки к желаемым (желаемый спектр показан штриховой линией). Как видно из рис.1.11,*a,в,д*, изменение значения  $f_0$  приводит к смещению и изменению ширины участков, где спектр ПС наименее искажён. Общий показатель искажения  $\mu$  весьма велик и изменяется в диапазоне от 0,87 (рис. 1.11,*e*) до 0,92 (рис. 1.11,*в*). Внешний вид спектра ПС повторяется с изменением  $f_0$  примерно через каждые 300 МГц, что можно увидеть, сравнивая рис.1.11,*б,г,е* и рис.1.11,*а,в,д* между собой.

Таким образом, при варьировании параметра  $f_0$  искажения спектра ПС существенны, информация о структуре цели потеряна – об этом свидетельствуют значения  $\mu$  близкие к 1. Участки, на которых спектр ПС не искажён, при разных значениях  $f_0$  располагаются по-разному – это можно использовать следующим образом: излучать несколько сигналов с разными значениями  $f_0$ , принимать их и обрабатывать отдельно, чтобы получить несколько разных ПС, а затем найти один вид ПС, приближенный к желаемому, путём их сложения и усреднения.

#### *1.5.2.2 Влияние крутизны нарастания частоты ЛЧМ*

Параметр  $\beta$ , согласно (1.4) и (1.5), влияет на частоту биений и на фазу отклика точечного отражателя. Его можно изменять, варьируя значения девиации частоты  $B$  и (или) длительности интервала модуляции  $T$ . Поскольку значение  $\beta$  находится в прямой зависимости от  $B$ , то здесь для наглядности подвергалась изменениям девиация частоты в пределах от 30 до 330 МГц. Модель основана на параметрах, приведённых в табл. 1.3, с тем отличием, что относительная высота  $h = 1000$  м.

Таблица 1.3 – Параметры численной модели.

Параметр	Обозначение	Значение
Начальная частота ЛЧМ сигнала	$f_0$	10 ГГц
Девияция частоты ЛЧМ сигнала	$B$	30...330 МГц
Передняя кромка цели	$x_0$	1000 м
Задняя кромка цели	$x^{(K)}$	2000 м
Относительная высота цели	$h$	0 м
Количество точечных отражателей	$K$	2000
Расстояние между точечными отражателями	$\Delta x$	0,5 м
Значение периода модуляции	$T$	0,001 сек
Длительность интервала наблюдения	$\tau_n$	0,001 сек
Коэффициент ослабления сигнала	$a_k = a_0, k=1, \dots, K$	1

На рис.1.12,а-г показан вид спектра ПС при разных значениях  $\beta$ :  
а)  $\beta = 3 \cdot 10^{10} \text{ с}^{-2}$  ( $B = 30 \text{ МГц}$ );  $\mu \approx 0,95$ ; б)  $\beta = 6 \cdot 10^{10} \text{ с}^{-2}$  ( $B = 60 \text{ МГц}$ );  $\mu \approx 0,89$ ;  
в)  $\beta = 15 \cdot 10^{10} \text{ с}^{-2}$  ( $B = 150 \text{ МГц}$ );  $\mu \approx 0,66$ ; г)  $\beta = 33 \cdot 10^{10} \text{ с}^{-2}$  ( $B = 330 \text{ МГц}$ );  
 $\mu \approx 0,13$ .

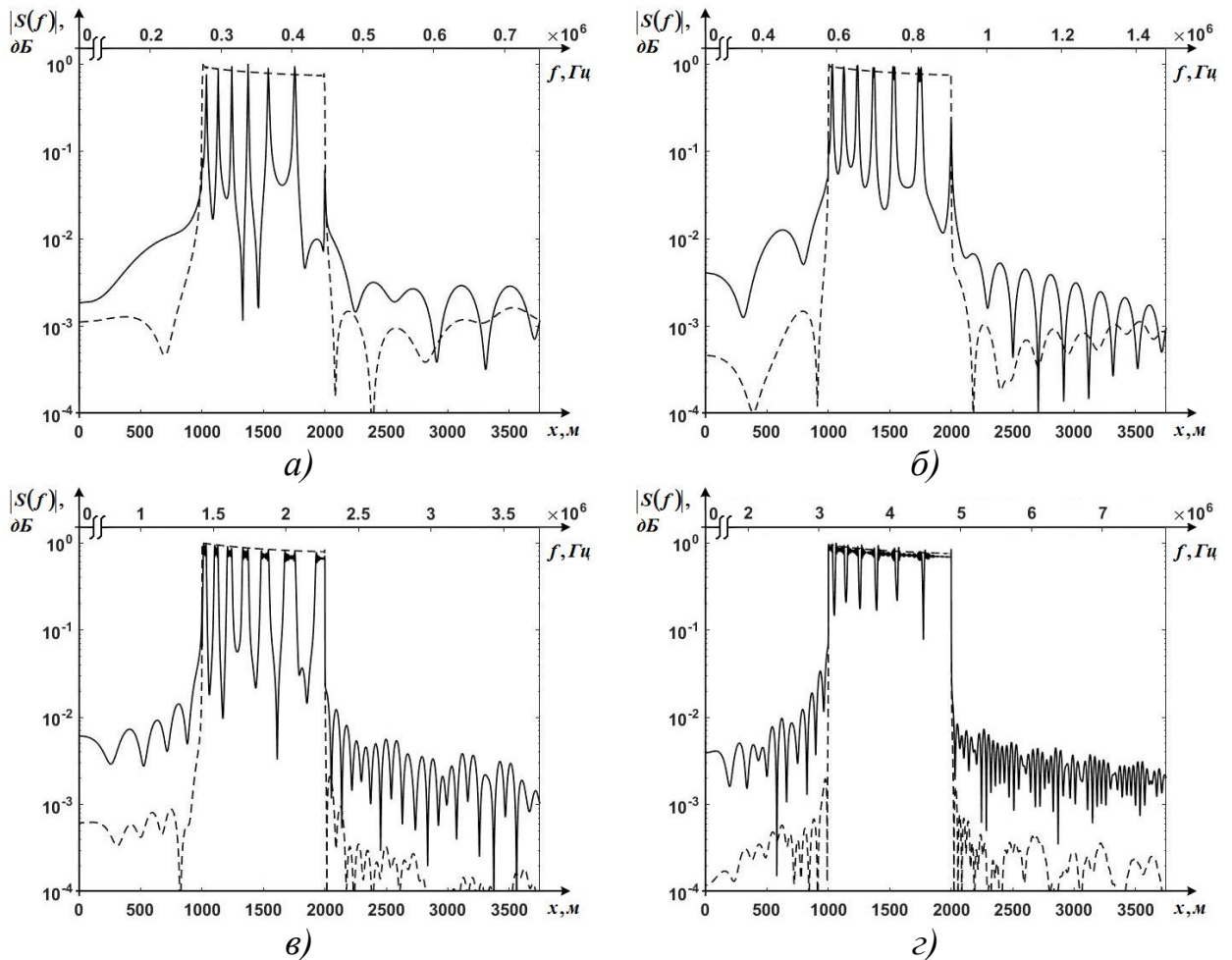


Рис. 1.12 – Амплитудно-частотный спектр ПС при разных значениях девиации частоты ЛЧМ сигнала

Как видно из рис. 1.12, *a–z*, увеличение значения  $\beta$  приводит к тому, что занимаемая спектром ПС полоса частот биений становится шире (см. верхнюю горизонтальную ось). Также визуально заметно, что с увеличением значения  $\beta$  расширяются участки, где спектр ПС не искажён. При этом искажённые участки сужаются и не меняют своего положения относительно краёв спектра ПС. Показатель искажения  $\mu$  уменьшается с ростом  $\beta$ . Так, значению  $\beta = 3 \cdot 10^{10} \text{ с}^{-2}$  соответствует  $\mu \approx 0,95$ , а при  $\beta = 33 \cdot 10^{10} \text{ с}^{-2}$  значение  $\mu$  снижается примерно до 0,13.

Таким образом, с увеличением крутизны нарастания частоты ЛЧМ сигнала искажения спектра ПС уменьшаются, и значение  $\mu$  становится существенно меньше 1.

### 1.5.2.3 Влияние относительной высоты цели

Относительная высота  $h$  одинакова для всех точек протяжённой цели, поэтому изменение значения этого параметра модели сопровождается изменением угла наблюдения цели. В модели для этой серии экспериментов использовались параметры, приведённые в таблице 1.3, при этом высота  $h$  изменялась в пределах от 0 до 1500 метров.

На рис.1.13, *a–e* проиллюстрировано изменение вида спектра ПС с ростом относительной высоты: *a)*  $h = 150 \text{ м}$ ;  $\mu \approx 0,96$ ; *б)*  $h = 200 \text{ м}$ ;  $\mu \approx 0,86$ ; *в)*  $h = 250 \text{ м}$ ;  $\mu \approx 0,82$ ; *г)*  $h = 300 \text{ м}$ ;  $\mu \approx 0,86$ ; *д)*  $h = 1000 \text{ м}$ ;  $\mu \approx 0,92$ ; *е)*  $h = 1500 \text{ м}$ ;  $\mu \approx 0,92$ .

Начиная с  $h = 150 \text{ м}$ , со стороны ближней кромки цели появляется, расширяется и "движется" (с ростом  $h$ ) в сторону дальней кромки цели участок спектра без искажений (рис.1.13, *a–в*). Примерно с  $h = 300 \text{ м}$ , со стороны ближней кромки появляется, расширяется и повторяет движение предыдущего новый участок спектра без искажений (рис.1.13, *г*). С дальнейшим ростом  $h$  процесс повторяется и учащается, и спектр ПС приобретает изрезанный



характер (рис.1.13,д,е). Показатель искажения  $\mu$  при этом остаётся достаточно большим и изменяется в пределах от 0,96 при  $h=150\text{м}$  (рис.1.13,а) до 0,82 при  $h=250\text{м}$  (рис.1.13,е).

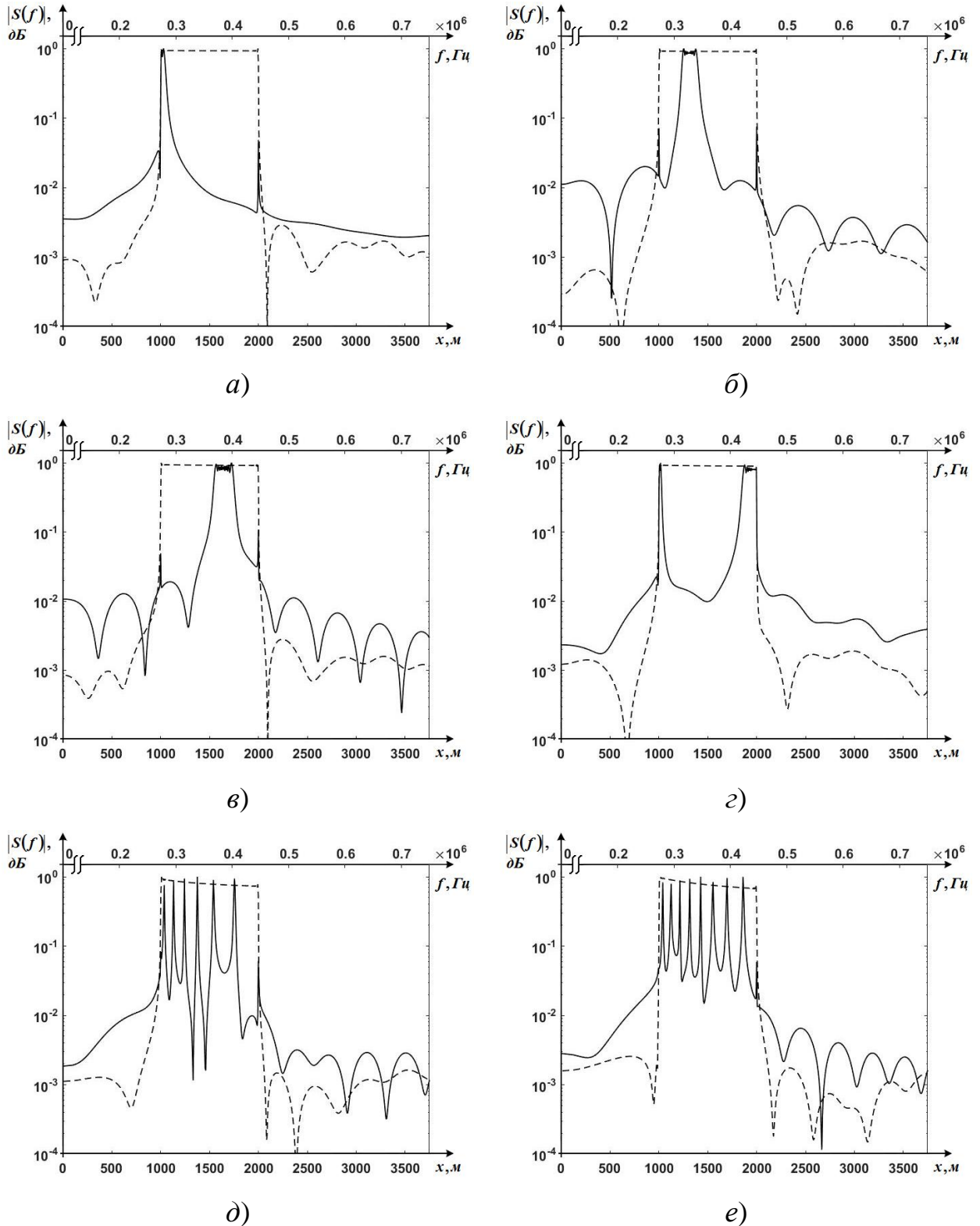


Рис. 1.13 – Амплитудный спектр ПС при разных значениях  $h$

Таким образом, варьирование значений  $h$  слабо влияет на искажения спектра ПС, параметр  $\mu \approx 0,92$  высок и меняется незначительно в пределах  $\pm 8\%$ .

#### *1.5.2.4 Влияние расстояния между точечными отражателями*

Расстояние  $\Delta x$  между соседними отражателями влияет на разности между фазами парциальных ПС. Связь расстояния между соседними отражателями с искажениями уже рассмотрена в разделе 1.4 для случая, когда  $h = 0$  м.

Как следует из (1.20),  $\Delta x$  и  $\Delta R$  связаны нелинейным преобразованием, что делает невозможным выполнение условия (1.17) в случае, когда  $h > 0$  м.

В целях наглядности, далее будет рассмотрен случай наличия нескольких протяжённых целей с разными значениями  $\Delta x$ , так что каждой цели соответствует свой результат отношения  $\Delta r / \Delta x$ . В основе принятой модели использованы параметры, приведённые в табл. 1.1, при этом начальная частота колебания установлена равной 10 ГГц, а протяжённые цели имеют длину 500 метров каждая и следуют на сцене вплотную друг за другом на участке от  $x_0 = 1$  км до  $x^K = 5$  км. Величина  $\Delta x$  принимает следующие значения: 0,25 м, 1 м, 0,5 м, 3 м, 0,1 м, 1,5 м, 5 м, 0,3 м. Порядок изменения значений  $\Delta x$  выбран непоследовательным, чтобы резкая смена характеров искажений на спектре ПС оставляла визуально заметные границы в форме резких перепадов (см. рис. 1.14,б), соответствующих границам между откликами от соседних целей.

На рис. 1.14,а показан желаемый вид спектра ПС. Участкам сцены с более плотным размещением отражателей соответствуют участки спектра ПС с более высокими амплитудами, поскольку в один элемент разрешения попадают отклики от большего количества отражателей, чем на участках с меньшим отношением  $\Delta r / \Delta x$ .

На рис. 1.14,б показан результат, полученный при помощи численного моделирования выражения (1.6). Из сравнения сплошной и штриховой линий видно, что искажения на участке протяжённой сцены становятся тем сильнее, чем больше отношение  $\Delta r / \Delta x$ . Радиолокационный профиль протяжённой цели частично восстанавливается, когда отношение  $\Delta r / \Delta x = 1$  (напомним, что  $\Delta r = 5$  м).

На рис. 1.14,в проиллюстрирована ситуация, когда регулярная структура размещения отражателей протяжённой цели (как в случае рис. 1.14,б) нарушается случайными небольшими смещениями в пределах  $\pm 0,05\Delta x$ , имеющими равномерный закон распределения. Нарушение равномерности сетки отражателей на каждом участке сцены приводит к замене в выражении (1.3) величины  $\tau_k$  на  $\tau_k + \tau_{k,ш}$ , где  $\tau_{k,ш}$  – случайная величина, зависящая от отклонения положения  $k$ -го отражателя от заданного величиной  $\Delta x$ . Это нарушает интерференционную картину и неблагоприятно сказывается на восстановлении профиля протяжённой цели. Так, общий показатель искажения спектра ПС, показанного на рис. 1.14,б, равен  $\mu = 0,89$ , а для показанного на рис. 1.14,в он существенно меньше и составляет  $\mu = 0,31$ . Следует заметить, что искажения спектра ПС при этом изменяют свой характер и напоминают результат воздействия спекл-шума.

Таким образом, добавление случайной составляющей в размещение точечных отражателей позволяет существенно снизить показатель искажения  $\mu$ , но характер искажений спектра ПС изменяется и внешне напоминает спекл-шум. При моделировании протяжённых целей этот приём оправдан, поскольку на практике структура облучаемых объектов может содержать множество неоднородностей.

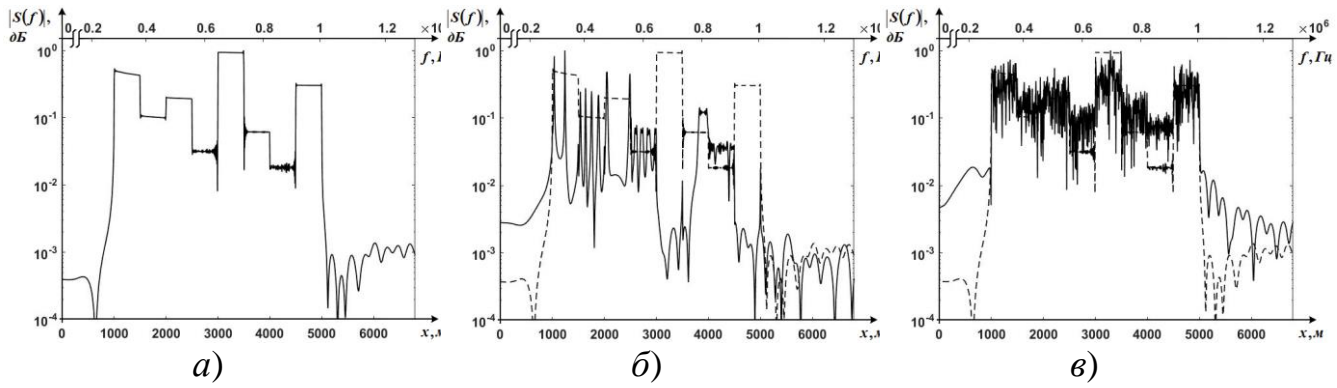


Рис. 1.14 – Амплитуды спектра ПС для нескольких протяжённых целей с разными плотностями размещения отражателей

### 1.5.2.5 Влияние фазового сдвига

Интерференционную картину на рис. 1.14,б можно также нарушить путём добавления к фазе  $\varphi_{k0}$  случайной составляющей  $\varphi_{ш}$  с равномерным законом распределения в пределах  $[0, \nu]$ , ( $\nu \leq 2\pi$ ), что на практике связано с неидентичностью свойств отражателей и с особенностями приёмного тракта и среды распространения сигнала. Для серии экспериментов использовалась та же модель, для которой получено изображение на рис. 1.14,б, при этом фазы ПС в выражении (1.6) вычислялись как:

$$\theta^{(k)} = 2\pi f_0 \tau_k - \pi \beta \tau_k^2 - \varphi_{k0} - \varphi_{ш}. \quad (1.21)$$

На рис. 1.15,а–г показан внешний вид амплитудного спектра ПС при разных значениях  $\nu$ . При значении  $\nu = 2\pi$  (рис. 1.15,г) интерференционная картина полностью разрушается, и радиолокационный профиль протяжённой цели становится хорошо узнаваем, если сравнивать его с желаемым.

Показатель искажения  $\mu \approx 0,30$  также свидетельствует о том, что спектр становится менее искажённым. Следует отметить, что случай  $\nu = 2\pi$  соответствует условию возникновения спекл-шума [55], подчиняющегося Рэлеевскому закону распределения. Искажения на рис. 1.15,г являются спекл-шумом, и способ их получения может быть полезен в некоторых задачах моделирования радиолокационных сигналов.

Таким образом, существенного снижения искажения спектра ПС можно добиться путём добавления к фазам парциальных ПС случайной составляющей, подчиняющейся равномерному закону распределения в пределах от 0 до  $2\pi$ . Характер искажений при этом изменяется на спекл-шум.

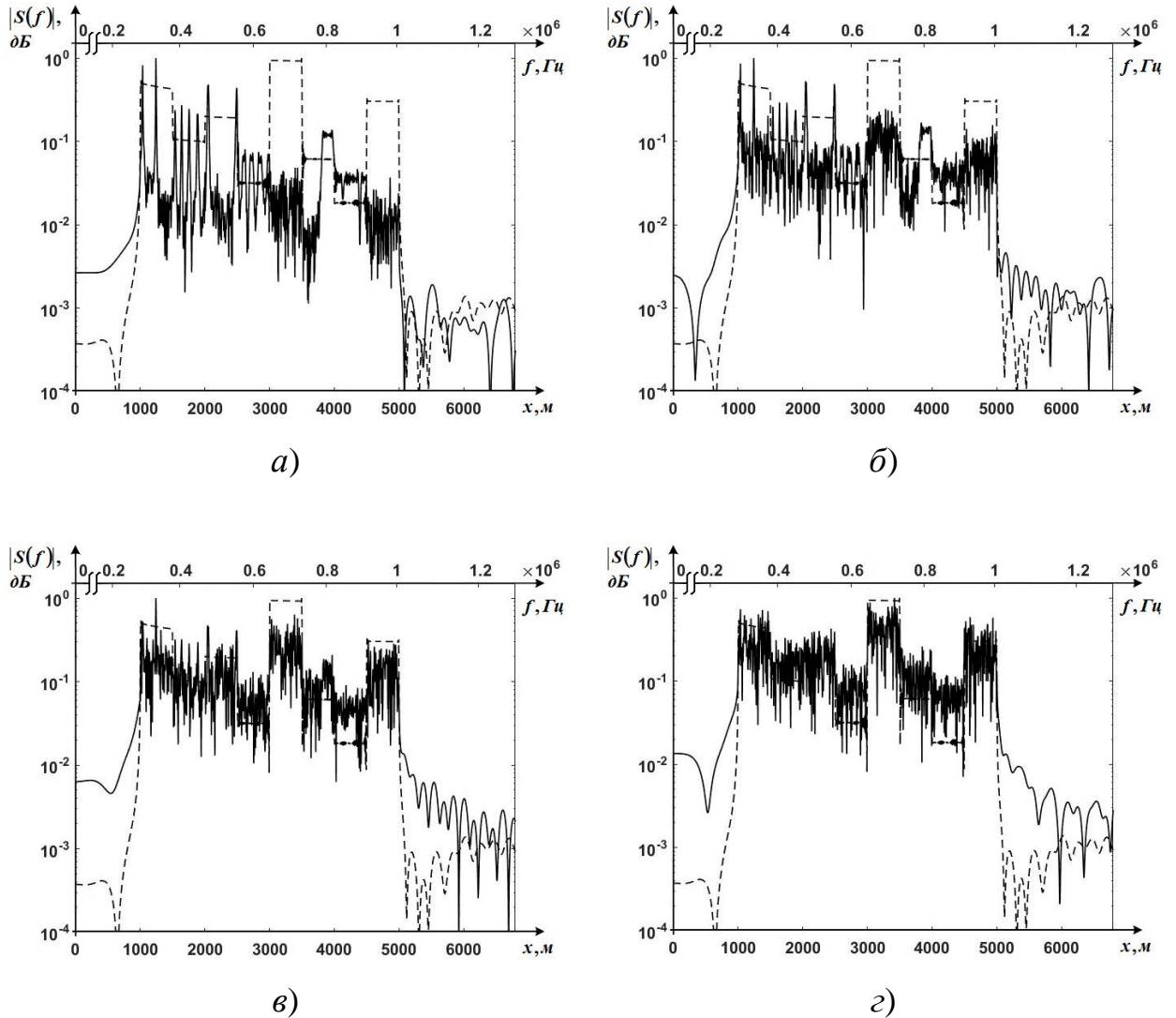


Рис. 1.15 – Амплитудный спектр ПС для нескольких протяжённых целей при наличии в модели фазового шума: а)  $\nu = 0,1\pi$ ;  $\mu \approx 0,88$ ; б)  $\nu = 0,5\pi$ ;  $\mu \approx 0,77$ ;

в)  $\nu = \pi$ ;  $\mu \approx 0,61$ ; г)  $\nu = 2\pi$ ;  $\mu \approx 0,30$

## 1.6 Восстановление радиолокационных профилей сигналов, отражённых от протяжённых целей

Задачи, связанные с обработкой сигналов, описываемых выражением (1.6), можно условно разделить на две группы: обработка реальных сигналов и обработка сигналов, полученных при помощи численного моделирования.

В первой группе задач обычно есть возможность варьировать значения лишь первых трёх параметров из рассмотренных в разделе 1.5. Для второй группы задач возможно варьирование значений всех рассмотренных параметров. Соответственно этим группам, можно предложить три метода, позволяющих восстановить радиолокационные профили сигналов, отражённых от протяжённых целей: один для первой группы и два – для второй.

### 1.6.1 Многокадровая обработка

В основе многокадровой обработки лежит наблюдение, что при разных значениях  $f_0$  участки искажённого спектра ПС располагаются по-разному (см. рис. 1.11). Один и тот же участок спектра ПС при одном значении  $f_0$  может иметь показатель искажения близкий к единице, а при другом значении  $f_0$  – близкий к нулю. Идея состоит в том, чтобы облучать протяжённую цель непрерывным сигналом таким колебанием с НПЛЧМ, где значение начальной частоты  $f_0$  изменяется в соответствии с заложенной программой. Для каждого из периодов модуляции, характеризуемых своей начальной частотой  $f_0$  можно формировать отдельный кадр, а затем эти кадры взвешенно суммировать. Тогда обработка сигнала, отражённого от протяжённой цели, заключается в следующем:

1) принятый сигнал последовательно смешивается с опорным ЛЧМ колебанием, имеющим начальную частоту  $f_{0m}$ , где  $m=1, \dots, M$ ;  $M$  – число кадров, определяющих число разных начальных частот  $f_{0m}$  в излучённой пачке. Таким образом, в частотной области формируется  $m$ -й кадр, которому

соответствует ПС  $s_{ПС}^{(m)}(t)$ , описываемый выражением (1.6), где  $f_0$  заменяется на  $f_{0m}$ ;

2) формируется сигнал  $s_{ПС}(t)$  как взвешенная сумма сигналов  $s_{ПС}^{(m)}(t)$ :

$$s_{ПС}(t) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M s_{ПС}^{(m)}(t) \quad . \quad (1.22)$$

Рис. 1.16 иллюстрирует применение метода. В основе численной модели ПС лежат параметры, указанные в табл. 1.2. Первая частота  $f_{01}$  равна 9 ГГц, а шаг между последующими значениями частот  $f_{0m}$  ( $m=1, \dots, M$ ) составляет 60 МГц для рис. 1.16,а (используется  $M=5$  кадров) и 30 МГц для рис. 1.16,б (используется  $M=10$  кадров). Показатель искажения  $\mu$  в обоих случаях показывает, что спектр ПС искажён значительно меньше, чем на рис. 1.11,а–е, и визуально радиолокационный профиль цели становится лучше узнаваем.

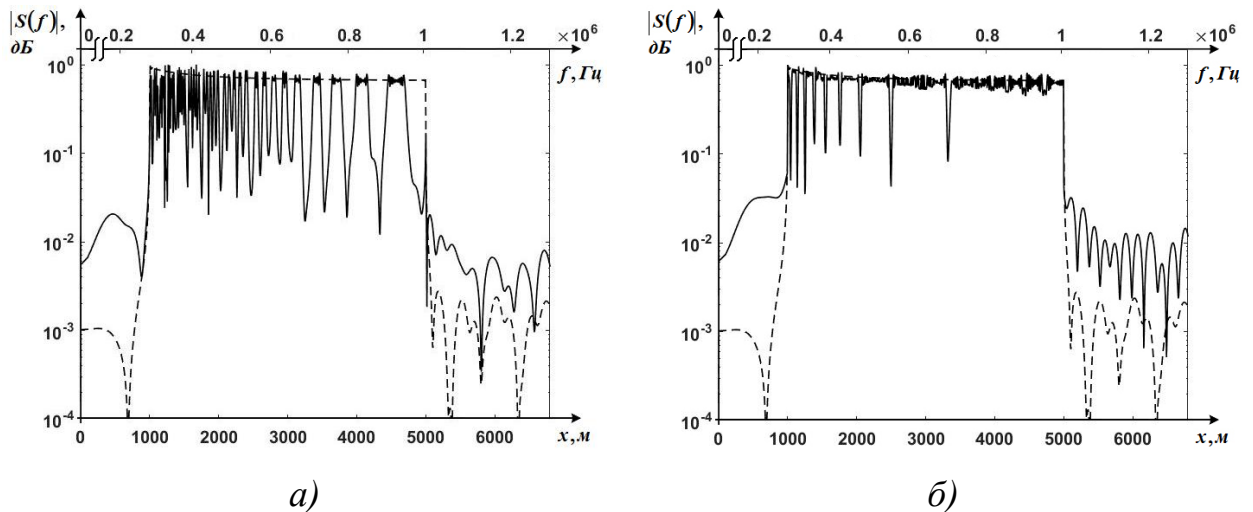


Рис. 1.16 – Многокадровая обработка: а)  $M = 5$ ;  $\mu \approx 0,52$ ; б)  $M = 10$ ;  $\mu \approx 0,29$

Следует отметить, что подобный способ используется для борьбы со спекл-шумом: несколько кадров РЛИ формируются в разных условиях, чтобы добиться разных реализаций мультипликативного шума, а затем кадры суммируются – и контраст спекл-шума уменьшается в  $\sqrt{M}$  раз [55].

Как следует из рис. 1.12, для восстановления радиолокационного профиля однородной протяжённой цели также имеет смысл увеличивать значение девиации частоты путём варьирования параметров  $B$  и  $T$ . Располагая априорными сведениями о плотности размещения отражателей на облучаемой протяжённой цели, можно подобрать значение  $\beta$  так, чтобы при многокадровой обработке (1.22) добиться заметного снижения показателя искажения  $\mu$  и минимизировать число кадров  $M$ .

Важно, чтобы шаг между соседними значениями  $f_{0m}$  ( $m = 1, \dots, M$ ) был не меньше  $B$  – в противном случае, частоты биения, соответствующие разным кадрам, будут накладываться друг на друга и значительно осложнять обработку сигнала.

Недостаток этого подхода состоит в том, что для реализации увеличения количества кадров потребуется увеличить и длительность интервала наблюдения  $\tau_n$ , которая обычно на практике ограничена особенностями работы конкретной РЛС.

### *1.6.2 Варьирование высоты полёта*

На рис. 1.13, *a–e* видно, что увеличение относительной высоты  $h$  само по себе не позволяет восстановить радиолокационный профиль цели за исключением отдельных его искажённых участков. Однако, наблюдение протяжённой цели в процессе роста  $h$  позволяет проследить очертания её радиолокационного профиля. Кроме того, на бесконечной оси частоты биений можно найти такое сочетание величины  $h$  и положения передней и задней кромок цели, при котором весь радиолокационный профиль цели уместится на участке неискажённого спектра ПС со значением показателя  $\mu$  близким к нулю.



### *1.6.3 Нарушение интерференционной картины*

На рис. 1.14,*а–в* и 1.15,*а–г* видно, что добавление случайной величины, подчиняющейся равномерному закону распределения, в размещение отражателей или в фазовые составляющие их откликов нарушает однородность протяжённой цели и позволяет приблизить вид амплитудного спектра ПС к желаемому, снижая показатель искажения  $\mu$ . Оба способа взаимозаменяемы в зависимости от поставленной задачи. Так, например, предел, в котором может изменяться случайная составляющая в фазе ПС, при моделировании траекторных нестабильностей по заранее известному закону не превышает  $\pi/2$  [22], что недостаточно для разрушения интерференционной картины. Поэтому имеет смысл добавлять случайную величину не к фазам парциальных ПС, а к координатам отражателей. Искажения спектра ПС при этом изменяют свой характер на шумовой и проявляются, как спекл-шум.

## 1.7 Выводы к главе 1

1. Описан принцип работы РЛС НИ с ЛЧМ, используемой в качестве радиолокатора бокового полосового обзора с синтезированием апертуры. Дана общая схема и описаны основные этапы обработки сигнала. Введена модель преобразованного сигнала от протяжённой цели в РЛС НИ с ЛЧМ и дано её математическое описание.

2. Проведён анализ сигналов, отражённых от протяжённой цели в соответствующей модели преобразованного сигнала. Проведён анализ появления искажений амплитудного спектра преобразованного сигнала от протяжённой цели в РЛС НИ с ЛЧМ, вызванных взаимной интерференцией сигналов, отражённых от разных участков протяжённой цели.

3. Получены условия, при которых вызванные пространственной интерференционной картиной искажения амплитудного спектра преобразованного сигнала от протяжённой цели в РЛС НИ с ЛЧМ отсутствуют.

4. Введён показатель искажения спектра, с его помощью исследовано влияние значений параметров математической модели преобразованного сигнала от протяжённой цели на искажения её радиолокационного профиля.

5. Предложены методы восстановления радиолокационного профиля протяжённой цели для случая обработки реального сигнала и для случая обработки сигнала, полученного с помощью численного моделирования.

## Глава 2

### Формирование траекторного сигнала в РСА НИ с ЛЧМ и методика его численного моделирования

#### 2.1 Модель траекторного сигнала РСА НИ с ЛЧМ и его математическое описание

В целом, для математического описания траекторного сигнала РСА НИ с ЛЧМ годится модель, представленная в выражениях (1.2) и (1.3). Однако, на практике при разработке методов формирования РЛИ более широко используется комплексная запись [36, 81, 99]. Её можно считать более удобной, поскольку при обработке траекторного сигнала приходится часто использовать преобразование Фурье, а визуальное разделение выражения на экспоненциальные множители позволяет интуитивно схватывать смысл тех или иных математических операций в контексте улучшения качества РЛИ.

В такой форме цепочка преобразований от излучаемого колебания до сигнала, обрабатываемого для получения РЛИ в РСА НИ с ЛЧМ выглядит следующим образом. Излучаемое колебание с НПЛЧМ:

$$s(\xi) = A_T \exp\left(j2\pi\left[f_0 + \frac{\beta}{2}\hat{\xi}(\xi)\right]\xi + \varphi_0\right), \quad (2.1)$$

где  $\xi$  – время,  $\hat{\xi}(\xi) = \xi - T_M \lfloor \xi/T_M \rfloor$  – внутриимпульсное время.

Принятый сигнал, отражённый от  $k$ -й цели:

$$s_k(\xi) = a_k(\xi) A_T \exp\left(j2\pi\left[f_0 + \frac{\beta}{2}\hat{\xi}(\xi - \tau_k(\xi))\right](\xi - \tau_k(\xi)) + j\varphi_0 + j\varphi_k\right). \quad (2.2)$$

Преобразованный сигнал от  $k$ -й цели:

$$s_{TC,k}(\xi) = w_{nc}(\xi) \otimes s_{rcm,k}(\xi) = w_{nc}(\xi) \otimes (w_r(\xi) \otimes s_k(\xi))^* \frac{1}{A_T} s(\xi). \quad (2.3)$$

где знак «\*» означает комплексное сопряжение.

Тогда при том же допущении, что и в разделе 1.2, о приравнении импульсных характеристик цепей приёмного устройства и ФНЧ к дельта-функции можно записать преобразованный сигнал от  $k$ -й цели следующим образом:

$$s_{TC,k}(\xi) = a_k(\xi) \exp\left( j2\pi \left[ \beta\tau_k(\xi)\xi + f_0\tau_k(\xi) - \frac{\beta}{2}\tau_k^2(\xi) \right] - j\varphi_k \right) E_k(\xi), \quad (2.4)$$

$$\text{где } E_k(\xi) = \exp\left( j2\pi \left[ \frac{\beta}{2}(\xi - \tau_k(\xi))T_M \left[ \frac{\xi - \tau_k(\xi)}{T_M} \right] + \frac{\beta}{2}\xi T_M \left[ \frac{\xi}{T_M} \right] \right] \right).$$

Выражение (2.4) описывает траекторный сигнал (ТС) от  $k$ -й цели как функцию одной переменной времени. В РСА НИ с ЛЧМ этот сигнал обрабатывается как двумерная функция от аргументов быстрого и медленного времени, которые связаны с временем с помощью выражения:

$$\xi = t + \eta \quad \text{или} \quad \xi = \Delta t \cdot (i-1) + \Delta \eta \cdot (n-1),$$

где  $t$  – быстрое время, изменяющееся с шагом дискретизации  $\Delta t$  в пределах  $[0 \dots \tau_n)$ ;  $\tau_n$  – время наблюдения;  $\eta$  – медленное время, изменяющееся с шагом дискретизации  $\Delta \eta$  в пределах  $[0 \dots T_n)$ ;  $T_n$  – время съёмки;  $i=1,2,\dots,I$ ,  $n=1,2,\dots,N$ ,  $I$  – количество отсчётов быстрого времени,  $N$  – количество отсчётов медленного времени. Очевидно, что  $\tau_n \leq \Delta \eta$ , а  $a_k(\xi) \equiv a_k(t, \eta)$  и  $\tau_k(\xi) \equiv \tau_k(t, \eta)$ .

Тогда выражение ТС от всех целей в облучаемой зоне пространства:

$$s_{TC}(t, \eta) = \sum_{k=1}^K a_k(t, \eta) \times \exp\left( j2\pi \left[ \beta\tau_k(t, \eta)t + \beta\tau_k(t, \eta)\eta + f_0\tau_k(t, \eta) - \frac{\beta}{2}\tau_k^2(t, \eta) \right] - j\varphi_k \right) \times \exp\left( j2\pi \left[ \frac{\beta}{2}(t + \eta - \tau_k(t, \eta))T_M \left[ \frac{t + \eta - \tau_k(t, \eta)}{T_M} \right] + \frac{\beta}{2}(t + \eta)T_M \left[ \frac{t + \eta}{T_M} \right] \right] \right). \quad (2.5)$$

В этом выражении составляющая  $j2\pi\beta\tau_k(t, \eta)\eta$  складывается с последней строкой в моменты времени, соответствующие тем участкам

сигнала, где ФНЧ подавляет высокочастотные составляющие в  $s_{rcm,k}(\xi)$  (см. выражение (2.3)). В остальные моменты времени ТС имеет вид:

$$s_{TC}(t, \eta) = \sum_{k=1}^K a_k(t, \eta) \exp \left( j2\pi \left[ f_0 \tau_k(t, \eta) + \beta \tau_k(t, \eta) t - \frac{\beta}{2} \tau_k^2(t, \eta) \right] - j\varphi_k \right). \quad (2.6)$$

Выражение (2.6) описывает модель ТС, которая может быть положена в основу метода формирования РЛИ.

## 2.2 Численное моделирование траекторного сигнала

Главный результат работы РСА НИ с ЛЧМ – РЛИ, получаемое с помощью метода обработки ТС. Качество РЛИ зависит от многих факторов – точности измерения координат носителя РСА и своевременности подачи данных навигационной системой; наличия и вида траекторных нестабильностей; воздействия помех и атмосферных искажений; особенностей работы узлов приёмо-передающей аппаратуры; движения объектов в облучаемой области пространства и др.

Кроме того, качество РЛИ зависит и от особенностей реализации метода обработки ТС. В основе многих методов формирования РЛИ лежит метод обратного проецирования, который предъявляет сравнительно высокие требования к вычислительной производительности блока обработки ТС [36, 41]. Сложность удовлетворения этих требований в рамках конкретного технического задания ведёт к необходимости модифицировать метод обратного проецирования и создавать новые методы обработки ТС, отвечающие заданным условиям работы РЛС.

Для разработки новых РСА и эффективной работы над методами формирования РЛИ необходимо иметь возможность исследовать и оперативно оценивать влияние различных факторов на качество РЛИ. Следует отметить, что траекторные сигналы, получаемые в ходе натуральных экспериментов, подвергаются комплексному воздействию множества факторов, что затрудняет

процесс исследований. Такие опыты требуют ощутимых временных, организационных и финансовых затрат. Кроме того, крайне сложно (практически невозможно) добиться между натурными экспериментами влияния только одного из факторов, интересующих разработчиков РСА.

Таким образом, необходим инструмент, позволяющий на основе модели, имитирующей реальную сцену, формировать ТС с учётом только тех факторов, которые нужны на текущем этапе работы. Эта задача может быть решена с помощью численного моделирования, где ТС формируется на компьютере.

Проблеме формирования ТС на компьютере посвящено множество трудов, описывающих методики моделирования [28, 45, 46, 47, 64] и особенности их воплощения в виде программ, используемых для исследований [48, 54, 87]. работы продолжают по сей день [40].

Для формирования ТС, приближенного к реальному, необходимо иметь информацию об облучаемой сцене. Для этого, в зависимости от условий поставленной задачи, сцена может быть представлена в виде рельефной трёхмерной или плоской двумерной дискретной модели, каждый элемент которой может рассматриваться как точечный отражатель [85], фасета [46] или более сложный объект, выбор которого связан с используемой моделью распространения электромагнитных волн.

Фасеточная модель сцены позволяет учитывать многократные переотражения, эффект радиотени, изменения в поляризации падающей и отражённой волны. Такая модель активно используется для имитации, например, городских жилых массивов и морской поверхности [47]. Модель сцены в виде набора точечных отражателей не учитывает переотражения и радиотени и может выглядеть значительно менее функциональной, по сравнению с фасеточной, однако, находит своё применение в решении специфических задач, например, при моделировании подповерхностной радиолокации [49].

Как отмечается в работе [68], по используемой модели распространения электромагнитных волн методы численного моделирования ТС можно

разделить на использующие: методы численной электродинамики; методы геометрической оптики; методы физической оптики с аппроксимацией Кирхгоффа; сочетания этих методов.

Наиболее простой путь получения модели сцены заключается в использовании для этой цели оптического изображения (ОИ), представленного в оттенках серого цвета (далее – ЧБОИ – черно-белое ОИ). Немаловажной деталью также является скорость подготовки имитирующей модели, что приводит к рассмотрению в качестве её основы ОИ реальных сцен. Поскольку ЧБОИ обычно позволяет получить информацию лишь о яркости точек, то каждой точке изображения можно сопоставить вектор координат и, собственно, яркость точки, выступающую в качестве эквивалента ЭПР.

Обобщая, подходы к формированию ТС можно разделить на две группы, как показано на рис. 2.1.

Прямое формирование ТС (левая ветвь схемы рис. 4) предполагает вычисление сигналов, отражённых от элементов сцены, параметры которых получены на основе её ОИ. Расчёт отражений может быть выполнен с помощью численных методов электродинамики, может быть осуществлён путём упрощения законов распространения электромагнитных волн до методов геометрической оптики или представлять собой комбинацию этих двух подходов [68].

Формирование ТС во временной области подробно рассмотрено в литературе, и считается, что такой подход позволяет добиться наилучшего совпадения с реальным ТС [24, 79, 85, 88, 1, 15]. К его достоинствам можно отнести представление уравнений в виде, удобном для максимального приближения расчётной модели к реальности. Существенный недостаток заключается в большой вычислительной нагрузке, которая приводит к необходимости использования сложной аппаратуры и параллельных вычислений [70, 86, 104].

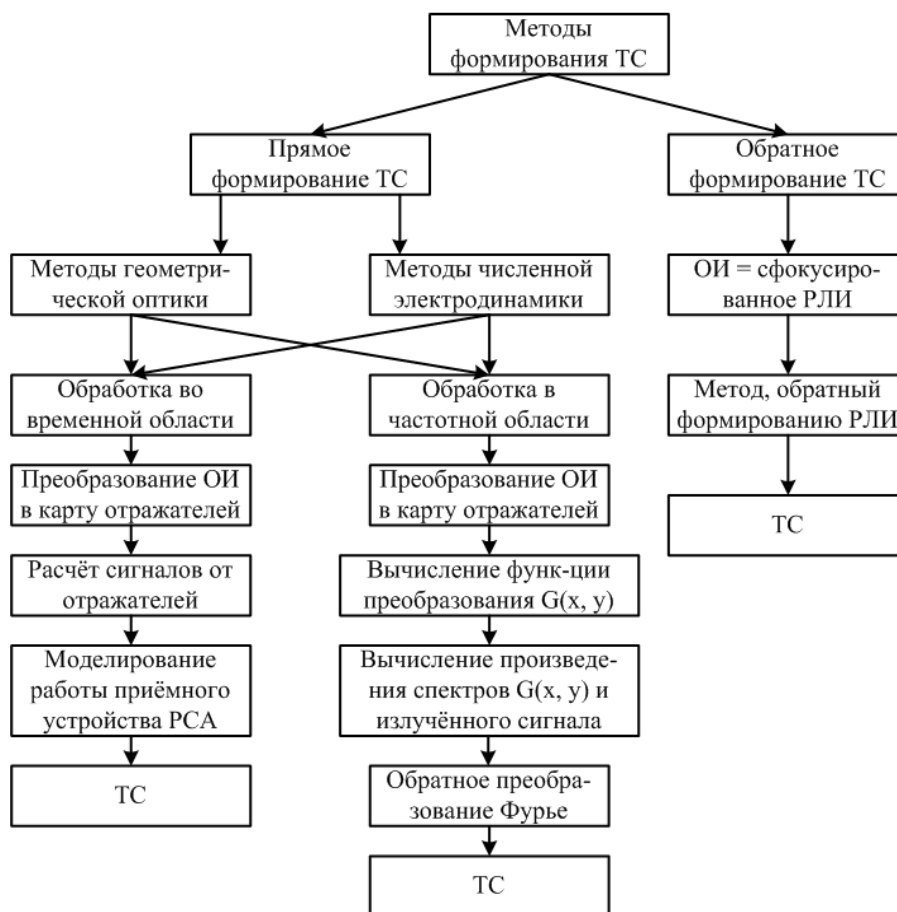


Рис. 2.1 – Методы формирования ТС при помощи компьютера

Формирование ТС в частотной области призвано решить проблему нехватки вычислительных мощностей и в общем случае представляет собой обратное БПФ (ОБПФ) от частотного спектра принимаемого сигнала на выходе преобразующего фильтра [48, 45, 57, 93, 95]. К достоинствам такого подхода можно отнести более высокую скорость вычислений, по сравнению с формированием ТС во временной области. Недостатком является более сложный вид уравнений, которые необходимо получать путём преобразований сигналов из временной области в частотную.

Обратное формирование ТС (правая ветвь схемы на рис. 2.1) основано на предположении, что оптическое изображение сцены – это сфокусированное РЛИ, из которого путём обратных преобразований можно получить исходный ТС. Среди таких алгоритмов можно выделить Обратный Омега-К (Inverse Omega-k Algorithm,  $I\omega$ -K), Обратное Масштабирование частоты (Inverse Chirp



Scaling Algorithm, ICSA), представляющие собой обратные версии алгоритмов формирования РЛИ – Омега-К (Omega-k Algorithm,  $\omega$ -К) и Масштабирование частоты (Chirp Scaling Algorithm, CSA) соответственно [64]. Подробнее о методах формирования РЛИ будет сказано в следующей главе диссертации.

К достоинствам обратного формирования ТС можно отнести очень быстрое время выполнения, которое может достигать всего нескольких секунд для изображений, состоящих из миллионов точек. Среди недостатков можно перечислить: необходимость использования в качестве исходного изображения – радиолокационное, ранее уже полученное в результате обработки реального ТС. Кроме того, при таком подходе крайне трудно реализовать учёт траекторных нестабильностей.

В рамках данной диссертации в качестве наиболее целесообразного метода моделирования сделан выбор в пользу формирования ТС во временной области на основе методов геометрической оптики. Поскольку большую часть работ, связанных с моделированием ТС и его обработкой, предполагалось проводить в программной среде Matlab на машине с процессором Intel® Core™ i5-2410M @ 2,30GHz, то такое решение обеспечивает компромисс между хорошим сходством реального и моделируемого ТС при удобстве анализа работы РСА с одной стороны и сравнительно высокой скоростью вычислений с другой стороны.

### **2.3 Численное моделирование с помощью прямого формирования траекторного сигнала**

Алгоритм численного моделирования ТС с помощью его формирования во временной области представлен в виде схемы на рис. 2.2. В основе этого алгоритма лежит математическая модель (2.6).

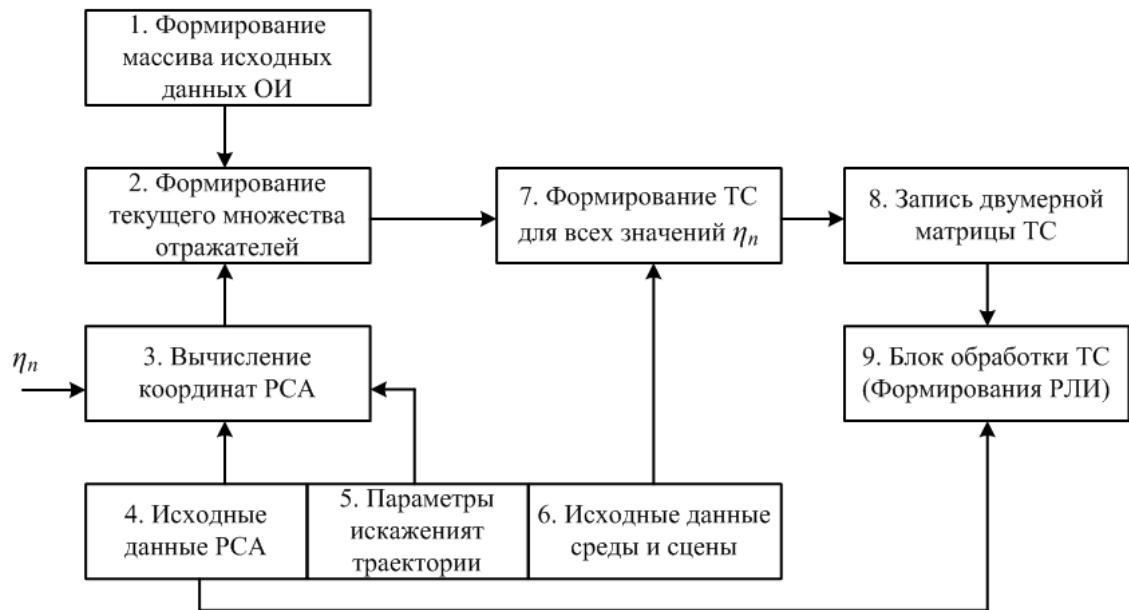


Рис. 2.2 – Алгоритм формирования ТС во временной области

Первый этап – формирование массива исходных данных (блок 1) – является результатом предварительной обработки ОИ, которая подразумевает, что каждый пиксель изображения задаёт свой точечный отражатель. В связи с этим перед расчётом ТС ОИ должно быть преобразовано в ЧБОИ и обрезано в соответствии с размерами облучаемой сцены. Затем, на втором этапе (блок 2) задаётся радарграмметрическая система координат, где формируется множество отражателей  $\mathbf{K} = \{x^{(k)}, y^{(k)}, z^{(k)}, \sigma^{(k)}\}$ ,  $k=1,2,\dots$ , число которых совпадает с количеством пикселей изображения, а каждый  $k$ -й элемент множества характеризуется координатами  $(x^{(k)}, y^{(k)}, z^{(k)})$  и яркостью  $\sigma^{(k)}$  отражателя. Очевидно, что ЧБОИ само по себе позволяет задать лишь координаты  $x^{(k)}$  и  $y^{(k)}$ , поэтому для координаты  $z^{(k)}$  может потребоваться ещё одно специально заготовленное изображение, чтобы воспользоваться им как картой высот. В качестве альтернативы можно принять допущение, что облучаемая поверхность – плоская, то есть  $z^{(k)} = 0$  для всех  $k$ . Именно это допущение используется в диссертации далее.

Кроме того, перед непосредственным формированием ТС необходимо получить данные, характеризующие РСА – координаты радара, скорость и

траекторию движения носителя в единой для модели системе координат, значения отсчётов медленного времени  $\eta_n$  (блоки 3, 4), где  $n=1,2,\dots,N$  – номера отсчётов (см. раздел 2.1). В качестве исходных данных РСА, используемых в последующих расчётах, задаются также параметры излучаемого сигнала, формы ДН передающей и приёмной антенн и др.

Формирование ТС (блок 7) начинается с выбора номера отсчёта  $n$  медленного времени  $\eta_n$  и выбора соответствующих значений координат фазового центра приёмной антенны РСА. С помощью блока 5 реализуется введение траекторных нестабильностей в модель движения носителя РЛС. Параметры искажения траектории включают в себя наличие и тип траекторных нестабильностей, а также углы смещения ДН антенны вследствие крена, тангажа или рыскания носителя РСА в воздухе. При расчёте координат фазового центра антенны должны быть известны координаты границ сцены в единой для модели системе координат, а также примерные параметры среды, влияющие на искажения и затухания сигналов в радиотракте. Исходные значения этих параметров задаются в блоке 6.

После этого из множества  $\mathbf{K}$  выбирается подмножество  $\mathbf{K}^{(n)}$  точечных отражателей, которые будут использованы при формировании ТС для текущего момента «медленного» времени. Критерием выбора элементов множества  $\mathbf{K}^{(n)}$  является условие попадания точечного отражателя в главный луч ДН приёмной антенны. Далее под индексом  $k$  подразумевается порядковый номер точечного отражателя из множества  $\mathbf{K}^{(n)}$ .

По координатам  $(x_k^{(n)}, y_k^{(n)}, z_k^{(n)} = 0)$  текущего  $k$ -го отражателя определяется расстояние  $r_k^{(n)}$  от него до фазового центра антенны РСА, а также угол прихода на приёмную антенну отражённого сигнала, который используется для определения коэффициентов усиления приёмной и передающей антенн. Предполагается, что ЭПР точечного отражателя пропорциональна значению яркости  $\sigma^{(k)}$  соответствующего пикселя ЧБОИ.

Цифровая форма ТС получается в результате дискретизации и квантования непрерывного сигнала (2.6) в моменты медленного времени  $\eta_n$  и быстрого времени  $t_i$ , где  $i=1,2,\dots,I$  (см. раздел 2.1). Дискретные значения ТС, полученные путём суммирования сигналов всех точечных отражателей из множества  $\mathbf{K}^{(n)}$  для  $n$ -го момента медленного времени, образуют строку отсчётов с числом  $I$  значений матрицы ТС, представленной на рис. 2.3. Таким образом, формируется двумерная матрица  $\mathbf{S}\{s_n^{(i)}, n=1,2,\dots,N, i=1,2,\dots,I\}$  чисел, которая и является моделью дискретного ТС РСА.

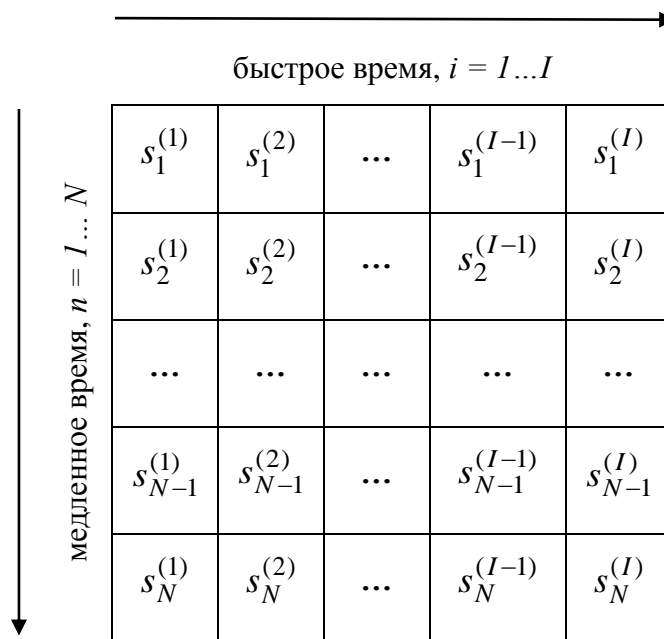


Рис. 2.3 – Двумерная матрица траекторного сигнала

В следующем разделе будет рассмотрена программная реализация в среде Matlab описанного выше алгоритма прямого формирования ТС.

## 2.4 Программная реализация численного моделирования с помощью прямого метода формирования траекторного сигнала

Для использования на практике алгоритма, изображённого на рис. 2.2, разработано программное обеспечение под рабочим названием *SARMain*. При создании этой программы принимались во внимание следующие требования:

1) целевая аудитория программы – пользователи среды Matlab, занимающиеся вопросами исследования, разработки и модификации методов формирования РЛИ в РЛС НИ с ЛЧМ;

2) результат работы программы – численная модель ТС, полученная прямым методом формирования на основе выражения (2.6) и сохранённая в *.mat*-файл для последующего применения в программных реализациях методов обработки сигналов;

3) взаимодействие программы с пользователем должно происходить преимущественно посредством графического интерфейса;

4) должна быть обеспечена возможность пользователю изменять любые параметры используемой программой модели (2.6);

5) должны быть предусмотрены инструменты для анализа полученного результата численного моделирования;

6) программа должна стать основой программного комплекса, построенного по модульному принципу и предназначенного для исследования, создания и отладки методов компенсации траекторных нестабильностей при формировании РЛИ в результате обработки ТС.

В требовании (4) подразумеваются: параметры движения носителя (скорость, высота полёта, траекторные нестабильности, движение с остановом и без), параметры приёмной и передающей аппаратуры (ДНА антенн, излучаемая мощность, шумы), параметры среды (коэффициенты затухания, помехи) и зондирующего сигнала (частота несущей, параметры закона модуляции), параметры съёмки (длительность интервала медленного времени и

времени накопления, частота дискретизации) и отражателей (их координаты, ЭПР и фазовые смещения).

Инструменты в требовании (6) должны позволять: показывать содержимое двумерной матрицы ТС в виде двумерного изображения, масштабировать это изображение и получать сведения о численном значении отдельных отсчётов сигнала; так же показывать содержимое двумерной матрицы ТС после её преобразования Фурье в направлении быстрого времени; быстро формировать грубое РЛИ для диагностики наличия в модели ТС тех или иных свойств.

Перед разработкой *SARMain* были проведены изыскания на предмет наличия доступа к готовым решениям отечественных и зарубежных коллег. В частности, были рассмотрены работы, посвящённые SARSIM [24], SARAS [48] и RaySAR [25, 26, 27], а также некоторые магистерские работы [19, 21]. Сделан вывод о том, что большая часть готовых решений находятся в закрытом доступе, а специфика запланированных для диссертации исследований (создание алгоритмов компенсации траекторных нестабильностей при формировании РЛИ) может потребовать значительной переработки инструментов, которые удастся получить в своё распоряжение. К аналогичному выводу пришёл Еджей Дроздовиц – автор фреймворка с открытым исходным кодом для моделирования РСА [40].

В результате, в среде Matlab разработана новая программа моделирования ТС, удовлетворяющая перечисленным выше требованиям. В основу *SARMain* положена архитектура МПК (от англ. MVC – Model–View–Controller или Модель–Представление–Контроллер) как интуитивно понятная для самостоятельного внесения пользователем изменений в код.

Файловая структура *SARMain* отражена в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Файловая структура программы *SARMain*

Директория/Файл	Описание
./Antennas	цифровые ДНА в файлах вида: <i>AntennaMaker_ENNxHMM.mat</i> – где NN и MM – дробные числа, означающие ширину в градусах для E- и H-плоскости
./Config	Файлы конфигурации: <i>SARMovement.m</i> – параметры движения носителя, включая траекторную нестабильность <i>SARReflectors.m</i> – карта отражателей на сцене <i>SARSignal.m</i> – параметры зондирующего сигнала <i>SARSynth.m</i> – параметры синтеза <i>SARSystem.m</i> – параметры приёмо-передающей аппаратуры <i>SARTS.m</i> – параметры формируемого ТС
./Libraries	вспомогательные функции: <i>SARConfigVars.m</i> – загрузка файлов конфигурации <i>SARShowImage.m</i> – показ изображений в рабочем поле <i>SARCraftMovement.m</i> – возвращает координаты носителя РЛС для каждого отсчёта на оси быстрого времени <i>RCSFunction.m</i> – возвращает коэффициент ослабления принятого сигнала от цели <i>SARReceiverPD.m</i> – возвращает преобразованный сигнал на основе выражения (2.6) для одного момента медленного времени <i>SARTrackSignalHarm.m</i> – возвращает двумерную матрицу траекторного сигнала
./Maps	оптические изображения в форматах BMP, GIF, JPG, PNG
./Modules	модули программы, вызываемые из главного окна: <i>SARSettingsGUI.fig</i> – форма окна настроек <i>SARSettingsGUI.m</i> – логика окна настроек
./Output	хранилище результатов работы программы <i>Vars.mat</i> – файл, в который результаты сохраняются по умолчанию
./Utils	утилиты, запускаемые из командной строки: <i>AntennaMaker.m</i> – создаёт файл с цифровой ДНА <i>ReflectorMap.m</i> – конфигурирует файл карты отражателей, принимая на вход ЧБОИ, и сохраняет его в <i>SARReflectors.mat</i>
SARMainGUI.fig	форма главного окна
SARMainGUI.m	логика главного окна

На рис. 2.4 представлены блок-схемы, показывающие взаимосвязи между основными блоками программы *SARMain* (рис. 2.4,а), а также перечислены файлы с расширениями *.mat* и *.fig*, отвечающие за реализацию этих блоков (рис. 2.4,б).

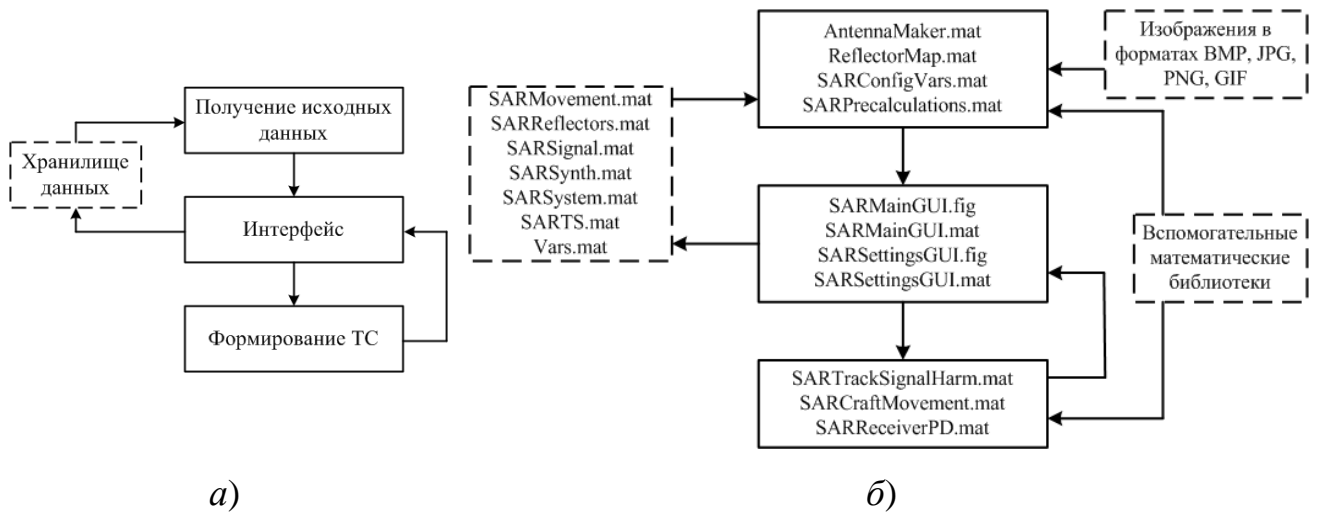


Рис. 2.4 – Архитектура *SARMain* – программы численного моделирования ТС

Исходя из перечисленных выше требований, графический интерфейс можно считать самым важным элементом *SARMain*. На рис. 2.5 показаны главное окно программы *SARMain* (рис. 2.5,а) и окно настроек (рис. 2.5,б), выполненные с помощью редактора GUIDE и сохранённые в файлы *SARMainGUI.fig* и *SARSettingsGUI.fig* соответственно. Логика работы *SARMain* построена на обработке событий, которые возникают при взаимодействии пользователя с элементами интерфейса, и реализована в файлах *SARMainGUI.m* и *SARSettingsGUI.m* для главного окна и окна настроек соответственно.

На рис. 2.5,а числами обозначены: 1 – панель управления формой Matlab; 2 – строка статуса, в которой *SARMain* сообщает пользователю о текущем состоянии своей работы; 3 – поле, на котором демонстрируются двумерные изображения ТС; 4 – кнопка вызова программы, предназначенной для анализа результатов; 5 – кнопка вызова окна настроек программы *SARMain*; 6 – кнопка вызова программы обработки ТС с целью получения РЛИ; 7 – блок переключения режима полёта носителя РЛС (непрерывный или с остановом), где также возможно поставить численный расчёт ТС на паузу путём установки флажка в чекбоксе «Пауза»; 8 – неиспользуемый блок настройки источника помех; 9 – кнопка начала формирования ТС; 10 – блок демонстрации результата формирования ТС, позволяющий увидеть действительную часть сигнала,



амплитудный и фазовый частотные спектры, а также быстро построить РЛИ, обработав ТС с помощью метода, описанного в [81].

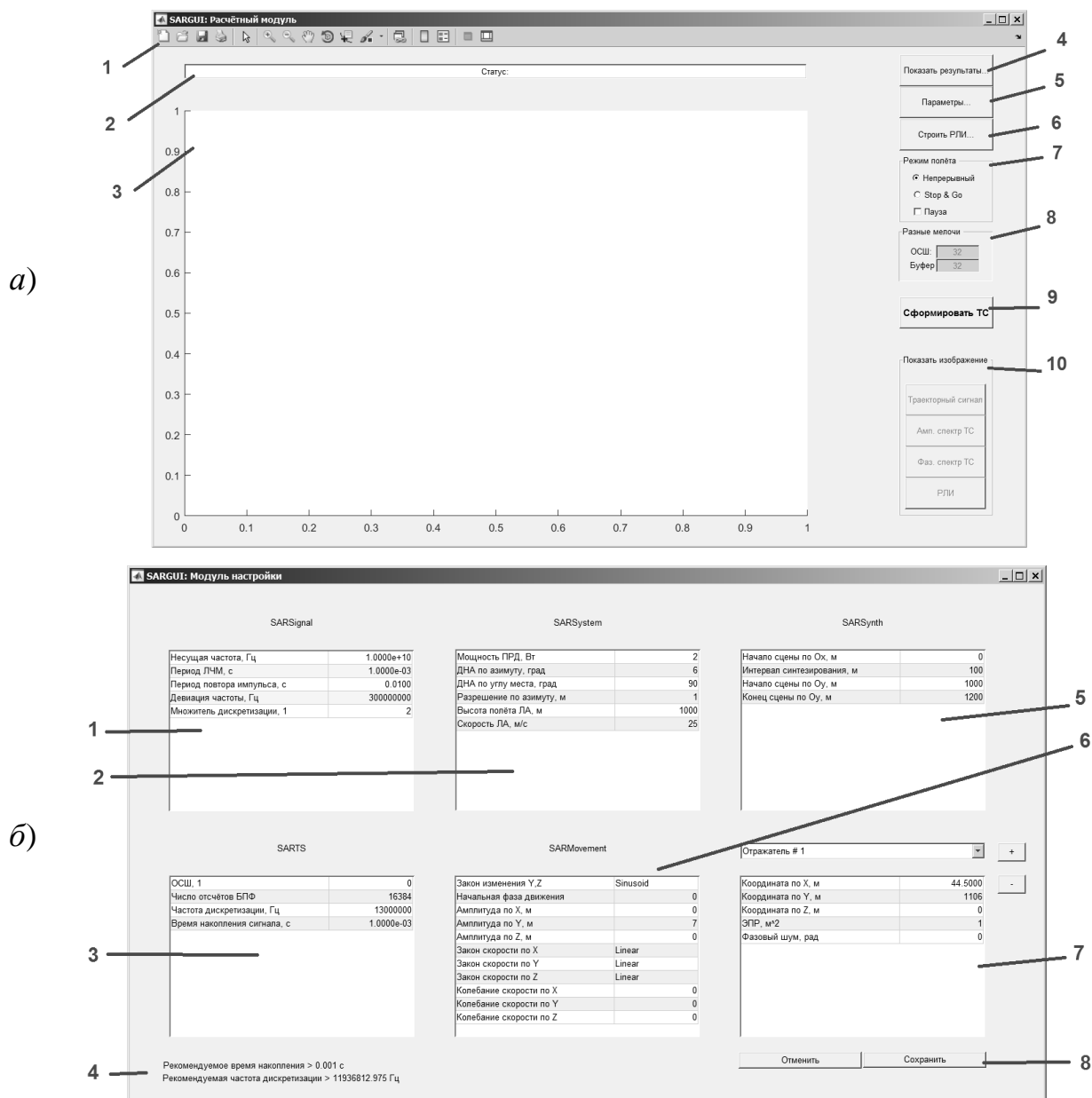


Рис. 2.5 – Интерфейс программы *SARMain*: а) главное окно; б) окно настроек

На рис. 2.5,б числами обозначены: 1 – блок настройки структуры *SARSignal*, хранящей значения параметров зондирующего сигнала, длительность интервала медленного времени и множитель частоты дискретизации; 2 – блок настройки структуры *SARSystem*, хранящей параметры передатчика, ДНА приёмной и передающей антенны, а также заданные высоту

и скорость инерциального прямолинейного движения; 3 – блок настройки структуры *SARSynth*, хранящей размеры сцены и длительность интервала синтеза; 4 – подсказки пользователю о том, какие следует выбрать значения некоторым параметрам численной модели; 5 – блок настройки структуры *SARTS*, хранящей параметры дискретизации, время накопления сигнала и некоторые настройки шумов; 6 – блок настройки структуры *SARMovement*, хранящей настройки траекторной неустойчивости; 7 – блок настройки массива структур *SARReflectors*, хранящего параметры каждого из отражателей на облучаемой сцене; 8 – кнопки управления сохранением настроек и выхода из окна настроек без сохранения.

Главные сценарии взаимодействия пользователя и программы посредством её интерфейса:

- а) настройка параметров численной модели перед работой с ней;
- б) формирование ТС;
- в) анализ полученных результатов.

На рис. 2.6 и рис. 2.7 приведены блок-схемы, поясняющие принцип работы программы в рамках сценариев (а) и (б). Сценарий (в) реализуется с помощью штатных инструментов Matlab для работы с формами, а также с помощью кнопок из блока 10 на рис. 2.5,а, вызывающих функцию *SARShowImage.m* с разными значениями входного параметра *ImageId*, соответствующими нажатой кнопке. Функция *SARShowImage.m* подвергает сформированный ТС выбранному пользователем математическому преобразованию и отображает в рабочем поле 3 результат этого преобразования в виде двумерного изображения. В разделе 2.5 настоящей главы будут приведены примеры таких изображений.

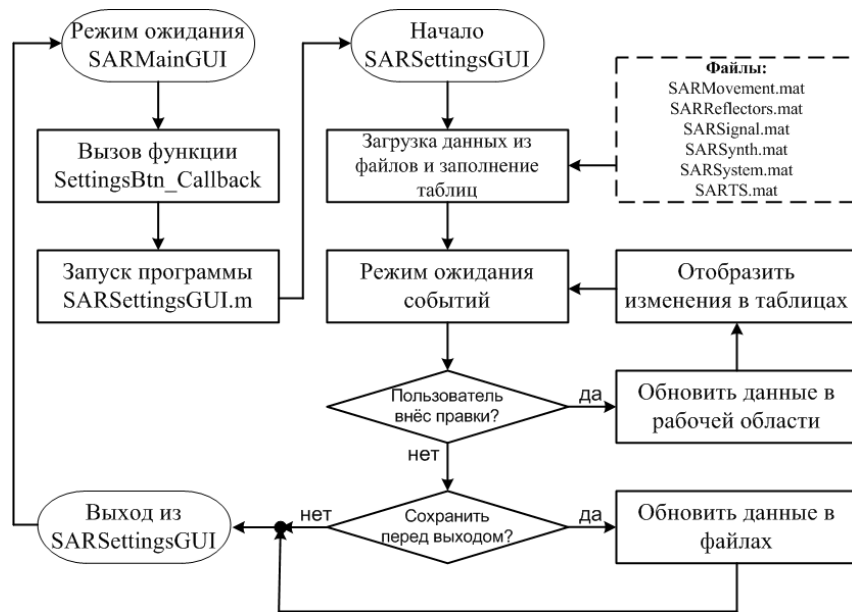


Рис. 2.6 – Блок-схема сценария редактирования настроек численной модели

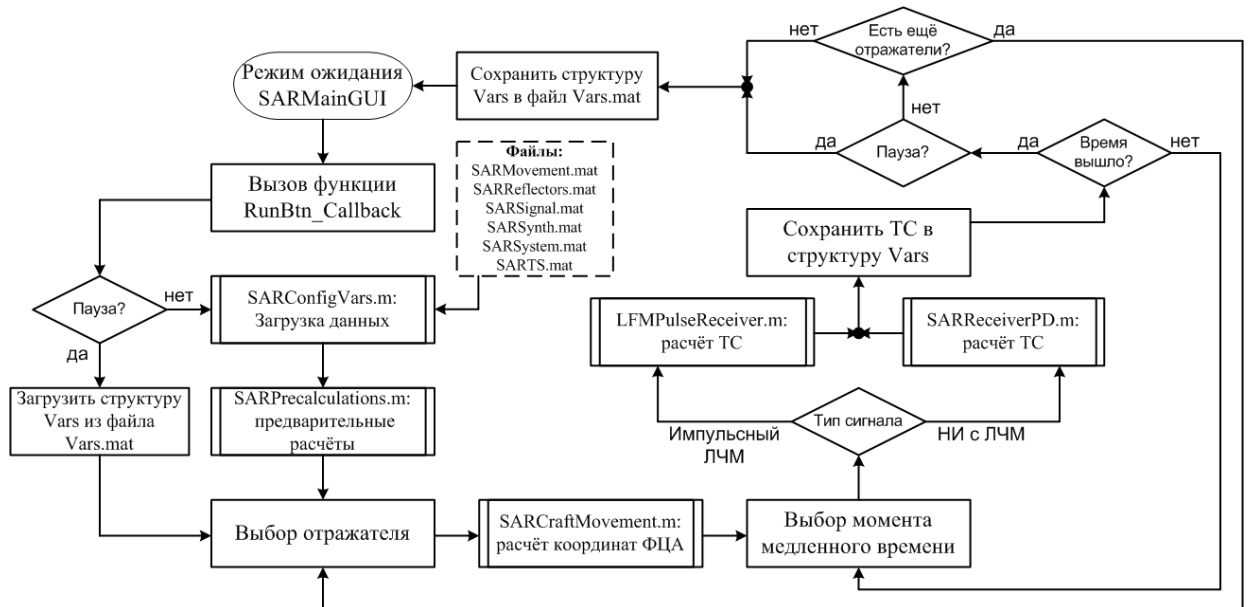


Рис. 2.7 – Блок-схема сценария формирования ТС

Расположение проверок условия установленного флажка в чекбоксе паузы (блок «Пауза?») в блок-схеме на рис. 2.7 показывает наличие возможности у реализации параллельных вычислений алгоритма. Для этого на каждую машину со средой Matlab устанавливается своя копия программы *SARMain*, где выбор отражателя ограничен некоторым диапазоном, а флажок чекбокса «Пауза» устанавливается автоматически в случае выхода алгоритма за пределы заданного диапазона. Тогда итоговый ТС получается сложением

отдельных ТС, сформированных на каждой машине, поскольку, как следует из выражения (2.6), ТС – это аддитивная сумма всех преобразованных сигналов от целей на облучаемой сцене. Эта возможность полезна в тех случаях, когда необходимо ускорить процесс моделирования ТС от сцены, содержащей десятки тысяч точечных отражателей.

Следует отметить, что на блок-схеме, изображённой на рис. 2.7, присутствует блок «Тип сигнала», где в зависимости от заданной настройки возможен выбор функции, отвечающей за формирование ТС. Так, в программе *SARMain* предусмотрена поддержка моделирования работы не только РСА НИ (с помощью функции *SARReceiverPD.m*), но и импульсной РСА с ЛЧМ зондирующего сигнала (с помощью функции *SARLFMPulseReceiver.m*).

Для обеспечения возможности использования сформированного ТС в дальнейших исследованиях программа *SARMain* в процессе своей работы создаёт и заполняет структуру *Vars*, которая хранит в себе: счётчики времени; массивы с отсчётами, соответствующими делениям шкал координатных осей, в которых возможно отобразить ТС; двумерную матрицу ТС; а также сведения о ходе выполнения операций при формировании ТС, включая флаг постановки расчётов на паузу и счётчик отработанных отражателей.

Структура *Vars*, а также содержимое файлов *SARMovement.mat*, *SARReflectors.mat*, *SARSignal.mat*, *SARSynth.mat*, *SARSystem.mat*, *SARTS.mat* сохраняются в файл *Vars.mat*, который может быть использован любой другой программой, в том числе пользовательской, написанной в среде Matlab.

## **2.5 Примеры численного моделирования с помощью прямого формирования траекторного сигнала**

Для малых дальностей, с которыми работает РСА НИ с ЛЧМ, оправдано допущение о постоянстве значений параметров принимаемых сигналов в течение каждого  $n$ -го интервала медленного времени при формировании ТС.

Это связано с весьма незначительными изменениями в течение короткого интервала времени таких величин, как дальность  $r_k^{(n)}$  до отражателей, коэффициенты усиления передающей и приемной антенн, ЭПР и др. Такое допущение равносильно предположению о том, что в каждый начальный момент медленного времени  $(\eta_n, t_{i=1})$  летательный аппарат с РСА замирает на время одного периода повторения, то есть имеет место движение с остановом. Этот подход, часто используемый для упрощения расчётов, встречается в англоязычной литературе под названием «Stop and Go» [93].

Важно отметить, что принятие допущения движения с остановом влечёт за собой невозможность учёта явления потери отражённым сигналом линейности в законе его частотной модуляции. Потеря линейности связана с особенностями относительного движения РЛС и облучаемой цели и может влиять на качество РЛИ, ухудшая его тем сильнее, чем больше разница между реальными координатами носителя в процессе съёмки и его координатами, полученными при интерполяции данных бортовой навигационной системы в процессе формирования РЛИ.

В этом разделе диссертации при моделировании ТС принято допущение движения с остановом, поскольку вопросы обработки ТС с целью формирования РЛИ – предмет интереса следующей главы. Кроме того, в этом разделе для упрощения расчётов использовалась возможность пренебрежения во многих случаях коррекцией миграции ячеек по наклонной дальности (подробнее см. [81]), что позволяет проводить обработку ТС в два этапа:

- 1) выполнение быстрого преобразования Фурье (БПФ) в быстром времени для сжатия ТС по наклонной дальности;
- 2) согласованная фильтрация в медленном времени для сжатия ТС по курсовой (азимутальной) дальности.

Рассматриваемые далее примеры численного моделирования ТС и соответствующие им РЛИ относятся к РСА НИ с ЛЧМ, описанной в работе [7].

Основные тактико-технические характеристики РСА приведены в таблице 2.2 (влияние шумов не учитывалось).

Таблица 2.2. Тактико-технические характеристики РСА и носителя

№	Наименование параметра (ед. измерения)	Значение
1	Несущая частота, $f_0$ (Гц)	$10^{10}$
2	Максимальная наклонная дальность, $R_{\max}$ (м)	1200
3	Минимальная наклонная дальность, $R_{\min}$ (м)	1000
4	Частота повторения ЛЧМ сигнала, $F_M$ (Гц)	$10^3$
7	Девияция частоты ЛЧМ сигнала, $B$ (Гц)	$3,0 \cdot 10^8$
8	Ширина ДН антенны в горизонтальной плоскости, (град.)	3
9	Ширина ДН антенны в вертикальной плоскости, (град.)	90
10	Высота полета летательного аппарата, $h$ (м)	1000
11	Скорость полета ЛА, $V$ (м/с)	25
12	Частота дискретизации отсчётов «быстрого» времени $F_s$ (МГц)	13

При формировании множества точечных отражателей ОИ использовалась фотография кинотеатра «Байконур» и прилегающей к нему территории (см. рис. 2.8), вырезанная из спутникового изображения района Северо-восточного административного округа г. Москвы на сервисе Google Maps. Размер обработанного ОИ составляет 100 точек по оси  $Ox$  (курсовая дальность) и 200 точек по оси  $Oy$  (проекционная дальность на поверхности земли). После обработки изображения точечные отражатели, число которых равно 20 000, образуют в координатах сцены равномерную двумерную сетку с интервалом 1 м между точками по каждой из осей координат.

На рис. 2.9–2.11 изображены амплитуды траекторных сигналов (2.6) в виде двумерной матрицы и РЛИ, сформированные в результате их обработки упрощённым дальностно-доплеровским методом [81]. Время накопления сигнала между отсчётами медленного времени составляло 0,002 с. Для борьбы с растеканием спектра при БПФ по быстрому времени использовалась оконная функция Ханна. Расчёт каждого из этих траекторных сигналов выполнялся на машине с процессором Intel® Core™ i5-2410M CPU @2.3GHz и занимал в среднем около 8 часов.



Рис. 2.8 – Исходное оптическое изображение

Зондирующий сигнал РСА определяет потенциальную разрешающую способность по наклонной и азимутальной дальностям  $\Delta R_r$  и  $\Delta R_a$  соответственно, которые равны (см. [7])

$$\Delta R_r = c/2B = 3 \cdot 10^8 / (2 \cdot 3 \cdot 10^8) = 0,5 \text{ м,}$$

$$\Delta R_a = \lambda_0 / 2\Theta_a = 0,03 / (2 \cdot 3\pi/180) \approx 0,29 \text{ м.}$$

Сжатие ТС по наклонной дальности путём БПФ приводит к тому, что отсчёты ТС преобразуются из временной в частотную область, где информация, имеющая значение для построения РЛИ, содержится лишь в части отсчётов, каждый из которых теперь хранит своё комплексное число, соответствующее комплексному отсчёту смеси прошедших через балансный смеситель всех принятых сигналов, отражённых от точечных отражателей, расположенных на одной линии равных наклонных дальностей. Кроме того, в каждый из этих отсчётов попадают амплитуды и фазы от соседних частот, что связано с явлением растекания спектра. Таким образом, разрешающая способность по наклонной дальности становится зависящей от разрешающей способности БПФ, которая вычисляется как величина, обратная времени накопления сигнала (критерий Релея):

$$\Delta F_{\bar{\sigma}} = 1/\tau_n = 1/0,002 = 500 \text{ Гц.}$$

Тогда размер РЛИ по оси наклонной дальности (по горизонтали) составляет:

$$\begin{aligned} \Delta y &= (F_{\bar{\sigma}max} - F_{\bar{\sigma}min}) / \Delta F_{\bar{\sigma}} = 2B (R_{nmax} - R_{nmin}) / (c T_M \Delta F_{\bar{\sigma}}) \approx \\ &\approx 2 \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot (1562 - 1414) \cdot / (3 \cdot 10^8 \cdot 0.001 \cdot 500) \approx 592 \text{ отсчёта.} \end{aligned}$$

Разрешающая способность РЛИ по оси наклонной дальности равна

$$\Delta R_r = (R_{nmax} - R_{nmin}) / \Delta y \approx (1562 - 1414) / 592 \approx 0,25 \text{ м.}$$

Поскольку разрешающая способность БПФ по наклонной дальности меньше разрешающей способности, связанной с зондирующим сигналом, и меньше минимального расстояния по наклонной дальности между точечными отражателями ( $\approx 0,71\text{м}$ ), то на РЛИ должны быть заметны параллельные регулярные чёрные полосы между пиками, соответствующими точечным отражателям.

РСА-изображения воспринимаются субъективно, что выражается в оценке возможности различения реальных объектов с различными размерами и различным разнесением друг от друга, в сравнении динамического диапазона яркости РЛИ по сравнению с исходным оптическим изображением, в заметности искажений, связанных с проекционностью наблюдения.

Так, на рис. 2.9,*а* траекторный сигнал построен в предположении, что носитель РСА движется по идеальной прямой (сверху вниз в плоскости рисунка). Полученное по этому сигналу РЛИ, изображённое на рис. 2.9,*б* имеет размер чуть более, чем 400x600 точек (заметна "лишняя" широкая чёрная полоса справа, появление которой связано с отображением ТС при его обработке в пространство «частота биений–медленное время»). Несмотря на сжатость изображения по горизонтали по сравнению с оригинальным (с соблюдением пропорций соответствующий размер оригинального изображения составляет 400x800 точек), небольшие объекты (автомобили на дороге и стоянках перед кинотеатром "Байконур" и торговыми центрами) различимы, видны также объекты на крышах зданий, в том числе крытого рынка. Отчётливо видны границы дороги и зелёные насаждения. Искажения, связанные с проекционностью наблюдения незаметны. Как и предполагалось, на РЛИ заметны вертикальные регулярные чёрные полосы, указывающие на наличие пропусков между точечными отражателями по наклонной дальности. Горизонтальные регулярные чёрные полосы обусловлены той же причиной:



разрешающая способность БПФ по азимуту меньше разрешающей способности зондирующего сигнала.

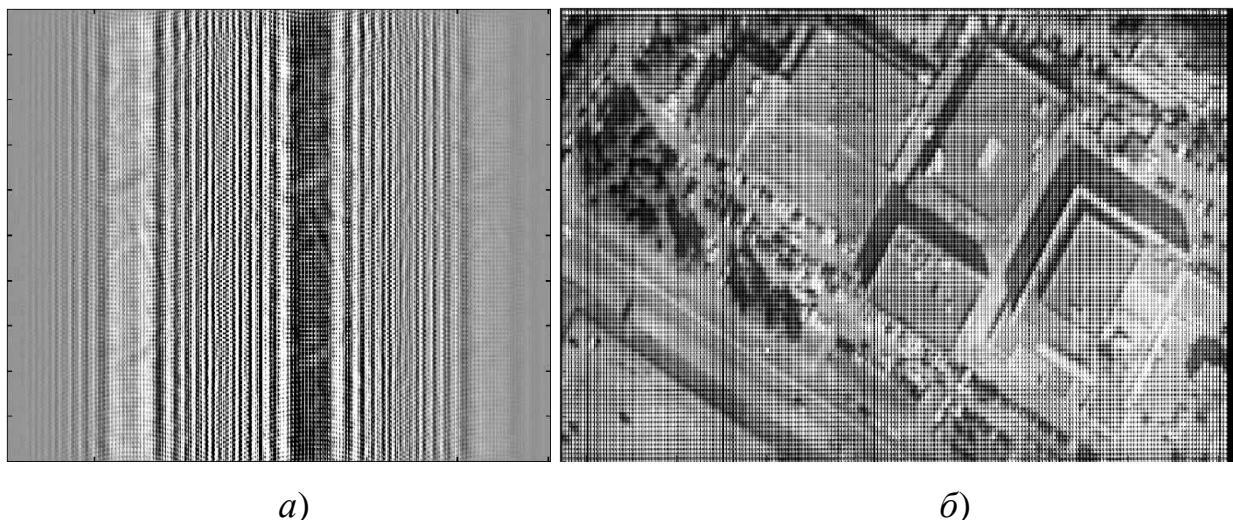


Рис. 2.9 – ТС без траекторных нестабильностей (а) и РЛИ (б)

На рис. 2.10 представлены ТС и РЛИ для той же сцены, но в отличие от предыдущего случая, в траекторию движения носителя РСА внесена нестабильность, описываемая синусоидой с амплитудой 0,01 м в горизонтальной плоскости, причём за весь интервал синтезирования укладывается два её периода. На РЛИ становится заметно небольшое искривление прямых линий, а небольшие объекты начинают смазываться и сливаться друг с другом.

На рис. 2.11 амплитуда траекторной нестабильности составляет уже 0,05 м, что приводит к более значительному искажению РЛИ и появлению ярких светлых полос там, где траекторная нестабильность достигает своих максимумов. Также заметно общее искажение яркостного диапазона. Детали дороги и небольшие объекты смазаны и деформированы настолько, что с трудом различимы.

На рис. 2.12 изображены амплитуды ТС, двумерный амплитудно-частотный спектр ТС в области («частота биений – медленное время») и полученное РЛИ для случая, когда РСА отводилось вдвое меньше времени для накопления сигнала между отсчётами медленного времени, т.е. 0,001 секунда.

Разрешающая способность БПФ в этом случае составляет уже 1 кГц, а РЛИ по оси наклонной дальности содержит 296 отсчётов. Расчёт траекторного сигнала занял около 4 часов.

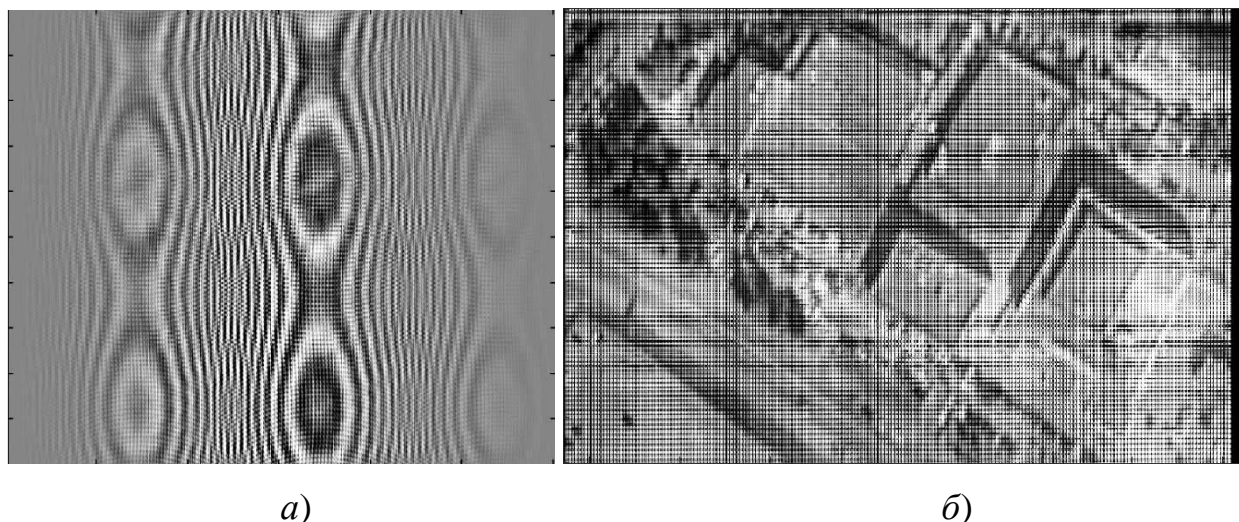


Рис. 2.10 – ТС с траекторной синусоидальной нестабильностью амплитудой 0,01 м в горизонтальной плоскости (а); РЛИ (б)

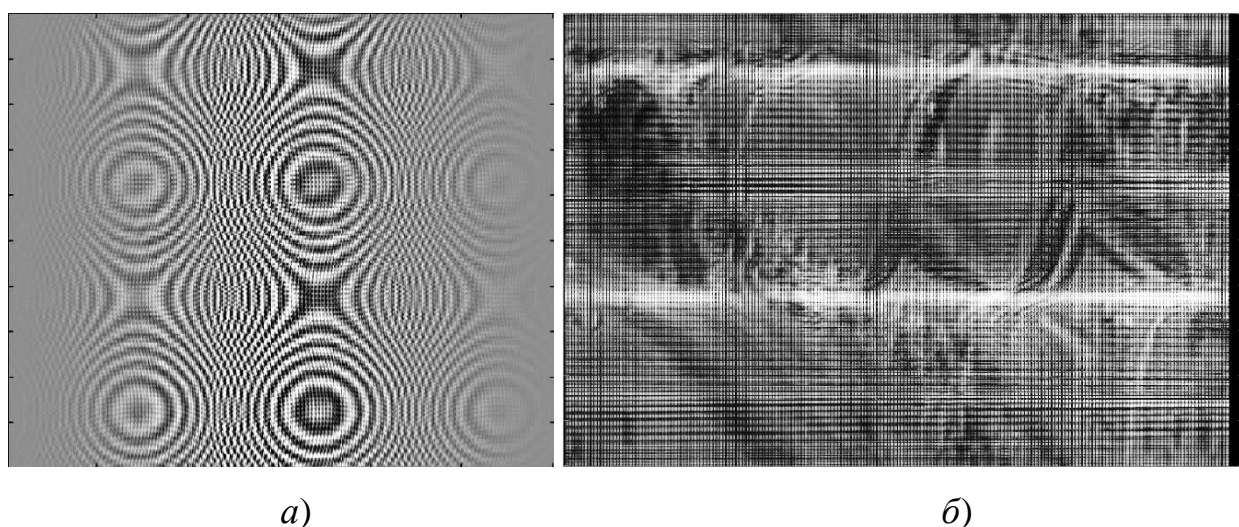


Рис. 2.11 – ТС с траекторной синусоидальной нестабильностью амплитудой 0,05 м в горизонтальной плоскости (а); РЛИ (б)

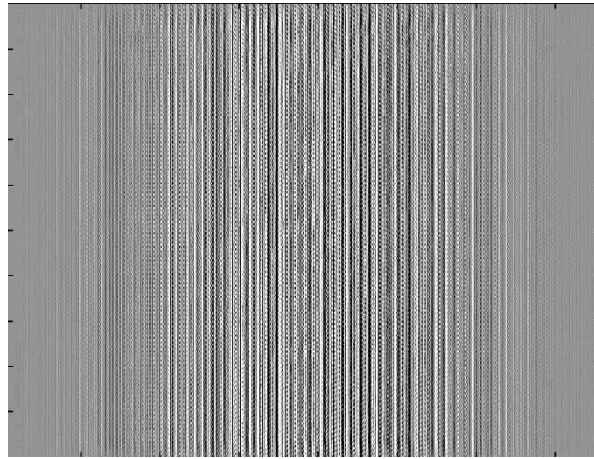
Разрешающая способность БПФ по оси наклонной дальности теперь ближе к разрешающей способности зондирующего сигнала, но регулярные вертикальные чёрные полосы, связанные с возможностью разрешающей способности БПФ уловить пропуски между точечными отражателями по

наклонной дальности, всё ещё видны на изображении без применения оконной функции, поскольку пропуски превосходят разрешающую способность по величине.

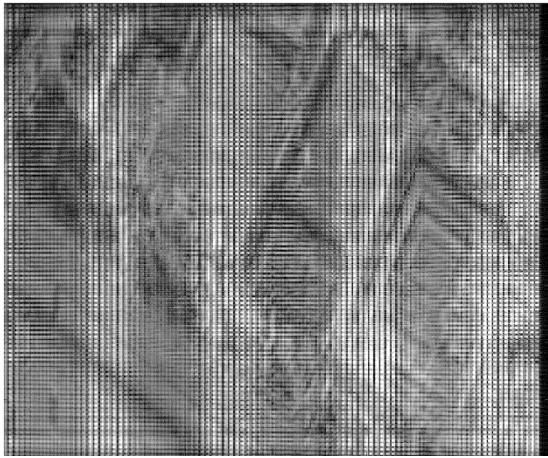
Регулярные горизонтальные чёрные полосы, указывающие на пропуски между точечными отражателями по курсовой дальности, по-прежнему видны, поскольку ни интервал синтезирования, ни количество отсчётов медленного времени не изменились, т.е. отношение разрешающих способностей зондирующего сигнала и БПФ по азимуту осталось прежним. Сравнивая рис. 2.12,б–2.12,д с предыдущими изображениями, можно заметить сильное искажение амплитудного спектра ТС, проявляющееся в скачках яркости изображения, следующих по оси частоты биений с переменным периодом. Видно, что оконная функция не позволяет избавиться от этого эффекта и субъективно ухудшает РЛИ, подавляя участки, где амплитудный спектр ТС искажён.

Похожий эффект слабо наблюдается в работе [68, Fig.4] на РЛИ, построенном на основе ТС, сформированного с использованием упрощения модели до законов геометрической оптики, но там не поднимается вопрос о причине такого яркостного искажения РЛИ.

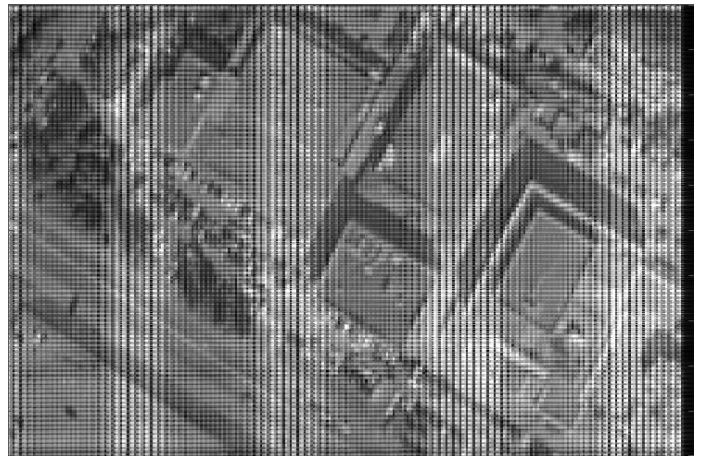
В статье [30] описывается похожая ситуация, с которой столкнулись разработчики лидара, работающего с непрерывным ЛЧМ-сигналом и предназначенного для исследования аэрозолей. Было обнаружено, что при отражении излучённого сигнала от среды с равномерным распределением точечных отражателей теряется информация об отражателях, расположенных между границами среды. Это происходит из-за того, что прямоугольная функция, ограничивающая ЛЧМ сигнал в периоде модуляции, оказывает фильтрующее воздействие на спектр преобразованного сигнала, приводя к подавлению части его гармоник.



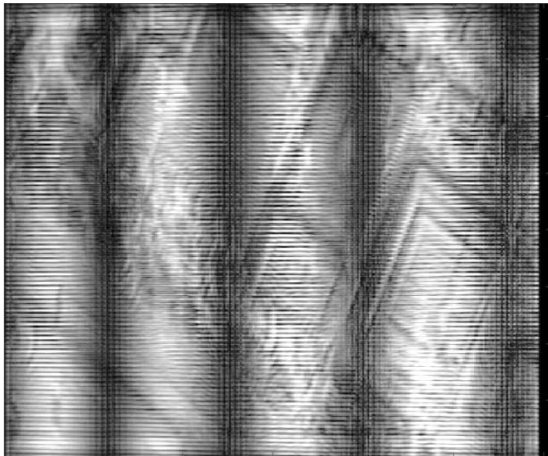
a)



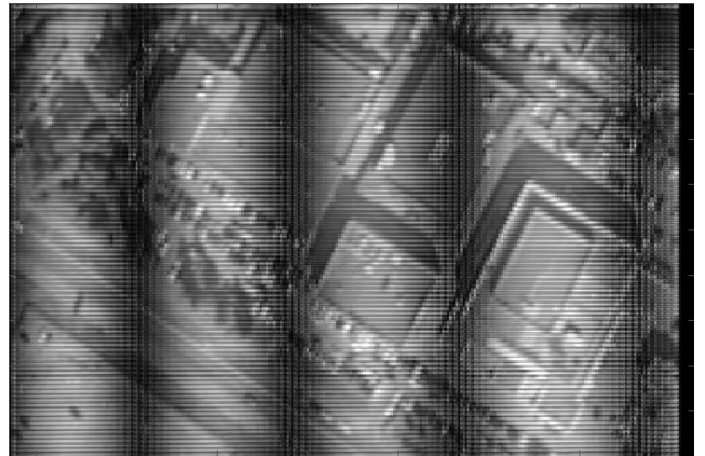
б)



в)



г)



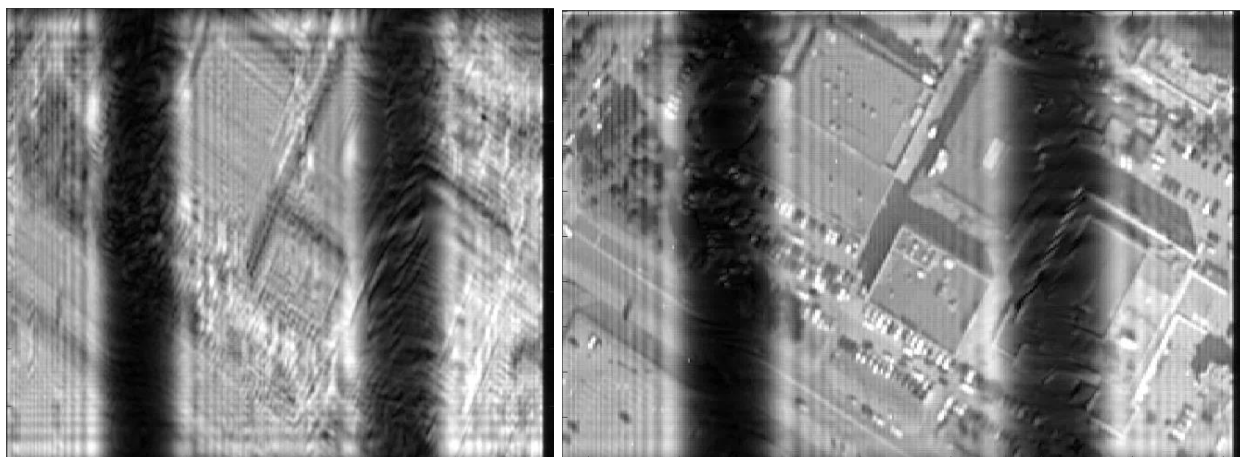
д)

Рис. 2.12 – ТС с искажённым спектром (а); искажённый спектр без окна Ханна (б); РЛИ без окна Ханна (в); искажённый спектр с окном Ханна (г); РЛИ с окном Ханна (д)

Дефект РЛИ, показанный на рис. 2.12, можно назвать муаровым узором, вызванным пространственной интерференционной картиной из-за облучения сетки точечных отражателей, равномерно распределённых в пространстве. Появление муарового узора – не ошибка, а признак адекватности модели, на основе которой сформирован ТС. Похожие искажения РЛИ наблюдались при натурной съёмке полей в штате Индиана [75].

В предыдущей главе диссертации дано объяснение появлению таких дефектов, описаны условия их отсутствия и предложены способы борьбы с ними. Для примера, можно нарушить равномерность сетки отражателей, что равносильно добавлению случайной составляющей в фазовый спектр сигнала (2.6). Этого можно добиться, присваивая при обработке оптического изображения каждому  $k$ -му отражателю случайный фазовый сдвиг  $\varphi_k$ , который будет учитываться при формировании ТС.

Сказанное иллюстрирует пример, изображённый на рис. 2.13. В целях наглядности, плотность точечных отражателей на сцене при формировании ТС была увеличена вдвое. Таким образом, разрешающая способность БПФ не даёт возможности обнаружить пропуски между отражателями – это позволяет сосредоточиться на наблюдении участков искажённого спектра и их влияния на РЛИ. На рис. 2.13,*а* и 2.13,*б* показан амплитудный спектр и РЛИ соответственно, полученные на основе оптического изображения размером 200x400 точек для сцены тех же размеров и положения, что указаны в таблице 1. Расстояние между точечными отражателями составляет 0,5 м по оси наклонной дальности и по оси азимута. Время накопления  $\tau_n$  равно периоду модуляции  $T_M = 1/F_M$  и составляет 1 мс. Расчёт траекторного сигнала проводился на той же машине и занял примерно 18 часов.



а)

б)

Рис. 2.13 – Амплитудный спектр ТС (а) и соответствующее ему РЛИ (б) для сетки точечных отражателей размером 200x400

Видно, что участки, где искажения пагубно влияют на РЛИ, изменили свои ширину и частоту следования, а также стали сильнее подавлять полезную часть спектра ТС. На рис. 2.14,а и 2.14,б показан амплитудный спектр и РЛИ, полученные с добавлением случайного фазового сдвига  $\varphi_k$  (от 0 до  $2\pi$ ) при формировании ТС. Аналогичный приём использован в работе [68] и обосновывался приданием РЛИ большей реалистичности.

Видно, что эффект скачкообразного искажения амплитудного спектра в виде следующих с переменным периодом участков, где подавлены частотные составляющие, больше не наблюдается, однако пострадала чёткость РЛИ. Мелкие объекты (автомобили, светофоры и пр.) уже неразличимы, а в целом картинка субъективно воспринимается зашумлённой. Для того, чтобы оценить, насколько сильно будет отличаться РЛИ с использованием этого приёма для тех случаев, когда спектр не подвергается искажению, траекторный сигнал, использовавшийся для построения РЛИ на рис. 2.9, был пересчитан с учётом случайных фазовых сдвигов. Амплитудный спектр и РЛИ, полученные в результате обработки этого ТС, представлены на рис. 2.15. Видно, что РЛИ на рис. 2.15,б выглядит темнее, чем на рис. 2.9,б, а в целом разница в различимости объектов почти незаметна.

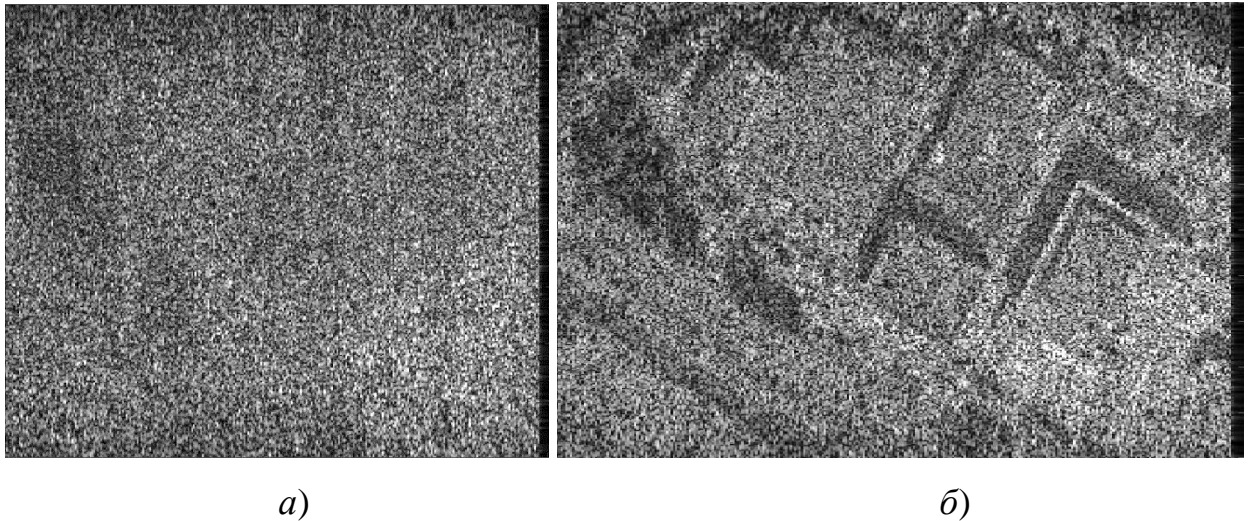


Рис. 2.14 – Амплитудный спектр ТС (*a*) и соответствующее ему РЛИ (*б*) для сетки 200x400 точек, полученные по ТС с наличием случайного фазового сдвига при отражении сигнала

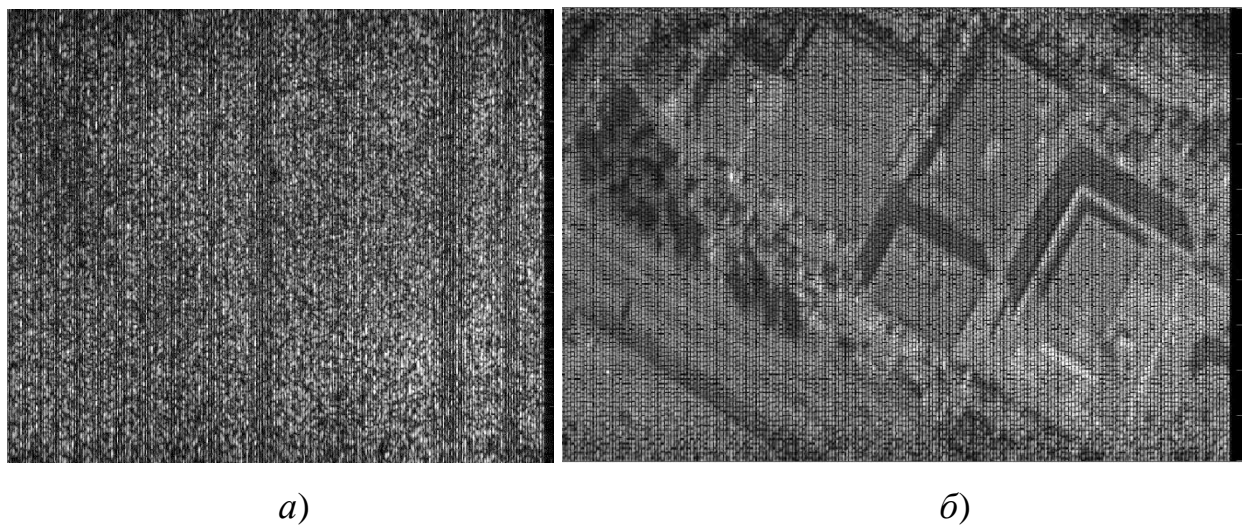


Рис. 2.15 – Амплитудный спектр ТС (*a*) и соответствующее ему РЛИ (*б*) для ТС, пересчитанного с учётом случайного фазового сдвига для сцены размером 100x200 точек

Таким образом, разработанный и реализованный метод прямого формирования ТС позволяет численно моделировать ТС и использовать его при исследовании влияния различных факторов на вид РЛИ. Показано, что прямой

метод формирования ТС позволяет воспроизвести дефект РЛИ, характерный для появления пространственной интерференционной картины; а также показано успешное применение методов борьбы с этим дефектом, описанных в предыдущей главе.

Главный результат этой главы – программа численного моделирования ТС – будет широко использоваться в следующих главах при исследовании и создании методов формирования РЛИ, при разработке и применении методики оценки качества РЛИ, а также при создании расширений методов формирования РЛИ, предназначенных для коррекции миграции и компенсации движения при наличии траекторной неустойчивости в движении носителя РСА.



## 2.6 Выводы к главе 2

1. Дано математическое описание модели траекторного сигнала в РСА НИ с ЛЧМ, который может быть представлен в виде двумерной матрицы действительных или комплексных отсчётов.

2. Проанализированы подходы к формированию траекторного сигнала при его численном моделировании. Проведён обзор литературы, с помощью которого представлены три обобщённые группы методов формирования ТС: прямое формирование во временной области, прямое формирование в частотной области и обратное формирование.

3. Предложен и описан алгоритм численного моделирования ТС РСА НИ с ЛЧМ с помощью прямого метода формирования ТС во временной области. Алгоритм основан на методах геометрической оптики, использует ЧБОИ для моделирования облучаемой сцены в виде набора точечных отражателей. Допускается использование непрерывной модели движения носителя РСА.

4. Описана реализация в среде Matlab алгоритма, предложенного в разделе 2.3, в виде программного комплекса с рабочим названием *SARMmain*. Программный комплекс оснащён графическим интерфейсом, имеет гибкие настройки, позволяет моделировать как непрерывное движение носителя РСА, так и движение с остановом, а также предлагает пользователю набор инструментов для анализа результатов численного моделирования.

5. Продемонстрированы примеры работы программного комплекса, предназначенного для численного моделирования ТС РСА НИ с ЛЧМ с помощью прямого формирования ТС во временной области. Из приведённых изображений следует, что ТС, полученный в результате численного моделирования, подходит для формирования РЛИ и исследования влияния различных факторов на качество последнего.

6. Проиллюстрировано искажение муаровым узором РЛИ, полученного при обработке численно смоделированного ТС. Со ссылками на сторонние работы отмечено, что эти искажения – признак адекватности модели, использованной при формировании ТС.

7. Успешно применён один из описанных в главе 1 способов восстановления радиолокационного профиля с целью борьбы с искажением ТС муаровым узором. Пространственная интерференционная картина была разрушена путём добавления случайной величины к фазе сигналов, полученных от каждого из точечных отражателей.

## Глава 3

### Алгоритмы формирования радиолокационных изображений

#### 3.1 Формирование РЛИ методом обратного проецирования

Существует множество методов формирования РЛИ с помощью обработки траекторного сигнала РСА НИ с ЛЧМ, описываемого выражением (2.6). Наиболее универсальный и в то же время простой, с точки зрения программной реализации, – метод обратного проецирования [36, 38, 41]. В основе этого метода лежит цифровой согласованный фильтр, импульсная характеристика (ИХ) которого изменяется программой в зависимости от того, предполагаемый отклик какого точечного отражателя обрабатывается в данный момент.

С этой точки зрения, метод обратного проецирования можно рассматривать как двумерный пространственно-зависимый согласованный фильтр, помещённый в цикл, каждая итерация которого соответствует своей точке на РЛИ. Так, если формируемое РЛИ состоит из  $K$  точек, то для каждой  $k$ -й точки ( $k = 1, \dots, K$ ) будет выполняться один и тот же алгоритм, блок-схема которого изображена на рис. 3.1.

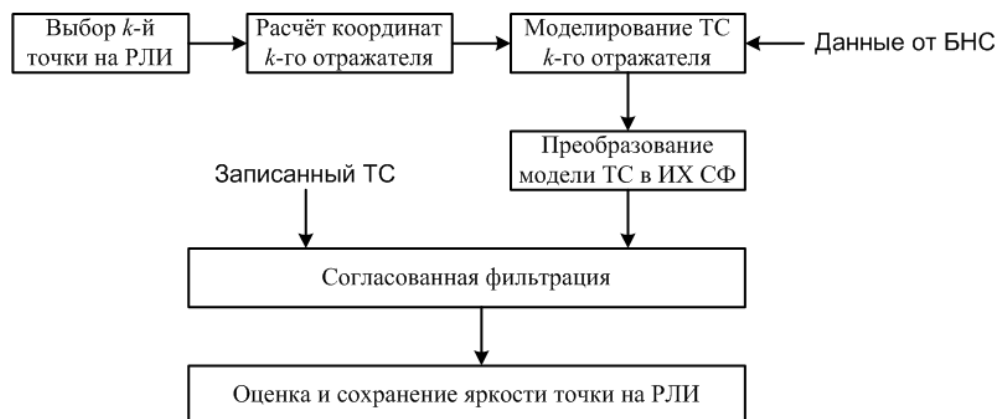


Рис. 3.1 – Блок-схема  $k$ -й итерации алгоритма обратного проецирования

Если РЛИ строится на плоскости Земли (плоскость  $xOy$  на рис. 3.2), то расчёт координат  $k$ -го точечного отражателя выполняется на основе соотношения размеров и разрешения РЛИ с границами облучаемой сцены, а также на основе имеющейся в наличии карты высот:

$$x_k = \left( k - \left\lfloor \frac{k}{I_x} \right\rfloor \right) \Delta x;$$

$$y_k = \left( k - \left\lfloor \frac{k}{I_y} \right\rfloor \right) \Delta y;$$

$$z_k = DEM \left( k - \left\lfloor \frac{k}{I_x} \right\rfloor, k - \left\lfloor \frac{k}{I_y} \right\rfloor \right),$$

где  $\lfloor \dots \rfloor$  – знак округления вниз;  $I_x, I_y$  – размер РЛИ в количестве точек по оси  $Ox$  и  $Oy$  соответственно;  $\Delta x$  и  $\Delta y$  – разрешение РЛИ в метрах по оси  $Ox$  и  $Oy$  соответственно;  $DEM(k_x, k_y)$  – функция, возвращающая из карты высот значение высоты для точки, положение которой задано индексами  $k_x, k_y$ .

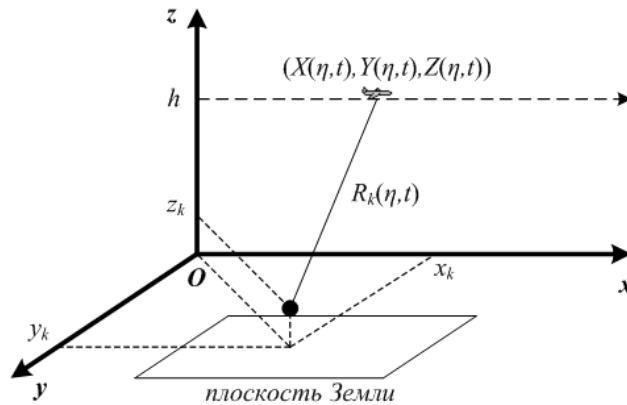


Рис. 3.2 – Геометрическая модель съёмки РСА бокового обзора

Координаты  $(x_k, y_k, z_k)$ , а также координаты, полученные от БНС, используются для расчёта времени задержки  $\tau_k(\eta, t)$ :

$$\tau_k(\eta, t) \approx \frac{2R_k(\eta, t)}{c} = \frac{2}{c} \sqrt{(X(\eta, t) - x_k(\eta, t))^2 + (Y(\eta, t) - y_k(\eta, t))^2 + (Z(\eta, t) - z_k(\eta, t))^2}, \quad (3.1)$$

где  $R_k(\eta, t)$  – наклонная дальность до  $k$ -го отражателя;  $c$  – скорость распространения электромагнитной волны в среде;  $X, Y, Z$  – координаты фазового центра антенной системы радиолокатора (далее – просто радиолокатора), а  $x_k, y_k, z_k$  – координаты  $k$ -го отражателя. При допущении, что за всё время съёмки объекты на сцене остаются неподвижными, выражение (3.1) упрощается:

$$\tau_k(\eta, t) \approx \frac{2}{c} \sqrt{(X(\eta, t) - x_k)^2 + (Y(\eta, t) - y_k)^2 + (Z(\eta, t) - z_k)^2}. \quad (3.2)$$

Это время задержки используется, чтобы рассчитать ИХ, настроенную на ТС от точечного отражателя, соответствующего  $k$ -й точке на РЛИ. Отклик  $k$ -й точки известен (см. 2.4) и принимает вид:

$$s_{ИХ, k}(t, \eta) = \exp\left(j2\pi \left[ f_0 \tau_k(t, \eta) + \beta \tau_k(t, \eta) t - \frac{\beta}{2} \tau_k^2(t, \eta) \right]\right). \quad (3.3)$$

Поскольку согласованную фильтрацию удобнее проводить в частотной области, то имеет смысл преобразовывать сигнал (3.3) в передаточную функцию СФ, которая должна быть комплексно-сопряжённой частотному спектру сигнала, описываемого выражением (3.3):

$$H(p, f_{\bar{\delta}}) = \left( \Phi_{\eta} \left\{ \Phi_t \left\{ s_{ИХ, k}(\eta, t) \right\} \right\} \right)^*, \quad (3.4)$$

где «\*» – знак операции комплексного сопряжения;  $p$  – индекс дискретных частот Доплера,  $f_{\bar{\delta}}$  – частоты биений;  $\Phi_{\eta}\{\dots\}$  – прямое быстрое преобразование Фурье по медленному времени;  $\Phi_t\{\dots\}$  – прямое быстрое преобразование Фурье по быстрому времени.

Тогда согласованная фильтрация в частотной области сводится к поэлементному умножению двумерного спектра сигнала (2.6) и передаточной функции фильтра (3.4):

$$S_{СФ}(p, f_{\bar{\delta}}) = S_{ТС, k}(p, f_{\bar{\delta}}) \cdot H(p, f_{\bar{\delta}}). \quad (3.5)$$

Искомой яркости  $k$ -й точки РЛИ соответствует оценка энергии сигнала на выходе СФ. За яркость  $k$ -й точки на РЛИ нередко принимается модуль суммы значений частотного спектра (3.5) по всем  $p$  и  $f_{\sigma}$ , который имеет вид:

$$I^{(k)} = \left| \sum_p \sum_{f_{\sigma}} S_{СФ}(p, f_{\sigma}) \right|. \quad (3.6)$$

Таким образом, очевидны достоинства метода обратного проецирования: независимость от модели движения носителя; возможность формирования РЛИ в любой системе координат; простота реализации параллельных вычислений (каждый процессор вычисляет яркости точек только своего участка РЛИ). Поскольку в основе метода обратного проецирования лежит согласованный фильтр, то есть оптимальный по критерию максимизации отношения сигнал-шум, то РЛИ, полученное этим методом, можно рассматривать как эталон качества при условии, что координаты радиолокатора в каждый момент быстрого и медленного времени измерены с идеальной точностью.

В то же время, очевидны и недостатки метода обратного проецирования: необходимость точного знания координат, используемых для расчёта времени задержки, а также высокие требования к вычислительной производительности процессора. Последнее связано с тем, что вычисление импульсных характеристик, соответствующих отражателям на облучаемой сцене, по сути, эквивалентно решению задачи прямого формирования ТС, рассмотренной в главе 2.

Приведённый в главе 2 пример даёт представление о временных затратах на получение РЛИ, состоящего из десятков тысяч точек, – на использовавшейся машине это занимало 8–16 часов, тогда как на практике желательно в течение нескольких минут или секунд получать РЛИ, состоящие из миллионов точек, [17, 89]. Достичь этого результата можно, наращивая характеристики аппаратного обеспечения вычислительной системы, что противоречит тренду на облегчение и удешевление бортовой и наземной

аппаратуры РСА НИ с ЛЧМ. В связи с этим, целесообразно искать более быстрые и менее ресурсоёмкие решения, нежели рассмотренный вариант метода обратного проецирования.

### 3.2 Альтернативы методу обратного проецирования

Из анализа выражений (3.2)–(3.6) следует, что облегчение вычислительной нагрузки на процессор может быть связано с решениями, касающимися расчёта импульсной характеристики (3.3) и яркости (3.6), связанной с результатом двумерной согласованной фильтрации (3.5), проводимой во временной (интеграл свёртки) или в частотной (произведение спектров) области. Тогда среди альтернатив рассмотренному в предыдущем разделе методу формирования РЛИ можно выделить методы, относящиеся к следующим группам:

1) уменьшение количества вычислений и двумерных фильтров (например, разновидности факторизованного обратного проецирования, разновидности метода Омега-К);

2) отказ от двумерных фильтров в пользу серии одномерных (например, разновидности дальностно-доплеровского алгоритма и метода масштабирования частоты).

Далее будут кратко рассмотрены идеи, лежащие в основе некоторых методов, относящихся к этим группам.

#### *Факторизованное обратное проецирование*

В основе методов факторизованного обратного проецирования лежит идея уменьшения количества операций сумм в (3.6) с помощью принятия серии упрощающих модель сигнала допущений. В результате, для РЛИ размером  $N \times N$  пикселей удаётся снизить алгоритмическую сложность метода обратного проецирования с  $O(N^4)$  до  $O(N^3)$ . Затем ТС подвергается такой итеративной

обработке, где он разделяется на подапертуры, размер которых связан с достигаемым в каждой итерации разрешением РЛИ, что позволяет ещё больше снизить алгоритмическую сложность – до  $O(N^2 \log N)$ . Подробнее этот подход к ускорению вычислений в обратном проецировании для случая однопозиционной РСА бокового полосового обзора описан в диссертации Киры Мун [77], а также в работе коллектива китайских авторов [105], посвящённой обработке ТС однопозиционной и бистатической РСА.

### *Метод Омега-К*

Метод Омега-К и его разновидности, описанные в работах [36, 76], позволяют радикально уменьшить количество согласованных фильтров, используя для этого массовую и дифференциальную фокусировки. Суть подхода состоит в том, чтобы умножить ТС в двумерной частотной области на опорную функцию (3.4), «настроенную» на центр РЛИ (массовая фокусировка). В результате, сфокусированной окажется лишь точка в центре РЛИ, тогда как другие точки будут расфокусированными тем больше, чем дальше они расположены от центра РЛИ. Далее, с помощью интерполяции Штольца полученное после массовой фокусировки изображение отображается в другое математическое пространство, где разница между точками, характеризующая расфокусировку РЛИ, будет неявным образом скомпенсирована (дифференциальная фокусировка). После этого с помощью обратного двумерного преобразования Фурье получается сфокусированное РЛИ.

На рис. 3.3 приведены блок-схемы метода Омега-К [36]. Слева на рисунке изображена блок-схема «точного» метода Омега-К, описанного выше. Справа на рисунке показана блок-схема алгоритма, опирающаяся на допущения, позволяющие упростить двумерную интерполяцию до серии одномерных фильтров по азимуту.



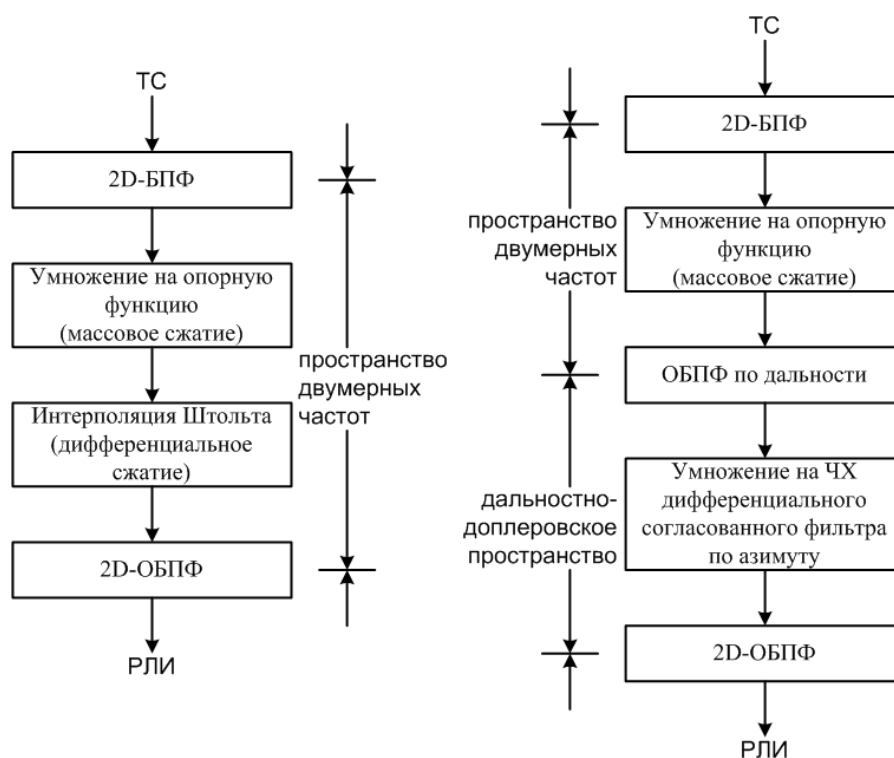


Рис. 3.3 – Блок-схемы метода Омега-К

### *Дально-доплеровский алгоритм*

Дально-доплеровский алгоритм считается первым реализованным методом обработки цифрового ТС, с его помощью в 1978-м году было получено первое цифровое РЛИ от спутниковой РСА SEASAT [36]. В его основе лежат допущения, упрощающие модель ТС с тем, чтобы разделить его обработку на азимутальное и дальностное направление с помощью двух одномерных согласованных фильтров. РЛИ при этом формируется в пространстве «наклонные дальности – курсовые дальности».

Дально-доплеровский алгоритм (ДДА) отличается высокой скоростью обработки ТС, благодаря чему привлекает внимание разработчиков РСА на малых и сверхмалых БПЛА [61, 99]. Ключевые операции ДДА – это сжатие ТС в одном направлении (по дальности), отображение в другое математическое пространство (коррекция миграции по дальности) и сжатие ТС в другом направлении (по азимуту). ДДА в случае РСА НИ с ЛЧМ при прямолинейном инерциальном движении носителя РЛС позволяет обходиться

всего одним фильтром по азимуту, импульсная характеристика которого может быть настроена для каждой частоты биений в отдельности.

Однако, коррекция миграции по дальности в ДДА нередко осуществляется с помощью интерполяции, что заметно увеличивает вычислительную нагрузку с ростом размера ТС. В связи с этим порой рассматривается возможность исключить эту операцию из архитектуры алгоритма вовсе [81].

### *Метод масштабирования частоты*

Метод масштабирования частоты и его разновидности [36, 99] разрабатывались, чтобы отменить необходимость интерполятора в ДДА. В основе лежит идея, что операцию коррекции миграции можно реализовать с помощью фильтровой обработки, умножая ТС в нужных пространствах так, чтобы спектры откликов отдельных отражателей выравнивали свои положения относительно соответствующих кратчайших расстояний от РСА до этих отражателей.

На рис. 3.4 приведена блок-схема обобщённого метода масштабирования частоты, изложенного в диссертации Эвана Заугга [99]. На этой схеме отдельно следует отметить аббревиатуру ОВФ – она означает «остаточную видеофазу» (от англ. Residual Video Phase, RVP). Появление ОВФ – результат манипуляций с математической моделью сигнала, призванных помочь разработчику метода формирования РЛИ вывести выражение согласованного фильтра по азимуту. ОВФ – «лишняя» фазовая составляющая, показывающая различие между настоящим ТС и его моделью, положенной в основу метода обработки. Компенсация ОВФ выполняется с помощью фильтра, описываемого выражениями вида:

$$H_{RVP} = \exp\left(-j \frac{\pi}{\beta} f_o^2\right) \quad \text{или} \quad h_{RVP} = \exp\left(-j\beta t^2\right).$$



Рис. 3.4 – Обобщённый метод масштабирования частоты

Поскольку обобщённый метод масштабирования частоты и дальностно-доплеровский алгоритм нередко используют одну и ту же модель ТС для сжатия по азимуту, то операция компенсации ОВФ может использоваться и там, и там.

На основе анализа литературы в этой области сделан вывод о том, что дальностно-доплеровский алгоритм позволяет достичь наилучшего компромисса между качеством РЛИ, скоростью его получения, простотой архитектуры метода и удобством его модифицирования для улучшения качества РЛИ. В связи с этим далее в диссертации будет рассматриваться именно этот метод и его расширения.

### 3.3 Дальностно-доплеровский алгоритм формирования РЛИ

Дальностно-доплеровский алгоритм (ДДА) позволяет сформировать РЛИ в координатах «частота биений – медленное время», связанных с наклонными и курсовыми дальностями соответствующими линейными соотношениями. На рис. 3.5 приведена его простая блок-схема, включающая в себя важнейшие операции: сжатие по дальности, компенсацию движения,

коррекцию миграции, сжатие по азимуту и автофокусировку. После каждой операции схематически показаны амплитудные изображения траекторного сигнала от трёх точечных целей с разными координатами  $y_k$  при условии наличия траекторных нестабильностей. По горизонтали расположена ось наклонных дальностей, по вертикали – ось курсовых дальностей.

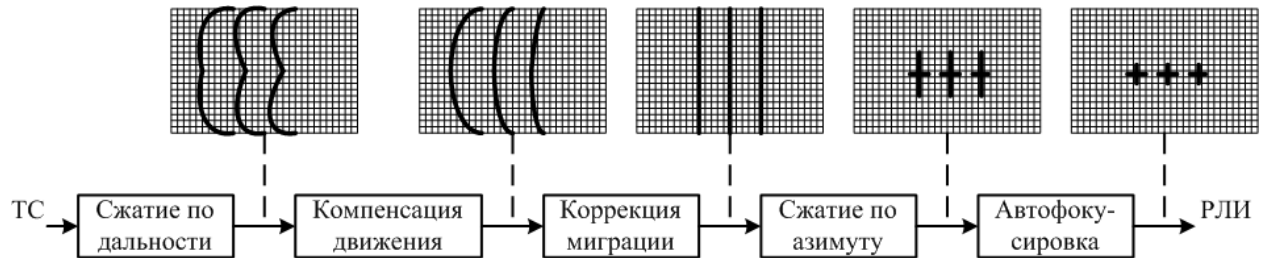


Рис. 3.5 – Простая блок-схема ДДА

Для упрощения дальнейших выкладок целесообразно принять следующие допущения:

1. Несмотря на то, что носитель НИЛЧМ-РСА движется между моментами излучения и приёма отражённого сигнала, можно пренебречь разницей между расстояниями, которые сигнал преодолевает на пути от радиолокатора до  $k$ -й точечной цели и обратно. Тогда время задержки:

$$\tau_k(t, \eta) = \frac{2}{c} R_k(t, \eta), \quad (3.7)$$

где  $c$  – скорость распространения электромагнитной волны в среде. На дальностях до 15 км это допущение создаст пренебрежимо малую ошибку порядка единиц микрометров.

2. Амплитудной модуляцией, вызванной относительным движением РЛС и цели, на малых дальностях можно пренебречь, то есть в выражении (2.6) полагать  $a_k(t, \eta) = 1$ . Это очень грубое упрощение, которому можно привести в соответствие случай, когда луч диаграммы направленности антенной системы радиолокатора всегда направлен перпендикулярно идеальной прямой траектории движения носителя РЛС, а зависящее от пройденного расстояния затухание амплитуды сигнала компенсировано.

Тогда уравнение траекторного сигнала от всех  $K$  точечных целей можно записать в виде:

$$s_{TC}(t, \eta) = \sum_{k=1}^K \exp \left( j2\pi \left[ f_0 \tau_k(t, \eta) + \beta \tau_k(t, \eta) t - \frac{\beta}{2} \tau_k^2(t, \eta) \right] - j\varphi_k \right). \quad (3.8)$$

На рис. 3.6 схематически в плоскости  $xOy$  показано движение РЛС с координатами  $(X(t, \eta), Y(t, \eta), Z(t, \eta))$  вдоль оси  $Ox$  относительно неподвижной  $k$ -й точечной цели с координатами  $(x_k, y_k, z_k)$ .

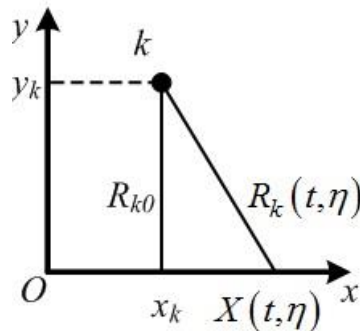


Рис. 3.6 – Движение РЛС относительно  $k$ -й точечной цели

Несложно показать, что с учётом сказанного выше при идеальном инерциальном прямолинейном движении время задержки можно записать, используя аппроксимацию рядом Тейлора до второго члена:

$$\begin{aligned} \tau_k(t, \eta) &= \frac{2}{c} \sqrt{R_{k0}^2 + (v_x(t + \eta) - x_k)^2} \approx \\ &\approx \frac{2}{c} R_{k0} \left( 1 + \frac{v_x^2 t^2 + 2v_x^2 t\eta + v_x^2 \eta^2}{2R_{k0}^2} - \frac{2v_x x_k t + 2v_x x_k \eta}{2R_{k0}^2} + \frac{x_k^2}{2R_{k0}^2} \right), \end{aligned} \quad (3.9)$$

где  $R_{k0} = \sqrt{y_k^2 + (h_c - z_k)^2}$  – кратчайшее расстояние между РЛС и  $k$ -й точечной целью,  $h_c$  – высота полёта носителя РЛС относительно уровня земли, а  $v_x$  – курсовая скорость носителя радиолокатора.

В выражении (3.9) составляющая  $\frac{v_x^2 t\eta}{R_{k0}^2}$  не позволяет записать время задержки только как сумму одномерных функций от переменных быстрого или медленного времени. Это значит, что двумерная матрица, в которую для

процессора сохраняется траекторный сигнал (3.8), неразделима, то есть попытка представить её в виде Кронекеровского произведения вектор-строки и вектор-столбца приведёт к появлению ошибки.

Однако, можно подвергнуть траекторный сигнал обработке в одном направлении, а затем отобразить сигнал в другое математическое пространство (с помощью нелинейных преобразований), где обработка в следующем направлении уже не приведёт к упомянутой ошибке, но может сопровождаться безвозвратной потерей информации в результате изменений в системе координат.

Этот подход лежит в основе ДДА. В ДДА время задержки (3.7) представляется в виде суммы слагаемых: наименьшего времени задержки  $\tau_{k0}$  и прибавки к нему, вызванной миграцией сигнала по дальности  $\tau_{kRCM}(t, \eta)$ :

$$\tau_k(t, \eta) = \tau_{k0} + \tau_{kRCM}(t, \eta) = \frac{2}{c} R_{k0} + \frac{2}{c} \left( \sqrt{(X(t, \eta) - x_k)^2 + R_{k0}^2} - R_{k0} \right). \quad (3.10)$$

При наличии траекторных нестабильностей (ТН) выражение (3.10) дополняется ещё одним слагаемым – прибавкой  $\tau_{kTH}(t, \eta)$ , вызванной искажением траектории полёта. Тогда траекторный сигнал (3.8) примет вид:

$$\begin{aligned} s_{TC}(t, \eta) = \sum_{k=1}^K \left\{ \exp \left( j2\pi \left[ f_0 \tau_{k0} + \beta \tau_{k0} t - \frac{\beta}{2} \tau_{k0}^2 + \right. \right. \right. \\ \left. \left. + f_0 \tau_{kRCM}(t, \eta) + \beta \tau_{kRCM}(t, \eta) t - \frac{\beta}{2} \tau_{kRCM}^2(t, \eta) - \beta \tau_{k0} \tau_{kRCM}(t, \eta) + \right. \right. \\ \left. \left. + f_0 \tau_{kTH}(t, \eta) + \beta \tau_{kTH}(t, \eta) t - \frac{\beta}{2} \tau_{kTH}^2(t, \eta) - \beta \tau_{k0} \tau_{kTH}(t, \eta) - \right. \right. \\ \left. \left. - \beta \tau_{kRCM}(t, \eta) \tau_{kTH}(t, \eta) \right] - j\varphi_k \right\}. \end{aligned} \quad (3.11)$$

Выражение (3.11) в дальнейшем будет удобно для описания ДДА, поскольку каждая строчка связана с соответствующим этапом этого метода обработки траекторного сигнала.

Для РСА НИ с ЛЧМ сжатие по дальности выполняется с помощью прямого преобразования Фурье в направлении быстрого времени, в результате чего траекторный сигнал  $s_{TC}(t, \eta)$  принимает вид  $S_{TC}(f_\delta, \eta)$ , где  $f_\delta$  – частота

биений. Для простоты записи выражения  $S_{TC}(f_{\delta}, \eta)$  можно воспользоваться допущением, что движение носителя РЛС происходило с остановом. Принятие такой модели движения означает, что составляющие времени задержки  $\tau_{kRCM}(t, \eta)$  и  $\tau_{kTH}(t, \eta)$  считаются зависящими только от переменной медленного времени. Тогда траекторный сигнал после сжатия по дальности принимает вид:

$$\begin{aligned}
 S_{TC}(f_{\delta}, \eta) &= \int_{-\tau_H/2}^{\tau_H/2} s_{TC}(t, \eta) \exp(-j2\pi f_{\delta} t) dt \approx \\
 &\approx -\tau_H \sum_{k=1}^K \text{sinc}\left(\pi\tau_H \left[ f_{\delta} - \beta\tau_{k0} - \beta\tau_{kRCM}(\eta) - \beta\tau_{kTH}(\eta) \right]\right) \times \\
 &\quad \times \exp\left(j2\pi \left[ f_0\tau_{k0} - 0,5\beta\tau_{k0}^2 \right]\right) \times \\
 &\quad \times \exp\left(j2\pi \left[ f_0\tau_{kRCM}(\eta) - 0,5\beta\tau_{kRCM}^2(\eta) - \beta\tau_{k0}\tau_{kRCM}(\eta) \right]\right) \times \\
 &\quad \times \exp\left(j2\pi \left[ f_0\tau_{kTH}(\eta) - 0,5\beta\tau_{kTH}^2(\eta) - \beta\tau_{k0}\tau_{kTH}(\eta) \right]\right) \times \\
 &\quad \times \exp\left(-j2\pi\beta\tau_{kRCM}(\eta)\tau_{kTH}(\eta) - j\varphi_k\right).
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

Из анализа выражения (3.12) и соответствующего ему схематического амплитудного изображения рис. 3.5 видно, что отклики точечных целей выстраиваются в линии положения, напоминающие траекторию движения носителя РЛС. Если отклонения этих линий больше разрешения РСА по частоте биений, то такой сигнал не годится для простого сжатия сигнала по азимуту с помощью согласованного фильтра в медленном времени – линия положения откликов отдельной цели попадёт на вход фильтра не целиком, а то и окажется зашумлена участками линий положения откликов других целей. Требуется предварительно переместить спектры траекторных сигналов от каждой  $k$ -й цели вдоль оси частот биений на величину  $\beta\tau_{kRCM}(\eta) + \beta\tau_{kTH}(\eta)$ , а также компенсировать влияние экспонент из последних трёх строчек выражения (3.12).

Операция компенсации движения (в зарубежной литературе используется термин “Motion Compensation” и его сокращение “MoCo” [44, 51,

65, 72, 80, 82, 92, 94, 99, 101, 102, 103, 106, 108]) предназначена для смещения откликов точечных целей вдоль оси частот биений на величину  $\beta\tau_{kTH}(\eta)$ , а также умножения соответствующих отсчётов на величину  $\exp(-j2\pi[f_0\tau_{kTH}(\eta) - \beta\tau_{k0}\tau_{kTH}(\eta)])$ .

Операция коррекции миграции (в зарубежной литературе используется термин “Range Cell Migration Correction” и его сокращение “RCMC” [99, 101, 102]) предназначена для смещения откликов точечных отражателей целей вдоль оси частот на величину  $\beta\tau_{kRCM}(\eta)$ , а также умножения соответствующих отсчётов на величину  $\exp(j2\pi\beta\tau_{k0}\tau_{kRCM}(\eta))$ .

После этих двух операций отклики точечных целей выстраиваются в линии положений, представляющие собой прямые линии, параллельные оси медленного времени (см. рис. 3.5 – операция «Коррекция миграции»). На этом этапе траекторный сигнал можно подвергать согласованной фильтрации в медленном времени (блок «Сжатие по азимуту»).

После такой обработки в выражении (3.12) остаётся множитель, связанный как с миграцией по дальности, так и с траекторной нестабильностью:  $\exp(-j\pi\beta(\tau_{kRCM}(\eta) + \tau_{kTH}(\eta))^2)$ . В зависимости от вида траекторной нестабильности этот множитель может заметно исказить РЛИ, «размазывая» его по азимуту тем сильнее, чем сильнее отклонилась траектория от идеальной прямолинейной. Для борьбы с этими искажениями траекторный сигнал требуется подвергнуть дополнительной обработке, обозначенной на рис. 3.5 блоком «Автофокусировка».

Для упрощения работы последнего блока указанную выше экспоненту можно представить произведением:

$$\exp(-j\pi\beta\tau_{kTH}^2(\eta)) \times \exp(-j\pi\beta\tau_{kRCM}^2(\eta)) \times \exp(-j2\pi\beta\tau_{kRCM}(\eta)\tau_{kTH}(\eta)),$$

где компенсацию первого множителя можно выполнить на этапе компенсации движения носителя РСА НИ с ЛЧМ, а компенсацию второго – на этапе коррекции миграции сигнала по дальности.



Следует отметить, что задача, решаемая блоком «Автофокусировка» шире, чем компенсация указанного выше экспоненциального множителя, и охватывает вопросы компенсации фазовых функций, появление которых в траекторном сигнале после его обработки вызвано несовершенством навигационной системы и другими мешающими факторами. Для борьбы с влиянием этих факторов предназначены специальные методы, как, например, описываемые в работах [56, 92].

Сжатие ТС по азимуту выполняется с помощью согласованного фильтра, импульсную или частотную характеристику которого обычно находят, используя разного рода аппроксимации и преобразования, включая применение принципа стационарной фазы. Методика поиска соответствующих выражений описана в литературе [36, 83, 99]. На практике, возможно использование готовых простых решений, связанных с аппроксимацией косинуса угла визирования. Например, в используемой в работе [85] программе, реализующей ДДА, импульсная характеристика согласованного фильтра по азимуту задана выражением:

$$h_{C\Phi,az}(\eta) = \exp(-j2\pi\beta_\eta\eta(\eta - T_n))$$

где  $\beta_\eta = v_c^2 / (\lambda R_{0k})$  – крутизна нарастания ЛЧМ по азимуту,  $v_c$  – курсовая скорость носителя РЛС,  $\lambda$  – длина волны несущего колебания,  $R_{0k}$  – кратчайшее расстояние от РСА до цели, положение которой характеризуется  $k$ -й частотой биений или  $k$ -й наклонной дальностью, с которой связаны отсчёты медленного времени, подаваемые на вход согласованного фильтра по азимуту.

В следующем разделе будет рассмотрен реализующий дальностно-доплеровский алгоритм программный инструмент, предназначенный для проведения исследований в области обработки ТС и формирования РЛИ.

### 3.4 Программная реализация дальностно-доплеровского алгоритма

Для получения РЛИ с помощью метода обработки ТС необходимо программное обеспечение, реализующее этот метод, а также совместимое с форматом файлов, хранящих матрицу ТС. Поскольку главный источник ТС в данном исследовании – программа *SARMain*, кратко описанная в разделе 2.4, то к программе, реализующей методы обработки ТС, предъявлялись следующие требования:

- 1) программа формирования РЛИ должна быть частью программного комплекса, основанного на *SARMain*;
- 2) результат работы программы – комплексное РЛИ, сохраняемое в *.mat*-файл для последующего анализа или постобработки;
- 3) взаимодействие программы с пользователем должно происходить преимущественно посредством графического интерфейса;
- 4) должна быть обеспечена возможность пользователю настраивать метод обработки, включая подключение, замену или отключение отдельных его блоков;
- 5) должны быть предусмотрены инструменты для анализа полученного результата численного моделирования.

Для удовлетворения перечисленных выше требований в среде Matlab разработан модуль *SARAutofocusHarm*, расширяющий возможности программы *SARMain*. Архитектура *SARAutofocusHarm* вдохновлена шаблоном СКС (от англ. ECS – Entity–Component–System или Сущность-Компонент-Система), поскольку такой подход представляется удобным для управления процессом формирования РЛИ.

Файловая структура *SARMain* дополнена в соответствии с таблицей 3.1.

Графический интерфейс *SARAutofocusHarm*, как следует из перечисленных выше требований, – самый важный элемент *SARMain* в режиме формирования РЛИ. На рис. 3.7 показано окно *SARAutofocusHarm*,

выполненное с помощью редактора GUIDE и сохранённое в файл *SARAutofocusHarm.fig*. Как и в случае главного окна *SARMain*, логика работы *SARAutofocusHarm* построена на обработке событий, которые возникают при взаимодействии пользователя с элементами интерфейса, и реализована в файле *SARAutofocusHarm.m*.

Таблица 3.1 – Дополнение файловой структуры комплекса *SARMain*

Директория/Файл	Описание
./Libraries	вспомогательные функции: <i>SARNavSystem.m</i> – имитация бортовой навигационной системы
./Libraries/Methods	библиотеки методов формирования РЛИ: <i>MethodsInit.m</i> – регистрация методов обработки ТС  Каждому методу формирования РЛИ соответствует отдельная директория со своей структурой. Внутри каждой директории расположен файл инициализации метода, а также три поддиректории: <i>Framework</i> – модули, из которых конструируется метод <i>MoCo</i> – расширения метода для КД <i>Autofocus</i> – расширения для автофокусировки
./Libraries/Methods/ BackProjection	библиотеки метода обратного проецирования: <i>BPInit.m</i> – регистрация компонентов обратного проецирования (главная библиотека и методы автофокусировки)  директория <i>Framework</i> : <i>SARFocusBPLFMCW.m</i> – алгоритм обратного проецирования
./Libraries/Methods/ RDA	библиотеки ДДА формирования РЛИ: <i>RDAInit.m</i> – регистрация компонентов ДДА (фреймворк ДДА, а также поддерживаемые им методы КД и автофокусировки)  директория <i>Framework</i> : <i>RDALFMCWCompressDistance.m</i> – сжатие ТС по дальности <i>RDARVPCorrection.m</i> – компенсация ОВФ <i>RDARCMCDefault.m</i> – модуль КМ по умолчанию (с аппроксимацией косинуса угла визирования, см. главу 5) <i>RDARCMCFull.m</i> – модуль, реализующий предлагаемый алгоритм КМ (см. главу 5) <i>RDACompressAzimuth.m</i> – сжатие ТС по азимуту <i>SARFocusRDALFMCW.m</i> – построение цепочки преобразований, изображённой на рис. 3.5  директория <i>MoCo</i> : <i>RDA MoCoCustom.m</i> – библиотека, реализующая предлагаемый алгоритм КД и КД с УпЦЛ как его частный случай (см. главу 5)
./Modules	модули программы, вызываемые из главного окна: <i>SARAutofocusHarm.fig</i> – форма окна формирования РЛИ <i>SARAutofocusHarm.m</i> – логика окна формирования РЛИ

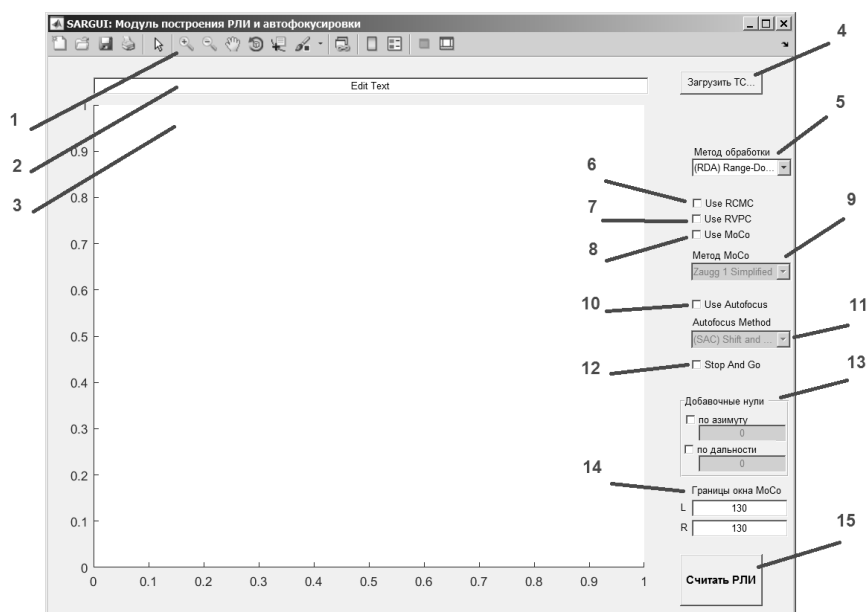


Рис. 3.7 – Интерфейс окна программы *SARAutofocusHarm*

На рис. 3.7 числами обозначены: 1 – панель управления формой Matlab; 2 – строка статуса, в которой *SARAutofocusHarm* сообщает пользователю о текущем состоянии своей работы; 3 – поле, на котором демонстрируются двумерные изображения ТС на разных этапах его обработки; 4 – кнопка загрузки файла с двумерной матрицей ТС в формате, совместимом с файлом *Vars.mat* (кроме того, с помощью этой же кнопки можно загрузить уже сфокусированное комплексное РЛИ, чтобы подвергнуть его автофокусировке); 5 – выпадающее меню выбора метода формирования РЛИ; 6 – чекбокс, включающий в алгоритм обработки ТС модуль коррекции миграции; 7 – чекбокс, включающий в алгоритм обработки ТС модуль компенсации ОВФ; 8 – чекбокс, включающий в алгоритм обработки ТС модуль компенсации движения; 9 – выпадающее меню, позволяющее выбрать метод компенсации движения, если отмечен соответствующий чекбокс; 10 – чекбокс, включающий в алгоритм обработки ТС метод автофокусировки; 11 – выпадающее меню, позволяющее выбрать метод автофокусировки, если отмечен соответствующий чекбокс; 12 – чекбокс, включающий в алгоритм обработки ТС допущение движения носителя с остановом; 13 – область управления добавочными нулями, предназначенными для увеличения разрешения РЛИ, получаемого методами

ДДА и масштабирования частоты; 14 – поля, управляющие шириной окна на РЛИ, в пределах которого применяется метод компенсации движения, если выбран соответствующий чекбокс; 15 – кнопка запуска алгоритма формирования РЛИ.

Основной предполагаемый сценарий работы с модулем *SARAutofocusHarm* заключается в том, что пользователь, используя предложенные элементы управления, выбирает и загружает .mat-файл матрицы ТС, выбирает метод формирования РЛИ, настраивает его алгоритм, запускает его, дожидается завершения работы и сохранения результатов, после чего приступает к анализу полученного РЛИ, используя предложенные инструменты. На рис. 3.8 приведена блок-схема, поясняющая алгоритм основного сценария работы *SARAutofocusHarm* на примере выбора ДДА для формирования РЛИ.

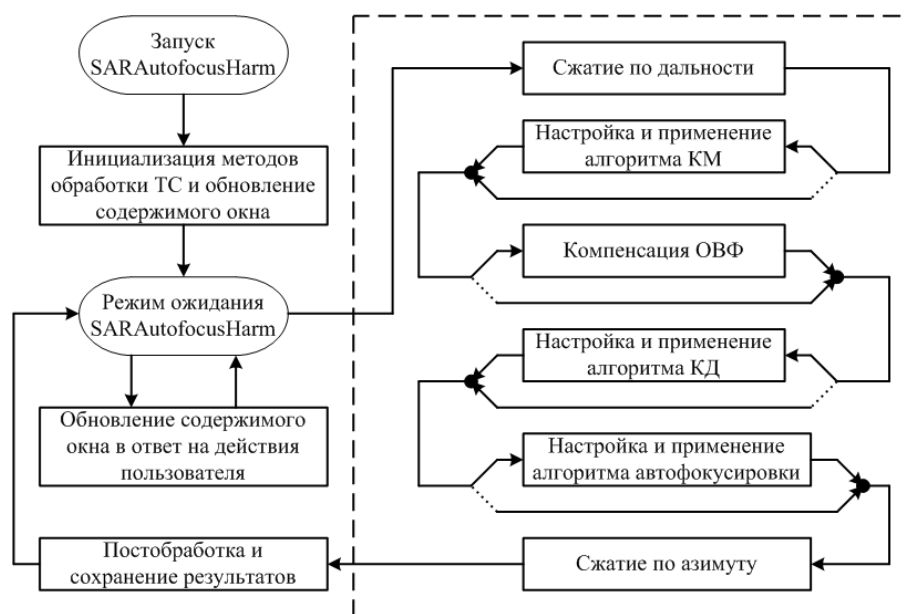


Рис. 3.8 – Алгоритм работы модуля *SARAutofocusHarm* на примере ДДА

Под инициализацией методов обработки, выполняемой функцией *MethodsInit*, на рис. 3.8 подразумевается их неявное создание в виде «сущностей», каждая из которых характеризуется набором «компонентов», реализующих те или иные операции и алгоритмы. При создании «сущностей» в «системе», которую реализует модуль *SARAutofocusHarm*, связанные с ними

компоненты проходят проверку на совместимость друг с другом. Это позволяет динамически формировать и обновлять в ответ на действия пользователя содержимое выпадающих меню, где предлагается выбор операций и алгоритмов для формирования РЛИ. «Системе» заранее неизвестно, сколько «сущностей» будет создано и какие файлы реализуют работу связанных с ними компонентов, а потому так же неизвестно, что за метод формирования выберет пользователь.

После нажатия пользователем кнопки запуска метода формирования РЛИ «система» обращается к компонентам, связанным с «сущностью», на которую указывает текущий выбор пользователя, – и находит в своей файловой системе нужную функцию, конструирующую метод формирования РЛИ в соответствии со сделанными пользователем выборами. В примере на рис. 3.8 «система», повинаясь выбору пользователя, запускает ДДА, реализованный в функции *SARFocusRDALFMCW*. Область этого алгоритма на рис. 3.8 отмечена штриховой линией, и, как можно заметить, этот алгоритм соответствует изображённому на рис. 3.5 и допускает использование фильтра, компенсирующего остаточную видеофазу, как в методе масштабирования частоты.

Точечными линиями на рис. 3.8 изображены положения ключей, которые функция *SARFocusRDALFMCW* может установить в зависимости от выбора пользователя. Таким образом, допускается упрощение алгоритма, изображённого на рис. 3.5 вплоть до всего двух операций, как в версии ДДА, предложенной в работе [81].

Настройка алгоритмов, реализующих КМ, КД и автофокусировку, пока производится путём внесения правок в файлы соответствующих библиотек, размещённых в файловой системе программного комплекса *SARMain*,

В следующем разделе будут приведены примеры работы модуля *SARAutofocusHarm*, показывающие особенности ТС на каждом этапе его обработки с помощью ДДА.

### 3.5 Пример обработки траекторного сигнала с помощью дальностно-доплеровского алгоритма

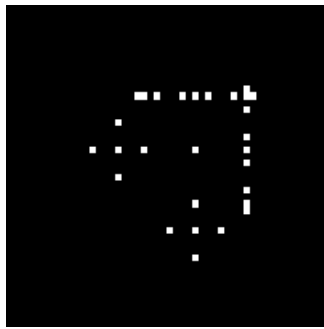
Чтобы продемонстрировать формирование РЛИ с помощью ДДА, далее будет рассмотрен пример работы РСА НИ с ЛЧМ, где облучается сцена с 28 точечными отражателями.

На рис. 3.9,*а* приведено ЧБОИ, используемое в качестве основы для модели сцены. Характеристики РСА аналогичны сведённым в табл. 2.2, а модель сцены представляет собой плоский прямоугольник в плоскости  $xOy$  с диагональю, заданной координатами (0, 1000) и (100, 1200) в метрах. Движение носителя считается инерциальным прямолинейным, без траекторной нестабильности.

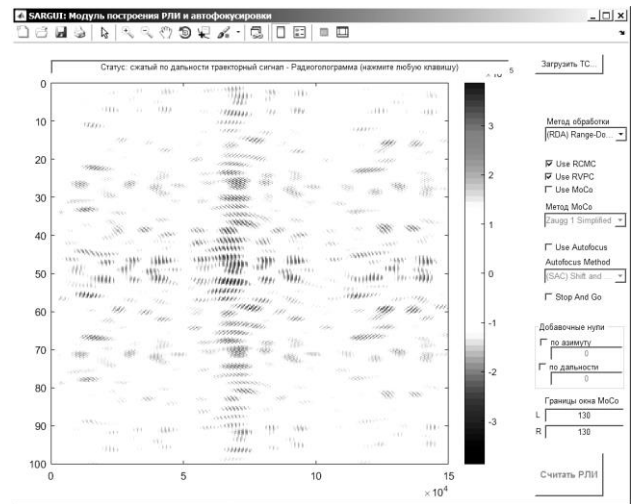
Для получения численной модели ТС использовалась разработанная в главе 2 программа *SARMain*. На рис. 3.9,*б* представлена радиоголограмма полученного ТС после загрузки его матрицы в модуль *SARAutofocusHarm*.

Сжатие по дальности в ДДА для РСА НИ с ЛЧМ производится с помощью быстрого преобразования Фурье по быстрому времени. На рис. 3.9,*в* и 3.9,*г* показаны амплитудный и фазовый спектры ТС после сжатия по дальности. На изображениях видно, что отклики точечных отражателей выстраиваются в пространстве «частота биений – медленное время» в линии, напоминающие гиперболы, как и было сказано в разделе 3.3.

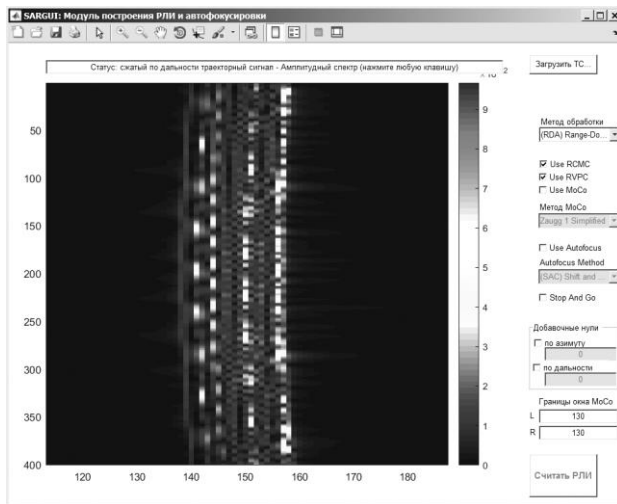
Поскольку априорно известно, что ТС смоделирован при условии отсутствия траекторных нестабильностей, то шаг компенсации движения в ДДА пользователем пропущен – и программа *SARAutofocusHarm* сразу переходит к коррекции миграции с помощью алгоритма, аппроксимирующего косинус угла визирования рядом Тейлора (см. главу 5). Разработанный программный комплекс позволяет наблюдать ход процесса коррекции миграции, при этом цветовая гамма в рабочей области окна программы автоматически подстраивается под изменения в динамическом диапазоне значений матрицы обрабатываемого ТС. Рис. 3.10 иллюстрирует сказанное.



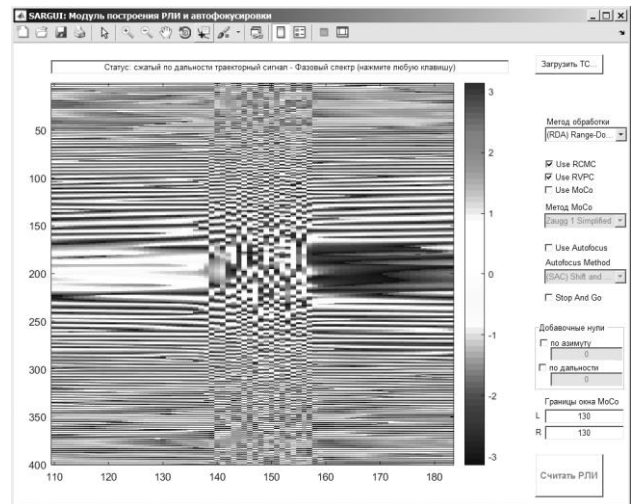
а)



б)



в)



г)

Рис. 3.9 – Исходные данные и ТС: а) ЧБОИ; б) радиоголограмма ТС;

в) амплитудный спектр ТС, сжатого по дальности; г) фазовый спектр ТС, сжатого по дальности

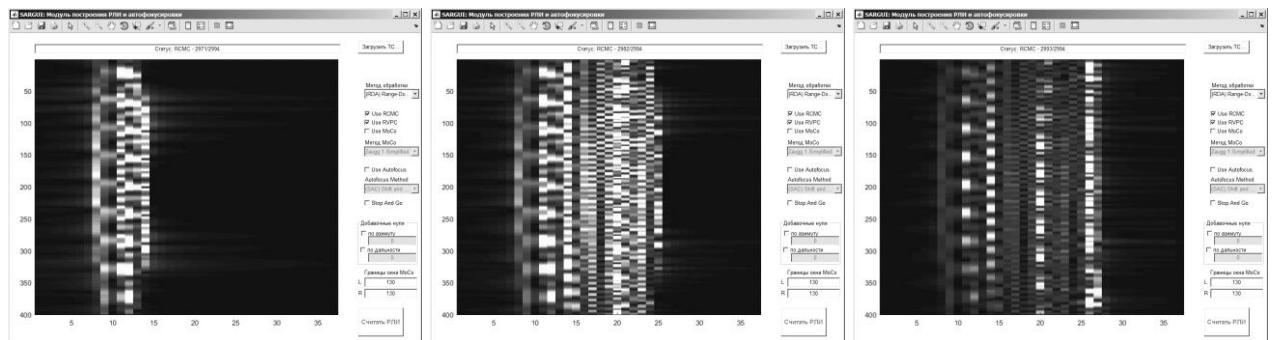


Рис. 3.10 – Наблюдение ТС во время операции коррекции миграции

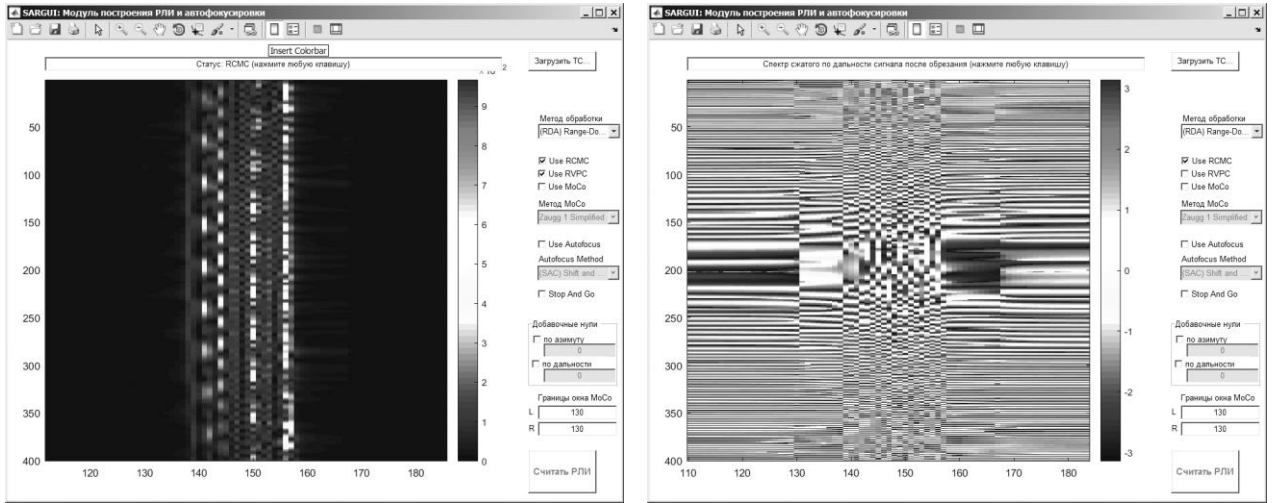


В разделе 3.2 было отмечено, что в процессе вывода выражения частотной характеристики согласованного фильтра для сжатия по азимуту математическая модель ТС может претерпевать изменения, которые, в том числе, приводят к появлению остаточной видеофазы (ОВФ) – «лишнего» фазового множителя, от которого стремятся избавиться, вынося соответствующий фильтр за пределы важных операций ДДА [99]. В рассматриваемой реализации ДДА фильтр, компенсирующий ОВФ, располагается между коррекцией миграции и сжатием по азимуту.

На рис. 3.11 показан результат коррекции миграции в виде амплитудного (рис. 3.11,*а,в*) и фазового спектра ТС (рис. 3.11,*б,г*). Верхняя строчка соответствует коррекции миграции без последующей компенсации ОВФ, а нижняя – с компенсацией ОВФ. В обоих случаях видно, что после коррекции миграции отклики точечных отражателей в пространстве «частота биений – медленное время» выстроились в прямые линии, параллельные оси медленного времени. Эта иллюстрация дополняет схематическое изображение на рис. 3.5.

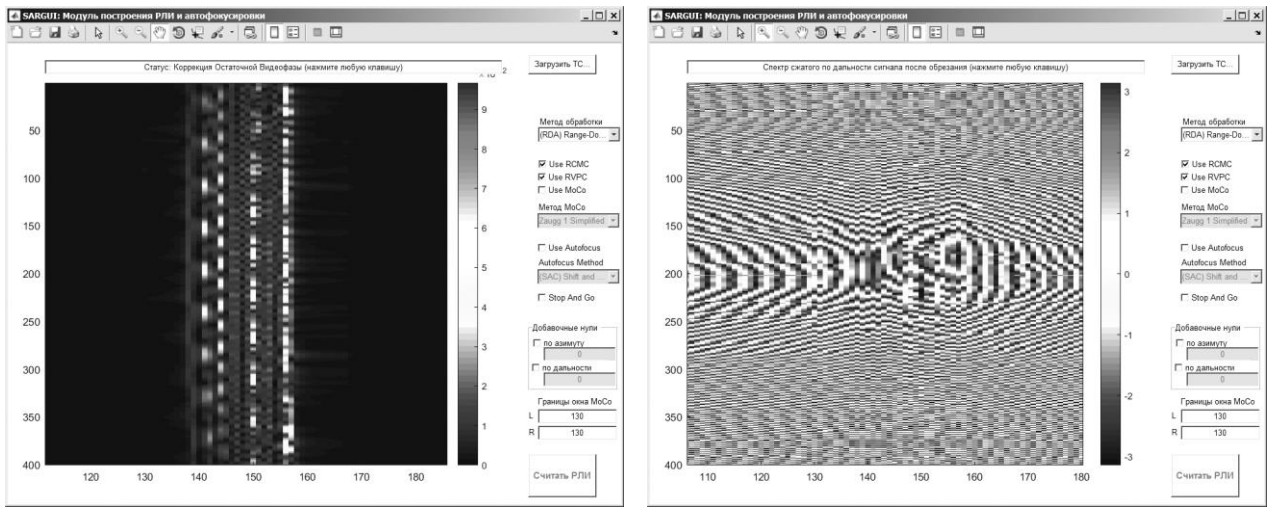
Кроме того, как видно из сравнения верхней и нижней строчек рис. 3.11 между собой, компенсация ОВФ не приводит к значимым изменениям в амплитудном спектре ТС. Фазовый спектр ТС после компенсации ОВФ лишается чётких визуально заметных скачков фазы, ассоциируемых с положениями точечных отражателей на будущем РЛИ.

После сжатия по азимуту ТС можно считать сфокусированным комплексным РЛИ. Амплитудная форма этого РЛИ показана на рис. 3.12, где слева показано РЛИ, соответствующее ДДА с компенсацией ОВФ, а справа – ДДА без компенсации ОВФ. Как видно из сравнения изображений между собой, компенсация ОВФ не приводит к сколь-нибудь заметным изменениям. Из этого можно сделать вывод, что в данной реализации ДДА можно обходиться без этой операции несмотря на сходство математической модели ТС с лежащей в основе метода масштабирования частоты.



а)

б)

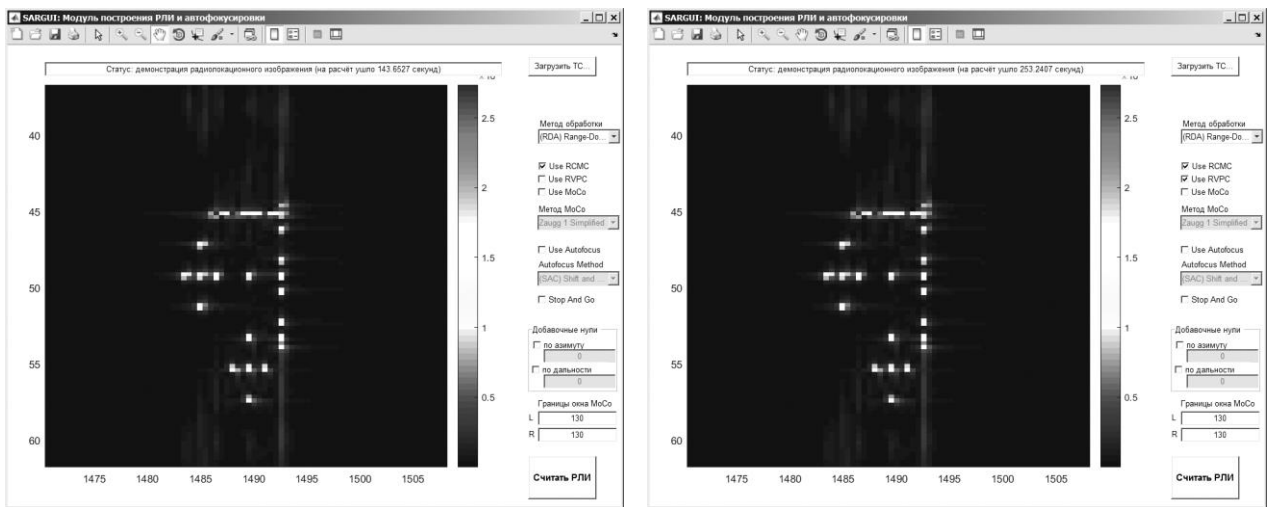


в)

г)

Рис. 3.11 – Результат коррекции миграции без компенсации ОВФ:

а) амплитудный спектр; б) фазовый спектр. С компенсацией ОВФ: в) амплитудный спектр; г) фазовый спектр



а)

б)

Рис. 3.12 – РЛИ: а) без компенсации ОВФ; б) с компенсацией ОВФ

Приведённые выше изображения наглядно демонстрируют формирование РЛИ с помощью ДДА, дополняя схематичное изображение на рис. 3.5. Можно сделать вывод, что разработанный программный комплекс представляет собой составной гибко настраиваемый инструмент, позволяющий моделировать множество этапов работы РСА: от генерирования зондирующего сигнала и получения матрицы ТС от облучённой сцены до формирования РЛИ. Этот инструмент необходим для задач создания, отладки, исследования и совершенствования методов обработки ТС и будет активно использоваться в следующих главах.

### 3.6 Выводы к главе 3

1. Проанализировано формирование РЛИ с помощью метода обратного проецирования. Приведены математические выражения, описывающие работу этого метода, отмечены достоинства и недостатки. Обоснован поиск более быстрых альтернатив этому методу.

2. Проведён анализ методов формирования РЛИ, представляющих собой более быстрые альтернативы методу обратного проецирования. Кратко рассмотрены два подхода: уменьшение количества вычислений и двумерных фильтров, а также отказ от двумерных фильтров в пользу одномерных. Для каждого из подходов со ссылками на литературу кратко рассмотрены по два примера, включая: метод факторизованного обратного проецирования, метод Омега-К, дальностно-доплеровский алгоритм и метод масштабирования частоты.

3. Проанализирован дальностно-доплеровский метод формирования РЛИ. Приведены математические выражения, описывающие модель траекторного сигнала после каждого этапа его обработки этим методом. Отмечены достоинства, недостатки и особенности дальностно-доплеровского метода.

4. Разработана программа *SARAutofocusHarm* с графическим интерфейсом в среде Matlab, реализующая формирование РЛИ методом обратного проецирования и дальностно-доплеровским методом. Эта программа объединена с программой моделирования ТС *SARMain* в единый программный комплекс, представляющий собой составной гибко настраиваемый инструмент. Этот инструмент позволяет моделировать этапы работы РСА НИ с ЛЧМ, включая получение матрицы ТС и формирование РЛИ, что крайне необходимо для создания, отладки, исследования и совершенствования методов обработки ТС.

6. Сделан вывод об отсутствии необходимости использования фильтра компенсации ОВФ в дальнейших этапах диссертационного исследования. Как показывают результаты работы программы *SARAutofocusHarm*, компенсация ОВФ не оказывает сколь-нибудь заметного влияния на амплитудное РЛИ, получаемое с при обработке ТС с помощью ДДА.

## **Глава 4**

### **Анализ влияния характеристик бортовых навигационных систем и траекторных нестабильностей на качество радиолокационных изображений**

#### **4.1 Формулировка цели исследования**

Качество РЛИ, получаемых с помощью РСА, обычно оценивается субъективно, исходя из трудностей, с которыми сталкиваются при его интерпретации. Смазанность, размытость, геометрические искажения, зашумлённость, искажения яркости и контраста, муаровые узоры, следы интерференционных помех и другие дефекты – всё ухудшает его качество, осложняя интерпретацию РЛИ.

Дефекты РЛИ могут быть вызваны различными мешающими факторами. Устойчивость к влиянию этих факторов различается между разными методами обработки ТС, поскольку эти методы принимают разные наборы допущений, позволяющих изменить математическую модель ТС, а, следовательно, усилить роль возможной ошибки в случае, когда условия получения ТС отличались от принятых допущений.

В предыдущей главе на примере формирования РЛИ с помощью ДДА показано, что метод обработки ТС может быть построен на основе математической модели ТС, используемой методом обратного проецирования. Отмечено, что из-за изменения пространства, в котором строится РЛИ, а также из-за принятия некоторых допущений ДДА «разменивает» качество получаемого РЛИ (оно становится более сжатым, по сравнению с ОИ, в перпендикулярном курсу направлении) на облегчение нагрузки на процессор и ускорение расчётов, сопровождаемое усложнением архитектуры алгоритма обработки ТС.

В этом смысле, справедливо говорить о том, что одна из главных целей при создании методов обработки ТС состоит в том, чтобы приблизить качество получаемого РЛИ к качеству, получаемому обратным проецированием. При этом имеется в виду, что эти методы разработаны на основе обратного проецирования.

В то же время, следует отметить, что, как следует из сказанного в главе 3, метод обратного проецирования нуждается в данных, получаемых извне – от бортовой навигационной системы, счётчиков времени, устройства генерирования и формирования НИ с ЛЧМ. Следовательно, качество РЛИ, получаемого обратным проецированием, зависит и от устройств, составляющих с РСА единый комплекс.

Это, в свою очередь, означает, что качество РЛИ, получаемого методами, образованными от обратного проецирования (в том числе, ДДА), упирается в предел, задаваемый наилучшим качеством РЛИ, которое может быть получено обратным проецированием в заданных условиях. Знание того, каков достижимый предел качества РЛИ, позволяет выдвигать требования к характеристикам устройств радиолокационного комплекса. Аналогично, это же знание позволяет осознанно конструировать архитектуру метода обработки ТС, исходя из заранее ожидаемых дефектов РЛИ.

В связи с этим, цель настоящей главы – получить методику исследования влияния тех или иных факторов на качество РЛИ в РСА НИ с ЛЧМ. Эта методика должна быть достаточно гибкой, чтобы быть применимой как к методу обратного проецирования, так и к методам, основанным на принятии допущений в отношении лежащей в его основе математической модели ТС.

## 4.2 Параметры математической модели траекторного сигнала, влияющие на качество радиолокационного изображения

По внешнему виду выражений (3.1)–(3.5) можно сказать, что параметры, влияющие на качество РЛИ, полученного обратным проецированием, – это:

- параметры излучаемого сигнала;
- координаты радиолокатора, полученные от БНС;
- координаты объектов на сцене.

Для данной диссертации прямой интерес представляет влияние траекторных нестабильностей (ТН) на качество формируемого РЛИ, а информация о них заложена в координатах точек на реальной траектории движения носителя РЛС –  $X, Y, Z$  в (3.1), (3.2). Эти координаты оцениваются с помощью БНС, то есть исследование влияния ТН на качество РЛИ неразрывно связано с характеристиками используемой БНС. В связи с этим, другие параметры, влияющие на качество РЛИ, можно посчитать в этом контексте менее важными и для них принять следующее допущение: параметры излучаемого сигнала и координаты объектов на сцене известны точно и не меняются за время съёмки.

Для формирования РЛИ с помощью метода обратного проецирования необходимо, чтобы координаты радиолокатора были известны в каждый момент быстрого времени  $t$  и медленного времени  $\eta$ , поэтому интерес к характеристикам данных, получаемых от БНС, можно конкретизировать:

- а) точность измерения координат;
- б) частота выдачи данных.

Погрешность в измерениях координат радара влечёт за собой несовпадение ТС от  $k$ -го отражателя на сцене и создаваемой обратным проецированием модели ТС  $s_{ИХ,k}(\eta, t)$ , из-за чего реакция СФ теряет сходство с автокорреляционной функцией сигнала (3.3) и теряет в энергии. В результате, отклик  $k$ -го отражателя на РЛИ может стать неразличим на общем фоне или искажён.



Частота выдачи данных по той же причине имеет важное значение для работы обратного проецирования. Частота дискретизации быстрого времени обычно на несколько порядков превосходит частоту, с которой поставляются данные от БНС (единицы и десятки Герц), поэтому при обработке ТС не получается сопоставить координаты радиолокатора каждому отсчёту. Чтобы преодолеть это препятствие, данные от БНС интерполируются между отсчётами медленного времени так, чтобы каждый отсчёт быстрого времени сопровождался нужным набором координат.

Сочетание частоты выдачи данных и выбранного метода интерполяции так же может представлять интерес в условиях наличия траекторных нестабильностей, поскольку чем более сложной оказывается траектория движения радара в отличие от запланированной и чем ниже частота выдачи данных от БНС, тем существеннее разница между реальными координатами и полученными в результате интерполяции. Однако, влияние методов интерполяции данных от БНС на качество РЛИ в диссертации не рассматривается, поэтому выбор метода интерполяции далее основан исключительно на простоте его реализации.

#### **4.3 Методика исследования влияния характеристик БНС на качество РЛИ**

Методика исследования влияния того или иного фактора на качество РЛИ должна опираться на объективные критерии оценки качества РЛИ. В связи с этим, количество возможной получаемой визуальной информации необходимо ограничить. Этого можно достичь, влияя на характеристики и количество отражателей, размещённых на облучаемой сцене, изменяя характеристики передающей и приёмной аппаратуры, точно управляя движением носителя радиолокатора и пр., что при натуральных экспериментах

очень трудоёмко и затратно, а главное, не гарантирует сохранения тех же условий съёмки от опыта к опыту.

Исходя из вышесказанного, для такого исследования реальному ТС практичнее предпочесть ТС, получаемый путём численного моделирования. Тогда алгоритм исследования влияния ТН или характеристик БНС на качество РЛИ можно представить в виде блок-схемы, изображённой на рис. 4.1.

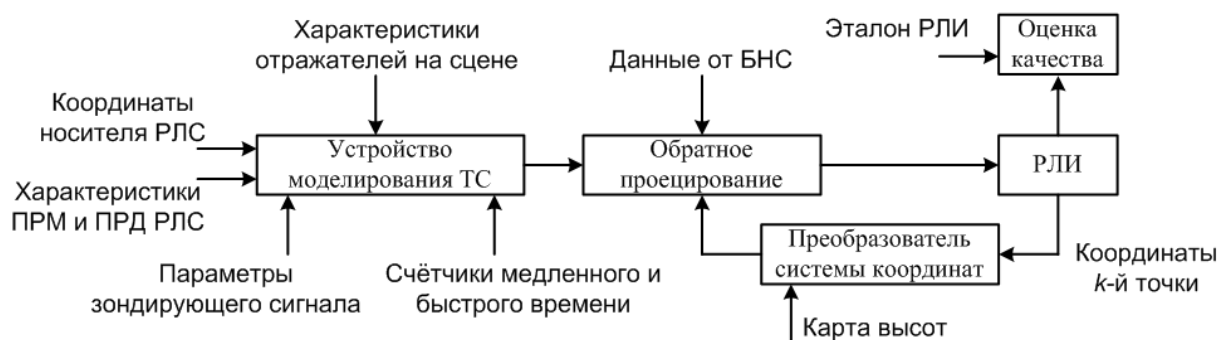


Рис. 4.1 – Блок-схема методики исследования влияния ТН на качество РЛИ

На приведённой блок-схеме Устройство моделирования ТС должно использовать прямой подход к формированию ТС, описанный во второй главе настоящей диссертации. Такой подход позволяет учесть в модели ТС влияние особенностей движения носителя радиолокатора в течение каждого интервала медленного времени.

Метод обратного проецирования в каждой итерации требует знание координат отражателя, которому соответствует точка, выбранная на РЛИ. Если обратное проецирование работает с одной системой координат (например, радарграмметрической), а РЛИ определено в другой системе координат (например, «курсовые дальности – наклонные дальности» или прямоугольная система координат на уровне земли), то требуется преобразователь координат из одной системы в другую. Преобразователю системы координат, в свою очередь, нужна заранее подготовленная карта высот облучаемой местности.

РЛИ – это функция отклика на входное воздействие, которым является траекторный сигнал. Если ТС получен при облучении сцены, на которой расположен только один точечный отражатель, то РЛИ примет вид, показанный

на рис. 4.2,*а* (чёрный цвет соответствует максимальной яркости, а белый – минимальной). На рис. 4.2,*б* и 4.2,*в* изображены сечения функции отклика по координатным осям: по горизонтали на рис. 4.2,*б* отложены отсчёты вдоль оси  $Oy$ , а на рис. 4.2,*в* – вдоль оси  $Ox$ . Номера отсчётов выставлены относительно нулевого, на который на данном РЛИ приходится максимум амплитуды функции отклика точечного отражателя. По вертикальной оси отложены амплитуды, нормированные по отношению к максимуму функции отклика. Таким образом, качество РЛИ можно оценить с помощью следующих объективных критериев:

- а) ширина главного луча;
- б) относительные уровни максимумов боковых лепестков.

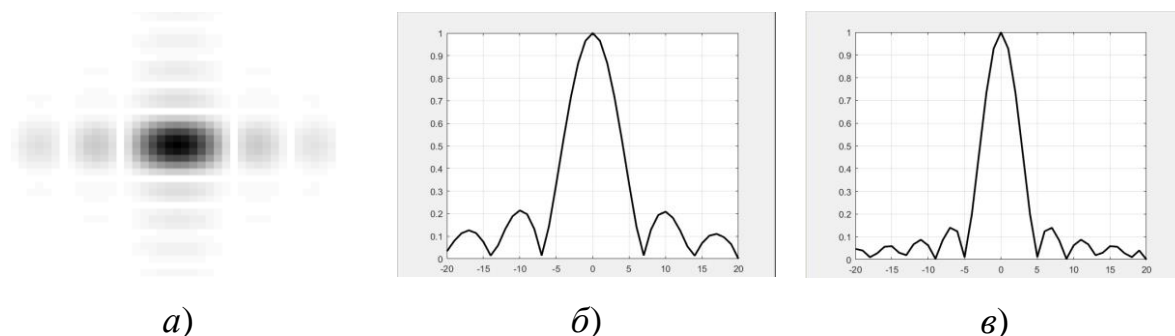


Рис. 4.2 – Субъективные и объективные критерии качества РЛИ:

- а) амплитудное РЛИ; б) сечение РЛИ вдоль оси  $Oy$ ; в) сечение РЛИ вдоль оси  $Ox$

Ширина главного луча (например, по уровню 0,7) по соответствующей оси координат ( $dx_{ГЛ}$  и  $dy_{ГЛ}$ ), в которых определено РЛИ, эквивалентна разрешающей способности радиолокатора с синтезированием апертуры по этой координате. Чем уже ширина главного луча, тем более детализированным получится РЛИ, и, соответственно, тем лучше качество РЛИ.

Уровни максимумов ближайших к главному лучу боковых лепестков ( $dx_{УБЛ}$  и  $dy_{УБЛ}$ ) относительно максимума главного луча показывают угрозу искажения РЛИ из-за наложения друг на друга откликов от соседних

отражателей. Чем ниже значения этих величин, тем более контрастным получится РЛИ и, соответственно, тем лучше его качество.

Оценивание качества РЛИ по объективным критериям имеет смысл при наличии оценок качества эталонного РЛИ, за которое можно взять РЛИ, полученное обратным проецированием при обработке ТС, смоделированного в условиях идеальной (прямолинейной) траектории движения носителя РЛС. То есть методика исследования влияния ТН на качество РЛИ, полученного с помощью обратного проецирования, состоит из двух этапов:

1. Получение (и оценка качества) РЛИ на основе ТС, смоделированного при условии отсутствия ТН.
2. Получение (и оценка качества) РЛИ на основе ТС, смоделированных с учётом наличия траекторных нестабильностей с заданными свойствами.
3. Анализ и сравнение полученных результатов с целью определения количественных показателей ухудшения качества РЛИ.

Описанная выше методика позволяет исследовать влияние ТН и характеристик БНС на качество РЛИ не только при использовании обратного проецирования, но и других методов, однако, в этом случае она несколько усложнится. Так, при использовании метода ДДА блок-схема из рис. 4.1 примет вид, показанный на рис.4.3:

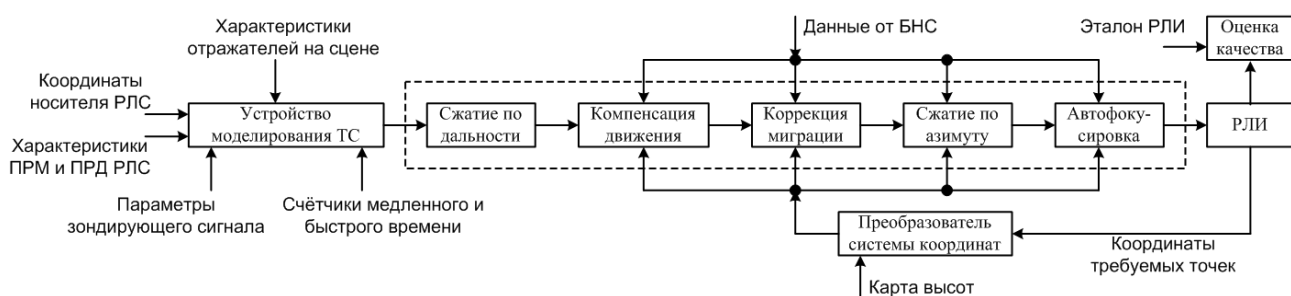


Рис. 4.3 – Блок-схема методики исследования влияния ТН на качество РЛИ

Штриховой линией на рис. 4.3 показано, что, по сути, единственный блок, претерпевающий изменения, – это блок обработки ТС. При этом РЛИ РСА НИ с ЛЧМ, получаемое на выходе метода ДДА, определено в координатах «частота биений – медленное время». Поскольку некоторые операции в ДДА

требуют опоры на точки, заданные в координатах  $X$ ,  $Y$ ,  $Z$  из (3.1), (3.2), то Преобразователь системы координат становится неотъемлемой частью уже самого метода формирования РЛИ.

Важно подчеркнуть, что выбор другого метода обработки ТС ведёт не только к изменению пространства, в котором строится РЛИ, но и к изменению формы функции отклика отражателя. Чтобы проиллюстрировать это, на рис. 4.4 показан вид, который принимает РЛИ в случае, если ТС обрабатывается с помощью ДДА, включающего в себя следующие операции: сжатие по дальности, коррекция миграции с аппроксимацией косинуса угла визирования, сжатие по азимуту. На рис. 4.4,б и 4.4,в изображены горизонтальное и вертикальное сечения функции отклика. По техническим причинам, масштабы изображений на рис. 4.2 и рис. 4.4 отличаются друг от друга, и фактическое расстояние между отсчётами на рис. 4.4 больше в несколько раз, чем на рис. 4.2. На самом деле ширина главного луча функции отклика в обоих случаях примерно одинакова при пересчёте в метры и составляет около 0,5 м.

Несмотря на несовпадение масштабов изображений на рис. 4.2 и рис. 4.4 из их сравнения между собой видно, что боковые лепестки у функции отклика отражателя в случае работы ДДА почти незаметны, в отличие от РЛИ, получаемого методом обратного проецирования. В то же время, заметно, что главный лепесток в случае ДДА несколько «размазывается» по оси  $Oy$  по мере удаления от ФЦА РСА.

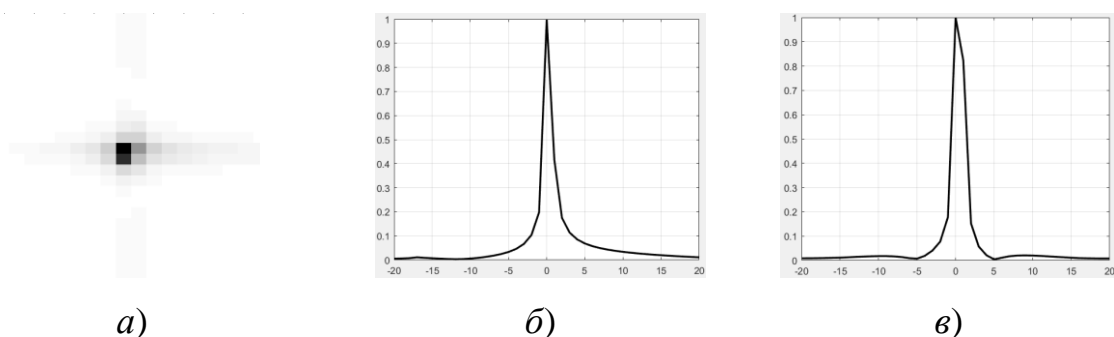


Рис. 4.4 – Субъективные и объективные критерии качества РЛИ:

а) амплитудное РЛИ; б) сечение РЛИ вдоль оси  $Oy$ ; в) сечение РЛИ вдоль оси

$Ox$

Из всего ранее сказанного о связи ДДА с методом обратного проецирования следует, что методика исследования влияния ТН на качество РЛИ, получаемого с помощью ДДА, будет выглядеть следующим образом:

1. Получение (и оценка качества) эталонного РЛИ в координатах «наклонная дальность – медленное время» с помощью обратного проецирования (см. рис. 4.1). Блок «Преобразователь системы координат» здесь принимает из системы координат формируемого РЛИ  $k$ -ю точку с координатами  $(f_{\sigma k}, \eta_k)$  и передаёт её в метод обратного проецирования для формирования сигнала  $s_{ИХ,k}(\eta, t)$ , где  $f_{\sigma k} = \beta \tau_k = 2 \frac{\beta}{c} \sqrt{(y_k^2 + z_k^2)}$ ,  $\eta_k = x_k / v$ ,  $v$  – постоянная скорость движения носителя РЛС.

2. Получение (и оценка качества) РЛИ с помощью ДДА (см. рис. 4.3) на основе того же ТС, который использовался для получения эталонного РЛИ из п.1.

3. Получение (и оценка качества) РЛИ методом ДДА (см. рис. 4.3) на основе ТС, смоделированных с учётом наличия траекторных нестабильностей с заданными свойствами.

4. Анализ и сравнение полученных результатов с целью определения количественных показателей ухудшения качества РЛИ.

РЛИ, полученное в п.1, полагается за РЛИ наивысшего качества в системе координат, используемой ДДА. Такого качества можно достичь при условии, что ТН либо изначально не было, либо их влияние полностью скомпенсировано.

РЛИ, полученное в п.2, позволяет путём сравнения его с РЛИ из п.1 сделать вывод о том, способна ли используемая в исследовании реализация ДДА приблизиться по качеству получаемого РЛИ к методу обратного проецирования, и если нет, то в чём выражается ухудшение качества.

РЛИ, получаемое в п.3, позволяет после оценивания делать выводы о влиянии на его качество тех или иных характеристик ТН, что и является целью предложенной методики.

Аналогично тому, как было рассмотрено для случая ДДА, изменяя блок обработки ТС в блок-схеме предложенной методики, её можно приспособить и для других методов, образованных от обратного проецирования (см. главу 3).

Как было сказано ранее, предлагаемая методика должна позволять исследовать не только влияние ТН на качество РЛИ, но и влияние на него характеристик БНС. Действительно, если в приведённых выше блок-схемах изменять между опытами не ТН, а значения величин, характеризующих БНС (точность измерения координат и частоту выдачи данных), то шаги, изложенные в пп.1–3 выше, относятся к БНС с абсолютной точностью и бесконечно высокой частотой выдачи данных. К этим шагам перед сравнением и анализом добавляется четвёртый: «Получение (и оценка качества) РЛИ методом ДДА (см. рис. 6) на основе ТС из п.3 при условии использования неидеальной БНС с заданными характеристиками»

В следующем разделе будет показано применение предложенной методики исследования влияния характеристик БНС и ТН на качество РЛИ.

#### **4.4 Исследование зависимости качества РЛИ, получаемого методом обратного проецирования, от характеристик БНС**

Для применения методики, предложенной в предыдущем разделе, используется разработанный в предыдущих главах программный комплекс *SARMain*. Исследование с его помощью проходит в нескольких этапов:

- 1) прямое моделирование ТС во временной области и запись координат радара с идеальной точностью;
- 2) обработка данных от БНС (ухудшение точности и изменение частоты выдачи данных);
- 3) интерполяция данных от БНС в быстром времени;
- 4) получение амплитудного РЛИ с помощью обратного проецирования;
- 5) анализ амплитудного РЛИ.

В целях удобства анализа РЛИ, при моделировании ТС на облучаемой сцене располагается только один или несколько отражателей.

Данные от БНС сохраняются в формате, удобном для работы метода обратного проецирования, то есть в виде набора из трёх координат ( $X, Y, Z$ ). При этом частота выдачи данных соответствует требуемой экспериментом и может не совпадать с частотой дискретизации медленного времени.

Чтобы каждому отсчёту в быстром и медленном времени был сопоставлен свой набор координат, данные от БНС сначала передискретизируются на частоту, обратную интервалу дискретизации медленного времени, а затем данные между соседними отсчётами медленного времени подвергаются линейной интерполяции (с учётом того, что  $\tau_H < \Delta\eta$ ).

Обработка ТС осуществляется в соответствии с описанием в разделе 3.1. В результате, получается амплитудное РЛИ.

Амплитудное РЛИ анализируется по нескольким критериям:

- положение отклика отражателя на РЛИ;
- форма отклика отражателя на РЛИ;
- ширина главного лепестка отклика отражателя на РЛИ;
- уровни боковых лепестков отклика отражателя на РЛИ;

Рассмотренные этапы исследования проводятся для разных сочетаний точности измерений БНС и частоты выдачи данных сначала на траекторных сигналах, соответствующих движению без ТН. Затем эти же этапы проводятся на траекторных сигналах, полученных с учётом отклонения от идеальной траектории в плоскости  $xOy$ . Рассматриваются три случая (см. рис. 4.5, где штриховой линией обозначена желаемая идеальная (прямолинейная) траектория движения, а сплошной линией – неидеальная): ТН описывается постоянной величиной ( $a$ ), линейной функцией ( $b$ ) и нелинейной функцией, в качестве которой взята синусоида ( $v$ ).



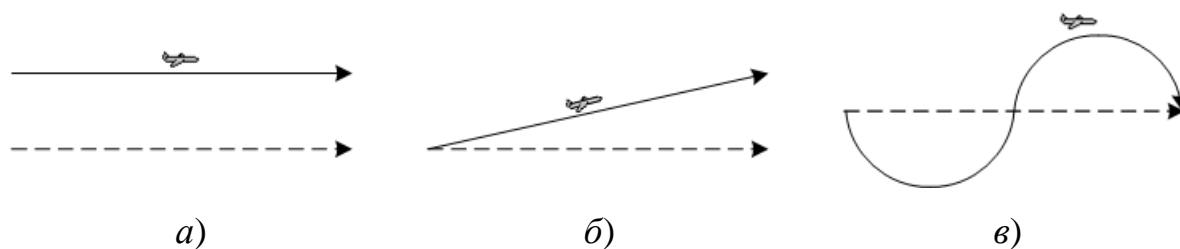


Рис. 4.5 – Рассматриваемые виды траекторных нестабильностей

#### 4.4.1 ТН отсутствуют

##### 4.4.1.1 Описание модели

Исследуемая модель имеет следующие характеристики:

*Параметры сигнала.* Начальная частота ЛЧМ  $f_0 = 10\text{ГГц}$ ; полоса частот ЛЧМ  $B = 300\text{МГц}$ ; период модуляции –  $T = 0,001\text{с}$ ; время наблюдения  $\tau_H = 0,001\text{с}$ ; излучаемая мощность  $P_{изл} = 2\text{Вт}$ .

*Параметры движения и сцены.* Начальная точка движения имеет координаты  $(0, 0, 1000)$ ; движение непрерывное и прямолинейное вдоль оси  $Ox$  с постоянной курсовой скоростью  $v = 25\text{м/с}$ ; облучаемая сцена имеет форму прямоугольника на плоскости  $xOy$  с координатами противоположных углов  $(0, 1000, 0)$  и  $(100, 1200, 0)$ ; шумы приёмного тракта и помехи в среде распространения отсутствуют; среда распространения однородна.

*Параметры съёмки.* Режим полосового бокового обзора; полное время съёмки  $T_{\Pi} = 4\text{с}$ , за которое радар должен пройти путь  $L = 100\text{м}$ ; интервал медленного времени  $\Delta\eta = 0,01\text{с}$ ; частота дискретизации в быстром времени  $f_{\partial} = 13\text{МГц}$ ; ширина главного лепестка диаграммы направленности антенны по азимуту составляет  $6^\circ$ , по углу места –  $90^\circ$ .

*Объекты на сцене.* На сцене расположен один точечный отражатель с координатами  $(50, 1100, 0)$ , его эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) равна  $1\text{ м}^2$ ; фазовый сдвиг  $\varphi_1 = 0$  рад.

В силу принятых ранее допущений ожидается, что в идеале отклик точечного отражателя с координатами  $(x_k, y_k, z_k)$  окажется в точке с координатами  $(x_k, y_k)$  на РЛИ. В связи с этим, с помощью метода обратного

проецирования целесообразно обрабатывать не всё полотно РЛИ, а лишь небольшой его участок вокруг точки, где ожидается появление отклика единственного на сцене отражателя. Размер РЛИ составляет 2000x2000 точек, покрывающих область 200x100 метров на плоскости  $xOy$ , т.е. размер каждой точки соответствует 0,05 м по вертикали и 0,10 м по горизонтали. Размер окна, формируемого методом обратного проецирования, – 40x40 точек или 4 м по горизонтали и 2 м по вертикали. Такой размер выбран на основе расчёта разрешающей способности радара  $\Delta x$  и  $\Delta y$  по осям  $Ox$  и  $Oy$  соответственно в окрестности точки с координатами (50,1100,0), где расположен точечный отражатель:

$$\Delta R_r = \frac{cT}{2B\tau_n} = \frac{3 \cdot 10^8 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 300 \cdot 10^6 \cdot 10^{-3}} = 0,5 \text{ м};$$

$$\Delta x = \frac{R\lambda_0}{2L} = \frac{\sqrt{1000^2 + 1100^2} \lambda_0}{2L} \approx \frac{1486,71 \cdot 0,03}{2 \cdot 100} \approx 0,22 \text{ м};$$

$$\Delta y = \sqrt{R^2 - h^2} - \sqrt{(R - \Delta R_r)^2 - h^2} \approx 0,68 \text{ м},$$

где  $\Delta R_r$  – разрешение по наклонной дальности,  $R$  – кратчайшее расстояние от радиолокатора до точечного отражателя,  $\lambda_0$  – рабочая длина волны.

#### 4.4.1.2 Результаты моделирования

На рис. 4.6 показаны увеличенные участки РЛИ с откликом точечного отражателя, при этом варьировалось значение точности данных от БНС: а) 5 м, б) 2,5 м, в) 1 м, г) 0,5 м, д) 0,25 м, е) 0,1 м, ж) 0,05 м, з) 0,01 м. Для всех случаев частота выдачи данных составляла 100 Гц. РЛИ окрашены в оттенки серого так, что чем ближе к чёрному, тем выше нормированная амплитуда к единице, а чем ближе к белому – тем ближе к нулю. Под каждым участком РЛИ расположена пара графиков, соответствующих горизонтальному и вертикальному сечениям. Центр оси абсцисс соответствует координате 1100 м по оси  $Ox$ , амплитуды отсчётов нормированы по максимуму на всём участке РЛИ.

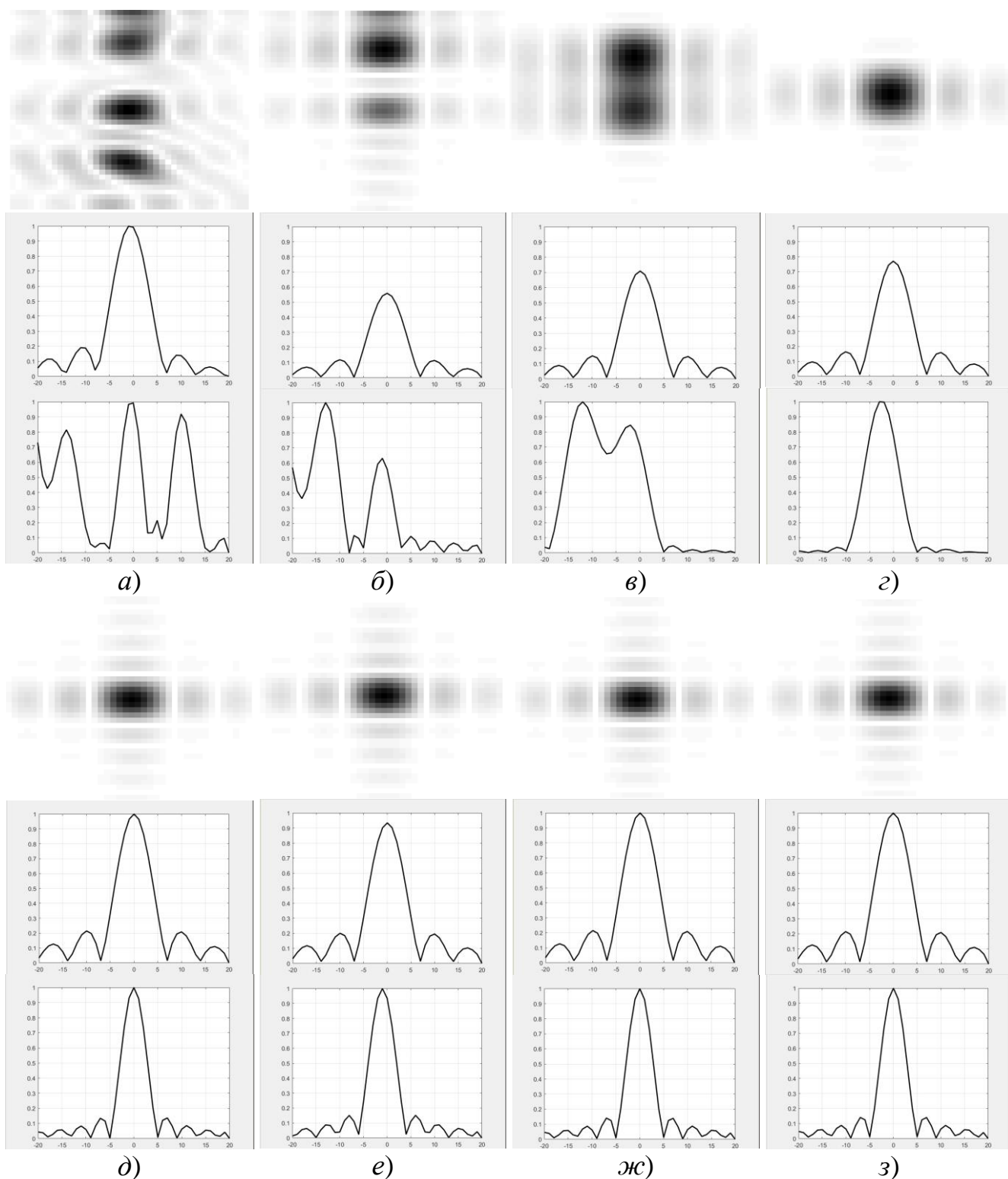


Рис. 4.6 – Увеличенные участки РЛИ. Варьируется точность данных от БНС

На рис. 4.6,*а–в* видно, что точности данных от БНС не хватает: по оси  $Ox$  выстраивается множество пиков вместо одного. На рис. 4.6,*г* у отклика отражателя формируется единственный главный лепесток, ширина которого по обеим осям координат составляет семь отсчётов или 0,35 м по вертикали и 0,7 м

по горизонтали. Положение максимума отклика отличается от ожидаемого на 0,15 м по вертикали и 0,5 м по горизонтали. На рис. 4.6,д–з главный лепесток отклика сужается по вертикали и составляет 0,25 м, уровень боковых лепестков составляет примерно  $-7$  дБ, а положение максимума отклоняется от ожидаемого примерно на 0,05 м по вертикали и 0,5 по горизонтали.

На рис. 4.7 показаны увеличенные участки РЛИ с откликом точечного отражателя, при этом варьировалось значение частоты выдачи данных от БНС: а) 1 Гц, б) 10 Гц, в) 25 Гц, г) 50 Гц, д) 100 Гц, е) 200 Гц, ж) 400 Гц. Для всех случаев точность измерения координат составляла 0,1 м.

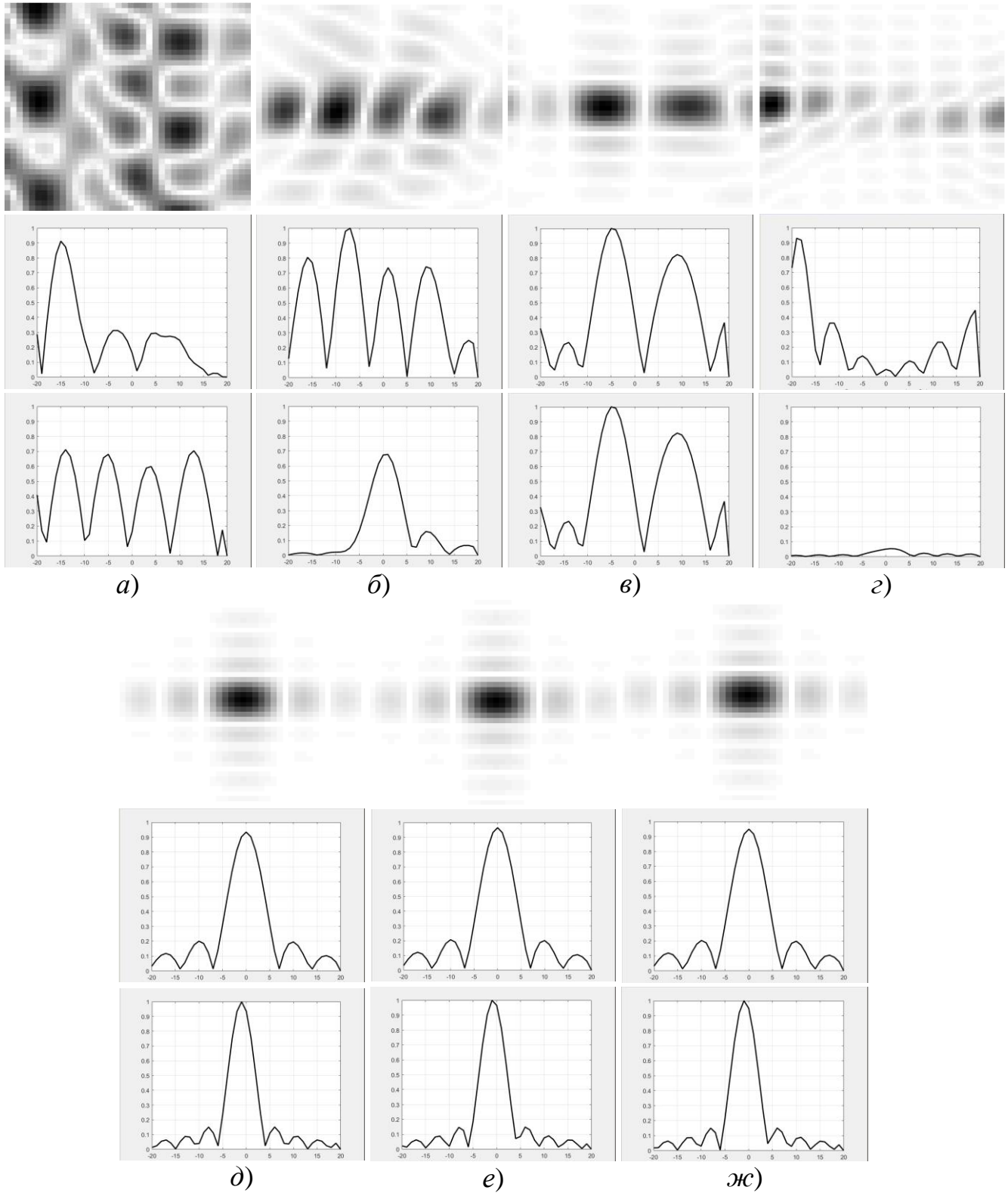


Рис. 4.7 – Увеличенные участки РЛИ. Варьируется частота выдачи данных от БНС

На рис. 4.7 видно, что отклик отражателя становится чётким, когда частота выдачи данных от БНС совпадает с частотой дискретизации ТС по медленному времени и превышает её.

## **4.4.2 ТН присутствуют**

### *4.4.2.1 Описание модели*

Исследуемая модель во многом совпадает с той, которая описана в п.4.4.1. Единственное различие в том, что исследуемый траекторный сигнал рассчитывается с учётом траекторной нестабильности (см. Рис. 4.5), то есть отличия настоящей траектории от запланированной. Это может выражаться в том, что начальная и конечная точки имеют иные координаты, нежели указанные ранее, и движение может быть не прямолинейным. В каждом рассматриваемом случае параметры движения конкретизируются.

### *4.4.2.2 ТН – постоянное смещение*

Здесь ТН описывается постоянной величиной (см. Рис. 4.5,*а*) такой, что начальная точка имеет координаты (0, 10, 1000), и конечная – (100, 10, 1000). На рис. 4.8 показаны увеличенные участки РЛИ с откликом точечного отражателя, при этом варьировалось значение точности данных от БНС: *а*) 5 м, *б*) 2,5 м, *в*) 1 м, *г*) 0,5 м, *д*) 0,25 м, *е*) 0,1 м, *ж*) 0,05 м, *з*) 0,01 м. Для всех случаев частота выдачи данных составляла 100 Гц. РЛИ окрашено в оттенки серого цвета по тому же принципу, что и в п. 4.2.1.

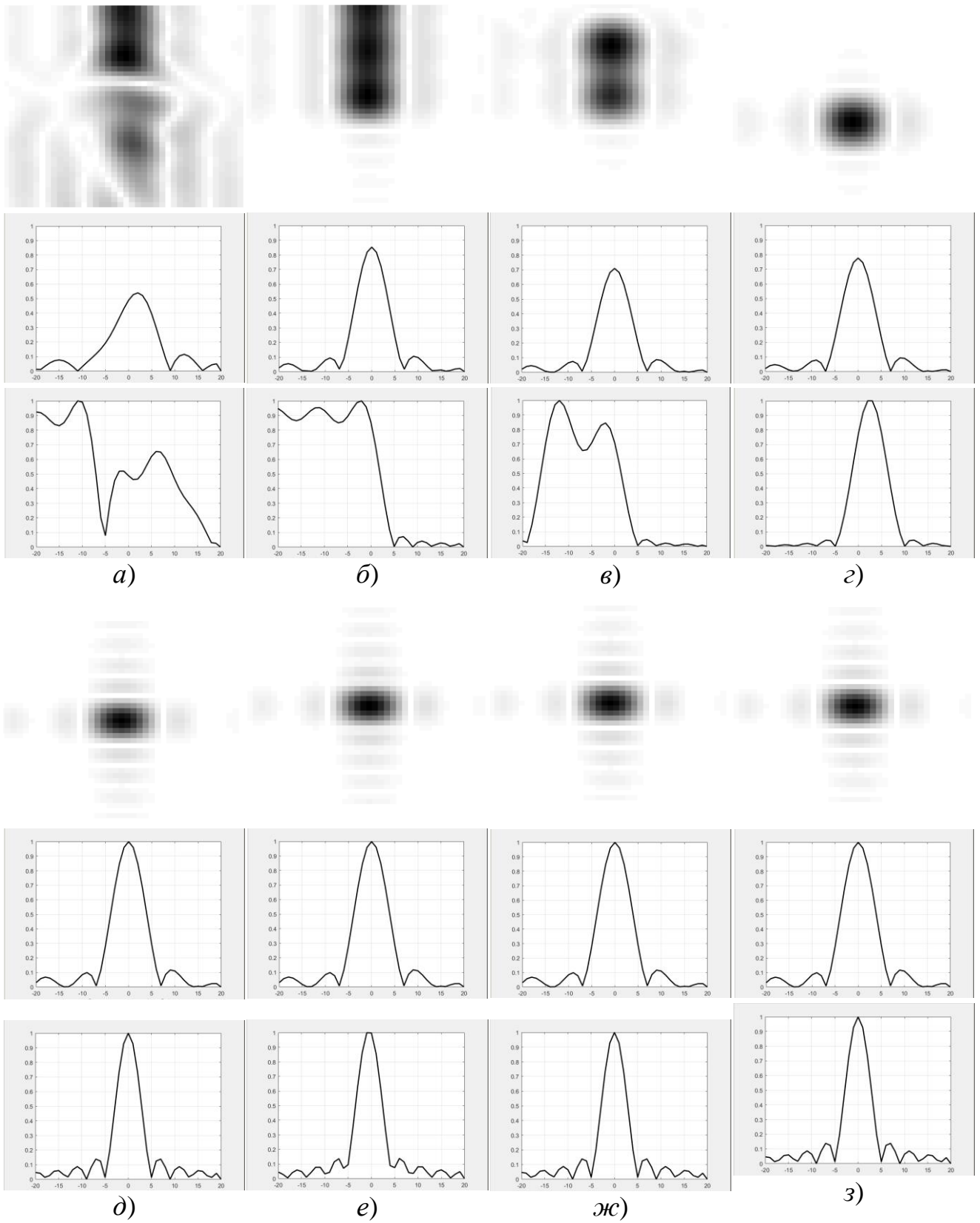


Рис. 4.8 – Увеличенные участки РЛИ. Варьируется точность данных от БНС

На рис. 4.8 видно, что, как и в п. 4.1.2, отклик становится чётким, когда точность данных от БНС приближается к разрешающей способности по оси  $Oy$ . Ширина главного лепестка при этом составляет 0,3 м по вертикали и 0,5 м по горизонтали, а уровень боковых лепестков не превышает примерно  $-9,5$  дБ. Рис. 4.8,  $\delta$ – $з$  показывают, что улучшение точности приводит к сужению главного лепестка отклика по вертикали до 0,25 м, но уровни боковых лепестков по вертикали могут при этом достигать  $-8,3$  дБ.

На рис. 4.9 показаны увеличенные участки РЛИ с откликом точечного отражателя, при этом варьировалось значение частоты выдачи данных от БНС: *а)* 1 Гц, *б)* 10 Гц, *в)* 25 Гц, *г)* 50 Гц, *д)* 100 Гц, *е)* 200 Гц, *ж)* 400 Гц. Для всех случаев точность измерения координат составляла 0,1 м.

Как следует из рис. 4.9, отклик отражателя на РЛИ не формируется, если частота выдачи данных от БНС меньше частоты дискретизации ТС по медленному времени. Увеличение частоты выдачи данных от БНС не влияет на положение максимума отклика, но может положительно сказываться на разрешении по вертикали: на рис. 4.9, *д* ширина главного лепестка составляет 0,25 м, а на рис. 4.9, *е, ж* – 0,2 м.



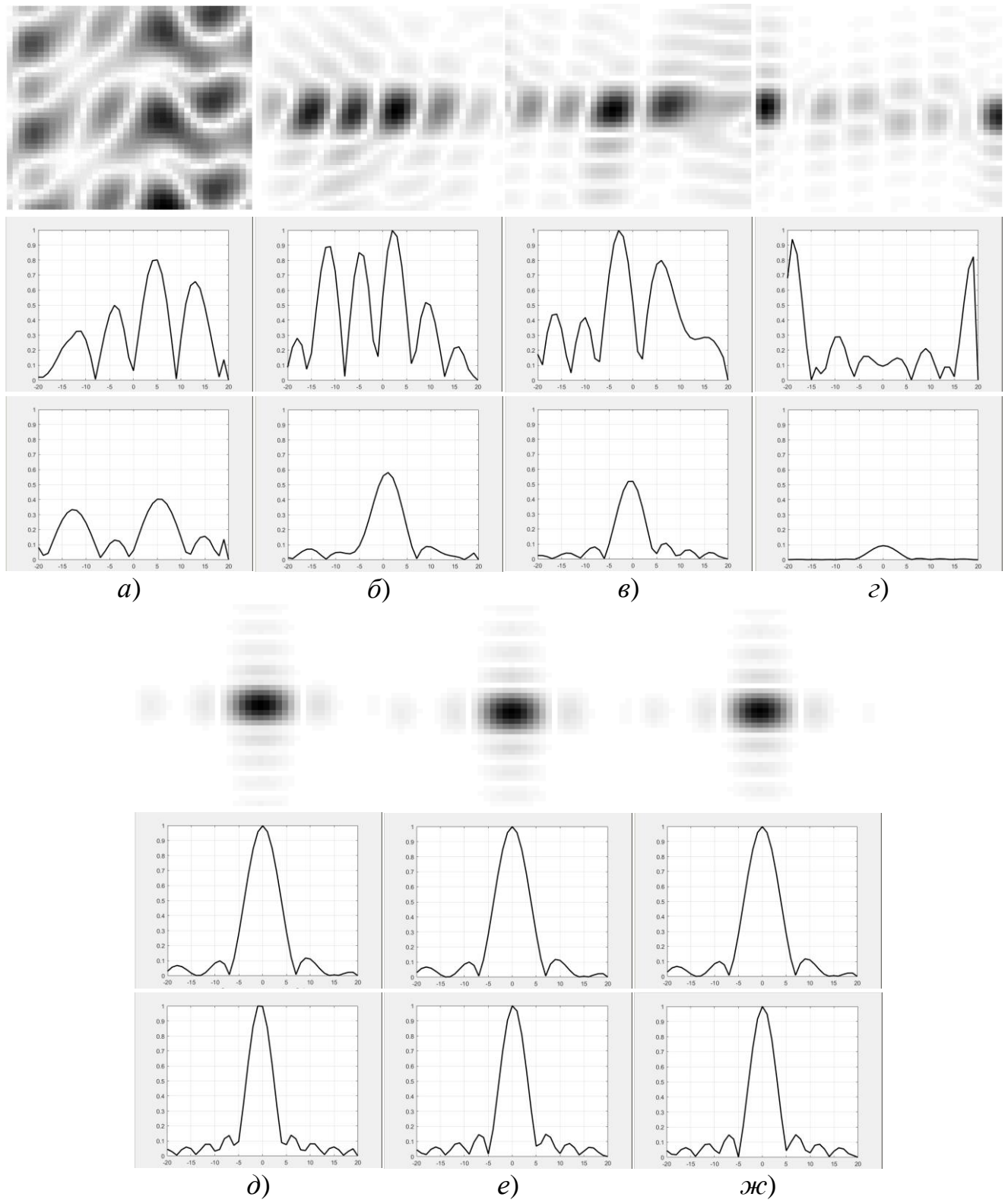


Рис. 4.9 – Увеличенные участки РЛИ. Варьируется частота выдачи данных от БНС

#### 4.4.2.3 ТН – линейное смещение

Здесь ТН описывается линейной функцией (см. Рис. 4.5,*б*) такой, что начальная точка имеет координаты (0, 0, 1000), и конечная – (100, 10, 1000). На рис. 4.10 показаны увеличенные участки РЛИ с откликом точечного отражателя, при этом варьировалось значение точности данных от БНС: *а*) 5 м, *б*) 2,5 м, *в*) 1 м, *г*) 0,5 м, *д*) 0,25 м, *е*) 0,1 м, *ж*) 0,05 м, *з*) 0,01 м. Для всех случаев частота выдачи данных составляла 100 Гц.

На рис. 4.10 видно, что усложнение функции ТН до линейной ужесточает требования к точности данных от БНС. В отличие от рис. 4.6 и 4.8, здесь отклик отражателя формируется при значении точности 0,1 м. При этом заметен поворот отклика на небольшой угол против часовой стрелки. Ширина главного лепестка на рис. 4.10,*е* по горизонтали равна примерно 0,7 м, а по вертикали – 0,2 м. Уровень боковых лепестков не превышает –7,2 дБ, но возрастает на рис. 4.10,*ж,з* до –6 дБ.

На рис. 4.11 показаны увеличенные участки РЛИ с откликом точечного отражателя, при этом варьировалось значение частоты выдачи данных от БНС: *а*) 1 Гц, *б*) 10 Гц, *в*) 25 Гц, *г*) 50 Гц, *д*) 100 Гц, *е*) 200 Гц, *ж*) 400 Гц. Для всех случаев точность измерения координат составляла 0,1 м.

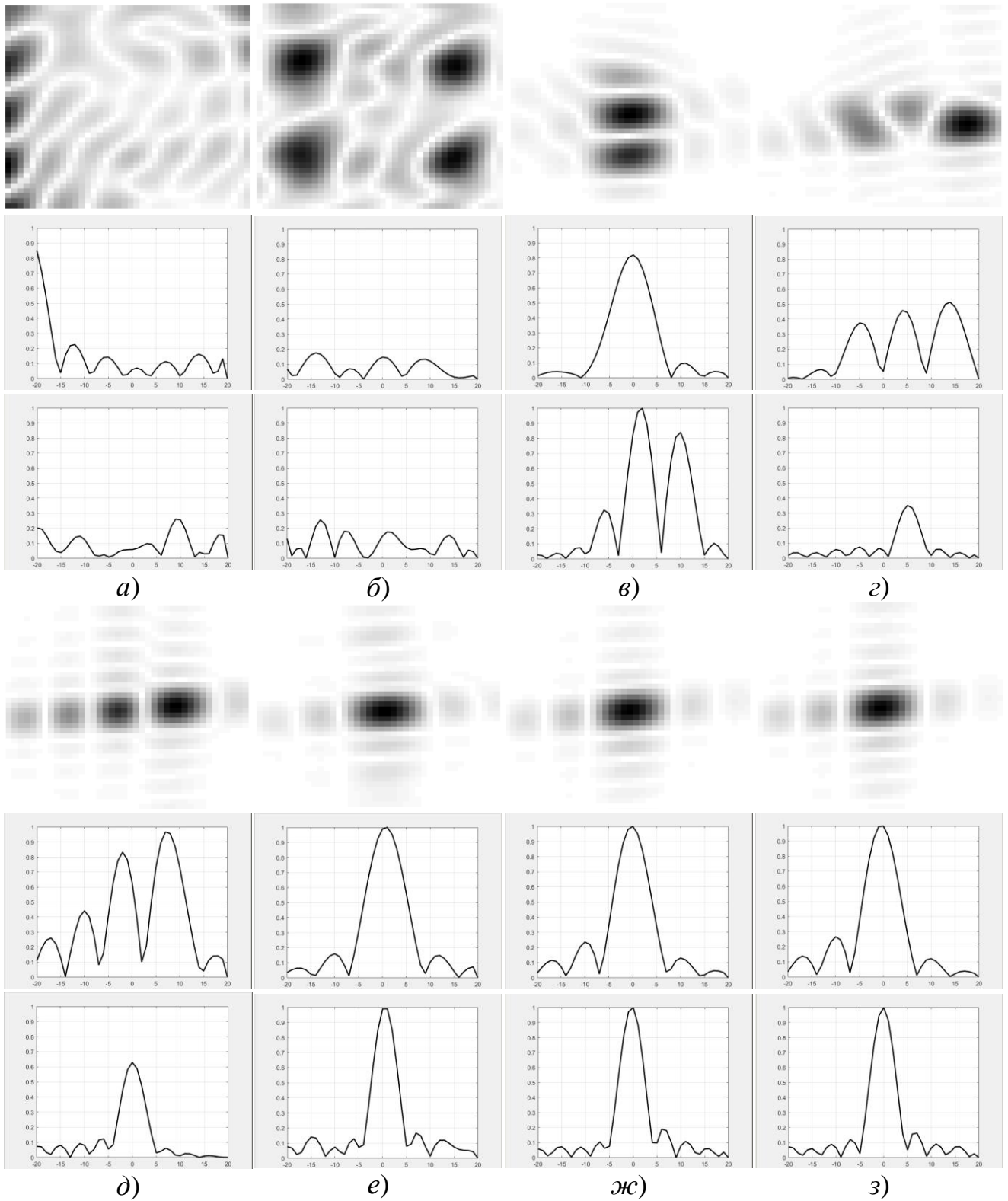


Рис. 4.10 – Увеличенные участки РЛИ. Варьируется точность данных от БНС

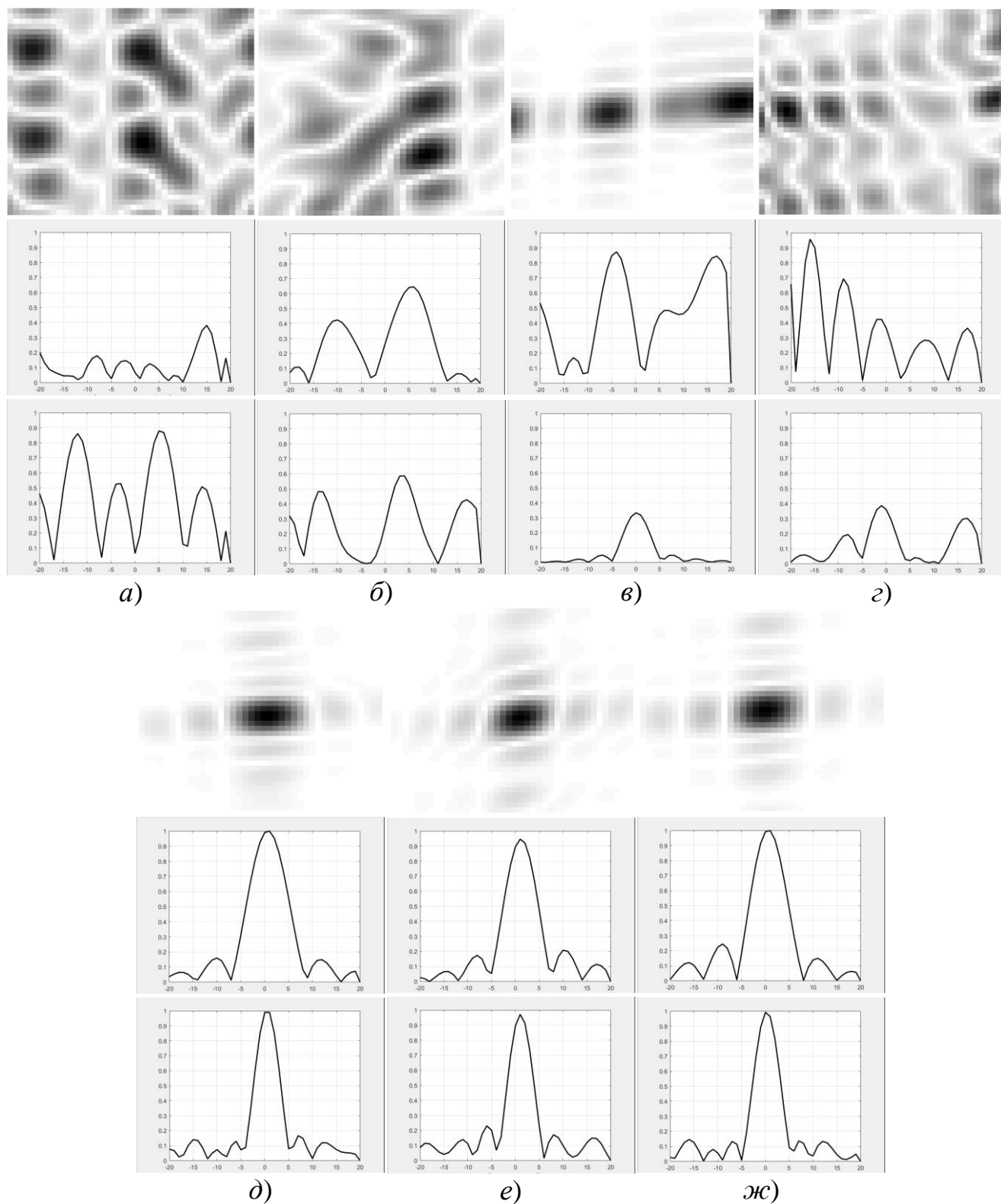


Рис. 4.11 – Увеличенные участки РЛИ. Варьируется частота выдачи данных от БНС

На рис. 4.11 видно, что отклик отражателя на РЛИ сформирован, когда частота выдачи данных от БНС равна или больше частоты дискретизации ТС по

медленному времени. Увеличение частоты выдачи данных здесь почти не влияет на сформировавшуюся форму отклика, при этом уровень боковых лепестков на рис. 4.11,ж растёт до примерно  $-5.8$  дБ.

#### 4.4.2.4 ТН – синусоида вдоль оси Оу в плоскости хОу

Здесь ТН описывается нелинейной функцией, в качестве которой взята синусоида (см. Рис. 4.5,в) с периодом 2 секунды и амплитудой 7 метров, так что начальная точка полёта имеет координаты  $(0, 0, 1000)$ , и конечная –  $(100, 0, 1000)$ . На рис. 4.12 показаны увеличенные участки РЛИ с откликом точечного отражателя, при этом варьировалось значение точности данных от БНС: а) 5 м, б) 2,5 м, в) 1 м, г) 0,5 м, д) 0,25 м, е) 0,1 м, ж) 0,05 м, з) 0,01 м. Для всех случаев частота выдачи данных составляла 100 Гц.

Как видно из рис. 4.12, отклик точечного отражателя формируется при заданных параметрах ТН, когда точность данных от БНС равна 0,05 и 0,01 м. Ширина главного лепестка при этом составляет 0,25 м по вертикали и 0,6 м по горизонтали, а уровень боковых лепестков достигает  $-6,0$  дБ. Поворотов отклика, как в п. 4.4.2.3, не наблюдается.

На рис. 4.13 показаны увеличенные участки РЛИ с откликом точечного отражателя, при этом варьировалось значение частоты выдачи данных от БНС: а) 1 Гц, б) 10 Гц, в) 25 Гц, г) 50 Гц, д) 100 Гц, е) 200 Гц, ж) 400 Гц. Для всех случаев точность измерения координат составляла 0,01 м – такой выбор основан на том, что отклик отражателя наименее искажён на рис. 4.12,з, который соответствует именно такой точности данных от БНС.

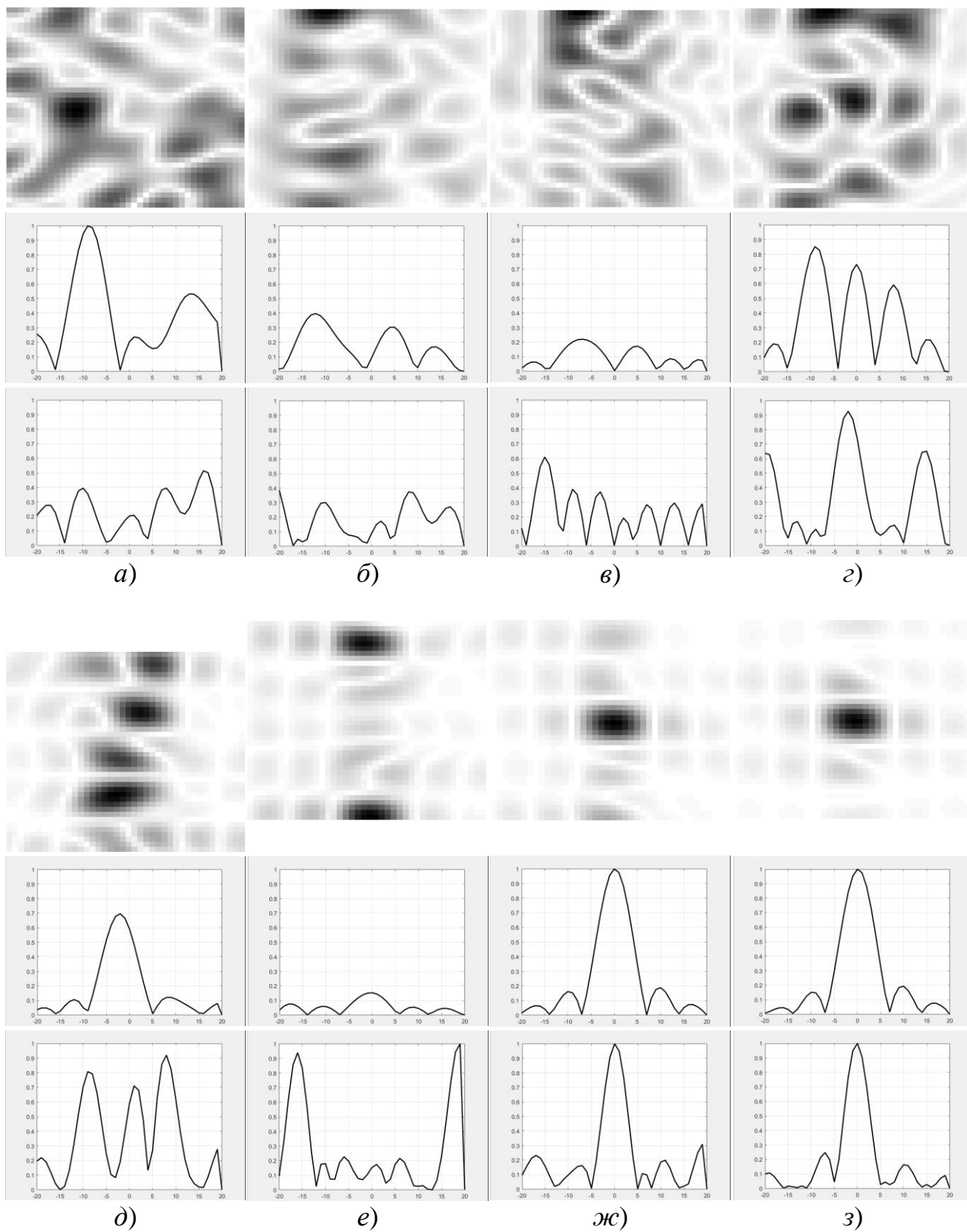


Рис. 4.12 – Увеличенные участки РЛИ. Варьируется точность данных от БНС

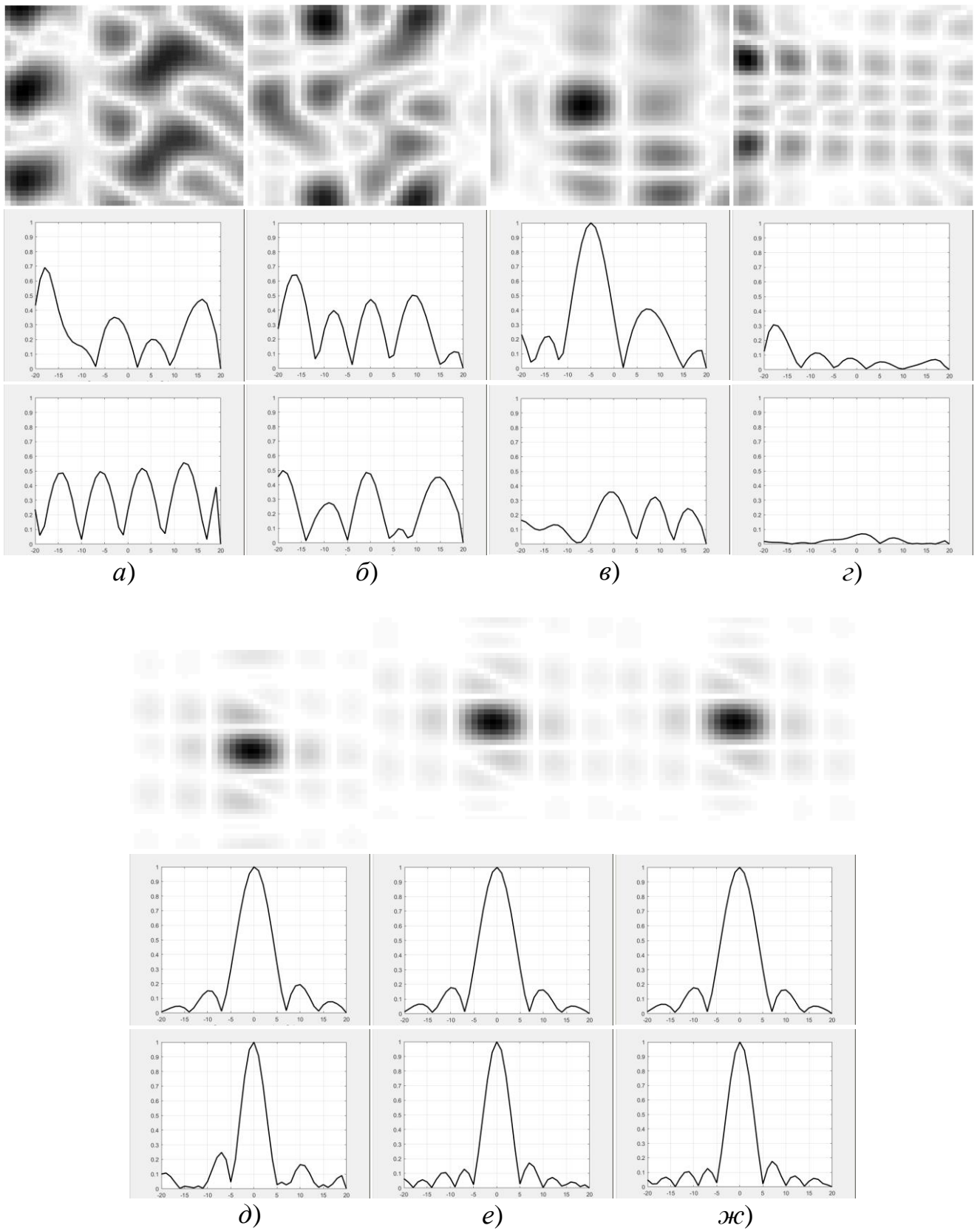


Рис. 4.13 – Увеличенные участки РЛИ. Варьируется частота выдачи данных от БНС

Рис.4.13 показывает, что для формирования отклика отражателя важно, чтобы частота выдачи данных от БНС была не меньше частоты дискретизации по медленному времени. Заметно, что с ростом частоты выдачи данных уменьшается уровень боковых лепестков с примерно  $-6$  дБ на рис. 4.13,д до  $-6,8$  на рис. 4.13,ж.

#### *4.4.2.5 ТН – нелинейное смещение. ТС на основе ЧБОИ*

В эксперименте, результаты которого изображены на рис. 4.14, ТС моделировался для сцены, построенной на основе оптического изображения района, прилегающего к кинотеатру "Байконур". Изображение взято с сервиса Google Maps, преобразовано в оттенки серого. Расстояние между точечными отражателями составляло  $0,5$  м по оси  $Ox$  и по оси  $Oy$ . Общее число отражателей составило  $20\ 000$ , их ЭПР варьировались от  $1$  до  $0$  м<sup>2</sup> в зависимости от яркости соответствующей точки на оптическом изображении. Во избежание порчи РЛИ муаровым узором, вызванным пространственной интерференционной картиной (см. главы 1 и 2), отражатели сосредоточены на прямоугольном участке с координатами противоположных углов  $(0, 1075, 0)$  и  $(100, 1125, 0)$  в метрах. Значения в карте высот равны нулю, чтобы исключить необходимость учёта радиотеней и переотражений. В остальном модель повторяет использовавшуюся в п.4.4.2.4.



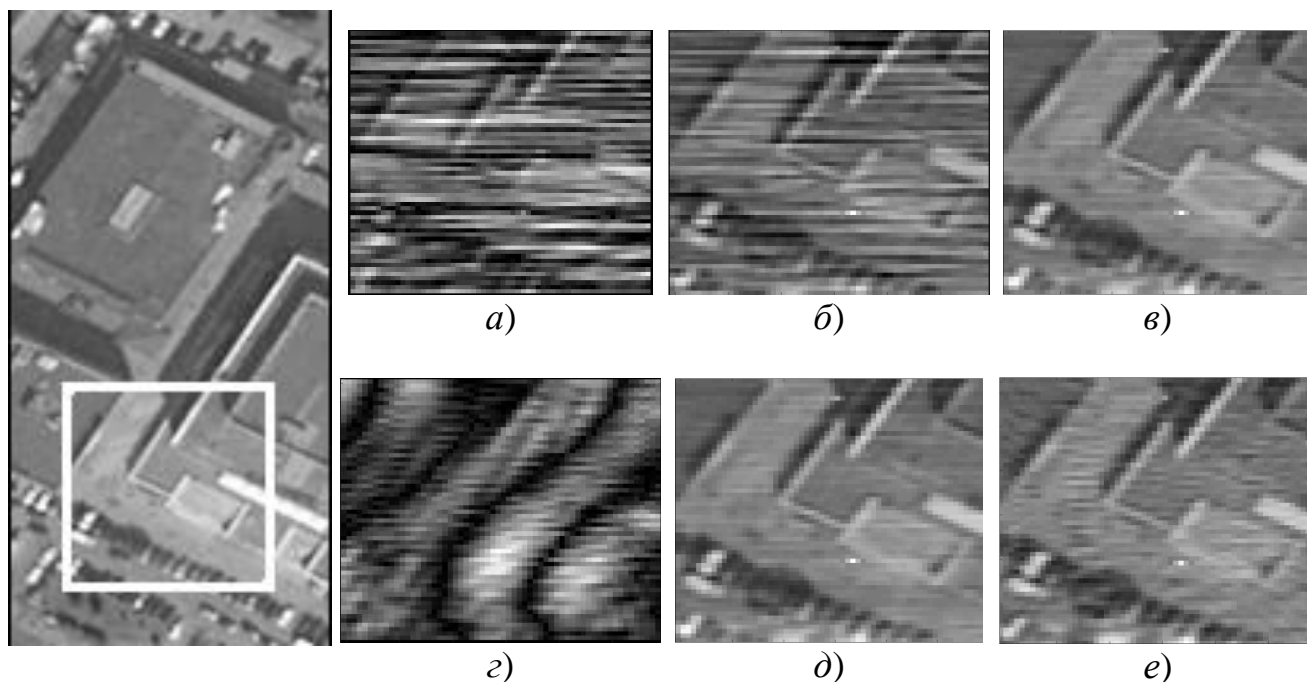


Рис. 4.14 – Увеличенные участки РЛИ в районе кинотеатра "Байконур"

На рис. 4.14 слева показано исходное ЧБОИ, а белой рамкой обведён участок, для которого по рассчитанному ТС формировалось РЛИ методом обратного проецирования. Справа показаны увеличенные участки РЛИ, при этом на изображениях сверху варьировалась точность данных от БНС: а) 0,01м; б) 0,005м; в) 0,001м – для каждого случая частота выдачи данных от БНС составляла 100 Гц. На изображениях снизу варьировалась частота выдачи данных от БНС: г) 50 Гц; д) 100 Гц; е) 200 Гц – для каждого случая точность данных от БНС составляла 0,001м. Периодические горизонтальные полосы разной яркости, мешающие различать объекты на РЛИ, вызваны ошибкой округления данных от БНС.

Из анализа изображения 4.14,а видно, что, хотя ему должен соответствовать внешне привлекательный вид функции отклика из рис. 4.12,з, всё же точности измерений координат до 0,01 м недостаточно для рассматриваемой модели РСА НИ с ЛЧМ. Параллельные горизонтальные полосы разной яркости ухудшают качество РЛИ, делая его интерпретацию крайне затруднительной. С улучшением точности измерения координат радиолокатора, полосы становятся более редкими и менее интенсивными,

позволяя визуально различить не только крупные объекты (лестницу на второй этаж кинотеатра, углы и стены строений), но и менее габаритные (автомобили на стоянках, дерево).

Субъективно хорошее качество РЛИ достигается тогда, когда частота выдачи данных выше или равна частоте дискретизации ТС по медленному времени. При этом погрешность измерения координат РСА должна быть порядка 3% от значения рабочей длины волны (в рассмотренном случае – около 1 мм для РСА с рабочей длиной волны 3 см).

Полученный результат согласуется со сказанным в работе [16] о том, что на практике целесообразно стремиться тому, чтобы точность измерения радиального расстояния от РСА до объекта на сцене не превышала  $\lambda/16$ , где  $\lambda$  – рабочая длина волны. При этом так же важно отметить, что рассмотренный пример нелинейной ТН в п.4.4.2.4 и п.4.4.2.5, очевидно, является экстремальным и показывает, что необходимо учитывать вероятные помехи движению носителя, чтобы выводы по исследованию модели не заставляли чрезмерно завышать требования к характеристикам данных от БНС.

Предложенная методика исследования влияния характеристик БНС и вида ТН на качество РЛИ дополняет грубые оценочные расчёты требований к характеристикам БНС, давая представление о влиянии исследуемых факторов на форму функции отклика отражателя на РЛИ, получаемом заданным методом обработки ТС. Благодаря этому предложенная методика позволяет выдвигать требования к характеристикам БНС. Для полноты заключаемых выводов предложенную методику целесообразно сочетать с субъективным анализом РЛИ, формируемых при обработке ТС, полученного численным моделированием на основе ЧБОИ.

#### 4.5 Выводы к главе 4

1. Качество РЛИ, получаемого методами, образованными от обратного проецирования (в том числе, ДДА), имеет предел, задаваемый наилучшим качеством РЛИ, которое может быть получено обратным проецированием в заданных условиях. Предел качества РЛИ позволяет выдвигать требования к характеристикам устройств радиолокационного комплекса (например, БНС) или конструировать архитектуру метода обработки ТС, исходя из заранее ожидаемых дефектов РЛИ.

2. Рассмотрены параметры математической модели ТС, влияющие на качество РЛИ. Основное внимание уделено двум характеристикам БНС: точности измерения координат и частоте выдачи данных. Выявлено влияние каждой из этих характеристик на качество РЛИ, оцениваемое по функции отклика точечного отражателя.

3. Предложена и описана методика исследования влияния тех или иных факторов, учитываемых математической моделью ТС, на качество РЛИ. Приведены блок-схемы для случаев формирования РЛИ методом обратного проецирования и с помощью ДДА, а также пояснён принцип изменения методики в зависимости от используемого метода формирования РЛИ.

4. С помощью предложенной методики исследовано влияние характеристик БНС и вида ТН на качество РЛИ, получаемого методом обратного проецирования. Рассмотрены следующие случаи: ТН отсутствуют; ТН описывается постоянной величиной; ТН описывается линейной функцией; ТН описывается нелинейной функцией, а именно – синусоидой в плоскости  $xOy$ . Приведён пример субъективного улучшения качества РЛИ, полученного обратным проецированием, при увеличении точности измерения координат и частоты выдачи данных БНС.

5. Показано, что частота выдачи данных от БНС должна быть не ниже частоты дискретизации ТС по медленному времени, а приемлемая точность измерения координат зависит от ожидаемой интенсивности ТН. Для

рассмотренного случая (параметры сигнала, обеспечивающие разрешающую способность при рабочей длине волны 3 см) получена оценка требуемой точности измерения координат РСА порядка 1...5мм. Визуальные материалы исследования подтверждают этот вывод в отношении требования миллиметровой погрешности измерения координат, что согласуется с работой других авторов, связанной с предъявлением требований к системе микронавигации на борту БПЛА.

## Глава 5

### Разработка и анализ алгоритмов компенсации траекторных нестабильностей

#### 5.1 Общие сведения о компенсации движения и коррекции миграции

В главе 3 приведено описание дальностно-доплеровского алгоритма (ДДА), с помощью которого РЛИ формируется в пространстве с координатами «частота биений – медленное время». При математическом описании модели ТС, лежащей в основе ДДА, были приняты допущения, позволяющие «разделить» обработку ТС двумерным пространственно-зависимым фильтром на цепочку операций, предполагающих использование одномерных фильтров. Однако, такое разделение имеет как положительные, так и отрицательные последствия.

Решения, лежащие в основе ДДА, ускоряют процесс формирования РЛИ, но оставляют качество последнего уязвимым перед влиянием различных факторов, создающих искажения в ТС. Как уже отмечалось ранее, в работе [22] приводится диаграмма, показывающая вклад различных факторов в фазовую ошибку в ТС, и траекторная нестабильность (ТН) занимает в этой диаграмме первое место, поскольку на неё приходится около трёх четвертей всех фазовых искажений. Таким образом, борьба с влиянием ТН на качество РЛИ в ДДА – задача, важность которой нельзя переоценить.

Для компенсации влияния ТН необходимо знать не только идеальную (желаемую) траекторию движения РСА, но и реальную (с которой производилась запись ТС), поэтому ДДА, как и метод обратного проецирования, вынужден полагаться на измерения координат. Эти координаты

могут передаваться методу формирования РЛИ, например, от инерциальной или спутниковой БНС. Кроме того, эквиваленты этих координат, необходимые для работы ДДА, могут быть оценены с помощью специальных алгоритмов при анализе самого ТС [50, 59, 78].

Так же в главе 3 отмечалось, что в ДДА борьба с влиянием ТН может быть разделена на две операции: компенсацию движения (в направлении частоты биений) и автофокусировку (в направлении медленного времени), что ведёт к упрощённой блок-схеме ДДА, изображённой на рис. 3.4. Предмет интереса в данной главе – операция компенсации движения (КД), которая реализуется различными методами.

При разработке методов КД широко применяется стратегия представления времени задержки или отдельных его составляющих (связанных с миграцией по дальности или с ТН) в виде двух слагаемых:  $\tau_{ref}$  и  $\tau_{k,diff}$ , где первое из них (индекс *ref* – от англ. *reference* в значении «эталон») не зависит от пространственного положения отражателя, а второе – зависит (индекс *diff* – от англ. *difference* в значении «разность»). В работах [43, 102] описано, как такое разделение позволяет прийти к двухэтапной структуре метода КД в контексте ДДА и метода масштабирования частоты. Первый этап КД в этом случае называется КД первого порядка (“1st Order MoCo”), а второй этап – КД второго порядка (“2nd Order MoCo”).

*КД первого порядка:* предназначена для компенсации фазовых множителей и частотных сдвигов, связанных с величиной  $\tau_{ref}$ . Для её вычисления на РЛИ выбирается эталонная точка с координатами  $(f_{\delta ref}, \eta_{ref})$ , и ей приводится в соответствие возможное положение отражателя на сцене. Для этого отражателя с учётом данных БНС вычисляется функция  $h_{ref}(t, \eta)$ :

$$h_{ref}(t, \eta) = \exp(-j2\pi\beta\tau_{ref}(\eta)t). \quad (5.1)$$

Записанный ТС умножается на эту функцию в пространстве «быстрое время – медленное время», в результате чего отклики всех отражателей в

пространстве РЛИ изменяют своё положение на близкое к тому, как если бы ТН отсутствовала. Эта операция сопряжена с допущением, которое называется усреднением по центру луча (УпЦЛ) или, в англоязычной литературе, *center-beam approximation*. Это допущение предполагает, что влияние ТН на отклики всех отражателей в пределах луча одинаково, и в расчётах можно ориентироваться на отражатель в центре луча.

КД второго порядка предназначена для компенсации фазовых составляющих, связанных с величиной  $\tau_{k,diff}$ , хранящей разницу между временем задержки, соответствующим эталонной точке и её  $k$ -м соседом.

Второй этап КД представляет наибольшую сложность в реализации и является предметом многочисленных исследований. Так, в работах Э. Заугга [99, 103] рассматривается обобщённый метод КД, основанный на фильтровой обработке, что подаётся как преимущество по сравнению с методами КД, основанными на использовании интерполяции. Зауггом отмечается трудоёмкость получения выражения для  $\tau_{k,diff}$ : для поиска решения необходимой для этого системы уравнений ему пришлось прибегнуть к символьному вычислителю. При этом полученное решение оказалось чрезмерно громоздким и в текст работ не включалось под предлогом того, что желающие разработчики могут получить аналогичное решение, так же прибегнув к символьному вычислителю.

Авторами работы [96] описывается, как в контексте РСА высокого разрешения в рамках приближённого метода Омега-К (см. рис. 3.3 справа) этапы двухэтапной стратегии КД могут быть объединены в один. Авторы пришли к одноэтапному методу КД, пытаясь устранить искажения при сжатии по азимуту, вызванные сочетанием второго этапа КД и коррекции миграции с помощью интерполяции Штольца.

КД первого порядка может рассматриваться и как самостоятельный метод КД. Так, авторами работы [80] представлен одноэтапный метод КД, основанный на фильтровой обработке. Этот метод подходит для получения

РЛИ с помощью ДДА в реальном времени. Авторами, как и в работе Дж. Форнаро [43], отмечался недостаток прямого использования первого этапа КД, заключающийся в заметном ухудшении качества РЛИ по мере удаления от точки, соответствующей эталонному отражателю.

В данной диссертации предлагается одноэтапный метод КД, основанный, как и в работах [80, 103] на фильтровой обработке ТС в рамках ДДА. В нём не используется разделение времени задержки на зависимую и не зависимую от пространственного положения отражателя составляющие. При этом, в предлагаемом одноэтапном методе КД обеспечивается независимость разрешающей способности по азимуту от пространственного положения отражателя.

## 5.2 Предлагаемый метод компенсации движения

В основе предлагаемого метода КД лежит усреднение по центру луча. Ключевая идея одноэтапного подхода к КД на основе КД первого порядка состоит в том, что для откликов точечных целей, расположенных на одной и той же наклонной дальности в пределах луча антенны (а, следовательно, характеризующихся одной и той же частотой биений), можно использовать один и тот же фильтр. Умножение траекторного сигнала (3.8) на импульсную характеристику  $h(t, \eta)$  этого фильтра приведёт к сдвигу частотных спектров по оси частот биений. Импульсная характеристика рассчитывается для той точечной цели, на которую указывает центр луча антенны, и с учётом выражения (3.11) может быть записана, как:

$$h(t, \eta) = \exp\left(-j2\pi\left(\beta\tau_{kTH}(\eta)t + f_0\tau_{kTH}(\eta) - 0,5\beta\tau_{kTH}^2(\eta) - \beta\tau_{k0}\tau_{kTH}(\eta)\right)\right). \quad (5.2)$$

Очевидный недостаток этого подхода состоит в том, что чем больше отличаются величина  $\beta\tau_{kTH}(\eta)$  и частота биения, соответствующая другой точечной цели, тем более искажённым получится отклик последней на РЛИ.



Для исправления этого недостатка можно принять допущение, что в сжатом по дальности траекторном сигнале от  $k$ -й цели значимая часть энергии сосредоточена в отсчёте, соответствующем частоте биений  $f_{\bar{\sigma}k}$ , а энергией в соседних отсчётах можно пренебречь. Это позволяет «нарезать» в области  $(f_{\bar{\sigma}}, \eta)$  сжатый по дальности траекторный сигнал (3.12) на полосы шириной в 1 отсчёт по оси частот биений, отдельно подвергнуть каждую из них фильтровой обработке, а затем сложить результаты в новый траекторный сигнал. Рис. 5.1 схематически иллюстрирует эту идею.

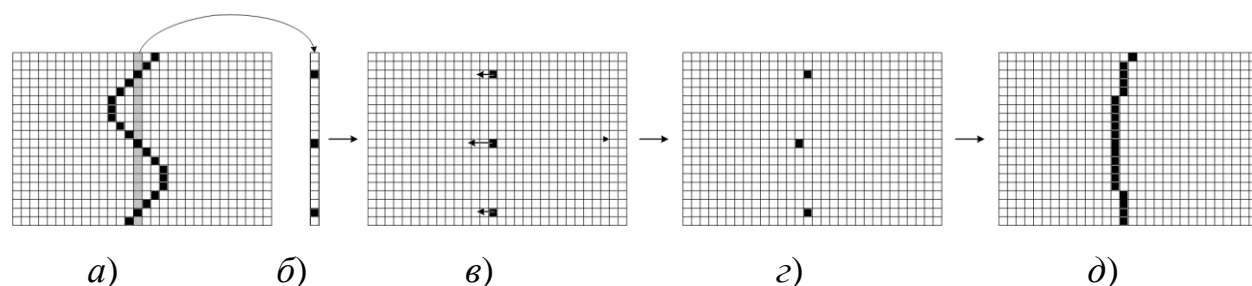


Рис. 5.1 – Траекторные сигналы: а) ТС1; б) выделенный из ТС1 участок на частоте биений  $f_{\bar{\sigma}ref}$ ; в) ТС2; г) ТС2 после компенсации движения; д) ТС3

На рис. 5.1,а показано амплитудное изображение сжатого по дальности траекторного сигнала (3.12), который далее будет обозначаться, как ТС1. На этом изображении отклики точечной цели выстроились в изогнутую линию, а серой вертикальной полосой показаны отсчёты, соответствующие выбранной частоте биений  $f_{\bar{\sigma}ref}$ . На рис. 5.1,б эта полоса показана отдельно, как «вырезанная» из траекторного сигнала ТС1. На рис. 5.1,в показан траекторный сигнал ТС2, полученный из ранее «вырезанной» полосы путём дополнения её нулями слева и справа до размера исходного траекторного сигнала ТС1. Стрелками, направленными влево, показаны величины, на которые необходимо переместить отклики в ТС2 с помощью фильтровой обработки, чтобы они выстроились в линию, напоминающую гиперболу, которая соответствует идеальному прямолинейному движению носителя РСА. На рис. 5.1,г показан результат этой фильтровой обработки, а на рис. 5.1,д – траекторный сигнал

ТС3, представляющий собой сумму траекторных сигналов ТС2, полученных для разных частот биений  $f_{\bar{o}ref}$  и прошедших каждый свою индивидуальную фильтровую обработку.

Сказанное выше можно представить в виде блок-схемы алгоритма, которая изображена на рис. 5.2.

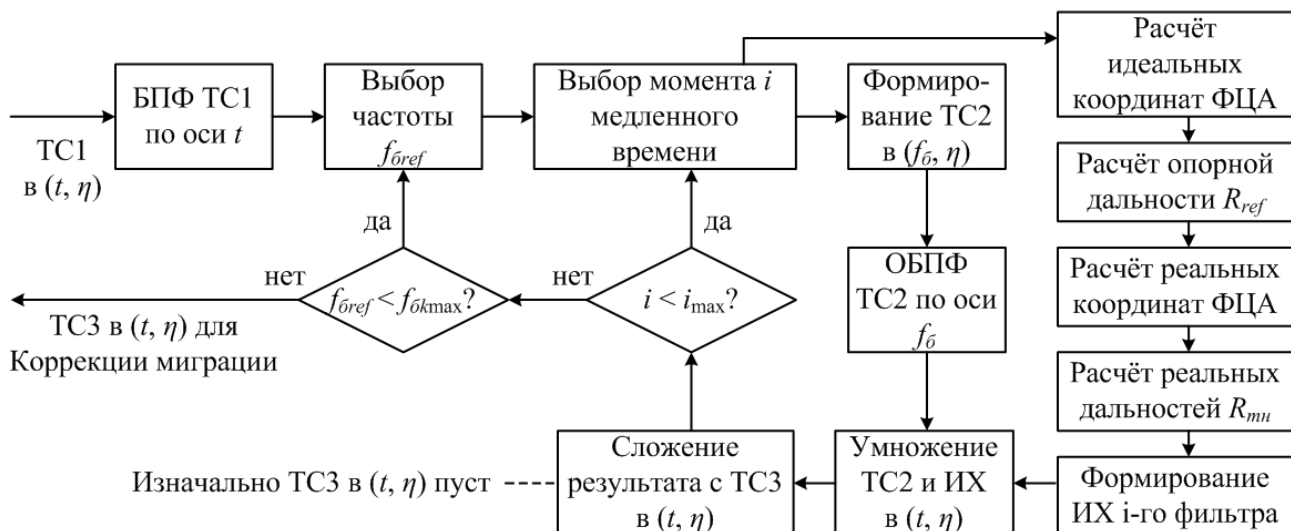


Рис. 5.2 – Блок-схема предлагаемого метода компенсации движения

В правой части блок-схемы на рис. 5.2 обозначены операции, необходимые для формирования импульсной характеристики (5.2): расчёт опорной дальности, расчёт идеальных координат фазового центра антенной системы (ФЦА), расчёт реальных дальностей и расчёт реальных координат ФЦА. Эти операции проще всего пояснить с помощью рис. 5.3, иллюстрирующего модель наблюдения НИЛЧМ-РСА  $k$ -го отражателя.

На рис. 5.3 изображена радарграмметрическая система координат с центром в точке  $(0, 0, h_c)$ , где  $h_c$  – высота полёта НИЛЧМ-РСА (для простоты примем, что ФЦА и носитель можно представить в виде одной и той же материальной точки). Неподвижная  $k$ -я точечная цель имеет координаты  $(x_k, y_k, z_k)$ . При идеальном движении носитель находится в точке  $A_{ref}$  с координатами  $(X_{ref} = X_{min} + v_c(t + \eta), 0, h_c)$ , где  $X_{min}$  – начало полёта на оси  $Ox$ . Из этой точки к  $k$ -й цели можно направить вектор  $\vec{R}_{ref}$  с координатами

$(x_k - X_{ref}, y_k, -h_c)$ . При движении с траекторной нестабильностью носитель находится в точке  $A$  с координатами  $(X_{ref} + X_{TH}, Y_{TH}, Z_{TH})$ , куда от точки  $A_{ref}$  ведёт вектор  $\vec{R}_{TH}$  с координатами  $(X_{TH}, Y_{TH}, Z_{TH})$ . Тогда на  $k$ -ю цель направлен вектор  $\vec{R}_{kTH}$  с координатами  $(x_k - X_{ref} - X_{TH}, y_k - Y_{TH}, -h_c - Z_{TH})$ .

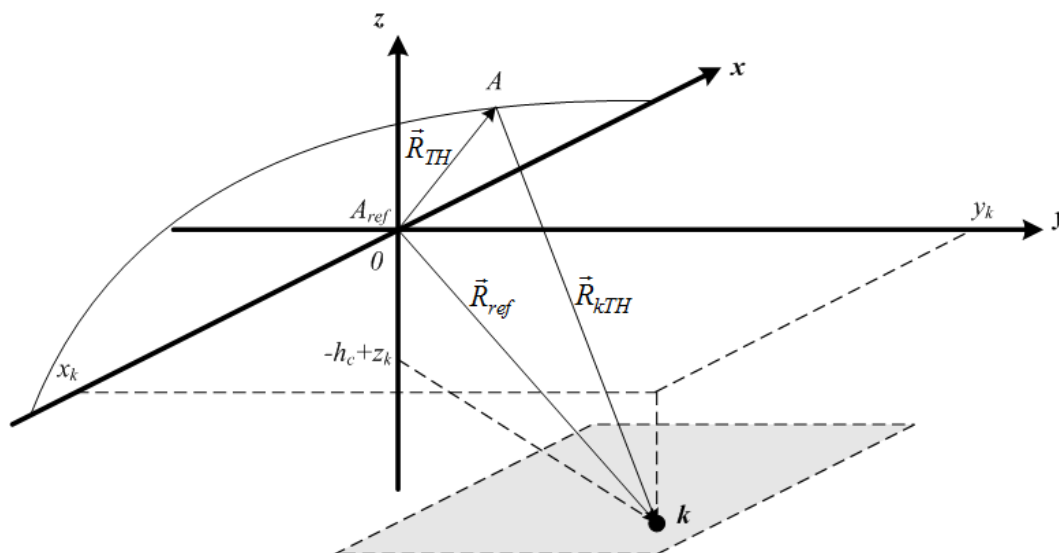


Рис. 5.3 – Идеальные и реальные дальности от ФЦА РСА до  $k$ -й цели

Разница  $\Delta R = |\vec{R}_{kTH}| - |\vec{R}_{ref}|$  позволяет найти величину  $\tau_{kTH} = 2\Delta R / c$ , необходимую для расчёта импульсной характеристики (5.2), но для расчёта этих дальностей необходимо знать координаты  $k$ -й цели.

Как уже упоминалось выше, ДДА формирует РЛИ в координатах  $(f_{\sigma}, \eta)$ , а частота биений связана с наклонной дальностью линейным соотношением:

$$f_{\sigma k} = \beta \tau_k = \beta \tau_{k0} + \beta \tau_{kRCM} + \beta \tau_{kTH} = 2\beta (R_{k0} + R_{kRCM} + R_{kTH}) / c, \quad (5.3)$$

где  $R_{k0}$ ,  $R_{kRCM}$  и  $R_{kTH}$  – части наклонной дальности до  $k$ -й цели, соответствующие частям времени задержки  $\tau_k$ .

Выбор частоты биений  $f_{\sigma ref}$  при компенсации движения эквивалентен заданию вектора  $\vec{R}_{k0}$ , направляемого на  $k$ -й отражатель из точки  $(x_k, 0, 0)$  и имеющего длину, определяемую равенствами  $f_{\sigma ref} = \beta \tau_{k0} = 2\beta R_{k0} / c$ . Таким

образом, выбор частоты биений  $f_{\bar{o}ref}$  позволяет получить две координаты ( $y_k$  и  $z_k$ )  $k$ -го отражателя:

$$\begin{cases} x_k = T_n v_x / 2; \\ y_k = \sqrt{R_{k0}^2 - (DEM(k) - h_c)^2}; \\ z_k = DEM(k) - h_c, \end{cases}$$

где  $DEM(k)$  – априорные сведения из карты высот (0, если карты высот нет).

Выбор координаты  $x_k$  следует пояснить с помощью рис. 5.4.

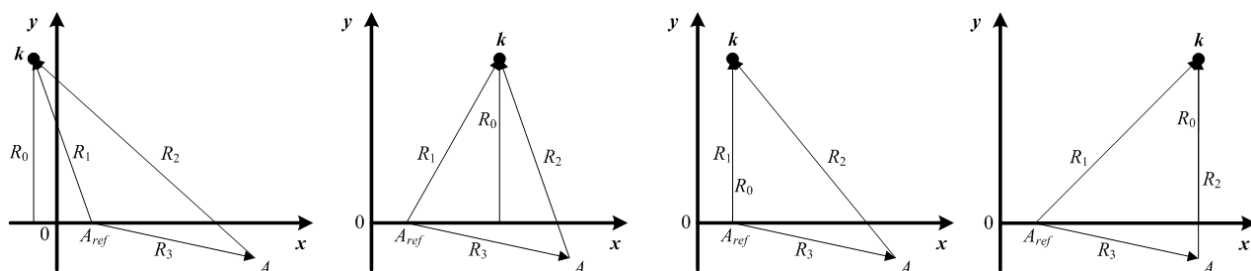


Рис. 5.4 – Пояснение к выбору координаты  $x_k$

На рис. 5.4 в плоскости  $xOy$  изображены разные по координате  $x$  положения  $k$ -й цели, характеризуемые векторами  $\vec{R}_1 = \vec{R}_{ref}$ ,  $\vec{R}_2 = \vec{R}_{kTH}$  и  $\vec{R}_3 = \vec{R}_{TH}$ , а также кратчайшей дальностью  $R_0 = R_{k0}$  от ФЦА до  $k$ -й цели. Как видно из этих рисунков, для всех точек с одной и той же кратчайшей дальностью  $R_0$  характерны одинаковые векторы  $\vec{R}_3 = \vec{R}_{TH}$ , что позволяет сделать важный для компенсации движения вывод: вектор  $\vec{R}_{TH}$ , влияние которого необходимо компенсировать, не зависит от азимутального положения  $k$ -го отражателя.

Это значит, что координату  $x_k$  можно выбирать свободно, исходя из нужд конкретной реализации алгоритма, поскольку закон фазово-частотной модуляции, вызываемой ТН, будет одинаковым для всех точечных отражателей, характеризуемых одинаковой кратчайшей дальностью  $R_{k0} = 0,5 f_{\bar{o}ref} c / \beta$ . Например, для каждого момента медленного времени  $\eta$  можно задать  $x_k$ , лежащей в середине интервала синтезирования.

Расчёт реальных координат ФЦА сводится к получению от БНС координат  $(X(t, \eta), Y(t, \eta), Z(t, \eta))$  и, при необходимости, интерполяции их таким образом, чтобы каждому отсчёту ТС1 в медленном и быстром времени могли быть сопоставлены координаты носителя  $(X_{TH} = X(t, \eta) - X_{ref}, Y_{TH} = Y(t, \eta), Z_{TH} = Z(t, \eta) - h_c)$ . Тогда импульсная характеристика (5.2) может быть полностью рассчитана и использована для умножения на ТС2 в области  $(t, \eta)$ .

Результат работы такого алгоритма – траекторный сигнал ТС3, который можно записать следующим образом:

$$\begin{aligned}
 S_{TC}(f_{\sigma}, \eta) \approx & -\tau_n \sum_{k=1}^K \operatorname{sinc}(\pi \tau_n [f_{\sigma} - \beta \tau_{k0} - \beta \tau_{kRCM}(\eta)]) \times \\
 & \times \exp(j2\pi [f_0 \tau_{k0} - 0,5\beta \tau_{k0}^2]) \times \\
 & \times \exp(j2\pi [f_0 \tau_{kRCM}(\eta) - 0,5\beta \tau_{kRCM}^2(\eta) - \beta \tau_{k0} \tau_{kRCM}(\eta)]) \times \\
 & \times \exp(-j2\pi \beta \tau_{kRCM}(\eta) \tau_{kTH}(\eta) - j\varphi_k).
 \end{aligned} \tag{5.4}$$

Теперь траекторный сигнал (5.4) можно подвергнуть операции коррекции миграции.

### 5.3 Предлагаемый метод коррекции миграции

Из анализа выражений (3.11) и (3.12) видно, что операции компенсации движения и коррекции миграции схожи друг с другом, а потому алгоритм, предложенный в предыдущем разделе, после некоторой доработки так же может быть применён для смещения спектра каждой  $k$ -й точечной цели на величину  $\beta \tau_{kRCM}(\eta)$  и для умножения значений отсчётов спектра на величину  $\exp(-j\pi \beta \tau_{kRCM}^2(\eta))$ .

Импульсная характеристика фильтра, которую необходимо умножить на ТС2 при коррекции миграции, может быть представлена выражением:

$$h(t, \eta) = \exp\left(-j \frac{1}{2} \pi \left( \beta \tau_{kRCM}(\eta) t - 0,5 \beta \tau_{kRCM}^2(\eta) - \beta \tau_{k0} \tau_{kRCM}(\eta) \right)\right). \quad (5.5)$$

Величина  $\tau_{kRCM}(\eta)$ , необходимая для импульсной характеристики (5.5), определяется, как  $\tau_{kRCM}(\eta) = 2 \Delta R / c$ , где  $\Delta R = \left| \vec{R}_{ref} \right| - R_{k0}$ .

В отличие от величины  $\tau_{kTH}(\eta)$ , вызванной траекторной нестабильностью, величина  $\tau_{kRCM}(\eta)$ , как видно по изменению длины вектора  $\vec{R}_1 = \vec{R}_{ref}$  на рис. 5.4, зависит от углового положения  $k$ -й цели. Кроме того, закон, описывающий миграцию сигнала по дальности, опирается на закон идеального прямолинейного, а не реального движения носителя, а поэтому не ограничен интервалом  $[0 \dots T_n]$ , в котором определён обрабатываемый траекторный сигнал. Эту мысль иллюстрирует рис. 5.5.

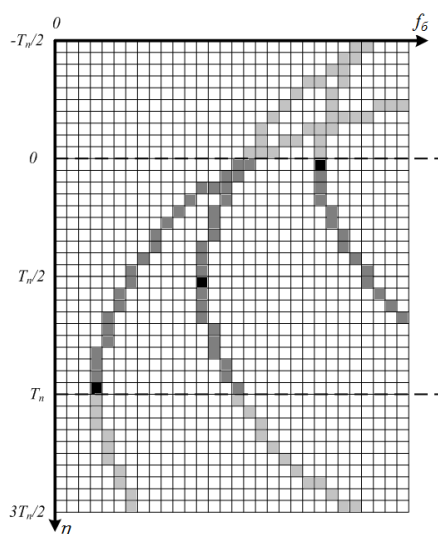


Рис. 5.5 – Миграция по дальности и азимутальное положение целей

На рис. 5.5 схематически изображён траекторный сигнал (5.4), где по горизонтали расположены частоты биений, а по вертикали – отсчёты медленного времени, связанные с координатой  $x$  линейным соотношением:

$$x(\eta) = X_{\min} + v_x \eta.$$

На этом рисунке видны линии, в которые выстраиваются отклики точечных целей, расположенных на разных координатах  $x_k$  (слева направо):  $T_n v_x$ ,  $T_n v_x / 2$  и 0. Тёмно-серым показаны отсчёты, записанные в траекторном сигнале, а светло-серым – те, которые могли бы быть, если бы запись началась раньше на  $T_n / 2$  и длилась в два раза дольше. Это значит, что каждый траекторный сигнал ТС2, создаваемый в соответствующей итерации алгоритма коррекции миграции, должен быть дополнен равным количеством нулей сверху и снизу, чтобы количество отсчётов медленного времени стало равным  $2N$ , где  $N$  – количество отсчётов медленного времени в записи сигнала ТС1.

Линии положения, показанные на рис. 5.5, имеют разную кривизну и пересекаются друг с другом, что представляет проблему для реализации коррекции миграции в областях  $(t, \eta)$  и  $(f_{\delta}, \eta)$ . Эту проблему можно обойти, используя свойство инвариантности по отношению ко времени амплитудно-частотных спектров сигналов. Тогда фильтровая обработка траекторного сигнала (5.4) и образованных из него ТС2 проводится после преобразования Фурье в медленном времени – в областях  $(t, F_{\delta})$  и  $(f_{\delta}, F_{\delta})$ , где  $F_{\delta}$  – частоты Доплера. В этих областях частотные спектры оказываются совмещёнными на оси доплеровских частот, что позволяет проводить групповую коррекцию миграции с помощью импульсной характеристики (5.5) для всех целей, которым соответствует одна и та же частота биений  $f_{\delta ref}$ .

На рис. 5.6 изображена блок-схема алгоритма компенсации движения, доработанного для решения задачи коррекции миграции с учётом преобразования координат, описанного выше.

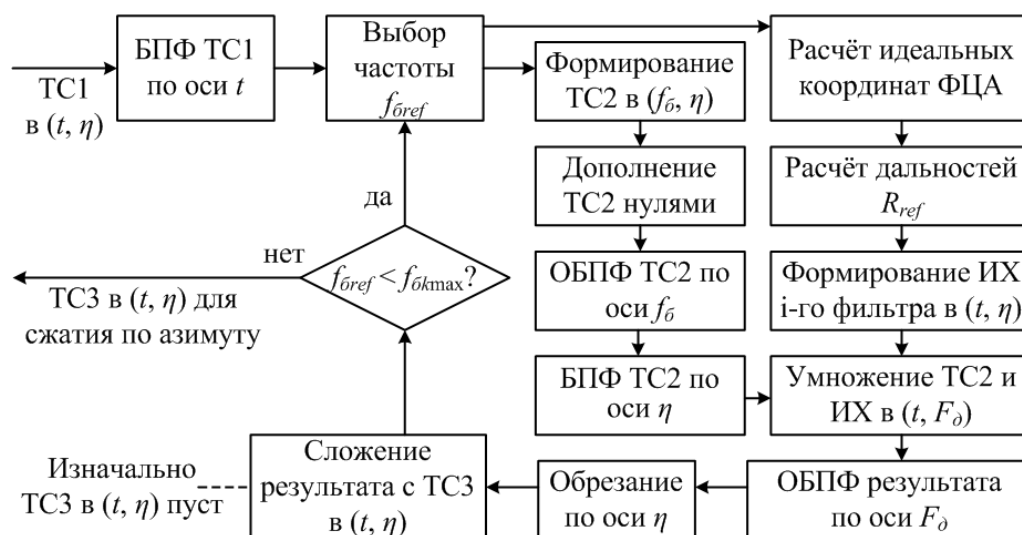


Рис. 5.6 – Блок-схема предлагаемого алгоритма коррекции миграции

Траекторный сигнал, получаемый на выходе алгоритма коррекции миграции, можно описать выражением:

$$\begin{aligned}
 S_{TC}(f_0, \eta) \approx & -\tau_n \sum_{k=1}^K \text{sinc}(\pi\tau_n [f_0 - \beta\tau_{k0}]) \times \\
 & \times \exp\left(j2\pi \left[ f_0\tau_{k0} - 0,5\beta\tau_{k0}^2 + f_0\tau_{kRCM}(\eta) \right]\right) \times \\
 & \times \exp\left(-j2\pi\beta\tau_{kRCM}(\eta)\tau_{kTH}(\eta) - j\varphi_k\right).
 \end{aligned} \quad (5.6)$$

Следует отметить, что несовместимость между собой шкал осей медленного времени, требуемых для описания  $\tau_{kRCM}(\eta)$  и  $\tau_{kTH}(\eta)$ , и соответствующих им наборов данных БНС делает затруднительной компенсацию последнего экспоненциального множителя в выражении (5.6) на этапах компенсации движения и коррекции миграции. Предполагается, что решение этой задачи можно возложить на последний этап ДДА – автофокусировку, которая в данной диссертации не рассматривается.



## 5.4 Эксперименты

Разработанные выше алгоритмы компенсации движения (КД) и коррекции миграции (КМ) можно сравнить с помощью численных экспериментов с их более широко применяемыми аналогами: с одноэтапной КД с усреднением по центру луча (УпЦЛ), аналогично использованной в экспериментах [80]; с КМ с аппроксимацией косинуса угла визирования (АКУВ) [99].

Во всех случаях далее предполагается, что носитель радиолокатора оснащён БНС, измеряющей координаты с идеальной точностью и подающей данные вычислителю с частотой, соответствующей частоте дискретизации медленного времени (100 Гц). Модель НИЛЧМ-РСА и облучаемой сцены задана параметрами, приведёнными в таблице 5.1:

Таблица 5.1. Параметры модели НИЛЧМ-РСА и облучаемой сцены

Параметр	Значение
начальная частота ЛЧМ, $f_0$	10 ГГц
интервал модуляции ЛЧМ, $T_M$	1 мс
девиация частоты, $\Delta f_{ЛЧМ}$	300 МГц
скорость носителя, $v_x$	25 м/с
высота полёта, $h_c$	1 км
интервал синтезирования	100 м
начало сцены на оси $Oy$	1000 м
конец сцены на оси $Oy$	1200 м
начало сцены на оси $Ox$	0 м
конец сцены на оси $Ox$	100 м
время наблюдения, $\tau_n$	1 мс
длительность полёта, $T_p$	4 с
частота дискретизации быстрого времени, $1/\Delta t$	13 МГц
частота дискретизации медленного времени, $\Delta \eta$	10 мс

За идеальную траекторию полёта носителя принята прямолинейная траектория вдоль оси  $Ox$ . По аналогии с работой [89], в модель полёта вводится траекторная неустойчивость одного из видов, показанных на рис. 5.7:

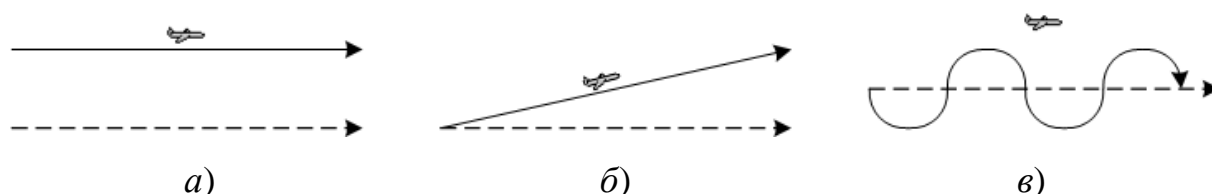


Рис. 5.7 – Виды траекторных нестабильностей: *а)* постоянная величина; *б)* линейная функция; *в)* нелинейная функция (синусоида)

На рис. 5.7 штриховыми линиями показаны идеальные траектории полёта, а сплошными – траектории с ТН. ТН вида (*а*) представляет собой прибавку к координате  $Y(t, \eta)$  постоянной величины, равной 10 м. ТН вида (*б*) представляет собой прибавку к координате  $Y(t, \eta)$  величины, изменяющейся по линейному закону от 0 в начальной точке полёта до 10 м в конечной точке полёта. ТН вида (*в*) – синусоида в плоскости  $xOy$  с амплитудой 10 м по оси  $Oy$ , причём за время полёта проходит два полных периода этой ТН. Величина 10 м взята из соображений наглядности.

На рис. 5.8 показан вид функции отклика точечной цели на увеличенном участке нормированного амплитудного РЛИ (в координатах «наклонная дальность – курсовая дальность») для случая, когда ТН отсутствует.

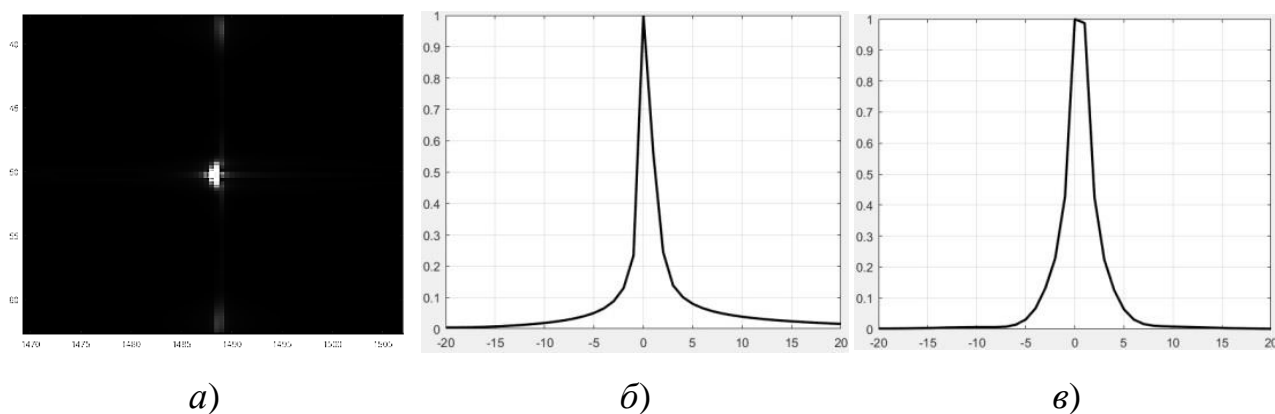


Рис. 5.8 – Эталонный случай: *а)* амплитудное РЛИ; *б)* сечение РЛИ по координате  $x = 50$  м; *в)* сечение РЛИ по координате  $y \approx 1490$  м

РЛИ, показанное на рис. 5.8, *а* получено с помощью ДДА, включающего в себя только операции сжатия по дальности и сжатия по азимуту, аналогично

работе [81]. Ось наклонных дальностей расположена по горизонтали, а ось курсовых дальностей – по вертикали. На рис. 5.8,б и рис. 5.8,в показаны сечения этого РЛИ по координатам  $x = 50$  м и  $y \approx 1490$  м соответственно. По горизонтали отложены номера отсчётов от  $-20$  до  $+20$  относительно нулевого – центра эталонного отклика точечной цели. Аналогичные сечения далее будут удобны для сравнения результатов работы алгоритмов КД или КМ между собой.

#### *5.4.1 Траекторная нестабильность – постоянная величина*

На рис. 5.9 показаны увеличенные участки амплитудного РЛИ и его сечения для трёх случаев: КД отсутствует (рис. 5.9,а), КД с УпЦЛ (рис. 5.9,б) и алгоритм КД, разработанный в разделе 3 (рис. 5.9,в). По рис. 5.9,а видно, что отклик цели ожидаемо сместился по оси наклонных дальностей ближе к ФЦА НИЛЧМ-РСА. По рис. 5.9,б,в видно, что метод КД с УпЦЛ восстанавливает правильное положение отклика цели, как и разработанный в разделе 5.2 алгоритм. Однако, разработанный алгоритм КД визуально заметно увеличивает уровень боковых лепестков по оси наклонных дальностей и расширяет главный лепесток по оси курсовых дальностей.

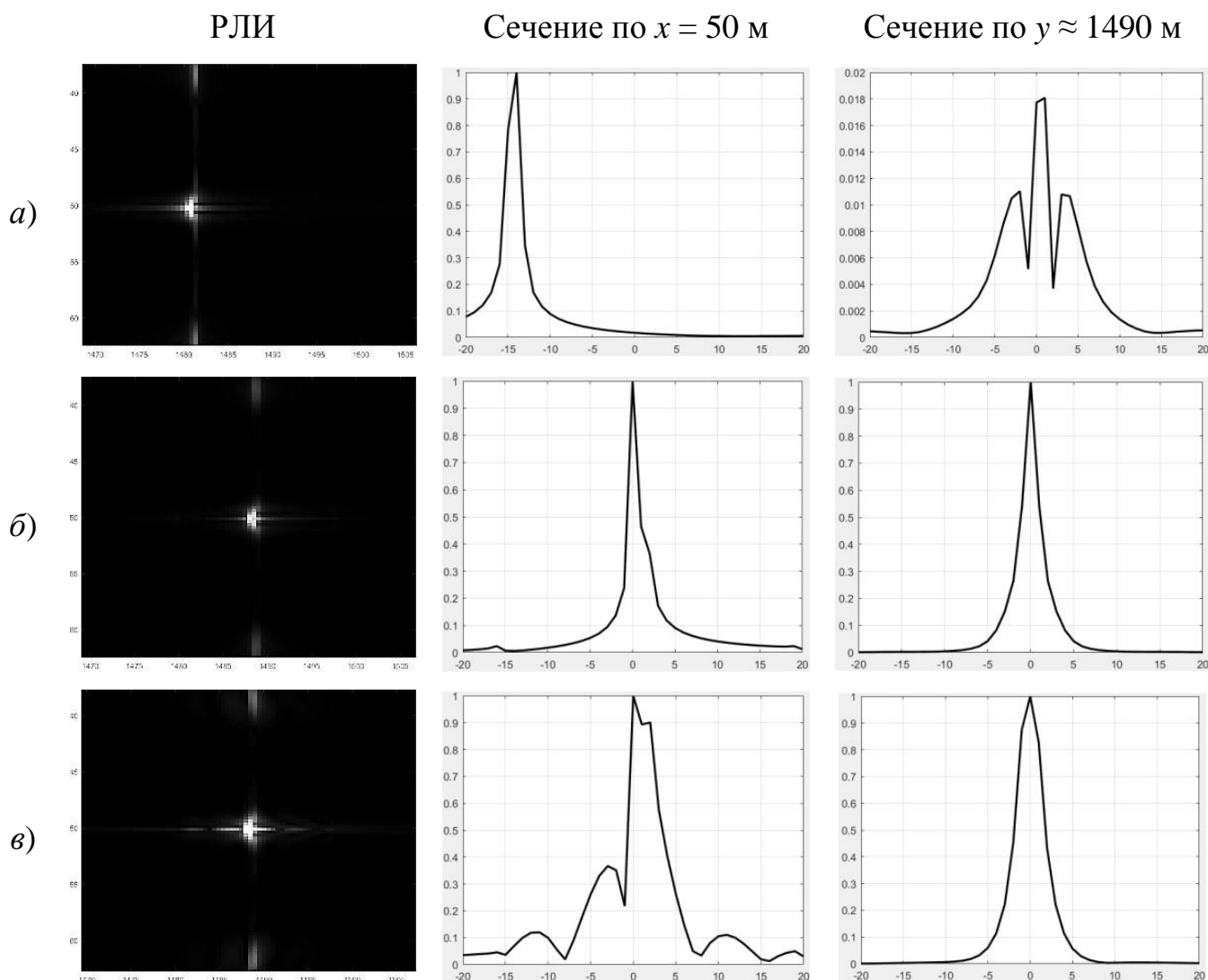


Рис. 5.9 – Траекторная нестабильность – постоянная величина: а) КД отсутствует; б) КД с УпЦЛ; в) разработанный алгоритм КД

#### 5.4.2 Траекторная нестабильность – линейная функция

На рис. 5.10 показаны увеличенные участки амплитудного РЛИ и его сечения для трёх случаев: КД отсутствует (рис. 5.10,а), КД с УпЦЛ (рис. 5.10,б) и алгоритм КД, разработанный в разделе 5.2 (рис. 5.10,в). Из рис. 5.10,а видно, что отклик цели не только исказился внешне, но и «распался» на два, расположенных в разных местах РЛИ. Это результат отсутствия КД перед сжатием сигнала по азимуту, о чём говорилось в главе 3. Из рис. 5.10,б,в видно, что КД с УпЦЛ и разработанный алгоритм КД справляются с восстановлением положения отклика цели, но разработанный алгоритм допускает небольшое

смещение отклика на два отсчёта по курсовой дальности, что можно объяснить влиянием последнего экспоненциального множителя в выражении (5.4).

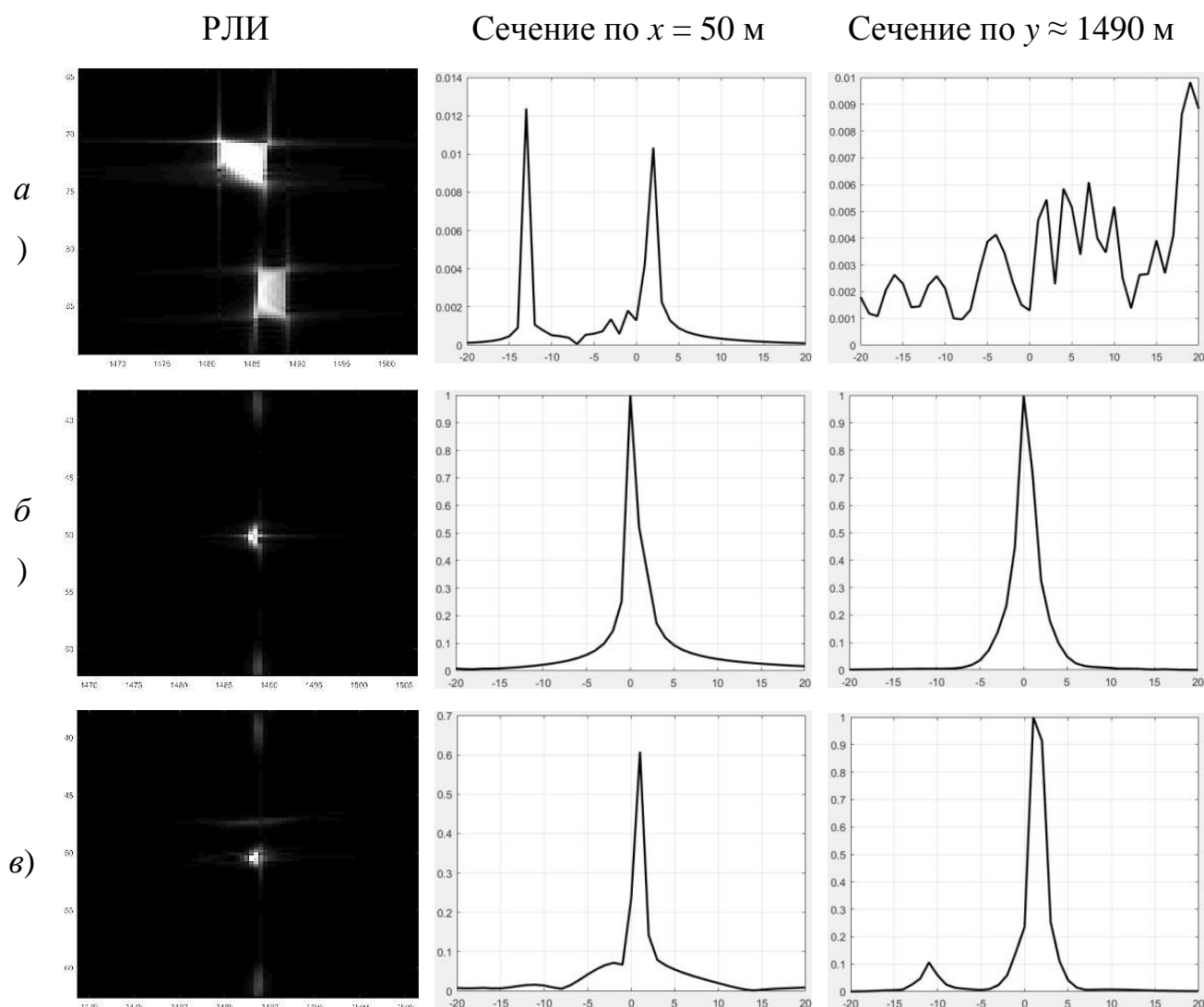


Рис. 5.10 – Траекторная нестабильность – линейная функция: а) КД отсутствует; б) КД с УпЦЛ; в) разработанный алгоритм КД

#### 5.4.3 Траекторная нестабильность – нелинейная функция

На рис. 5.11 показаны увеличенные участки амплитудного РЛИ и его сечения для трёх случаев: КД отсутствует (рис. 5.11,а), КД с УпЦЛ (рис. 5.11,б) и алгоритм КД, разработанный в разделе 5.2 (рис. 5.11,в). Из рис. 5.11,а видно, что нескомпенсированное влияние ТН полностью разрушило отклик цели на РЛИ, сделав невозможной его интерпретацию. Из рис. 5.11,б,в видно, что КД с УпЦЛ и разработанный алгоритм КД частично справляются с задачей

восстановления положения и формы отклика цели, но заметна смазанность по оси курсовой дальности. Разработанный алгоритм КД визуально проигрывает методу КД с УпЦЛ по ширине отклика цели по оси курсовых дальностей, но выигрывает по ширине отклика по оси наклонных дальностей, что может быть важно для одномерной автофокусировки.

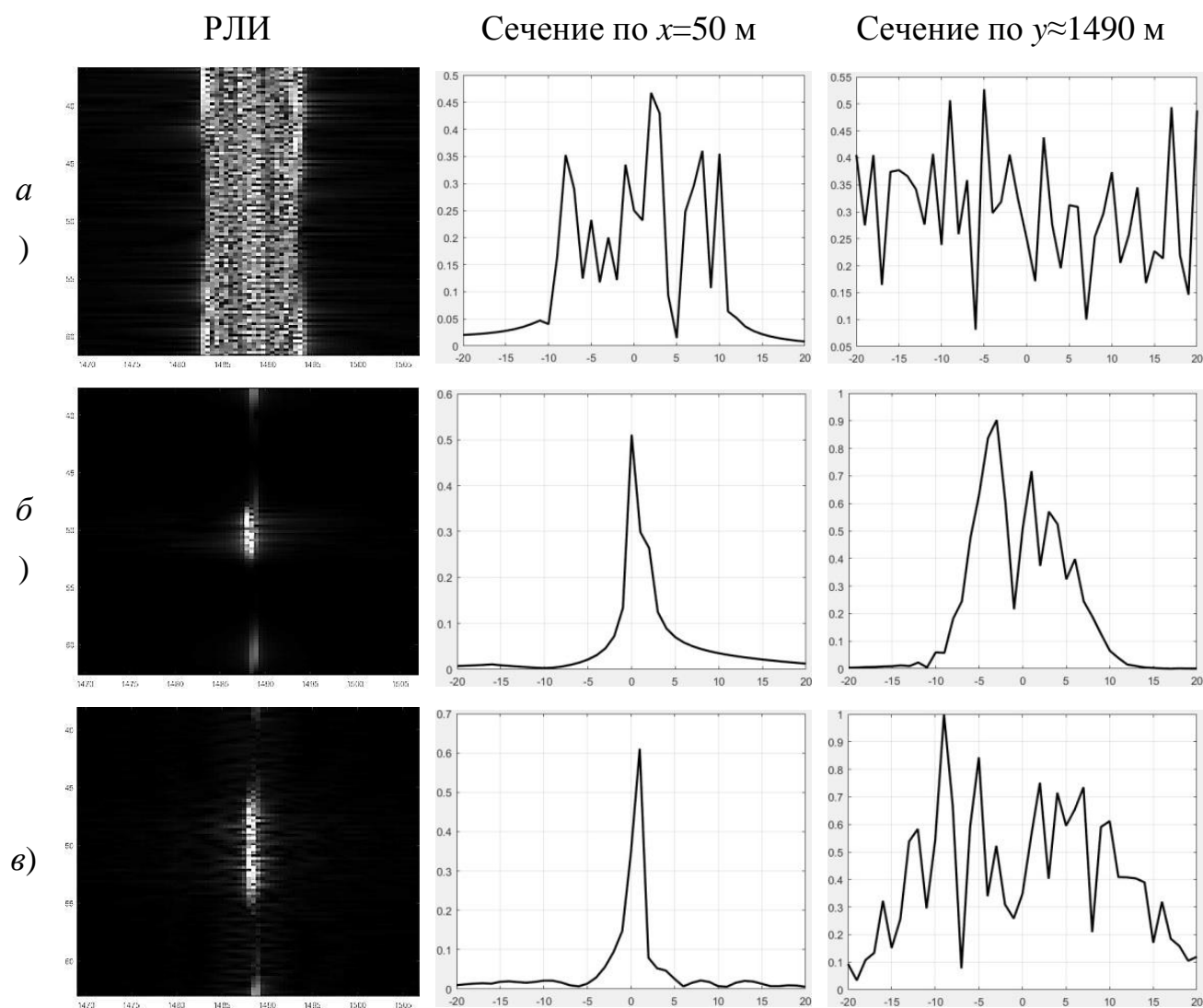


Рис. 5.11 – Траекторная нестабильность – нелинейная функция: а) КД отсутствует; б) КД с УпЦЛ; в) разработанный алгоритм КД

В разделе 5.2 был отмечен ключевой недостаток КД с УпЦЛ, а именно – усиливающееся искажение отклика цели по мере удаления характеризующей её частоты биений от той частоты биений, на которую настроен метод КД. Рис. 5.12 иллюстрирует эту проблему на примере модели сцены, где

расположена не одна, а двадцать восемь точечных целей, расположенных на уровне земли. На рис. 5.12,*а* изображено эталонное РЛИ для случая, когда ТН отсутствует. На рис. 5.12,*б* показано РЛИ, полученное с помощью ДДА без КД и КМ в случае, когда ТН описывается нелинейной функцией (синусоидой). На рис. 5.12,*в* и 5.12,*г* показаны РЛИ после сжатия по дальности, когда ДДА включал в себя КД с УпЦЛ или разработанный алгоритм КД соответственно. Видно, что в отличие от КД с УпЦЛ разработанный алгоритм КД поддерживает визуально примерно одинаковое ухудшенное разрешение по курсовой дальности, что может говорить о пренебрежимо малой зависимости некомпенсированной алгоритмом КД мешающей фазовой функции от наклонных дальностей.

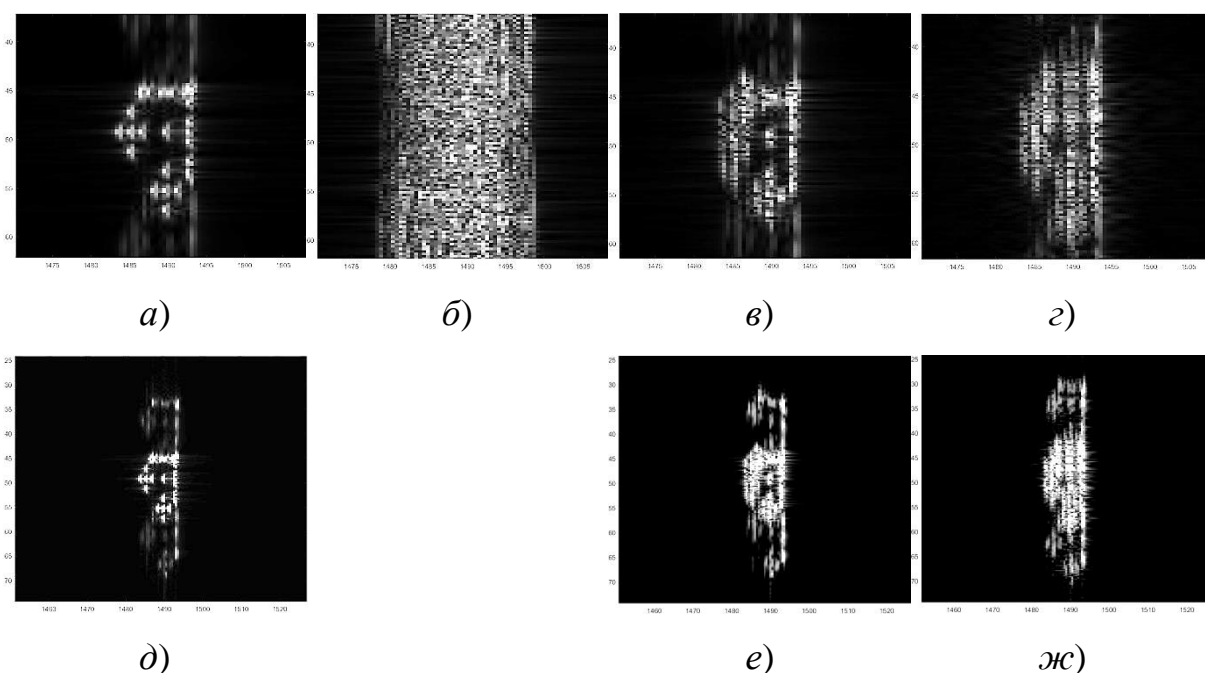


Рис. 5.12 – Сцена с 28 точечными целями и ТН: *а)* эталонное РЛИ; *б)* РЛИ, полученное ДДА без КД и КМ; *в)* КД с УпЦЛ; *г)* разработанный алгоритм КД; *д)* эталонное РЛИ; *е)* КД с УпЦЛ; *ж)* разработанный алгоритм КД

Рис. 5.12,*д,е,ж* показывают то же, что и рис. 5.12,*а,в,г*, но в более мелком масштабе, который позволяет увидеть ещё одну особенность РЛИ, формируемых с помощью ДДА – наличие помехи в виде сдвинутых по азимуту

копий РЛИ, разнесённых по оси курсовых дальностей. Причина их появления – миграция отражённого сигнала по дальности, из-за которой на каждой частоте биений в согласованный фильтр по азимуту попадают по два участка линий положения, относящиеся к целям, характеризуемым соседними частотами биений. На рис. 5.12,*е* и 5.12,*ж* видно, что после использования КД с УпЦЛ эти копии более искривлены вдоль оси курсовых дальностей, чем после использования разработанного алгоритма КД.

#### 5.4.4 Коррекция миграции

На рис. 5.13 показаны увеличенные участки амплитудного РЛИ и его сечения для двух случаев облучения сцены с одной точечной целью при условии отсутствия ТН. На рис. 5.13,*а* показаны результаты, соответствующие применению КМ с АКУВ, а на рис. 5.13,*б* – применению разработанного алгоритма КМ. Сравнение рис. 5.8 (отсутствие КМ при отсутствии ТН) и 5.13 между собой показывает, что оба подхода к КМ справляются с уменьшением ширины главного лепестка отклика точечной цели на амплитудном РЛИ по обеим координатным осям.

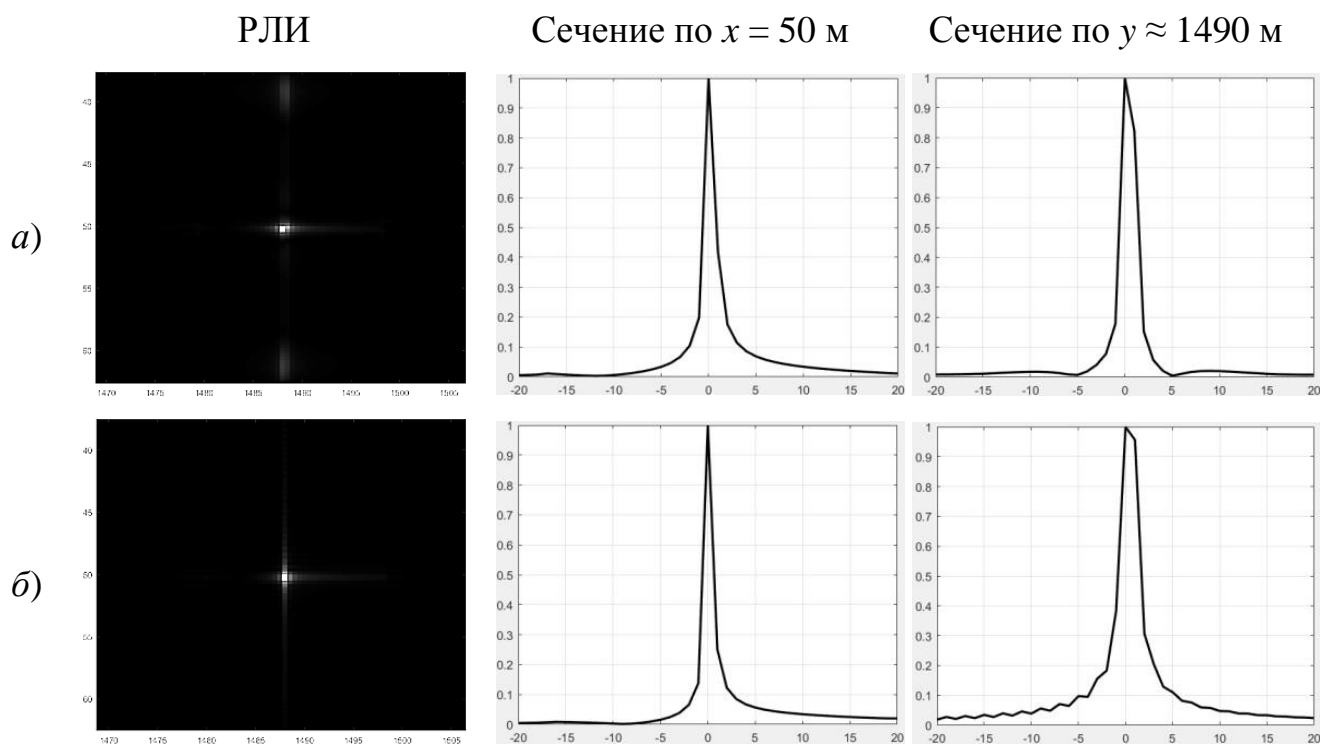


Рис. 5.13 – Коррекция миграции для сцены с одной точечной целью



Рис. 5.14 иллюстрирует работу этих же методов КМ в контексте помехи в виде сдвинутых по азимуту копий РЛИ. На амплитудных РЛИ показан случай, когда на сцене располагались двадцать восемь точечных целей, при этом рис. 5.14,*а* соответствует ДДА без операции КМ, рис. 5.14,*б* – применению КМ с АКУВ, а рис. 5.14,*в* – применению разработанного алгоритма КМ. Из сравнения этих изображений между собой видно, что КМ с АКУВ подавляет мешающие копии РЛИ, тогда как разработанный алгоритм КМ полностью устраняет их.

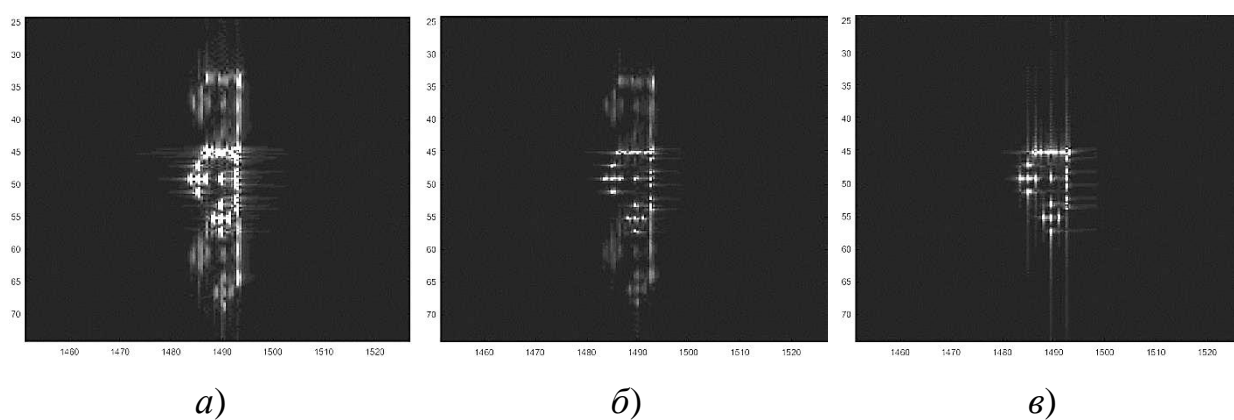


Рис. 5.14, – Сцена с 28 точечными целями: *а*) КМ нет; *б*) КМ с АКУВ; *в*) предложенный метод коррекции миграции

#### 5.4.5 Сочетание компенсации движения и коррекции миграции

Дальностно-доплеровский алгоритм формирования РЛИ предполагает совместное применение операций компенсации движения и коррекции миграции. Рис. 5.15 иллюстрирует результат такого применения для сцены с 28 точечными целями при условии наличия ТН, описываемой нелинейной функцией (синусоидой).

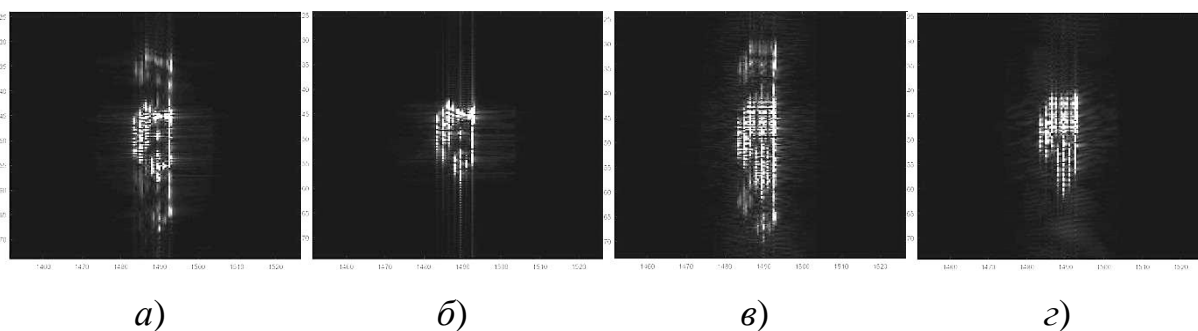


Рис. 5.15 – РЛИ при совместном применении КД и КМ: *а)* КД с УпЦЛ и КМ с АКУВ; *б)* КД с УпЦЛ и разработанный алгоритм КМ; *в)* разработанный алгоритм КД и КМ с АКУВ; *г)* разработанные алгоритмы КД и КМ

Как видно по рис. 5.15, *б*, разработанный алгоритм КМ может применяться совместно как с КД с УпЦЛ, так и с разработанным алгоритмом КД, эффективно устраняя «призрачные» копии РЛИ и не затрагивая форму и положение откликов целей на РЛИ. Таким образом, разработанный алгоритм КМ совместим как с одноэтапными методами компенсации движения [80, 82], основанными на УпЦЛ, так и с двухэтапными [94, 106, 108].

Это последнее свойство разработанного алгоритма КМ позволяет вернуться к рассмотрению отмеченного на рис. 5.12, *в, г, е, ж* отличия в разрешении по азимуту между предложенным и ранее известными методами КД. Так, на рис. 5.16 представлены шесть графиков, иллюстрирующих зависимость разрешения по азимуту от удаления точечного отражателя от РСА при разных сочетаниях использованных методов КД и КМ. В рамках этого численного эксперимента рассматривалась та же ситуация, что и для рис. 5.12, но в этот раз на сцене располагались 16 точечных отражателей на расстоянии 12,5 м друг от друга по оси  $Oy$ , начиная с 1005 м и заканчивая 1192,5 м, а их координаты по осям  $Ox$  и  $Oz$  равны 50 м и 0 м соответственно. На графиках по оси абсцисс отмечены номера отсчётов (отсчёты пронумерованы в порядке удаления от РСА), а по оси ординат – разрешение по азимуту в метрах, измерившееся по уровню 0,5 ширины главного лепестка функции отклика точечного отражателя.

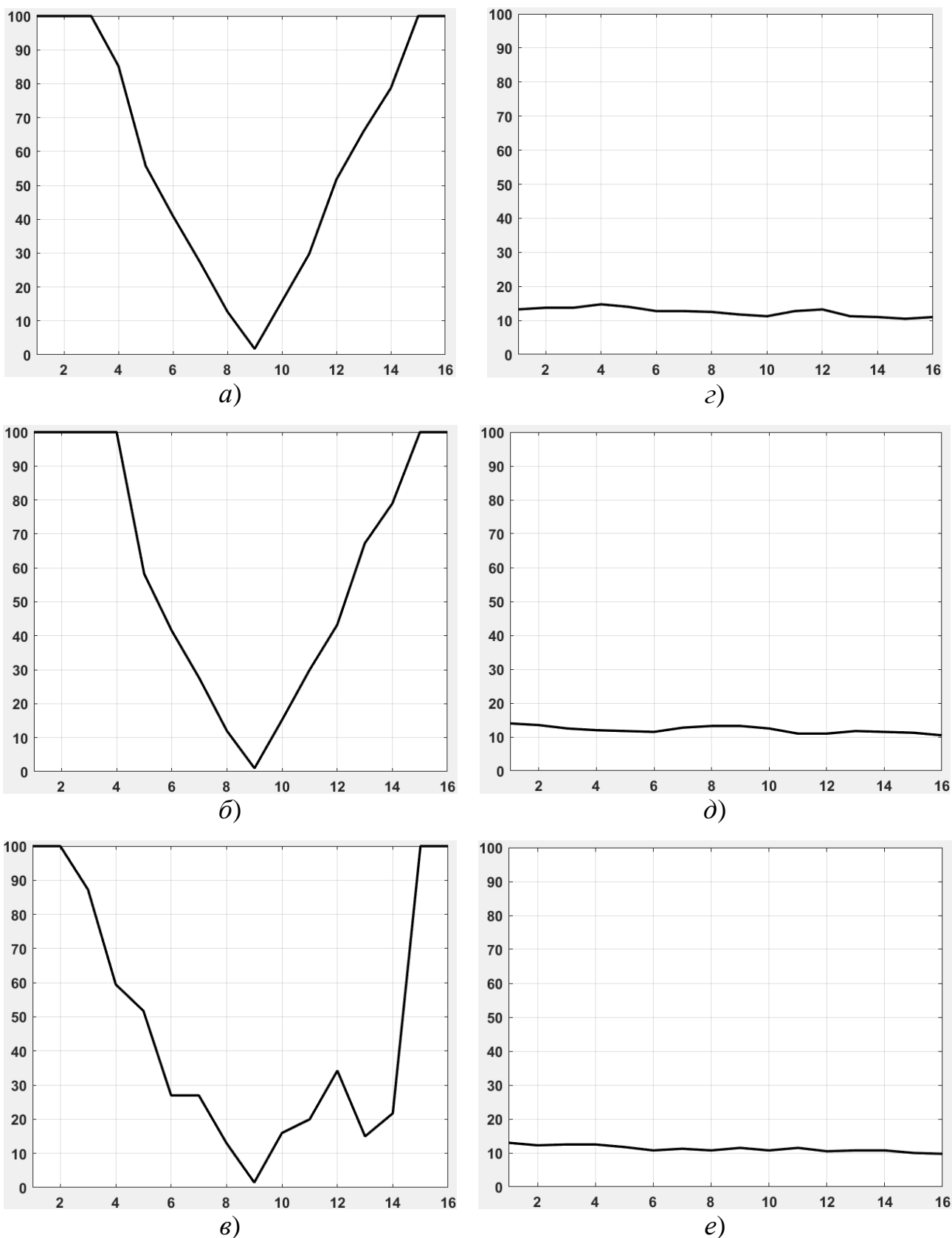


Рис. 5.16 – Зависимости разрешения по азимуту для КД с УпЦЛ: а) без КМ; б) КМ с АКУВ; в) разработанная КМ. Аналогичные зависимости для разработанного метода КД: г) без КМ; д) КМ с АКУВ; е) разработанная КМ.

На рис. 5.16,*а,б,в* показаны графики зависимостей разрешения по азимуту для КД с УпЦЛ без КМ, с КМ с АКУВ и с разработанным алгоритмом КМ. На рис. 5.16,*г,д,е* – аналогичные графики для разработанного алгоритма КД. Из анализа этих графиков видно, что КД с УпЦЛ позволяет добиться разрешения по азимуту около 1 метра вблизи отражателя №9, который расположен (1105 м на оси  $Oy$ ) наиболее близко к точке, на которую был настроен алгоритм (1100 м на оси  $Oy$ ). Однако, разрешение по азимуту стремительно деградирует, так что КД с УпЦЛ способен удерживать его в пределах 20 м только на участке шириной 25 м. Заметное на рис. 5.16,*в* «улучшение» разрешения для отражателей №13 и №14 – следствие некоторого амплитудного искажения функций отклика, которая визуальнo растёт по мере удаления от отсчёта №9 так же, как и функции отклика с противоположной стороны.

Разработанный алгоритм КД удерживает разрешение по азимуту в пределах 10...13 м на протяжении всего отрезка наклонных дальностей, соответствующих расположению точечных отражателей, что составляет 200 м. При этом наблюдается тренд на увеличение ширины функции отклика отражателя по мере приближения к РСА – это связано с тем, что чем ближе отражатель, тем меньше времени он освещается главным лепестком ДНА. Также заметно, что разработанный алгоритм КД без КМ обеспечивает худшее разрешение по азимуту (от 10,5 м до 15 м), чем КД с КМ с АКУВ (от 10,5 м до 14 м), а наилучшего разрешения по азимуту разработанный алгоритмом КД достигает в сочетании с разработанным алгоритмом КМ (от 10,5 до 13 м).

Таким образом, можно с уверенностью утверждать, что разработанный алгоритм КД преодолевает главный недостаток КД с УпЦЛ, обеспечивая независимость разрешения РСА по азимуту от положения отражателя на оси  $Oy$  и, как следствие, от наклонной дальности. Сочетание разработанных алгоритмов КД и КМ друг с другом, хотя и приводит к улучшению разрешения по азимуту, но не позволяет приблизиться к 0,25 м, обеспечивавшимся методом

обратного проецирования в главе 4 в условиях воздействия аналогичной траекторной неустойчивости.

Предполагается, что этот недостаток может быть преодолен в рамках операции автофокусировки или специальной модификации фильтра сжатия по азимуту, нацеленных на устранение влияния последней экспоненциальной составляющей в выражении (5.6) на качество РЛИ. В качестве альтернативы этим операциям можно рассмотреть развитие предложенного метода КД до двухэтапного, где второй этап совмещал бы в себе функции коррекции миграции и компенсации последней нежелательной фазовой составляющей. Разработка этих решений выходит за рамки цели, поставленной в диссертационном исследовании, но каждое из них может рассматриваться как перспективное направление дальнейших исследований.

## 5.5 Выводы к главе 5

1. Проведён обзор и анализ литературы, посвящённой методам компенсации движения, основанным на фильтровой обработке траекторного сигнала. Рассмотрена двухэтапная стратегия компенсации движения, а также подходы к одноэтапной компенсации движения, не использующей интерполяцию.

2. Для дальностно-доплеровского алгоритма разработан одноэтапный метод компенсации движения, основанный на компенсации движения первого порядка с усреднением по центру луча. Разработанный метод использует допущение, что значимая часть энергии отклика точечного отражателя в пространстве «частота биений – медленное время» сосредоточена в одном отсчёте по оси частоты биений. Благодаря этому допущению метод реализует цикл, в каждой из итераций которого из исходного траекторного сигнала вырезается участок, на основе которого создаётся временный полноразмерный траекторный сигнал. Этот новый траекторный сигнал подвергается фильтровой обработке с использованием данных от бортовой навигационной системы, а затем аддитивно прибавляется к изначально пустой матрице итогового траекторного сигнала, который и есть результат работы метода компенсации движения.

3. С помощью численных экспериментов с применением разработанного программного комплекса *SARMain* установлено, что предложенный одноэтапный метод компенсации движения уступает ранее известному, основанному на усреднении по центру луча, а именно: в зависимости от вида траекторной нестабильности разработанный алгоритм может допускать увеличение уровня боковых лепестков, расширение функции отклика цели по оси курсовых дальностей и смещение отклика относительно положения эталона. Однако, разработанный метод компенсации движения обладает качественным преимуществом: искажения функции отклика цели, вызванные

нескомпенсированной методом компенсации движения фазовой составляющей, не зависят от наклонной дальности.

4. На основе предложенного метода компенсации движения разработан метод коррекции миграции сигнала по дальности, предназначенный для использования в дальностно-доплеровском алгоритме. Разработанный метод коррекции миграции так же использует цикл, в каждой из итераций которого создаёт временный траекторный сигнал на основе участка, вырезанного из исходной записи. Однако, временный траекторный сигнал имеет размер в количестве отсчётов по азимуту в два раза больший, чем временный сигнал, с которым работает метод компенсации движения. Отмечено, что несовпадение шкал медленного времени затрудняет совместную работу предложенных методов в контексте устранения всех мешающих фазовых составляющих, образовавшихся при обработке траекторного сигнала из-за влияния траекторной неустойчивости.

5. С помощью численных экспериментов с применением разработанного программного комплекса *SARMain* установлено, что предложенный метод коррекции миграции, как и алгоритм с аппроксимацией косинуса угла визирования, хорошо справляется с уменьшением ширины функции отклика цели по оси наклонных и курсовых дальностей, а также совместим с одноэтапными и двухэтапными методами компенсации движения. Однако, разработанный алгоритм коррекции миграции обладает качественным преимуществом: он способен полностью устранять помеху в виде сдвинутых по азимуту копий амплитудного РЛИ.

6. Обозначены направления дальнейшей возможной работы: развитие предложенного метода до двухэтапного; разработка фильтра сжатия по азимуту, предназначенного для использования в сочетании с предложенными методами компенсации движения и коррекции миграции; создание специального метода автофокусировки.

## Заключение

В работе описан принцип работы радиолокационных систем (РЛС) непрерывного излучения (НИ) с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ), которые используются в качестве радиолокатора с синтезированием апертуры (РСА) в режиме бокового полосового обзора. Приведена общая схема таких РЛС и пояснены основные этапы обработки принимаемого сигнала. Введена модель преобразованного сигнала от протяжённой цели в РЛС НИ с ЛЧМ и дано её математическое описание. Отмечено, что амплитудный спектр преобразованного сигнала от протяжённой цели отождествляется с её радиолокационным профилем.

Проведён анализ сигналов, отражённых от протяжённой цели в соответствующей модели преобразованного сигнала. В ходе анализа выявлено появление искажений радиолокационного профиля протяжённой цели, которые вызваны взаимной интерференцией сигналов, отражённых от разных участков протяжённой цели.

В результате анализа получены условия, при которых выявленные искажения амплитудного спектра преобразованного сигнала от протяжённой цели в РЛС НИ с ЛЧМ отсутствуют. Отмечено, что в практике натуральных экспериментов и при численном моделировании эти условия обычно не выполняются, и поэтому необходимы средства восстановления радиолокационного профиля протяжённой цели.

Введён показатель искажения спектра, с его помощью исследовано влияние значений параметров математической модели преобразованного сигнала от протяжённой цели на искажения её радиолокационного профиля. В результате исследования предложены методы восстановления радиолокационного профиля протяжённой цели для случая обработки реального сигнала и для случая обработки сигнала, полученного с помощью численного моделирования.



В задачах, связанных с обработкой реального сигнала, может применяться многокадровая обработка. Суть этого метода состоит в том, чтобы в процессе излучения изменять программным способом несущую частоту сигнала, а в процессе обработки – формировать отдельные кадры для каждой из использовавшихся несущих частот, чтобы получить единый кадр путём усреднения ранее сформированных.

В задачах, связанных с обработкой сигнала, сформированного путём численного моделирования, может применяться варьирование высоты полёта, основанное на априорном знании особенностей облучаемой области. Смысл этого метода состоит в том, чтобы подобрать такое сочетание высоты полёта и расстояния до облучаемых целей, чтобы их радиолокационные профили оказались в той части спектра преобразованного сигнала, которая не подвержена искажениям, вызванным пространственной интерференционной картиной.

Кроме того, при моделировании сигнала в регулярную геометрическую структуру протяжённой цели или в фазу сигналов, отражённых от её участков, может закладываться случайная величина. И тот, и другой способ может привести к нарушению интерференционной картины, которая проявит себя на РЛИ в виде шума.

Далее в работе дано математическое описание модели траекторного сигнала (ТС) в РСА НИ с ЛЧМ, который может быть представлен в виде двумерной матрицы действительных или комплексных отсчётов. В контексте темы диссертации обоснована необходимость формирования траекторного сигнала путём его численного моделирования.

Проанализированы подходы к формированию траекторного сигнала при его численном моделировании. Проведён обзор литературы, с помощью которого представлены три обобщённые группы методов формирования ТС: прямое формирование во временной области, прямое формирование в частотной области и обратное формирование.

Для задач диссертационного исследования обоснован выбор метода формирования ТС, предложен и описан алгоритм численного моделирования ТС РСА НИ с ЛЧМ с помощью прямого метода формирования ТС во временной области. Алгоритм основан на методах геометрической оптики, использует ЧБОИ для моделирования облучаемой сцены в виде набора точечных отражателей. При этом допускается использование непрерывной модели движения носителя РСА.

Составлены требования к программной реализации предложенного алгоритма и описана его реализация в среде Matlab в виде программного комплекса с рабочим названием *SARMain*. Программный комплекс оснащён графическим интерфейсом, имеет гибкие настройки, позволяет моделировать как непрерывное движение носителя РСА, так и движение с остановом, а также предлагает пользователю набор инструментов для анализа результатов численного моделирования.

В диссертации продемонстрированы примеры результатов работы созданного программного комплекса. Из приведённых изображений следует, что ТС, полученный в результате численного моделирования, подходит для формирования РЛИ и исследования влияния различных факторов на качество последнего.

С помощью результатов работы этого программного комплекса продемонстрировано искажение муаровым узором РЛИ, полученного при обработке численно смоделированного ТС. Со ссылками на сторонние работы отмечено, что эти искажения – признак адекватности модели, использованной при формировании ТС.

Успешно применён один из предложенных в диссертации способов восстановления радиолокационного профиля, предназначенных для борьбы с искажением ТС пространственной интерференционной картиной при его моделировании. Пространственная интерференционная картина была разрушена путём добавления случайной величины к фазе сигналов, полученных от каждого из точечных отражателей.

Далее в диссертации проведён анализ формирования РЛИ с помощью метода обратного проецирования. Приведены математические выражения, описывающие работу этого метода, отмечены его достоинства и недостатки, и обоснован поиск более быстрых альтернатив этому методу.

В связи с этим проведён анализ методов формирования РЛИ, представляющих собой более быстрые альтернативы методу обратного проецирования. Кратко рассмотрены два подхода: уменьшение количества вычислений и двумерных фильтров, а также отказ от двумерных фильтров в пользу одномерных. Со ссылками на литературу рассмотрены: метод факторизованного обратного проецирования, метод Омега-К, дальностно-доплеровский алгоритм и метод масштабирования частоты.

В рамках темы диссертационного исследования сделан выбор в пользу дальностно-доплеровского алгоритма (ДДА) формирования РЛИ. Проведён анализ этого метода, приведены математические выражения, описывающие модель траекторного сигнала после каждого этапа его обработки. Отмечены достоинства, недостатки и особенности ДДА.

Для решения задач диссертационного исследования разработана программа *SARAutofocusHarm* с графическим интерфейсом в среде Matlab, реализующая формирование РЛИ с помощью метода обратного проецирования и ДДА. Эта программа объединена с программой моделирования ТС *SARMain* в единый программный комплекс, представляющий собой составной гибко настраиваемый инструмент. Этот инструмент позволяет моделировать этапы работы РСА НИ с ЛЧМ, включая получение матрицы ТС и формирование РЛИ, что необходимо для создания, отладки, исследования и совершенствования методов обработки ТС.

Приведены результаты работы программы *SARAutofocusHarm* – РЛИ, полученные с помощью ДДА, а также изображения ТС на разных этапах его обработки. На основе этих изображений сделан вывод об отсутствии необходимости использовать фильтр компенсации остаточной видеофазы (ОВФ) на дальнейших этапах диссертационного исследования. Как показывают

результаты работы программы *SARAutofocusHarm*, компенсация ОВФ не оказывает сколь-нибудь заметного влияния на амплитудное РЛИ, получаемое с при обработке ТС с помощью ДДА.

Отдельно отмечено, что качество РЛИ, получаемого методами, образованными от обратного проецирования (в том числе, ДДА), имеет предел, задаваемый наилучшим качеством РЛИ, которое может быть получено обратным проецированием в заданных условиях. Предел качества РЛИ позволяет выдвигать требования к характеристикам устройств радиолокационного комплекса (например, бортовой навигационной системы) или конструировать архитектуру метода обработки ТС, исходя из заранее ожидаемых дефектов РЛИ.

Рассмотрены параметры математической модели ТС, влияющие на качество РЛИ. Основное внимание уделено двум характеристикам бортовой навигационной системы (БНС): точности измерения координат и частоте выдачи данных. Выявлено влияние каждой из этих характеристик на качество РЛИ, оцениваемое по функции отклика точечного отражателя.

Предложена и описана методика исследования влияния на качество РЛИ различных факторов, учитываемых математической моделью ТС. Приведены блок-схемы для случаев формирования РЛИ методом обратного проецирования и с помощью ДДА, а также пояснён принцип изменения методики в зависимости от используемого метода формирования РЛИ.

С помощью предложенной методики исследовано влияние характеристик БНС и вида траекторной неустойчивости (ТН) на качество РЛИ, получаемого методом обратного проецирования. Рассмотрены следующие случаи: ТН отсутствуют; ТН описывается постоянной величиной; ТН описывается линейной функцией; ТН описывается нелинейной функцией, а именно – синусоидой в плоскости  $xOy$ . Приведён пример субъективного улучшения качества РЛИ, полученного обратным проецированием, при увеличении точности измерения координат и частоты выдачи данных БНС.

Показано, что частота выдачи данных от БНС должна быть не ниже частоты дискретизации ТС по медленному времени, а приемлемая точность измерения координат зависит от ожидаемой интенсивности ТН. Для рассмотренного случая (при рабочей длине волны 3 см) получена оценка требуемой точности измерения координат РСА порядка 1...5мм. Визуальные материалы исследования подтверждают этот вывод в отношении требования миллиметровой погрешности измерения координат, что согласуется с работой других авторов, связанной с предъявлением требований к системе микронавигации на борту БПЛА.

Проведён обзор и анализ литературы, посвящённой методам компенсации движения, основанным на фильтровой обработке траекторного сигнала. Рассмотрена двухэтапная стратегия компенсации движения, а также подходы к одноэтапной компенсации движения, не использующей интерполяцию.

Для ДДА разработан одноэтапный метод компенсации движения, основанный на компенсации движения первого порядка с усреднением по центру луча. Предложенный метод использует допущение, что в пространстве «частота биений – медленное время» значимая часть энергии отклика точечного отражателя сосредоточена в одном отсчёте на оси частоты биений. Благодаря этому допущению метод реализует цикл, в каждой из итераций которого из исходного траекторного сигнала вырезается участок, и на его основе создаётся временный полноразмерный траекторный сигнал. Этот новый траекторный сигнал подвергается фильтровой обработке с использованием данных от БНС, а затем аддитивно прибавляется к изначально пустой матрице итогового траекторного сигнала, который и есть результат работы метода компенсации движения.

С помощью численных экспериментов с применением разработанного программного комплекса *SARMain* установлено, что предложенный одноэтапный метод компенсации движения уступает ранее известному, основанному на усреднении по центру луча, а именно: в зависимости от вида

ТН разработанный алгоритм может допускать увеличение уровня боковых лепестков, расширение функции отклика цели по оси курсовых дальностей и смещение отклика относительно положения эталона. Однако, разработанный метод компенсации движения обладает качественным преимуществом: искажения функции отклика цели, вызванные нескомпенсированной методом компенсации движения фазовой составляющей, не зависят от наклонной дальности.

На основе предложенного метода компенсации движения разработан метод коррекции миграции сигнала по дальности, предназначенный для использования в ДДА. Разработанный метод коррекции миграции так же использует цикл, в каждой из итераций которого создаёт временный траекторный сигнал на основе участка, вырезанного из исходной записи. При этом, временный траекторный сигнал имеет размер в количестве отсчётов по азимуту в два раза больший, чем временный сигнал, с которым работает метод компенсации движения. Отмечено, что несовпадение шкал медленного времени затрудняет совместную работу предложенных методов в контексте устранения всех мешающих фазовых составляющих, образовавшихся при обработке траекторного сигнала из-за влияния траекторной нестабильности.

С помощью численных экспериментов с применением разработанного программного комплекса *SARMain* установлено, что предложенный метод коррекции миграции, как и алгоритм с аппроксимацией косинуса угла визирования, хорошо справляется с уменьшением ширины функции отклика цели по оси наклонных и курсовых дальностей, а также совместим с одноэтапными и двухэтапными методами компенсации движения. При этом, разработанный алгоритм коррекции миграции обладает качественным преимуществом: он способен полностью устранять помехи в виде сдвинутых по азимуту копий амплитудного РЛИ.

Показано, как сочетание разработанных методов компенсации движения и коррекции миграции друг с другом позволяет добиться качественного преимущества над ранее известным методом компенсации движения,

основанным на усреднении по центру луча. Если ранее известный метод оказался способен удерживать разрешение по азимуту в пределах 20м лишь на интервале шириной 25м между отражателями, расположенными на линии, перпендикулярной курсу; то разработанные методы компенсации движения и коррекции миграции вместе удерживают разрешение по азимуту в пределах до 13м на интервале 200м между отражателями, расположенными на линии, перпендикулярной курсу. Кроме того, получаемое разработанными методами разрешение по азимуту почти не зависит от наклонной дальности, что так же является их преимуществом.

Обозначены направления дальнейшей возможной работы: развитие предложенного метода до двухэтапного; разработка фильтра сжатия по азимуту, предназначенного для использования в сочетании с предложенными методами компенсации движения и коррекции миграции; создание специального метода автофокусировки.

### Список литературы

1. Антипов В.Н., Горяинов В.Т., Кулин А.Н. и др. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны. Под ред. В.Т. Горяинова. – М.: Радио и связь, 1988, – 304 с.
2. Антонов И.К., Детков А.Н., Ницак Д.А., Тонких А.Н., Цветков О.Е. Воздушная разведка. Автоматизированное дешифрование радиолокационных изображений. Монография. Под ред. И.К. Антонова. – М.: Радиотехника, 2021. 296 с.
3. Гаврилов К.Ю., Каменский К.В. Восстановление профиля протяжённой цели при радиолокационном зондировании непрерывным ЛЧМ-сигналом // Радиотехника. №11(17), 2019 – С. 26–42.
4. Гаврилов К.Ю., Каменский К.В. Методы численного моделирования траекторного сигнала в радиолокаторе с синтезированием апертуры // 17-я Международная конференция «Авиация и космонавтика – 2018». 19–23 ноября 2018 года. Москва. Тезисы. – Типография «Люксор», 2018. – С. 254–255.
5. Гаврилов К.Ю., Каменский К.В., Канащенков А.И., Панявина Н.С. Анализ отраженных сигналов при зондировании протяженных целей непрерывным модулированным колебанием // Сб. трудов. XII Всерос. конф. "Радиолокация и радиосвязь". М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. 26-28 ноября 2018. С. 152–156.
6. Гаврилов К.Ю., Каменский К.В., Малютин О.А. Моделирование траекторного сигнала в радаре с синтезированием апертуры на основе оптических изображений земной поверхности // Труды МАИ. 2021. №118. URL: <http://trudymai.ru/published.php?ID=158252>. DOI: 10.34759/trd-2021-118-12.
7. Гаврилов К.Ю., Канащенков А.И., Нуждин В.М., Панявина Н.С. Обработка сигналов при синтезировании апертуры в радаре с непрерывным излучением // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2018. Т. 16. № 6. С. 31-46.



8. Гурьянов М.А. – Методы повышения разрешающей способности вычислительных комплексов визуализации данных авиационного радиолокатора с синтезированной апертурой. – Дисс. к.т.н. – М.: МИЭТ. 2015.
9. Детков А.Н. Оптимальный алгоритм формирования радиолокационного изображения в РСА непрерывного излучения // Успехи современной радиоэлектроники. М.: Изд. «Радиотехника», 2011. №4. С. 46–52.
10. Детков А.Н., Цветков О.Е. Эффективный алгоритм формирования высокодетальных радиолокационных изображений земной поверхности // Труды ГосНИИАС. Серия: Вопросы авионики. 2021. Т. 54. № 3. С. 40–50.
11. Каменский К. В. Влияние траекторных нестабильностей и характеристик бортовой навигационной системы на качество радиолокационного изображения при синтезировании апертуры // Труды МАИ. 2022. №125. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=168186>. DOI: 10.34759/trd-2022-125-14.
12. Каменский К.В. Компенсация движения и коррекция миграции при обработке траекторного сигнала в радиолокаторе с синтезированием апертуры антенны при непрерывном излучении // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 7. С. 113–133. DOI: 10.18127/j00338486-202207-18.
13. Каменский К.В., Гаврилов К.Ю. Искажения радиолокационного профиля протяжённой цели при зондировании сигналом с линейной частотной модуляцией // 18-я Международная конференция «Авиация и космонавтика – 2019». 18-22 ноября 2019 года. Москва. Тезисы – Типография «Логотип», 2019 – С.122–123.
14. Комаров И.В., Смольский С.М. Основы теории радиолокационных систем с непрерывным излучением частотно-модулированных колебаний. – М.: Горячая линия–Телеком, 2010. – 366 с.: ил. ISBN 978-5-9912-0103-2.
15. Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю. Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли. Учебное пособие для вузов. Под ред. Кондратенкова Г.С. – М.: Радиотехника, 2005. – 368 с.

16. Кулакова В.И., Ноздрин С.А., Сохарев А.Ю., Царик Д.В. Система микронавигации для поддержки радиолокатора с синтезированной апертурой на бору малогабаритного БПЛА // Гироскопия и навигация. 2019. Т. 27. №4. С. 130–146. DOI 10.17285/0869-7035.0010.
17. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Краткий опыт создания и первые результаты практической съёмки поверхности малогабаритной РЛС с синтезированием апертуры антенны с борта мультикоптера // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. №4. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/apr19/12/text.pdf> . DOI 10.30898/1684-1719.2019.4.12.
18. Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Монография. – М.: Радиотехника, 2020. – 280 с. + 8с. цв. ил. ISBN 978-5-93108-191-5.
19. Курганский А.А. Моделирование процесса обработки сигналов в космических РСА высокого разрешения: магистерская диссертация / А. А. Курганский; Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б. Н. Ельцина, Институт радиоэлектроники и информационных технологий-РТФ, Кафедра теоретических основ радиотехники. — Екатеринбург, 2015. — 79 с. — Библиогр.: с. 40-40 (11 назв.).
20. Монаков А.А. Универсальный алгоритм автофокусировки радиолокационных изображений // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2021. Т. 24, № 1. С. 22–33. DOI: 10.32603/1993-8985-2021-24-1-22-33.
21. Песяк Ф.В. Обработка сигналов радиолокаторов бокового обзора: магистерская диссертация / Ф.В. Песяк; Томский государственный университет, Физико-технический факультет, Кафедра промышленные космические системы. — Королёв, 2016. — 112 с.
22. Петров Ю.В., Бызов А.Н., Петров Н.Ю., Юхно С.А. Анализ влияния дестабилизирующих факторов на искажения траекторных сигналов в

- бортовом радиолокаторе высокого разрешения // Вестник ВГУ, Серия "Системный анализ и информационные технологии", 2015, №1, С. 67–75.
23. Эрдынеев Ж.Т., Гельцер А.А., Великанова Е.П., Панокин Н.В. Сравнительный анализ методов частотного масштабирования для обработки сигналов в малогабаритных подвижных платформах // Сетевой электронный журнал "Транспортные системы и технологии". 2017. Т. 3., №4. С. 42–74. DOI: 10.17816/transsyst20173442-74.
24. Allan, J., Collins, M.J. Sarsim: A Digital Sar Signal Simulation System // In Proceedings of the Remote Sensing & Photogrammetry Society, RSPSoc, Newcastle upon Tyne, UK, 11–14 September 2007.
25. Auer S., "3d synthetic aperture radar simulation for interpreting complex urban reflection scenarios," Ph.D. dissertation, Dept. Civil Eng. Surveying, Techn. Univ. München, München, Germany, Mar. 2011.
26. Auer S., Bamler R. and Reinartz P. RaySAR – 3D SAR simulator: Now open source // 2016 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2016, pp. 6730–6733, DOI: 10.1109/IGARSS.2016.7730757.
27. Auer S., Gernhardt S., Hinz S., Adam N., Adam N., Bamler R., and Bamler R. Simulation of radar reflection at man-made objects and its benefits for persistent scatterer interferometry // in Proc. 7th Eur. Conf. Synth. Aperture Radar, Jun. 2008, pp. 1–4.
28. Auer S., Hinz S., Bamler R. Ray-Tracing Simulation Techniques for Understanding High-Resolution SAR Images // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, 2010. Vol. 48, No. 3. PP. 1445–1456.
29. Batet Torrell O. Investigation of continuous-wave range-resolved lidar systems for gas detection and concentration measurement. Tesi doctoral, UPC, Departament de Teoria del Senyal i Comunicacions, 2011. <http://hdl.handle.net/2117/116296>.
30. Batet O., Dios F., Comeron A., Agishev R. Intensity-modulated linear-frequency-modulated continuous-wave lidar for distributed media: fundamentals of technique // Optical Society of America, vol. 49, n. 17, June 2010, 3369–3379.

31. Berizzi F, Corsini G. Autofocusing of inverse synthetic aperture radar images using contrast optimization. // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems Vol. 32, № 3), 1996, P. 1185–1191.
32. Cantalloube Hubert M.J., Nahum Carole E. Multiscale Local Map-Drift-Driven Multilateration SAR Autofocus Using Fast Polar Format Image Synthesis. // IEEE Transactions On Geoscience And Remote Sensing. – October 2011. – Vol. 49, No. 10.
33. Carrara W.G., Goodman R.S., Majewski R.M. Spotlight synthetic aperture radar: signal processing algorithms. – Norwood, Artech House. – 1995, 554 p.
34. Chan H.L., Yeo T.S. Noniterative Quality Phase Gradient Autofocus (QPGA) Algorithm for Spotlight SAR Imagery // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 36, № 5, 1998, P. 1531–1539.
35. Charvat Gregory L. Small and Short Range Radar Systems. CRC Press, 2014. ISBN-13: 978-1-4398-6600-9.
36. Cumming I., Wong F. Digital Processing of Synthetic Aperture Radar Data: Algorithms and Implementation. Artech House Print on Demand, 2005. 660 pages, ISBN-10: 1580530583, ISBN-13: 978-1580530583.
37. Dall, J. A fast autofocus algorithm for synthetic aperture radar processing // IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing. Proceedings, 1992, 3, PP.5–8. DOI: 10.1109/ICASSP.1992.226290.
38. Doerry A. Basics of Backprojection Algorithm for Processing Synthetic Aperture Radar Images. Sandia National Laboratories, 2016.
39. Doerry A. Basics of Polar-Format algorithm for processing Synthetic Aperture Radar images. Sandia National Laboratories, 2012. DOI: 10.2172/1044949.
40. Drozdowicz J., “The Open-Source Framework for 3D Synthetic Aperture Radar Simulation,” // IEEE Access, vol. 9, pp. 39518-39529, 2021, DOI: 10.1109/ACCESS.2021.3064396.
41. Duersch M.I. “Backprojection for Synthetic Aperture Radar” (2013), All Theses and Dissertations, 4060, <https://scholarsarchive.byu.edu/etd/4060>.

42. Evers, A. “A Generalized Phase Gradient Autofocus Algorithm” (2019). Theses and Dissertations. 2240. <https://scholar.afit.edu/etd/2240>.
43. Fornaro G.. Trajectory deviations in airborne SAR: Analysis and compensation // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., vol. 35, no. 3, pp. 997–1009, Jul. 1999.
44. Fornaro G., Franceschetti G. and Perna S., On center-beam approximation in SAR motion compensation // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 3, no. 2, pp. 276-280, April 2006, DOI: 10.1109/LGRS.2005.863391.
45. Franceschetti G, Iodice A, Riccio D. Efficient simulation of airborne SAR raw data of extended scenes // IEEE Trans Geoscience and Remote Sensing 2006, 44(10), p. 2851–2860.
46. Franceschetti G., Iodice A., Riccio D., Ruello G., SAR raw signal simulation for urban structures // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 41, no. 9, pp. 1986-1995, Sept. 2003, DOI: 10.1109/TGRS.2003.814626.
47. Franceschetti G., Migliaccio M., Riccio D., On ocean SAR raw signal simulation // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 36, no. 1, pp. 84-100, Jan. 1998, DOI: 10.1109/36.655320.
48. Franceschetti G., Migliaccio M., Riccio D., Schirinzi G. SARAS: A Synthetic Aperture Radar (SAR) Raw Signal Simulator // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 30, No. 1, January 1992, p. 110–123.
49. Elsherbini A., Saraband K. Image distortion effects in SAR subsurface imaging and a new iterative approach for refocusing and coregistration // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, May 2014. – Vol. 52, No. 5
50. Gaowei Gia, Chang Wenge, Li Xiangyang. Motion error correction approach for high-resolution synthetic aperture radar imaging // Journal of Applied Remote Sensing, 2014 – Vol. 8, 083664. DOI: 10.1117/1.JRS.8.083664.
51. Gaowei Jia, Chang Wenge, Li Xiangyang, Zhao Zhiyong, A Brief Analysis of the Motion Compensation for FMCW SAR // SPACOMM 2013, The Fifth International Conference on Advances in Satellite and Space Communications, IARIA, 2013, pp. 52–57. ISSN: 2308-4480, ISBN: 978-1-61208-264-6.

52. Gavrilov, K.Y., Kamenski, K.V., Kanaschenkov, A.I. and Panyavina, N.S., 2019. Signal spectrum distortion for an extended target in a radar with a continuous frequency-modulated signal // *Amazonia Investiga*, 8(20), pp. 210–218.
53. Gavrilov K.Yu., Kamenskiy K.V. Computer modelling techniques of a track signal in a synthesized aperture radar. 17th International Conference “Aviation and Cosmonautics – 2018”. 19–23 November, 2018. Moscow. Abstracts. – Printing house “Luxor”, 2018.– p. 255–256.
54. Golda, Peter John. “Software simulation of synthetic aperture radar”. Thesis., University of Cape Town, Faculty of Engineering & the Built Environment, Department of Electrical Engineering, 1997. URL: <http://hdl.handle.net/11427/26092>
55. Goodman J. W., "Some fundamental properties of speckle". *J. Opt. Soc. Am.* 66, 1976: pp. 1145–1150
56. Gorovyi I., Bezvesilniy O., Vavriv D. Modifications of Range-Doppler Algorithm for Compensation of SAR Platform Motion Instabilities // *INTL Journal of Electronics and Telecommunications*, 2014. Vol. 60, No. 3, PP. 225–231. DOI: 10.2478/eletel-2014-0028.
57. Guo Yuhua, Liu Qinhuo, Zhong Bo, Yang Xiaoyuan. Efficient SAR Raw Data Simulation including Trajectory Deviations and Antenna Pointing Errors // *Progress In Electromagnetics Research B*, Vol. 72, 111–128, 2017.
58. Hayes M. P., Callow H. J., Gough P. T. Strip-map Phase Gradient Autofocus. // *Acoustics Research Group, Dept. of Electrical and Computer Engineering, University of Canterbury.* – 2004.
59. Isernia, T., Pascazio, V., Pierri, R., and Schirinzi, G. Synthetic aperture radar imaging from phase corrupted data. // *IEE Proceedings–Radar, Sonar, Navigation*, Aug. 1996 – Vol. 143, No. 4, pp. 268—274.
60. Jakowatz C.V., Wahl D.E. Eigenvector Method for Maximum-likelihood Estimation of Phase Errors in Synthetic Aperture Radar Imagery // *Optics Letters*, Vol. 10, No. 12, 1993, P. 2539-2546.

61. Jia G., Buchroithner M., Chang W. and Li X., Simplified Real-Time Imaging Flow for High-Resolution FMCW SAR // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters, vol. 12, no. 5, pp. 973-977, May 2015, DOI: 10.1109/LGRS.2014.2370733.
62. Kamenskiy K. V., Gavrilov K. Y., Analysis of Distortions in the De-ramped LFM-CW Signal of an Extended Target // 2020 Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2020, pp. 1–6, DOI: 10.1109/IEEECONF48371.2020.9078585.
63. Kamenskiy K.V., Gavrilov K.Yu. Radar profile distortions of an extended target while probing with a linear frequency modulated signal // 18th International Conference “Aviation and Cosmonautics – 2019”. 18–22 November, 2019. Moscow. Abstracts. – Printing house “Logotype”, 2019. P. 429–430.
64. Khwaja A.S., Ferro-Famil L., Pottier E. SAR Raw Data Simulation in the Frequency Domain // Proceedings of the 3rd European Radar Conference, Manchester UK, September 2006, p. 277–280.
65. Kirk J. C., Motion Compensation for Synthetic Aperture Radar // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-11, no. 3, pp. 338-348, May 1975, DOI: 10.1109/TAES.1975.308083.
66. Koo C., Lim T. S., and Chuah H. T. A Comparison of Autofocus Algorithms for SAR Imagery // Progress In Electromagnetics Research Symposium 2005, Hangzhou, China, August 22-26, 2005, P. 16–19.
67. Kragh Thomas J. Monotonic Iterative Algorithm For Minimum-Entropy Autofocus // Lincoln Laboratory, Massachusetts Institute of Technology. – 2004.
68. Kulpa K., P. Samczyński, M. Malanowski, A. Gromek, D. Gromek, W. Gwarek, B. Salski, and G. Tański. An advanced SAR simulator of three-dimensional structures combining geometrical optics and full-wave electromagnetic methods // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., Vol. 52, No. 1, 2014, p. 776–784.
69. Le-tian Zeng, Liang Yi, Xing Meng-dao, Li Zhen-yu, Huai Yuan-yuan. Two-dimensional autofocus technique for high-resolution spotlight synthetic aperture radar // IET Signal Processing, 2016. Vol. 10, Iss. 6. PP. 699–707.

70. Li Wei, Zhang Houxiang, Hildre Hans Petter. A real-time UAV INSAR raw signal simulator for HWIL simulation system // Proceedings 28th European Conference on Modelling and Simulation, Brescia, Italy, 2014, p. 94–100.
71. Lim T.S., Koo V.C., Ewe H.T., Chuah H.T. A SAR Autofocus Algorithm Based on Particle Swarm Optimisation. // Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 1, 2008, P. 159–176.
72. Madsen S. N., Motion compensation for ultra wide band SAR // IGARSS 2001. Scanning the Present and Resolving the Future. Proceedings. IEEE 2001 International Geoscience and Remote Sensing Symposium (Cat. No.01CH37217), 2001, pp. 1436–1438 vol.3, doi: 10.1109/IGARSS.2001.976870.
73. Mao X., Zhu D. Two-dimensional autofocus for spotlight SAR polar format imagery // IEEE Transactions on Computational Imaging, 2016. Vol. 2, no. 4. PP.524–539.
74. Marston Timothy M., Plotnick Daniel S. Semiparametric Statistical Stripmap Synthetic Aperture Autofocusing // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 53, No. 4, 2015: PP.2085–2095.
75. McGillem C.D., Riemer T.E., Moire' Patterns and Two-Dimensional Aliasing in Line Scanner Data Acquisition Systems // IEEE Transactions on Geoscience Electronics, vol. 12, no. 1, 1974: p. 1–8.
76. Milman A. S. SAR imaging by  $\omega$ — $\kappa$  migration // International Journal of Remote Sensing, 1993, 14:10, pp. 1965–1979, DOI: 10.1080/01431169308954015.
77. Moon, Kyra Michelle, Windowed Factorized Backprojection for Pulsed and LFM-CW Stripmap SAR (2012). Theses and Dissertations. 3485. URL: <https://scholarsarchive.byu.edu/etd/3485>.
78. Moreira, J. A new method of aircraft motion error extraction from radar raw data for real time motion compensation // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, July 1990, – Vol. 28, No.4, pp. 620—626.
79. Mori A., De Vita F. A Time-Domain Raw Signal Simulator for Interferometric SAR // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 42, No. 9, September 2004, p. 1811–1817.



80. Moudgalya A., Morris P. J., Giriraja C. V., Motion Compensation on Range Doppler Algorithm for Airborne SAR // 2018 International Conference on Advances in Computing, Communications and Informatics (ICACCI), 2018, pp. 1303-1306, DOI: 10.1109/ICACCI.2018.8554378.
81. Navneet S., Ashish Roy, Bhattacharya C. Image Generation Algorithms for FMCW-SAR at X-Band // 9-th International Radar Symposium, India, 2013, (IRSI-13). Bangalore.
82. Ribalta A., One-step Motion Compensation Algorithm for squinted SAR, 2016 // IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium (IGARSS), 2016, pp. 1154-1157, doi: 10.1109/IGARSS.2016.7729292.
83. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing. New York, McGraw-Hill, 2005. ISBN-10: 0070607370, ISBN-13: 9780070607378.
84. Samczyński P., Kulpa K. Coherent MapDrift technique // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 48, No. 3, 2010. – P. 1505–1517.
85. Schlutz M. Synthetic Aperture Radar Imaging Simulated in MATLAB // California Polytechnic State University, San Luis Obispo, California, 2009.
86. Sheng Hui, Wang Kaizhi, Liu Xingzhao, Li Jianjun. A fast RAW data simulator for the stripmap SAR based on CUDA via GPU // IGARSS, 2013, p. 915–918.
87. Shoalehvar A. Synthetic Aperture Radar (SAR) Raw Signal Simulation // San Luis Obispo, California, 2012.
88. Soumech. M. Synthetic Aperture Radar Signal Processing with MATLAB Algorithms / New York.: John Wiley & Sons, Inc, 1999.
89. Svedin J, Bernland A, Gustafsson A, Claar E, Luong J. Small UAV-based SAR system using low-cost radar, position, and attitude sensors with onboard imaging capability // International Journal of Microwave and Wireless Technologies 13, 2021, pp. 602–613. DOI: 10.1017/S1759078721000416.
90. Wahl D., Eichel P., Ghiglia D., Jakowatz J.C.V. Phase gradient autofocus – a robust tool for high resolution SAR phase correction // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, Vol. 30, No. 3, July 1994. – P. 827–835.

91. Wahl D.E., Jakowatz C.V., Thompson P.A. New approach to strip-map SAR autofocus // Sixth IEEE Digital Signal Processing Workshop. IEEE, Oct. 1994, P. 53–56.
92. Wang, G.; Zhang, M.; Huang, Y.; Zhang, L.; Wang, F. Robust Two-Dimensional Spatial-Variant Map-Drift Algorithm for UAV SAR Autofocusing // Remote Sens. 2019, 11, 340. <https://doi.org/10.3390/rs11030340>.
93. Weijie Xia, Jianjiang Zhou. A Raw Signal Simulator for Bistatic SAR // Chinese Journal of Aeronautics 22(2009), p. 434–443.
94. Xing M., Jiang X., Wu R., Zhou F., Bao Z., Motion Compensation for UAV SAR Based on Raw Radar Data // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 47, no. 8, pp. 2870-2883, Aug. 2009, DOI: 10.1109/TGRS.2009.2015657.
95. Yang Liang, Yu Wei-Dong, Luo Yun-Hua, Zheng Shi-Chao. Efficient Strip-Mode SAR Raw Data simulator of extended scenes included moving targets // Progress In Electromagnetics Research B, Vol. 53, 2013, p. 187–203.
96. Yang, M., Zhu, D., Song, W. Comparison of two-step and one-step motion compensation algorithms for airborne synthetic aperture radar // Electronics Letters, 2015. – Vol. 51, No. 14, PP. 1108–1110. DOI: 10.1049/el.2015.1350.
97. Yang Ruliang, Li Haiying, Li Shiqiang, Zhang Ping, Tan Lulu, Xiangwu Gao, Xueyan Kang. High Resolution Microwave Imaging. // Beijing: Springer – 2018, 552 p.
98. Yegulalp Ali F. Minimum Entropy SAR Autofocus // MIT Lincoln Laboratory, 10 March 1999.
99. Zaugg, Evan C. Generalized Image Formation for Pulsed and LFM-CW Synthetic Aperture Radar, PhD Thesis (2010).
100. Zaugg E., Edwards M., Long D., Stringham C., Developments in compact high-performance synthetic aperture radar systems for use on small Unmanned Aircraft // 2011 Aerospace Conference, 2011, pp. 1–14, DOI: 10.1109/AERO.2011.5747414.

101. Zaugg, Evan C., Long David G. Generalized SAR Processing and Motion Compensation, 2008.
102. Zaugg E.C., Long D.G., Theory and Application of Motion Compensation for LFM-CW SAR // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 46, no. 10, pp. 2990-2998, Oct. 2008, DOI: 10.1109/TGRS.2008.921958.
103. Zaugg E. C., Long D. G., Wilson M. L., Improved SAR Motion Compensation without Interpolation // 7th European Conference on Synthetic Aperture Radar, 2008, pp. 1-4.
104. Zhang Fan, Hu Chen, Li Wei, Hu Wei, Li Heng-Chao. Accelerating Time-Domain SAR Raw Data Simulation for Large Areas Using Multi-GPUs // IEEE Journal of Selected Topics in Applied Earth Observations and Remote Sensing, Vol. 7, No. 9, September 2014, p. 3956–3966.
105. Zhang, H.; Tang, J.; Wang, R.; Deng, Y.; Wang, W.; Li, N. An Accelerated Backprojection Algorithm for Monostatic and Bistatic SAR Processing, // Remote Sens. 2018, 10, 140. DOI: 10.3390/rs10010140.
106. Zhang L., Qiao Z., Xing M. -d., Yang L., Bao Z., A Robust Motion Compensation Approach for UAV SAR Imagery // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, vol. 50, no. 8, pp. 3202-3218, Aug. 2012, DOI: 10.1109/TGRS.2011.2180392.
107. Zhang X., Shao Z., Ren J., Li Y. and Jiang J., Development and Preliminary Results of Small-Size Uav-Borne Fmcw Sar // IGARSS 2018 – 2018 IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium, 2018, pp. 7825–7828, DOI: 10.1109/IGARSS.2018.8519235.
108. Zhuang, Long & Xu, Daobao, High-precision motion compensation for very-high-resolution SAR imaging // The Journal of Engineering, 2019, DOI: 10.1049/joe.2019.0321.