



**Купряшкин Иван Федорович** (1978 г.р.)  
Окончил Военный институт радиоэлектроники (2000).  
Доктор технических наук (2017), доцент (2011), начальник кафедры ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина». Область научных интересов: радиопротиводействие радиолокационным системам. Автор более 120 научных трудов.



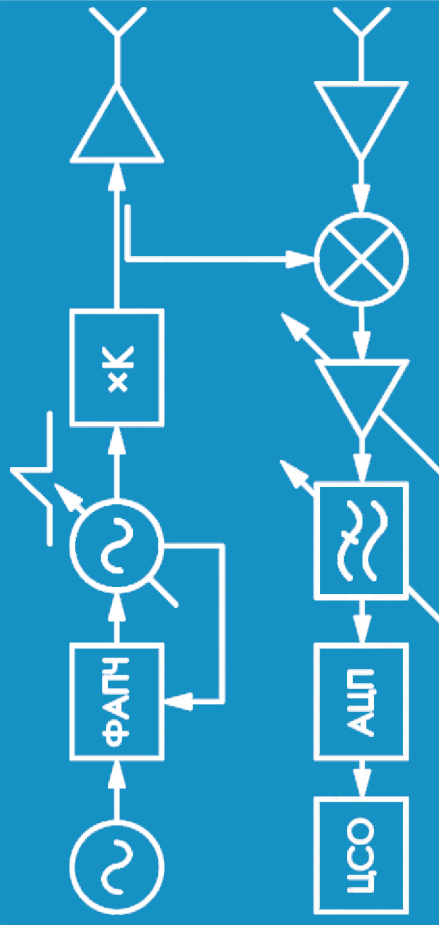
**Лихачев Владимир Павлович** (1966 г.р.)  
Окончил Житомирское высшее училище радиоэлектроники ПВО им. Ленинского комсомола (1988). Доктор технических наук (2004), профессор (2008), профессор ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина». Область научных интересов: радиоэлектронные системы в условиях конфликта. Автор более 150 научных трудов.



**Рязанцев Леонид Борисович** (1978 г.р.)  
Окончил Тамбовское высшее военное авиационное инженерное училище (2001), Военно-воздушную академию по профилю высшей оперативно-тактической подготовки (2015). Кандидат технических наук (2010), докторант ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина». Область научных интересов: формирование и обработка сигналов в радиолокационных системах. Автор более 100 научных трудов.

И.Ф. Купряшкин  
В.П. Лихачев  
Л.Б. Рязанцев

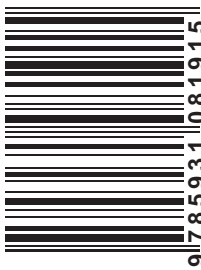
# МАЛОГАБАРИТНЫЕ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ РЛС С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ



И.Ф. Купряшкин, В.П. Лихачев, Л.Б. Рязанцев

МАЛОГАБАРИТНЫЕ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ РЛС С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ

ISBN 978-5-93108-191-5



9 785931 1081915

**И.Ф. Купряшкин, В.П. Лихачев, Л.Б. Рязанцев**

**МАЛОГАБАРИТНЫЕ  
МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ РЛС  
С НЕПРЕРЫВНЫМ  
ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ  
ИЗЛУЧЕНИЕМ**

**Монография**

Москва  
Радиотехника  
2019

УДК 621.396.96  
ББК 32.95  
К 92

DOI 10.18127/B9785931081915

**Р е ц е н з е н т ы :**

доктор технических наук, доцент *С.А. Климов*  
доктор технических наук, доцент *А.Ю. Фролов*

**Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б.**

**К92** Малогабаритные многофункциональные РЛС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Монография. – М.: Радиотехника, 2019. – 280 с.

ISBN 978-5-93108-191-5

Рассмотрен круг вопросов, связанных с особенностями функционирования малогабаритных РЛС с непрерывным излучением при работе в режимах синтезирования апертуры антенны, радиовысотометра, обнаружения воздушных целей.

Показано современное состояние в области разработки малогабаритных РЛС, рассмотрены модели и алгоритмы обработки сигналов, особенности построения функциональных узлов малогабаритных РЛС. Даны методики обоснования требований к ним, обеспечивающие снижение массогабаритных показателей и упрощение аппаратуры.

*Для специалистов в области радиолокации и радиовидения, аспирантов (адъюнктов), студентов (курсантов) старших курсов высших учебных заведений радиотехнического профиля.*

УДК 621.396.96  
ББК 32.95

ISBN 978-5-93108-191-5

© И.Ф. Купряшкин, В.П. Лихачев, Л.Б. Рязанцев, 2019  
© ООО «Издательство «Радиотехника», 2019

*Научное издание*

**А в т о р ы**

**И. Ф. КУПРЯШКИН**

**В. П. ЛИХАЧЕВ**

**Л. Б. РЯЗАНЦЕВ**

**МАЛОГАБАРИТНЫЕ МНОГОФУНКЦИОНАЛЬНЫЕ РЛС  
С НЕПРЕРЫВНЫМ ЧАСТОТНО-МОДУЛИРОВАННЫМ  
ИЗЛУЧЕНИЕМ**

**Монография**

Редактор Г.Н. Чернышева

Корректор И.В. Бровко

Верстка С.Н. Яковлевой

Дизайн обложки Д.Л. Рязанцев

Изд. № 11. Сдано в набор 06.05.2019

Подписано в печать ..2019

Формат 60×90 1/16. Бумага офсетная.

Гарнитура Таймс. Печать офсетная.

Печ. л. 17.5. Тираж 500 экз. Зак. №

Издательство «Радиотехника»

107031, Москва, К-31, Кузнецкий мост, д. 20/6

Тел./факс: (495)621-48-37; 625-78-72, 625-92-41

e-mail: [info@radiotec.ru](mailto:info@radiotec.ru)

[www.radiotec.ru](http://www.radiotec.ru)

---

## ***Оглавление***

---

|   |    |
|---|----|
| Вступительное слово В.Н. Антипова ..... | 7  |
| Перечень принятых сокращений .....      | 9  |
| Введение .....                          | 10 |

### **ГЛАВА 1**

#### **Основные задачи, решаемые с использованием малогабаритных РЛС .....**

|   |           |
|---|-----------|
| <b>1.1. Малогабаритные РЛС с синтезированием апертуры антенны.....</b>  | <b>15</b> |
| 1.1.1. Анализ задач, решаемых БЛА с использованием малогабаритных РЛС с синтезированием апертуры антенны .....            | 15        |
| 1.1.2. Применение малогабаритных РЛС с синтезированием апертуры антенны для оценки радиолокационной заметности ВВСТ ..... | 22        |
| 1.1.3. Типовые режимы работы малогабаритных РЛС с синтезированием апертуры антенны .....                                  | 25        |
| 1.1.4. Технические характеристики и тенденции развития малогабаритных РЛС с синтезированием апертуры антенны .....        | 32        |
| 1.2. Наземные малогабаритные РЛС обнаружения малозаметных воздушных целей .....   | 46        |
| 1.3. Малогабаритные РЛС систем навигационного обеспечения .....   | 51        |

### **ГЛАВА 2**

#### **Математические модели сигналов РЛС с непрерывным излучением .....**

|   |    |
|---|----|
| 2.1. Математическая модель эхосигнала точечного отражателя .....                        | 57 |
| 2.2. Разрешающая способность РЛС с непрерывным излучением по дальности и скорости ..... | 62 |

|   |    |
|---|----|
| 2.3. Математическая модель эхосигнала<br>зоны обзора в РЛС с непрерывным излучением,<br>функционирующей в режиме синтезирования<br>апертуры антенны ..... | 64 |
| 2.4. Математическая модель эхосигнала воздушной цели<br>в наземной РЛС с непрерывным излучением .....   | 67 |
| 2.5. Математическая модель эхосигнала земной поверхности<br>в РЛС с непрерывным излучением, функционирующей<br>в режиме радиовысотомера .....             | 70 |

## ГЛАВА 3

### Способы и алгоритмы обработки сигналов в РЛС с непрерывным излучением

|                                      |    |
|--------------------------------------|----|
| при работе в различных режимах ..... | 74 |
|--------------------------------------|----|

|  |     |
|--|-----|
| 3.1. Алгоритмы формирования радиолокационных изображений<br>при работе РЛС с непрерывным излучением<br>в режиме синтезирования апертуры антенны .....  | 74  |
| 3.1.1. Алгоритм гармонического анализа .....   | 77  |
| 3.1.2. Алгоритм Range Doppler .....  | 82  |
| 3.1.3. Алгоритм Chirp Scaling .....  | 85  |
| 3.1.4. Алгоритм Frequency Scaling .....  | 86  |
| 3.1.5. Алгоритм Backprojection .....   | 90  |
| 3.1.6. Модифицированный алгоритм Backprojection .....  | 94  |
| 3.1.7. Сравнительная характеристика качества<br>радиолокационных изображений,<br>сформированных с использованием<br>различных алгоритмов синтеза ..... | 100 |
| 3.1.8. Формирование радиолокационных изображений<br>в режиме полосовой съемки .....  | 104 |
| 3.1.9. Формирование видеорадиолокационных изображений .....  | 108 |
| 3.2. Способы оценки координат и параметров<br>полета носителя малогабаритной РЛС,<br>функционирующей в режиме синтезирования<br>апертуры антенны ..... | 112 |
| 3.2.1. Определение высоты полета<br>по альтиметровым отражениям .....  | 112 |
| 3.2.2. Формирование детального профиля рельефа местности<br>в РЛС высокого разрешения .....  | 117 |
| 3.2.3. Определение скорости полета носителя РЛС<br>на основе оценки пространственного сдвига<br>пары радиолокационных изображений .....                | 123 |

|   |     |
|---|-----|
| 3.3. Способы оценки дальности и скорости целей,<br>применяемые в наземных РЛС<br>с непрерывным излучением .....                               | 131 |
| 3.3.1. Определение дальности и скорости целей<br>на основе измерения доплеровской частоты .....   | 131 |
| 3.3.2. Определение дальности и скорости целей<br>на основе применения сигнала<br>с симметричным законом<br>линейной частотной модуляции ..... | 136 |
| 3.3.3. Определение дальности и скорости целей<br>на основе применения сигнала<br>с двухчастотной манипуляцией .....                           | 139 |
| 3.3.4. Определение дальности и скорости целей<br>на основе применения сигнала<br>с многочастотной манипуляцией .....                          | 140 |
| 3.3.5. Определение дальности и скорости РЛС<br>в условиях миграции отметок целей<br>по каналам дальности .....                                | 142 |
| 3.3.6. Определение углового положения цели<br>в условиях миграции отметок целей<br>по каналам дальности .....                                 | 152 |
| 3.4. Определение начала периода модуляции<br>при обработке сигналов<br>в РЛС с непрерывным излучением .....                                   | 154 |

## **ГЛАВА 4**

### **Особенности построения функциональных устройств**

|  |            |
|--|------------|
| <b>РЛС с непрерывным излучением .....</b>  | <b>164</b> |
| 4.1. Антенная система .....  | 165        |
| 4.2. Передающее устройство .....   | 169        |
| 4.3. Приемное устройство .....   | 175        |
| 4.4. Опорный генератор .....   | 183        |
| 4.5. Аналого-цифровой преобразователь .....  | 184        |
| 4.6. Система цифровой обработки сигналов<br>и вычислительные устройства .....                    | 185        |
| 4.7. Способы и устройства обеспечения развязки<br>передающего и приемного трактов .....          | 192        |
| 4.7.1. Компенсатор просачивающейся мощности .....  | 192        |
| 4.7.2. Способ демодуляции эхосигналов<br>на основе временного разделения передачи и приема ..... | 198        |

|   |     |
|---|-----|
| 4.8. Устройство амплитудной коррекции сигналов .....                            | 200 |
| 4.9. Устройства оценки траекторных нестабильностей<br>полета носителя РЛС ..... | 203 |
| 4.10. Перспективные технологии создания<br>малогабаритных РЛС .....             | 209 |

## **ГЛАВА 5**

### **Методический аппарат обоснования облика и требований к функциональным устройствам РЛС с непрерывным излучением .....**

**215**

|  |     |
|--|-----|
| 5.1. Методика обоснования параметров<br>зондирующего сигнала РЛС<br>с непрерывным излучением ..... | 215 |
| 5.2. Методика обоснования требований<br>к передающему устройству по уровню фазового шума .....     | 221 |
| 5.3. Методика обоснования требований<br>к синтезатору частот .....                                 | 229 |
| 5.4. Методика обоснования динамического диапазона<br>приемного устройства .....                    | 238 |
| 5.5. Методика обоснования разрядности<br>аналого-цифрового преобразователя .....                   | 245 |
| 5.6. Методика расчета широкополосных<br>микрорешетчатых антенн .....                               | 251 |

#### *Приложение 1*

|   |     |
|---|-----|
| Малогабаритная РЛС с синтезированной апертурой антенны<br>(АО «НИИ СТТ», г. Смоленск) ..... | 262 |
|---|-----|

#### *Приложение 2*

|  |     |
|--|-----|
| Малогабаритная программно-определяемая РЛС<br>(ВУНЦ ВВС «ВВА», АО «НПП «Радар ммс»)) ..... | 266 |
|--|-----|

|                  |     |
|------------------|-----|
| Литература ..... | 270 |
|------------------|-----|

---

## *Вступительное слово В.Н. Антипова*

---

Несмотря на то, что интерес к радиолокационным системам с непрерывным частотно-модулированным сигналом долгое время был несколько снижен, в последние годы наблюдаются их активное развитие и начало широкого применения как в военной, так и в гражданской сферах деятельности. Уже сегодня такими радиолокаторами оснащаются малоразмерные беспилотные летательные аппараты, решающие задачи радиолокационного мониторинга, автомобили, оснащенные интеллектуальными системами помощи водителю и автопилотами, а также другие роботизированные системы. Если еще несколько лет назад вопросами создания подобных устройств могли заниматься только крупные научно-исследовательские организации и предприятия, то вследствие высокого уровня подготовки научных работников и инженеров, достигнутой миниатюризации и существенного снижения стоимости электронных компонентов они уже сегодня стали доступными более широкому кругу исследователей для изучения и построения различных систем на их основе.

Монография, представленная вниманию читателя, отражает оригинальные результаты научных исследований, обобщенный и систематизированный практический опыт ее авторов в области создания малогабаритных радиолокаторов с непрерывным излучением и является, пожалуй, первой значительной работой за последние более чем сорок лет исследований в этом направлении.

Книга, несомненно, будет полезна широкому кругу специалистов, так как ее основным достоинством является значительный объем приводимых теоретических и справочно-практических материалов. Кроме того, она написана с учетом не только отечественного, но и обширного зару-

бежного научно-технического задела и раскрывает как общее состояние дел и тенденции развития в области создания радиолокационных систем с непрерывным излучением, так и технические решения, направленные на преодоление возникающих при этом инженерно-практических трудностей.

Главный специалист  
НИИП им. В.В. Тихомирова,  
доктор технических наук,  
профессор



В.Н. Антипов

---

## *Перечень принятых сокращений*

---

|      |   |
|------|---|
| АР   | – антенная решетка                              |
| АРУ  | – автоматическая регулировка усиления           |
| АФАР | – активная фазированная антенная решетка        |
| АЦП  | – аналого-цифровой преобразователь              |
| БЛА  | – беспилотный летательный аппарат               |
| ВАРУ | – временная автоматическая регулировка усиления |
| ВРЛР | – видовая радиолокационная разведка             |
| ВУ   | – видеоусилитель                                |
| ГУН  | – генератор, управляемый напряжением            |
| ДД   | – динамический диапазон                         |
| ДКФ  | – двумерная корреляционная функция              |
| ДН   | – диаграмма направленности                      |
| ИНС  | – инерциальная навигационная система            |
| ИУБЛ | – интегральный уровень боковых лепестков        |
| КУ   | – коэффициент усиления                          |
| ЛЧМ  | – линейная частотная модуляция                  |
| МШУ  | – малошумящий усилитель                         |
| НИ   | – непрерывное излучение                         |
| НПУ  | – наземный пункт управления                     |
| ПЦС  | – прямой цифровой синтез                        |
| РЛИ  | – радиолокационное изображение                  |
| РЛС  | – радиолокационная станция                      |
| РСА  | – РЛС с синтезированной апертурой антенны       |
| СДЦ  | – селекция движущихся целей                     |
| СКО  | – среднеквадратическое отклонение               |
| ФАПЧ | – фазовая автоподстройка частоты                |
| ФНЧ  | – фильтр низкой частоты                         |
| ЦАП  | – цифро-аналоговый преобразователь              |
| ЦОС  | – цифровая обработка сигналов                   |
| ЭПР  | – эффективная площадь рассеяния                 |
| ADAS | – Advanced Driver Assistance Systems            |
| DDS  | – Direct Digital Synthesis                      |
| SFDR | – Spurious Free Dynamic Range                   |

---

## ***Введение***

---

Стремительное развитие науки и техники в области создания новых материалов и электронных компонентов, цифрового формирования и обработки широкополосных сигналов, а также вычислительных систем позволило выйти на новый уровень в создании малогабаритных *радиолокационных станций* (РЛС).

Малогабаритные РЛС, как правило, строятся по принципу радиолокационных станций с непрерывным *линейно-частотно-модулированным* (ЛЧМ) зондирующим сигналом. Несмотря на то, что базовые принципы построения РЛС с *непрерывным излучением* (НИ) были разработаны еще в 1930-е гг. и развиты в 1950–1960-е гг. [15, 27], появление импульсной радиолокации обусловило некоторое снижение интереса к развитию данного направления и в дальнейшем применение РЛС с непрерывным излучением ограничивалось, в основном, бортовыми радиовысотомерами и доплеровскими измерителями скорости и угла сноса. Возвращение интереса к РЛС НИ в середине 1990-х гг. обусловило начало их интенсивной разработки и широкое применение в автомобилестроении при создании систем помощи водителю, в аппаратуре видовой радиолокационной разведки и автономной навигации *беспилотных летательных аппаратов* (БЛА).

Использование непрерывного сигнала с частотной модуляцией позволяет существенно упростить конструкцию РЛС и, как следствие, снизить их массогабаритные характеристики, энергопотребление и стоимость.

### ***Преимущества таких РЛС по сравнению с импульсными***

1. Существенно (на два-три порядка) большая длительность излучения сигнала за период зондирования, позволяющая без ухудшения разрешающей способности как уменьшить пиковую мощность до единиц ватт и исключить необходимость применения мощных импульсных выходных усилителей и высоковольтных источников питания для них, так и снизить требования к синтезаторам частот, формирующим широкополосные зондирующие сигналы, по скорости перестройки.

2. Демодуляция широкополосного принятого сигнала выполняется в приемном устройстве путем его перемножения с опорным сигналом передатчика, что позволяет использовать зондирующие сигналы с полосой 1 ГГц и выше при относительно невысоких требованиях к *аналого-цифровым преобразователям* (АЦП) по полосе оцифровываемых частот (единицы и десятки мегагерц).

3. Отсутствие ближней «мертвой зоны», обусловленной бланкированием приемника в течение длительности зондирующего импульса, делающим невозможным наблюдение близкорасположенных целей и участков местности.

4. В случае систем военного назначения – высокая радиотехническая скрытность и, как следствие, помехозащищенность [70].

Простота обработки широкополосных сигналов обеспечивает возможность реализации режимов высокого разрешения (десятки сантиметров) при работе РЛС в режиме синтеза апертуры антенны, снижения уровня фоновых отражений при обнаружении малозаметных воздушных целей, повышения точности информационного обеспечения при решении задач управления пилотируемыми и беспилотными системами.

К числу основных недостатков РЛС с непрерывным излучением можно отнести их небольшую дальность действия, обычно не превышающую 10...15 км [1]. Однако при этом следует учитывать, что они ориентированы, прежде всего, на использование в качестве компактных датчиков и целевых нагрузок, для которых большая дальность действия не является ключевым требованием.

Наиболее широкое применение РЛС с непрерывным излучением находят в качестве средств *видовой радиолокационной разведки* (ВРЛР), размещаемых на малых БЛА [31, 107, 124]; портативных средств обнаружения малоразмерных воздушных целей [82, 88]; навигационного обеспечения пилотируемых и беспилотных систем [121, 115, 125]. Разработка таких систем осуществляется исходя из их узкого и конкретного функционального назначения. Однако, несмотря на различия областей применения, такие средства характеризуются общими принципами построения и схемотехническими решениями. Различия носят не структурный характер, а, в основном, состоят в параметрах и законах модуляции зондирующих сигналов, производительности используемых систем *цифровой обработки сигналов* (ЦОС), типах антенн, количестве приемных и передающих каналов, алгоритмах обработки сигналов.

Это позволяет рассматривать вопрос построения малогабаритных РЛС как программно-определяемых (SDR – Software Defined Radio) систем [69], в которых изменение режимов работы, параметров сигналов и алгоритмов их обработки осуществляется без изменения аппаратной части только путем изменения специального программного обеспечения устройства или даже на уровне конфигурационных файлов.

Несмотря на накопленный в мире значительный опыт разработки и практического использования РЛС НИ, вопрос создания многофункциональных программно-определяемых РЛС требует решения таких дополнительных задач, как:

1) обоснование параметров зондирующих сигналов при работе РЛС в различных режимах и требований к характеристикам ее отдельных функциональных устройств;

2) разработка моделей сигналов на выходе приемного устройства и алгоритмов их обработки при работе РЛС в различных режимах;

3) увеличение развязки между передающим и приемным трактами и расширение динамического диапазона в интересах увеличения дальности действия РЛС;

4) разработка новых подходов, позволяющих заменить общепринятые технические решения алгоритмическими на основе дополнительной обработки зарегистрированных сигналов в интересах снижения массогабаритных показателей РЛС при одновременном сохранении информационных возможностей;

5) исследование путей, обеспечивающих уменьшение количества передаваемой информации по радиоканалу при работе РЛС в режиме синтезирования апертуры, в том числе за счет реализации формирования *радиолокационных изображений* (РЛИ) на борту носителя при ограничениях на вычислительные возможности бортовых вычислителей;

6) для достижения высокой разрешающей способности необходимо: создание новых алгоритмов, обеспечивающих формирование РЛИ с высоким разрешением в условиях широких диаграмм направленности антенн и диапазонов углов визирования земной поверхности; совершенствование алгоритмов и методов компенсации влияния различных дестабилизирующих воздействий в течение интервала синтезирования апертуры, длительность которого может достигать десятков секунд;

7) увеличение производительности системы обработки за счет применения программно-аппаратных технологий с высокой степенью распараллеливания вычислений.

Авторами предпринята попытка систематизировать и разрешить некоторые из перечисленных задач.

Значительная часть монографии посвящена малогабаритным РЛС с *синтезированной апертурой антенны* (РСА). Дело в том, что в нашей стране создан значительный задел в области создания импульсных РСА как воздушного, так и космического базирования [1, 3, 13, 14, 30, 51]. В то же время, количество отечественных публикаций, в которых рассматриваются вопросы построения и обработки информации в малогабаритных РСА, остается незначительным, а информация в них носит, в основном, общий характер [4, 28, 29, 32].

Примечательно, что за рубежом исследованиями в области создания малогабаритных РЛС, наряду с такими крупными организациями как Sandia National Laboratories, ImSAR LLC, EADS, Northrop Grumman и др., активно занимаются и учебные заведения. Так, например, в Университете Бригама Янга (США) разработано целое семейство малогабаритных РСА: YINSAR, BYU microSAR, nuSAR, microASAR [126], с помощью которых проводятся научные исследования, в том числе направленные и на дальнейшее совершенствование принципов построения и алгоритмов обработки информации в малогабаритных РЛС [89].

Монография основана на открытых отечественных и зарубежных публикациях, а также на результатах, полученных авторами в ходе выполнения ряда научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ.

Материал монографии характеризуется выраженной практической направленностью и поэтому будет полезен не только научным работникам, но и радиоинженерам, работающим в области радиолокации. Большая часть материала прошла экспериментальную апробацию и реализована в ряде образцов малогабаритных РЛС.

*Глава 1.* Рассмотрены основные задачи, решаемые с использованием малогабаритных РЛС, их технические характеристики и режимы работы.

*Глава 2.* Представлены математические модели эхосигналов, учитывающих характер решаемых задач и особенности обзора пространства в различных режимах функционирования РЛС НИ.

*Глава 3.* Включает описание как наиболее распространенных, так и новых алгоритмов, учитывающих специфику функционирования РЛС НИ при формировании радиолокационных изображений, измерении параметров движения воздушных целей, навигационном обеспечении пилотируемых и беспилотных систем. Показаны их достоинства и недостатки, приведены результаты практического применения.

*Глава 4.* Охарактеризованы особенности построения основных устройств РЛС НИ, приведены их функциональные схемы, а также рассмотрены перспективные технологии создания малогабаритных РЛС.

*Глава 5.* Включает детальное описание методик обоснования требований к функциональным устройствам малогабаритных РЛС НИ.

Пользуясь случаем, авторы выражают благодарность ВУНЦ ВВС «Военно-воздушная академия им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина» (г. Воронеж), АО «НИИ «СТТ» (г. Смоленск), АО «НТЦ РЭБ» (г. Москва), АО «НПП «Радар ммс» (г. Санкт-Петербург) за помощь в получении экспериментальных данных и развитии научно-технического направления по созданию малогабаритных РЛС.

Авторский коллектив признателен кандидату технических наук С.Г. Потапову, оказавшему существенную практическую поддержку на начальной стадии развития направления разработки малогабаритных РЛС, доктору технических наук, доценту С.А. Климову и доктору технических наук, доценту А.Ю. Фролову, взявшим на себя труд по рецензированию рукописи, а также П.В. Равелю за непосредственную помощь при проведении практических исследований, и многим другим коллегам.

Труд авторского коллектива по написанию монографии распределен следующим образом: введение написано В.П. Лихачевым; п.п 3.1.1–3.1.4, 3.1.7, 3.1.8, 3.2.2, 3.3.1–3.3.4, 3.4, 5.3, 5.6, главы 2 и 4, приложение 2 – Л.Б. Рязанцевым; глава 1, п.п. 3.1.9, 3.3.5, 5.1 – В.П. Лихачевым и Л.Б. Рязанцевым; 3.1.5, 3.1.6, 3.2.1, 3.2.3, 5.2, 5.4, 5.5 – И.Ф. Купряшкиным и Л.Б. Рязанцевым; приложение 1 – И.Ф. Купряшкиным, В.П. Лихачевым и Л.Б. Рязанцевым.

Для наглядности некоторые рисунки (обозначены ►) повторены в цветном изображении (см. цветную вклейку).

---

## ***ГЛАВА 1***

---

### ***Основные задачи, решаемые с использованием малогабаритных РЛС***

Малогабаритные РЛС выполняют функции радиолокаторов с синтезированием апертуры антенны, обнаружения малозаметных воздушных целей, информационных систем навигационного обеспечения и др. Рассмотрены задачи, решаемые с их использованием, достигнутый уровень техники, основные возможности и технические характеристики.

---

#### **1.1. Малогабаритные РЛС с синтезированием апертуры антенны**

##### ***1.1.1. Анализ задач, решаемых БЛА с использованием малогабаритных РЛС с синтезированием апертуры антенны***

Еще в недалеком прошлом массогабаритные характеристики РСА допускали их размещение только на самолетах пилотируемой авиации и космических аппаратах. Сегодня же, особенно за рубежом, наблюдается активное оснащение не только крупных стратегических БЛА, таких как Global Hawk, но и малых тактических БЛА типа ScanEagle (наиболее близкие отечественные аналоги Мерлин-21Б, Орлан-10, Гранат-4) с массой целевой

нагрузки до 5 кг, и даже RQ-11 Raven (аналог Гранат-2) с массой целевой нагрузки до 1 кг [114]. По данным Дорожной карты развития беспилотных систем Министерства обороны США на 2013–2038 гг., именно малые БЛА, в силу их относительно невысокой стоимости, составят до 70% численности всего парка БЛА [130].

На основании Дорожной карты [130] средства, ежегодно выделяемые на создание беспилотных систем, составляют порядка \$ 3,7–4,8 млрд (табл. 1.1) [102], что соответствовало примерно 50% всех расходов Министерства обороны РФ, планировавшихся на 2018 г. Интересным фактом является также то, что около 94% из этих средств расходуется на авиационные системы.

**Таблица 1.1**

Средства, выделяемые на беспилотные системы МО США (\$ млрд)

|  | 2014  | 2015  | 2016  | 2017  | 2018  | Итого |
|--|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| Беспилотные авиационные системы        | 3,671 | 4,197 | 5,498 | 4,217 | 4,887 | 21,47 |
| Беспилотные наземные и морские системы | 0,231 | 0,193 | 0,453 | 0,208 | 0,199 | 1,284 |

Распределение БЛА, эксплуатируемых в США, по количеству и типам приведено на диаграммах (рис. 1.1 и 1.2) [120, 130]. При этом, в соответствии с классификацией, принятой в ВВС США, БЛА подразделяются следующим образом.

**Первый класс**

Масса аппаратов ..... до 10 кг

**Второй класс**

Масса аппаратов ..... до 25 кг

**Третий класс**

Масса аппаратов ..... до 600 кг

**Четвертый класс**

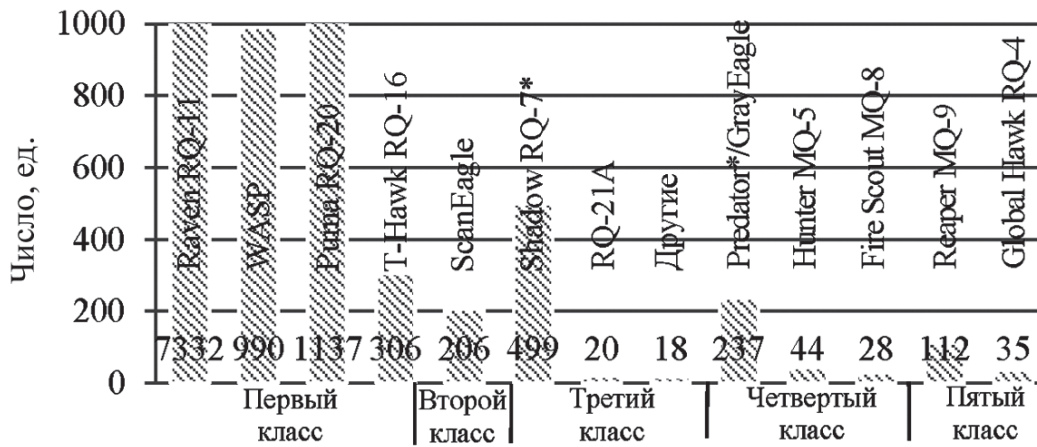
Масса аппаратов ..... свыше 600 кг

Высота полета ..... менее 5500 м

**Пятый класс**

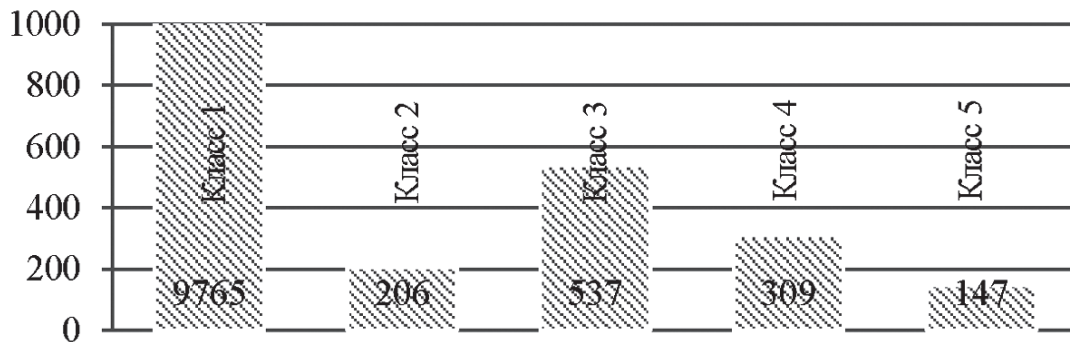
Масса аппаратов ..... свыше 600 кг

Высота полета ..... более 5500 м



**Рисунок 1.1**

Распределение БЛА, эксплуатируемых США по типам (\* – аппараты, снятые с производства)



**Рисунок 1.2**

Распределение БЛА, эксплуатируемых в США, по классам

Как следует из представленных данных (рис. 1.1), основное количество приходится на БЛА 1–3 классов (95%) с массой до 100 кг.

Основные характеристики БЛА и виды целевых нагрузок, устанавливаемых на них, приведены в табл. 1.2.

Анализ показывает, что, начиная с БЛА уже второго класса (с дальностью полета от 10 км и массой полезной нагрузки свыше 3 кг), в состав разведывательной аппаратуры входит РЛС с синтезированием апертуры антенны.

**Таблица 1.2**

Основные характеристики зарубежных БЛА

| Радиус действия, км     | Скорость, км/ч | Продолжительность полета, ч | Высота полета, км | Взлетная масса, кг | Масса полезной нагрузки, кг | Состав полезной нагрузки (видовой) |
|-------------------------|----------------|-----------------------------|-------------------|--------------------|-----------------------------|------------------------------------|
| Raven RQ-11 (2001)      |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| 8...12                  | 50...100       | 1...1,5                     | до 1,5            | 1,9                |                             | ТВ, ИК, фото                       |
| WASP (2007)             |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| 5                       | 30...60        |                             | до 1,5            | 0,4                |                             | ТВ, ИК, фото                       |
| Puma RQ-20 (2007)       |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| 15                      | 37...83        | 2                           | до 1,5            | 5,9                |                             | ТВ, ИК, фото                       |
| T-Hawk RQ-16 (2009)     |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| 11                      | 130            | 0,6                         | 3,2               | 8,4                |                             | ТВ, ИК, фото                       |
| ScanEagle (2005)        |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| 100                     | 111            | 24                          | 4,8               | 22                 | 3,4                         | ТВ, ИК, РСА, фото                  |
| Shadow RQ-7 (1999)      |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| 109                     | 130...204      | 7                           | 4,5               | 170                | 27                          | ТВ, ИК, фото, РСА                  |
| RQ-21A (2012)           |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| 100                     | 167            | 16                          | 6,0               | 61                 | 17                          | ТВ, ИК, фото                       |
| GrayEagle MQ-1C (2009)  |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| >180                    | 280            | 30                          | 3,0...8,5         | 1633               | 488                         | ТВ, ИК, фото, РСА                  |
| Hunter MQ-5 (2002)      |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| 150...300               | 165            | 18                          | 5,5               | 820                | 100                         | ТВ, ИК, фото, РСА                  |
| Fire Scout MQ-8 (2009)  |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| 200                     | 200            | 5                           | 6,1               | 1430               | 272                         | ТВ, ИК, фото, РСА                  |
| Reaper MQ-9 (2007)      |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| 1800                    | 482            | 18                          | 7,6...15          | 4760               | 1700                        | ТВ, ИК, фото, РСА                  |
| Global Hawk RQ-4 (1998) |                |                             |                   |                    |                             |                                    |
| 14 000                  | 575            | 28                          | 18                | 14 628             | 1360                        | ТВ, ИК, фото, РСА                  |

Очевидно, что эффективность применения БЛА главным образом определяется возможностями устанавливаемой целевой нагрузки. Так, например, основными средствами видовой разведки на отечественных БЛА (Гранат-1, -2, -3, -4; Застава; Элерон-3, -10; Орлан-10; Форпост и др.) по-прежнему являются оптические и инфракрасные системы. В то же время за рубежом активно развиваются и внедряются малогабаритные средства ВРЛР для тактических БЛА, например RASAR, MiniSAR, ImSAR. Это объясняется рядом существенных преимуществ радиолокационных систем перед оптическими, заключающихся [41]:

1) в возможности получения информации круглосуточно, независимо от погодных условий, времени суток и естественной освещенности, наличия дыма и пыли;

2) в возможности наблюдения за районами, расположенными на значительном удалении от маршрута полета носителя РСА, что обеспечивает более скрытное применение БЛА (оптические приборы, как правило, требуют пролета вблизи объекта съемки. Использование длиннофокусных объективов с большой кратностью увеличения уменьшает сектор обзора и увеличивает время на поиск объектов, а также требует применения гироскопов и оптических стабилизаторов);

3) в большей площади района наблюдения за единицу времени при сохранении высокого разрешения (при использовании короткофокусных широкоугольных объективов в оптических системах ухудшается детальность изображений);

4) в возможности обнаружения объектов, скрытых в оптическом диапазоне снежным или растительным покровом, табельными маскировочными средствами и др.;

5) в формировании РЛИ с высоким пространственным разрешением (лучше метра), обеспечивающим возможность определения формы и размеров радиолокационной тени объектов и, за счет этого, повышения качества их обнаружения и распознавания;

6) в возможности селекции движущихся целей, трехмерного портретирования объектов, оценки высот рельефа, когерентного выявления изменений на местности при реализации интерферометрической съемки;

7) в возможности выделения объектов искусственного происхождения на фоне местности за счет использования поляризационных различий их эхо-сигналов, и др.

На сегодняшний день существуют средства ВРЛР, функционирующие в различных диапазонах длин волн (от единиц метров до долей сантиметра). Каждый диапазон характеризуется как своими достоинствами, так и недостатками. Так, в метровых и дециметровых диапазонах возможно получение РЛИ объектов, скрытых растительностью, однако их детальность при этом не превышает единиц метров в силу ограничений, накладываемых на ширину спектра зондирующего сигнала. В то же время, средства ВРЛР сантиметрового и миллиметрового диапазонов характеризуются более высоким разрешением (десятки сантиметров), однако обнаружение замаскированных объектов при их использовании становится маловероятным.

В ВС РФ основными средствами ведения ВРЛР на оперативно-тактическом и оперативном уровнях являются пилотируемые самолеты оперативно-тактической и разведывательной авиации. Однако в тактическом звене средства радиолокационной съемки отсутствуют практически полностью, что существенно ограничивает результативность ведения видовой разведки на этом уровне в сложных метеоусловиях или в ночное время.

Зарубежные военные эксперты считают, что применение разведывательных БЛА наиболее эффективно при наблюдении насыщенной средствами противовоздушной обороны прифронтовой полосы (до 50 км за линией боевого соприкосновения), где потери авиации и летного состава могут быть значительными.

В связи с этим разработка малогабаритных РЛС и оснащение ими тактических БЛА (массой до 25...30 кг) обеспечит расширение круга решаемых задач [12, 19, 20, 41], среди которых следует перечислить следующие.

Для военно-воздушных сил

- Ведение воздушной ВРЛР наземных (надводных) целей.
- Обеспечение действий (доразведка, целеуказание) бомбардировочной, штурмовой и армейской авиации.
- Контроль результатов нанесения ударов.
- Оценка маскировки аэродромов, авиационной техники, позиций своих зенитных ракетных комплексов.
- Поиск экипажей, терпящих бедствие.

- Картографирование местности в интересах составления базы данных цифровых карт в районе боевых действий.

Тем самым осуществляется дополнение решаемых пилотируемой авиацией задач в той части, в которой наращивание возможностей последней невозможно или нерационально.

#### Для сухопутных войск

- Ведение воздушной ВРЛР с целью выявления наземных целей, скоплений войск и техники, замаскированных командных пунктов, мобильных ракетных комплексов и т.п.
- Информационное обеспечение систем целеуказания и контрбатарейной борьбы.
- Контроль выполнения боевых задач и оценка эффективности применения оружия.
- Оценка маскировки позиций своих подразделений и командных пунктов.
- Определение направлений возможного продвижения атакующих (контратакующих) подразделений противника.

#### В интересах комплексного технического контроля

- Оценка радиолокационной заметности объектов *вооружения, военной и специальной техники* (ВВСТ) своей группировки войск.
- Контроль выполнения мероприятий оперативной (тактической) маскировки.
- Выявление демаскирующих в радиолокационном диапазоне признаков.

#### Для пограничных войск и спецподразделений

- Охрана протяженных и труднодоступных участков государственной границы.
- Поиск мест расположения незаконных бандформирований, складов с оружием и боеприпасами.

#### В народном хозяйстве

- Контроль техногенных объектов, нефтегазопроводов, плотин, дамб и коммуникаций.

- Контроль экологических последствий пожаров, землетрясений, штормов, извержений вулканов, наводнений, засухи, засоленности почв, вырубки лесов, загрязнения водной поверхности.
- Составление топографических карт.
- Оценка биобаланса (урожай, рост лесов, защита полей, влияние саранчи и грызунов).
- Поиск полезных ископаемых.

### ***1.1.2. Применение малогабаритных РЛС с синтезированием апертуры антенны для оценки радиолокационной заметности ВВСТ***

Постоянно возрастающие стратегические, оперативные и тактические возможности средств видовой радиолокационной космической и воздушной разведки, обусловленные их высоким техническим совершенством и большим количеством, ужесточают требования к вопросам исследования радиолокационной заметности ВВСТ как на этапах разработки и модернизации, так и в ходе использования по назначению, а также при контроле качества выполнения мероприятий оперативной и тактической маскировки.

Проведенные исследования показывают [12, 41], что БЛА ближнего действия, оснащенные РСА, могут использоваться не только для ведения разведки, но и для оценки демаскирующих признаков конкретных объектов на различных участках местности в диапазонах длин волн средств ВРЛР противника воздушного и космического базирования [34].

На сегодняшний день исследование радиолокационной заметности ВВСТ сочетает использование методов математического моделирования с экспериментальными исследованиями, проводимыми в безэховых камерах и на радиополигонах с использованием радиолокационных измерительных комплексов (ЦНИИ Войск ВКО (г. Тверь), НИИИ РЭБ ВУНЦ ВВС «ВВА» (г. Воронеж)).

Основные сложности при проведении полигонных исследований радиолокационной заметности связаны с компенсацией со-

путствующих неблагоприятных факторов, в том числе фоновых отражений от земли и искусственных объектов [7], а также с созданием адекватных масштабных физических копий крупногабаритных объектов на основе принципа электродинамического подобия [53].

Несмотря на высокую точность измерений, полигонная съемка не в полной мере обеспечивает оценку заметности объектов ВВСТ в условиях выполнения ими задач по предназначению с учетом особенностей геометрии съемки и режимов работы средств ВРЛР противника, свойств подстилающей поверхности, применения табельных маскировочных комплектов.

В то же время, контроль качества выполнения мероприятий радиолокационной маскировки своих войск может быть осуществлен только в наиболее важных районах ограниченным ресурсом средств пилотируемой разведывательной авиации, действующих по указанию центральных органов военного управления.

Однако результаты, полученные в ходе проведенных за последние несколько лет научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ, позволяют предложить новый комплексный подход к оценке радиолокационной заметности объектов, связанный с использованием систем ВРЛР, установленных на БЛА малого класса. Такой подход позволяет:

- 1) проводить исследования радиолокационной заметности объектов ВВСТ, непосредственно находящихся в районах выполнения задач по предназначению;
- 2) существенно снизить стоимость и повысить оперативность проведения исследований;
- 3) обеспечить условия наблюдения (углы визирования, параметры сигналов и режимы работы), характерные для космических и воздушных средств ВРЛР;
- 4) решать задачи оценки качества выполнения мероприятий оперативной и тактической маскировки в целом.

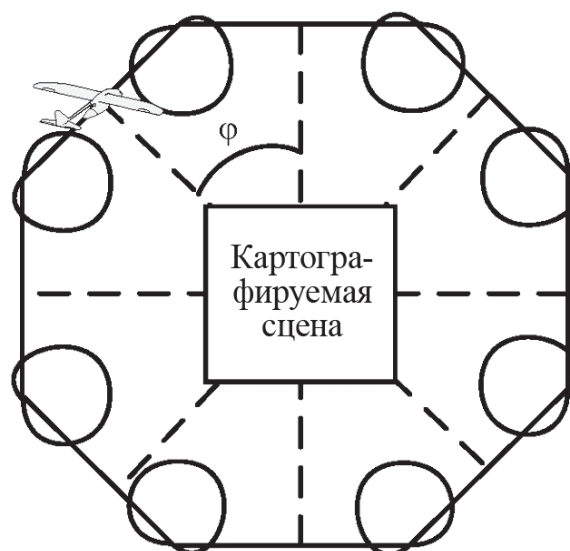
Достоинством данного подхода является и то, что в ходе проведения исследований возможно создание банка эталонных радиолокационных изображений объектов ВВСТ для различных диапазонов и ракурсов наблюдения, которые могут быть использованы как при разработке перспективных алгоритмов распозна-

вания и наведения высокоточного оружия, так и для исследования способов защиты от него.

Предлагаемый подход к измерению радиолокационных характеристик объектов основан на их многократной съемке в различных диапазонах длин волн при различных ракурсах наблюдения (как по азимуту, так и по углу места) с помощью РСА, размещаемой на БЛА малого класса.

При этом полет носителя должен осуществляться с минимальными нестабильностями по траектории, представляющей собой равносторонний многоугольник, количество сторон которого выбирается исходя из ширины диаграммы направленности антенны РСА для обеспечения съемки объекта с требуемых ракурсов наблюдения (рис. 1.3).

Так, в дециметровом диапазоне число сторон должно составлять не менее 4...6, а в сантиметровом – не менее 8...10. Траектория полета рассчитывается так, чтобы объект находился на траверзе БЛА при пролете середины каждой стороны многоугольника. В пределах картографируемой сцены могут устанавливаться эталонные отражатели и активные транспондеры для обеспечения калибровки аппаратуры (рис. 1.4). Все перечисленные объекты должны располагаться таким образом, чтобы исключалось их взаимное затенение во всем диапазоне условий съемки.



**Рисунок 1.3**

Траектория полета БЛА при исследовании радиолокационной заметности объекта

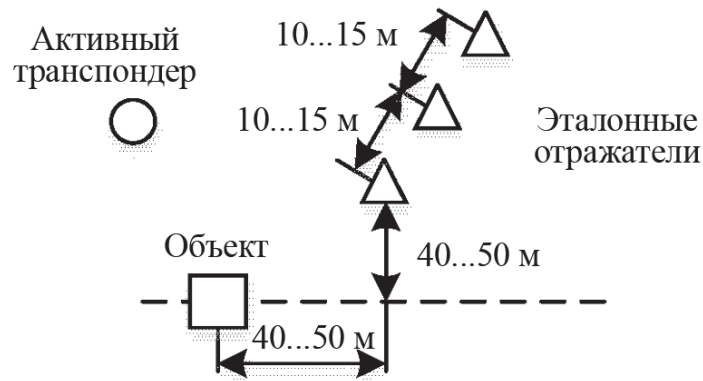
**Рисунок 1.4**

Схема взаимного расположения объектов на картографируемой сцене

Исследование радиолокационной заметности объектов с применением БЛА требует разработки новых методов ее оценки, которые, помимо специфики радиолокационной съемки с борта БЛА, позволяют учитывать еще и особенности многочастотной, поляризметрической и интерферометрической обработки сигналов.

Высокий уровень технического оснащения армий иностранных государств ужесточает требования к качеству оценки радиолокационной заметности объектов ВВСТ как на этапах разработки и модернизации, так и в ходе их применения по назначению. Поэтому развитие комплексного подхода к ее оценке, включающего радиолокационную съемку с борта БЛА и учитывающего реальные условия применения ВВСТ и специфику средств ВРЛР противника, является перспективным направлением исследований и конструкторских разработок.

### ***1.1.3. Типовые режимы работы малогабаритных РЛС с синтезированием апертуры антенны***

На сегодняшний день малогабаритными РСА реализуются практически все режимы съемки, являющиеся типовыми для средств радиолокационного мониторинга земной поверхности.

Ниже приводится описание наиболее распространенных из них.

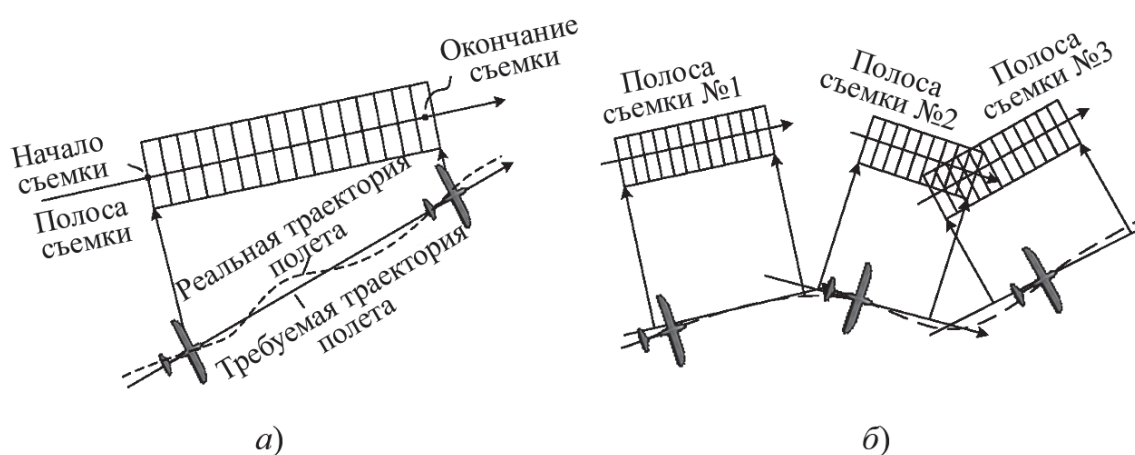
## Режим полосовой съемки (Stripmap)

Наиболее часто используемый режим работы РСА. Носитель осуществляет полет по заданной (как правило, прямолинейной) траектории, съемка ведется в пределах полосы, расположенной на некотором удалении от трассы полета. Преимуществом режима является возможность формирования протяженной области съемки, недостатком – ограничение на разрешающую способность по путевой дальности, обусловленное ограниченное время нахождения района съемки (объекта) в пределах диаграммы направленности антенны.

Существуют разновидности полосового режима – с геопривязкой и проходной.

В полосовом режиме с геопривязкой (рис. 1.5,а) оператор задает полосу съемки, после чего радиолокатор формирует непрерывную и бесшовную последовательность изображений в ее пределах. При этом маршрут носителя не обязательно должен быть параллелен полосе съемки.

В проходном режиме оператор задает дальность до ближней границы полосы съемки и ее ширину, а РСА в процессе полета формирует РЛИ участка местности, расположенного параллельно траектории его полета по маршруту, представляющему собой набор прямолинейных участков (рис. 1.5,б).



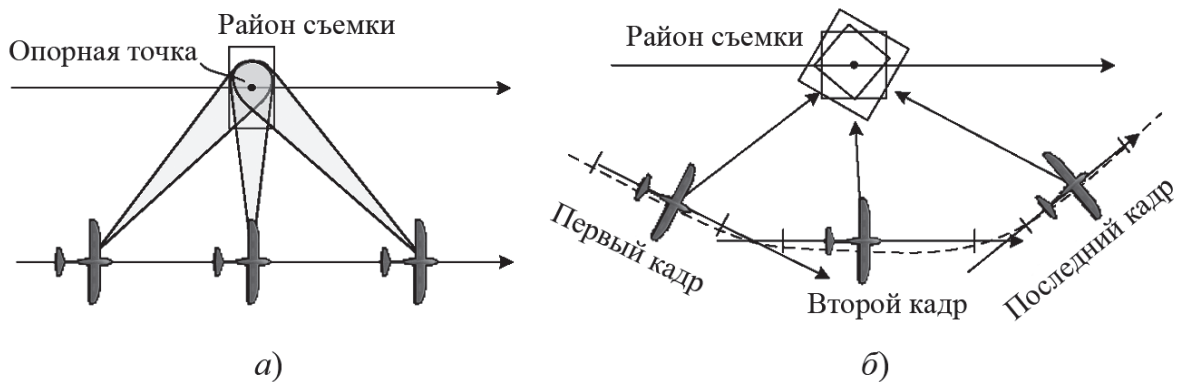
**Рисунок 1.5**

Режим полосовой съемки:

а – с геопривязкой; б – проходной

## Режим телескопической (прожекторной) съемки (Spotlight)

Этот режим позволяет значительно улучшить разрешающую способность РСА по путевой дальности за счет удержания района съемки в диаграмме направленности, обеспечивая более продолжительное накопление траекторного сигнала. Реализуется путем доворота антенной системы (рис. 1.6,*а*) или за счет движения носителя по дуге окружности, которая может представляться в виде набора прямолинейных участков (рис. 1.6,*б*). В первом случае итоговое РЛИ формируется путем обработки непрерывного сигнала, записанного на траектории полета, во втором – путем когерентного или некогерентного суммирования отдельных РЛИ, сформированных на отдельных участках траектории полета носителя.



**Рисунок 1.6**

Режим телескопической съемки:

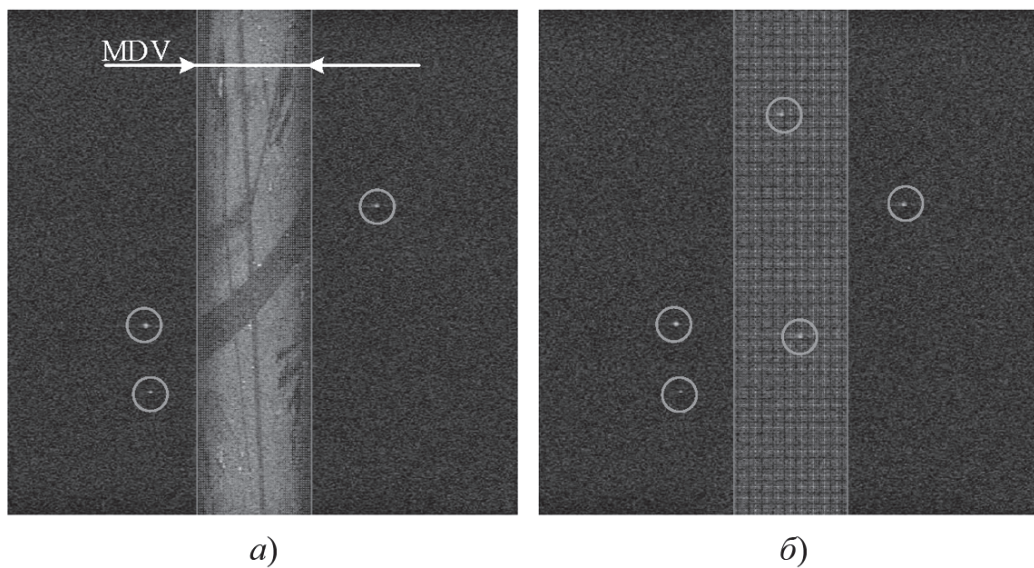
*а* – с поворотом антенной системы; *б* – с движением по криволинейной траектории

Кроме получения детальных РЛИ телескопическая съемка используется при обнаружении наземных движущихся целей, непрерывном наблюдении заданного района, а также в режиме видео РСА.

## Режим обнаружения наземных движущихся целей (GMTI – Ground Motion Target Indicator)

Позволяет отслеживать движущиеся объекты (в том числе в режиме реального времени), находящиеся в зоне обзора РСА. Существуют разные варианты реализации режима, отличающиеся вероятностными и точностными характеристиками [94]. Наиме-

нее точным является вариант, основанный на сопоставлении РЛИ, сформированных с некоторой задержкой по времени. Более точным – режим, основанный на анализе доплеровской картины эхо-сигналов объектов. Для этого, например, может применяться зондирующий сигнал, имеющий последовательные участки с возрастающим и убывающим законом ЛЧМ (симметричный закон ЛЧМ). Обнаружение и измерение скорости целей осуществляется по значениям частоты разностного сигнала на различных участках модуляции зондирующего сигнала.



**Рисунок 1.7**

РЛИ с отметками движущихся целей:

*а* – режим без компенсации; *б* – с компенсацией фоновых отражений (линиями выделена область фоновых отражений – Endo-Clutter)

Различают GMTI без компенсации фоновых отражений (Endo-Clutter GMTI) и с компенсацией (Exo-Clutter GMTI) (рис. 1.7) [96]. Первый режим более прост в реализации, однако имеет ограничения по минимальной скорости обнаруживаемых объектов (Minimal Detectable Velocity – MDV). Реализация второго требует применения нескольких (от двух до четырех) приемных каналов, а также специальных алгоритмов обработки сигналов.

### Режим видео PCA

Разработан в Sandia National Laboratories совместно с Агентством оборонных исследований США (DARPA) [110, 134] и

предназначен для наблюдения за заданным районом съемки. В этом режиме осуществляется формирование кадров РЛИ района съемки с небольшим временным интервалом (т.е. со скоростью от единиц до десятков кадров в секунду) с их последующим объединением в видеоряд.

В результате появляется возможность наблюдения изменений обстановки в районе наблюдения, а также обнаружения движущихся целей. Режим может использоваться для динамической оценки отражающих свойств объектов при изменении ракурса его обзора в процессе движения носителя РСА. Такой подход, например, может быть использован для оперативной оценки радиолокационной заметности объектов [12] и оценки вероятности их обнаружения с учетом влияния подстилающей поверхности. Режим позволяет наблюдать за районами мониторинга в более привычной форме, свойственной оптической и инфракрасной съемке [43, 65, 68], что улучшает визуальное восприятие получаемых данных и снижает требования по специальной подготовке операторов-дешифровщиков. Тем не менее, реализация режима в реальном масштабе времени требует значительных вычислительных затрат.

#### Режим когерентного обнаружения изменений (Coherent Change Detection – CCD)

Предназначен для обнаружения любых, даже самых незначительных, изменений на местности за определенный интервал времени (рис. 1.8). В этом режиме по траекторным сигналам, зарегистрированным с временным разнесом при примерно одинаковых условиях съемки, формируются РЛИ одного и того же участка местности. Далее над этими изображениями производится процедура геометрической коррекции с целью их последующего совмещения с точностью до пикселя, и по



**Рисунок 1.8**

РЛИ в режиме CCD, полученное РСА miniSAR, со следами автомобиля

их фазовым различиям обнаруживаются произошедшие изменения на местности.

Режим эффективно используется для обнаружения свежих следов автомобилей, фактов постановки мин, изменений, вызванных деформацией грунта и др. Участки поверхности, покрытые растительностью, обычно регистрируются как «измененные» вследствие ее раскачивания ветром.

### Режим интерферометрической съемки (Interferometric SAR – INSAR)

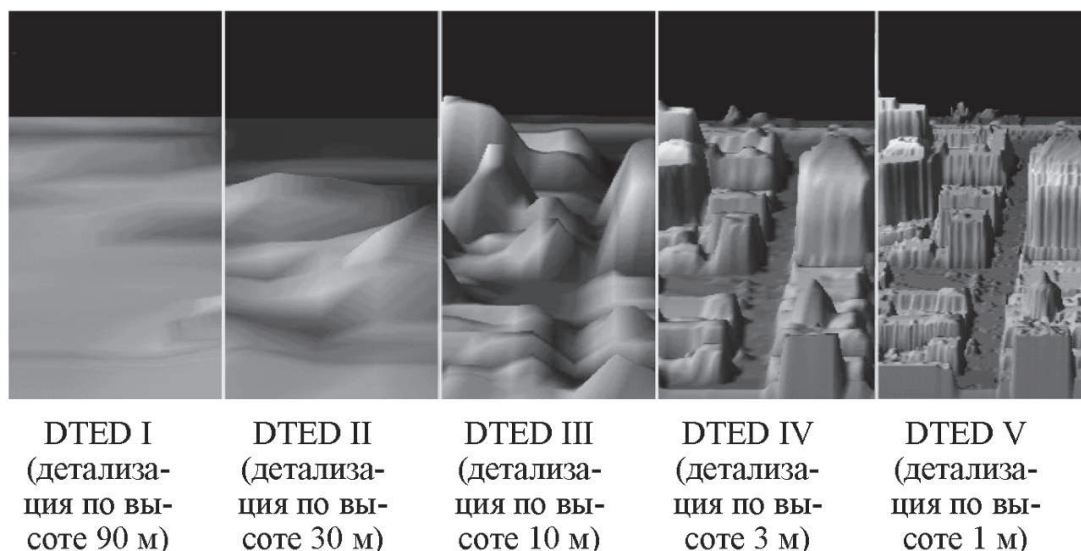
Обеспечивает получение информации о высоте местности и объектов, которая может использоваться, например для визуализации трехмерных топографических изображений и обнаружения замаскированных объектов.

Различают однопроходный и двухпроходный режимы.

Наиболее просто реализуется однопроходный режим, характеризующийся меньшей точностью. В этом случае прием сигналов в РЛС осуществляется одновременно двумя каналами с антеннами, разнесенными по высоте. Улучшение точности в двухпроходном режиме достигается путем увеличения вертикального разноса антенн за счет двукратного пролета носителя на разных высотах с последующей обработкой пары формируемых РЛИ, во многом аналогичной обработке в режиме когерентного обнаружения изменений.

Реализация двухпроходного интерферометрического режима на БЛА является сложной задачей, связанной с необходимостью обеспечения высокой точности оценки координат полета носителя на каждом из пролетов. Ее решение требует применения высокоточных инерциальных навигационных систем и соответствующих алгоритмов комплексирования информации измерителей. Разработка таких алгоритмов была и остается актуальной и весьма сложной задачей.

На сегодняшний день требования к интерферометрической съемке определяются требованиями стандарта DTED (Digital Terrain Elevation Data) к цифровым картам местности по точности воспроизведения рельефа. Примеры карты высот для различных уровней детализации по высоте стандарта DTED представлены на рис. 1.9.

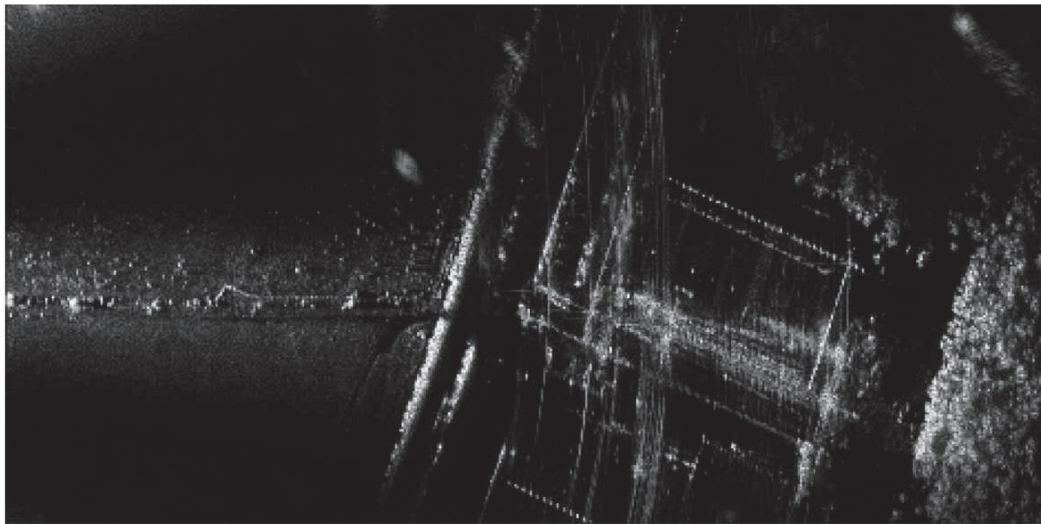
**Рисунок 1.9**

Примеры карты высоты для различных уровней детализации

### Поляриметрический режим съемки (Polarimetric SAR – PolSAR)

Обычно применяется при решении задач идентификации и обнаружения объектов искусственного происхождения на фоне местности. В этом режиме радиолокатор осуществляет излучение сигналов с поочередной сменой типа поляризации на вертикальную (V) или горизонтальную (H) от одного периода зондирования к другому.

Прием осуществляется одновременно двумя антеннами с ортогональной поляризацией, что позволяет сформировать набор из четырех РЛИ, соответствующих комбинациям поляризаций сигнала на передачу и прием (VV, HH, HV, VH). Визуализация набора РЛИ обычно осуществляется с использованием псевдоцветового RGB-кодирования, когда каналу VV соответствует красный цвет, каналу HH – синий, а кроссполяризационным каналам HV и VH – зеленый. В результате участки поверхности с выраженными деполяризующими свойствами (например, покрытые кустарниковой растительностью или деревьями) на РЛИ характеризуются преимущественно зеленым цветом, участки с травянистой поверхностью – коричневым, объекты искусственного происхождения – фиолетовым. На рис. 1.10,а представлен фрагмент поляриметрического изображения, полученного РСА С-диапазона (АО «НИИ СТТ»), описанной в приложении 1.



а)



б)

► **Рисунок 1.10**

Примеры поляриметрического радиолокационного (а) и оптического (б) изображений

### ***1.1.4. Технические характеристики и тенденции развития малогабаритных РЛС с синтезированием апертуры антенны***

Постоянное совершенствование радиоэлектронной аппаратуры, направленное на снижение энергопотребления, стоимости и массогабаритных показателей, привело к тому, что если 10–15 лет назад малогабаритными считались РСА, масса которых не превышала нескольких десятков килограмм (YINSAR, MiniSAR) [136], 5–10 лет назад – единиц килограмм ( $\mu$ SAR,

ImSAR [98, 107], а также РСА, разработанная с участием авторов [10, 34]), то сейчас уже появились РСА с массой менее 1 кг (MESA SAR [124]), что обеспечивает возможность их широко-масштабного использования в качестве полезной нагрузки для малых БЛА.

Об основных этапах развития малогабаритных РСА для БЛА наглядно свидетельствует история их разработок в известных зарубежных организациях, являющихся признанными лидерами в рассматриваемой области: Университет Бригама Янга, Sandia National Laboratories, компания ImSAR. Ниже приводятся основные сведения об особенностях построения и тактико-технических характеристиках РСА, созданных в перечисленных организациях.

Семейство малогабаритных РСА,  
разработанных в Университете Бригама Янга  
(Brigham Young University), США

В университете для исследовательских и учебных целей при взаимодействии с радиоэлектронными и авиастроительными компаниями, начиная с середины 1990-х гг., разработан целый ряд малогабаритных для своего времени радиолокаторов [98, 136]:

|           |           |
|-----------|-----------|
| YSAR      | 1994–1996 |
| YINSAR    | 1995–2003 |
| $\mu$ SAR | 2004–2008 |
| NuSAR     | 2007      |
| MicroASAR | 2008      |
| SlimSAR   | 2010      |

**РСА YSAR** [128] (рис. 1.11). В ходе разработки основные усилия были направлены на снижение стоимости готового изделия, представлявшего собой импульсный радиолокатор с отдельной передающей и приемной антеннами. Общая масса, включая блок питания и батареи, составляла 163 кг. Центральная частота зондирующего сигнала выбиралась равной 2,1 ГГц, а ширина его спектра 200 МГц обеспечивала получение РЛИ с разрешением по наклонной дальности до 0,75 м. Демодуляция сигнала осуществлялась на ЭВМ Intel 486 после его оцифровки АЦП с частотой 500 МГц. Радиолокатор применялся для решения задач картографирования в ходе проведения археологических исследований.



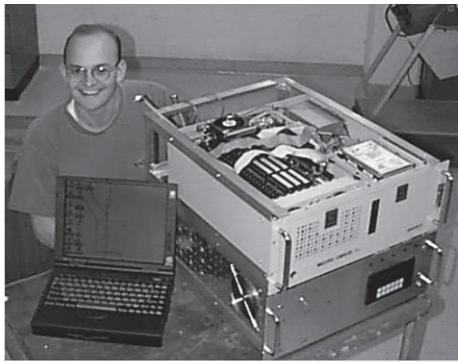
**Рисунок 1.11**  
Внешний вид PCA YSAR

### *Основные технические характеристики PCA YSAR*

|   |                        |
|---|------------------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц .....            | 2,0...2,2 (S-диапазон) |
| Разрешающая способность по дальности, м ..... | 0,75                   |
| Вид сигнала .....                             | импульсный, ЛЧМ        |
| Дальность действия, км.....                   | ~3,5                   |
| Частота повторения, кГц .....                 | 1                      |
| Масса, кг .....                               | 160                    |
| Год создания.....                             | 1994–1996              |

**PCA YINSAR** (рис. 1.12). В ходе разработки для снижения стоимости радиолокатора также применялись недорогие компоненты. Структура построения PCA YINSAR сходна со структурой YSAR. Радиолокатор работал уже в X-диапазоне (центральная частота 9,9 ГГц) с шириной спектра 200 МГц. Демодуляция сигнала после его оцифровки двухканальным АЦП с частотой 500 МГц осуществлялась на ноутбуке (процессор Pentium 133 МГц, 128 МБ ОЗУ, 3 Гб HDD).

Два приемных канала обеспечивали реализацию однопроходного интерферометрического режима. Значительную часть стоимости составляла инерциальная навигационная система, информация которой использовалась для компенсации траекторных нестабильностей движения носителя и обеспечивала повышение качества формируемых РЛИ.



а)



б)

**Рисунок 1.12**

Внешний вид PCA YINSAR (а) и ее антенной системы, установленной на самолете Cessna Skymaster (б)

Программное обеспечение написано на языке С с использованием среды разработки Microsoft Visual C++ (версия 2.0) и работало под операционной системой MS DOS. Управление радиолокатором осуществлялось по интерфейсу RS-232 с компьютера (основной режим) или с клавиатуры.

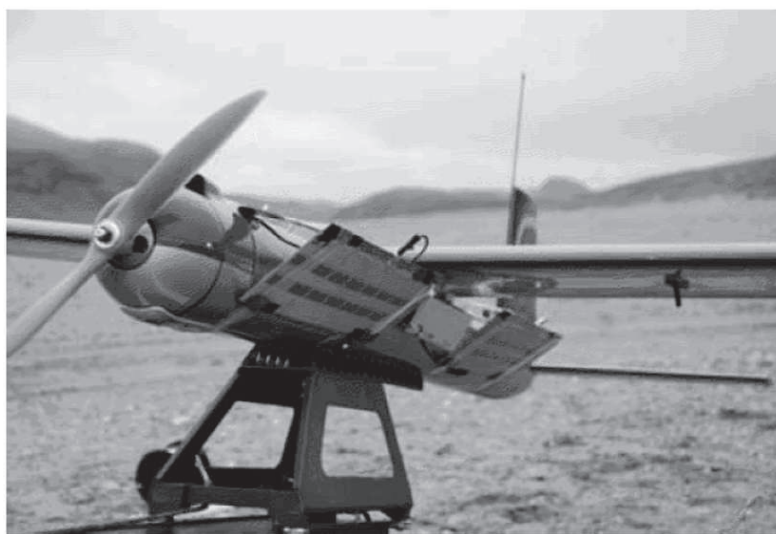
**Основные технические характеристики PCA YINSAR**

|   |                         |
|---|-------------------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц .....                | 9,8...10,0 (X-диапазон) |
| Разрешающая способность по дальности, м .....     | 0,75                    |
| Частота повторения зондирующего сигнала, кГц..... | 1,2                     |
| ШДН антенны по азимуту и углу места, град .....   | 9×40                    |
| Вид сигнала .....                                 | импульсный, ЛЧМ         |
| Импульсная мощность, Вт .....                     | 10                      |
| Потребляемая мощность, Вт.....                    | 600                     |
| Год создания.....                                 | 1995–2003               |

**PCA μSAR** (рис. 1.13). Стала одной из первых малогабаритных PCA, масса которой не превысила 3 кг, что обеспечило возможность ее установки на малый БЛА с размахом крыльев до 1,8 м. В качестве зондирующего в РЛС использовался уже непрерывный ЛЧМ-сигнал, что обеспечивало формирование РЛИ с разрешением по наклонной дальности около 1 м при максимальной дальности около 700 м [111].

Аппаратура позволяла вести непрерывную запись данных на компактные флэш-накопители. Время непрерывной записи составляло более часа. После полетов информация с флэш-накопителей загружалась на ноутбук для дальнейшего формирования

РЛИ. Недостаток радиолокатора заключался в малой частоте дискретизации АЦП, равной 328 кГц, что ограничивало информационные возможности РЛС.



**Рисунок 1.13**

Внешний вид PCA  $\mu$ SAR, установленной на малом БЛА

### *Основные технические характеристики PCA $\mu$ SAR*

|   |                         |
|---|-------------------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц .....                      | 5,52...5,6 (С-диапазон) |
| Разрешающая способность по дальности, м .....           | ~1                      |
| Максимальная дальность действия, км.....                | 0,7                     |
| ШДН антенны по азимуту и углу места, град.....          | 8,5×50                  |
| Коэффициент усиления антенн, дБ .....                   | 15,5                    |
| Диапазон высоты полета носителя, м .....                | 300...1000              |
| Диапазон скорости полета носителя, км/ч.....            | 70...180                |
| Частота оцифровки сигнала разностной частоты, МГц ..... | 0,328                   |
| Вид сигнала .....                                       | ЛЧМ НИ                  |
| Излучаемая мощность, Вт.....                            | 0,6                     |
| Потребляемая мощность, Вт.....                          | 16                      |
| Масса с антенной системой, кг.....                      | 2,7                     |
| Год создания.....                                       | 2004                    |

**Система NuSAR.** Представляла собой импульсный радиолокатор L-диапазона с пиковой мощностью 25 Вт и изменяемой шириной спектра зондирующего сигнала в полосе до 500 МГц, обеспечивающей возможность достижения разрешающей способности около 0,3 м. Использование дополнительных преобразователей частоты позволяло осуществлять работу также и в X-диа-

пазоне. Для формирования РЛИ использовались алгоритмы RDA, CSA,  $\omega$ КА, реализованные на языке C++.

### ***Основные технические характеристики PCA NuSAR***

Центральная частота, ГГц:

для L-диапазона .....1,7

для X-диапазона .....9,75

Разрешающая способность по дальности, м .....до 0,3

Частота повторения зондирующего сигнала, кГц.....0,3...25

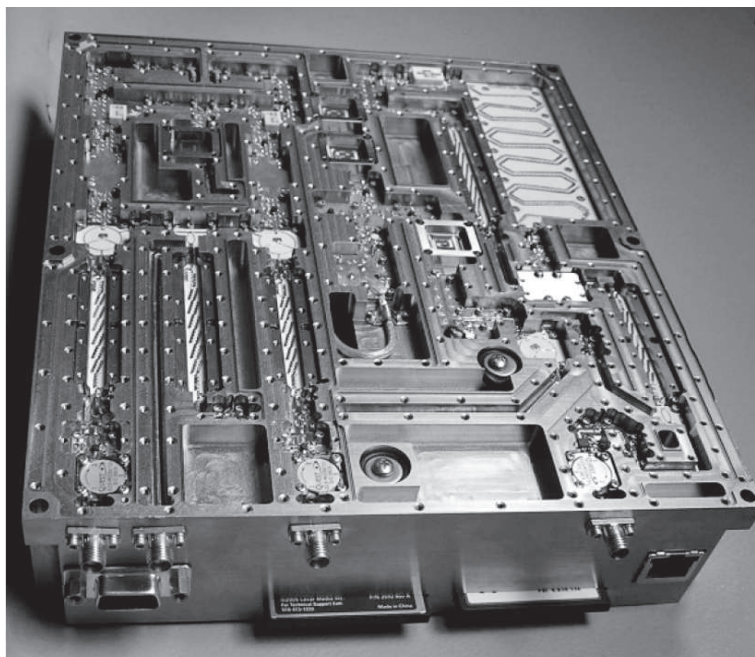
Диапазон высоты полета носителя, м .....700...1000

Вид сигнала .....импульсный ЛЧМ

Импульсная мощность, Вт .....25

Год создания.....2007

**РЛС MicroASAR.** В продолжение работ по уменьшению массогабаритных характеристик и увеличению информационных возможностей был разработан этот радиолокатор [137] (рис. 1.14), представляющий собой полностью автономную РЛС с непрерывным ЛЧМ-сигналом С-диапазона.



**Рисунок 1.14**

Внешний вид PCA MicroASAR

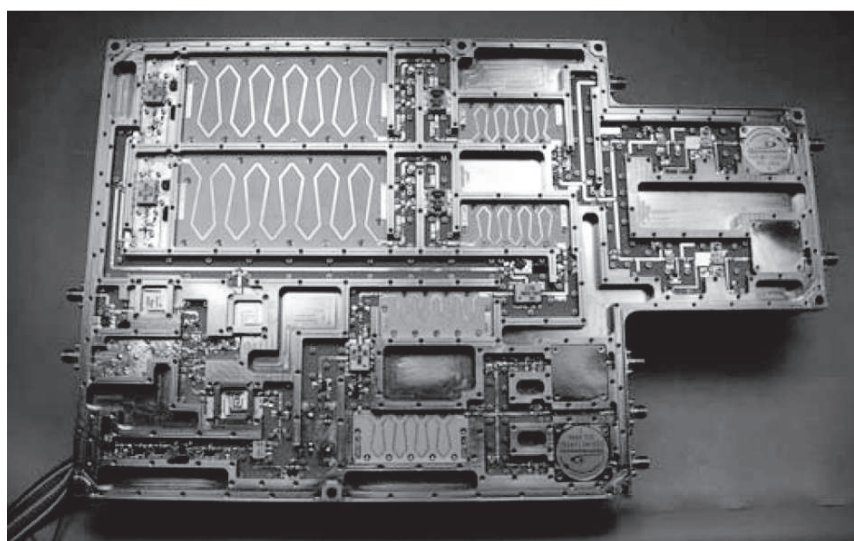
Изделие, обладающее малыми размерами и массой и при этом характеризующееся высокой надежностью, создано специально для БЛА и малых пилотируемых самолетов. Формирова-

ние зондирующего сигнала осуществлялось с помощью схемы прямого цифрового синтеза (Direct Digital Synthesis – DDS). Обработка оцифрованного сигнала осуществлялась с использованием ПЛИС Xilinx Virtex 4. Аппаратура включала два приемных канала и обеспечивала ведение однопроходной интерферометрической съемки.

### **Основные технические характеристики PCA MicroASAR**

|   |                      |
|---|----------------------|
| Центральная частота, ГГц .....                    | 5,42876 (С-диапазон) |
| Ширина спектра зондирующего сигнала, МГц.....     | 80...200             |
| Разрешающая способность по дальности, м .....     | до 0,75              |
| Максимальная дальность действия, км.....          | 2,5                  |
| Частота повторения зондирующего сигнала, кГц..... | 7...14               |
| ШДН антенны по азимуту и углу места, град.....    | 8,5×50               |
| Коэффициент усиления антенн, дБ .....             | 15,5                 |
| Диапазон высоты полета носителя, м .....          | 150...1000           |
| Диапазон скорости полета носителя, км/ч.....      | 36...540             |
| Вид сигнала .....                                 | ЛЧМ НИ               |
| Излучаемая мощность, Вт.....                      | 1                    |
| Потребляемая мощность, Вт.....                    | < 35                 |
| Масса, кг .....                                   | 3,3 (с антеннами)    |
| Год создания.....                                 | 2008                 |

**Радиолокатор SlimSAR** (рис. 1.15). Дальнейшим развитием малогабаритных PCA в университете Бригама Янга стал данный радиолокатор. В основу этой системы вошли разработки, полу-



**Рисунок 1.15**  
Внешний вид PCA SlimSAR

ченные в ходе работы над PCA MicroASAR и NuSAR. Радиолокатор может работать как в режиме непрерывного частотно-модулированного излучения, так и в импульсном режиме. Базовый блок работает в L-диапазоне. За счет использования дополнительных преобразователей частоты реализована работа в UHF и X-диапазонах длин волн. Общая масса не превышает трех килограмм, формирование зондирующего сигнала осуществляется с использованием схемы прямого цифрового синтеза (DDS), обработка принимаемых сигналов реализована на ПЛИС. Имеется возможность передачи данных с борта на наземный пункт управления (НПУ). Для формирования РЛИ применяется алгоритм Backprojection, что обеспечивает их высокую детальность.

### **Основные технические характеристики PCA SlimSAR**

|   |   |
|---|---|
| Диапазон рабочих частот, ГГц .....            | UHF, L и X-диапазон                               |
| Ширина спектра зондирующего сигнала, МГц:     |   |
| для L-диапазона .....                         | 185   |
| для X-диапазона .....                         | до 660  |
| Разрешающая способность по дальности, м ..... | ~1 (L-диапазон)                                   |
| Излучаемая мощность, Вт .....                 | 4 (НИ)<br>25 (импульсный)                         |
| Потребляемая мощность, Вт .....               | 150   |
| Частота оцифровки сигнала                     |   |
| разностной частоты, МГц .....                 | до 24   |
| Диапазон высоты полета носителя, м .....      | до 1500   |
| Тип зондирующего сигнала .....                | ЛЧМ НИ, импульсный                                |
| Масса, кг .....                               | ~3 (основной блок)<br>1 (преобразователь частоты) |
| Год создания .....                            | 2011  |

Антенная система X-диапазона установлена на гиростабилизированном карданном подвесе, что позволяет вести съемку в условиях турбулентной атмосферы и при сильном боковом ветре, когда углы рыскания носителя превышают азимутальную ширину диаграммы направленности антенн.

В своем составе PCA содержит высокоточную инерциальную систему, включающую трехосевые акселерометры и лазерные волоконно-оптические гироскопы. Информация от инерциальной системы используется для управления карданным подвесом, а также в алгоритмах формирования РЛИ для компенсации траекторных нестабильностей. Реализованы режимы полосовой съемки, прожекторный и селекции движущихся целей.

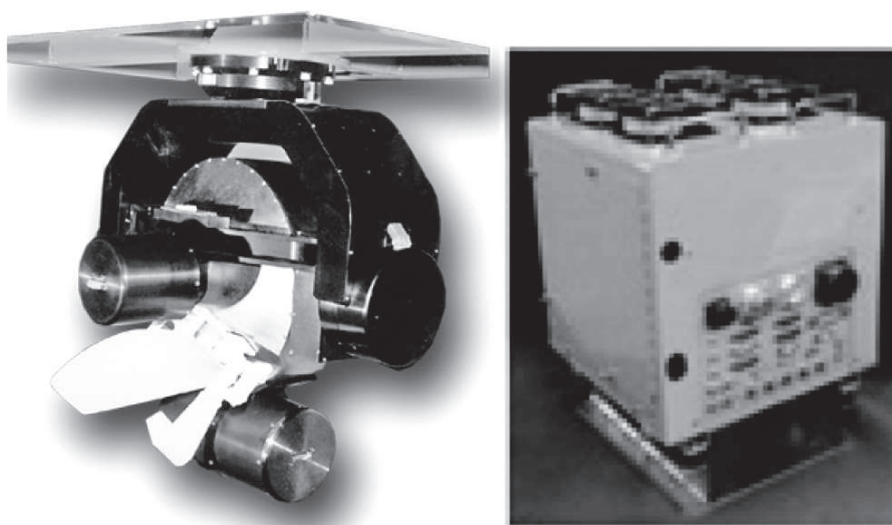
Семейство малогабаритных РСА,  
разработанных Sandia National Laboratories  
Министерства энергетики США

Бесспорным лидером в создании малогабаритных РСА является компания Sandia National Laboratories, сотрудники которой на протяжении последних трех десятилетий создали значительный научно-технический задел в области радиовидения, благодаря которому достигнуто существенное уменьшение массогабаритных показателей радиолокаторов, улучшена детальность и, в целом, качество радиолокационных изображений, обеспечена обработка сигналов в реальном времени и др.

**Радиолокатор STARLOS.** Является одним из первых радиолокаторов, созданным в лаборатории Sandia (рис. 1.16) и предназначенных для установки на пилотируемые самолеты. Для работы с РЛС на борту самолета располагались оператор и дешифровщик изображений. Реализованы режимы полосовой и телескопической съемки.

***Основные технические характеристики РСА STARLOS***

|                                |                  |
|--------------------------------|------------------|
| Центральная частота, ГГц ..... | 15 (Ku-диапазон) |
| Импульсная мощность, Вт .....  | 3000             |
| Тип зондирующего сигнала ..... | импульсный       |
| Масса, кг .....                | 220              |
| Год создания.....              | 1991             |

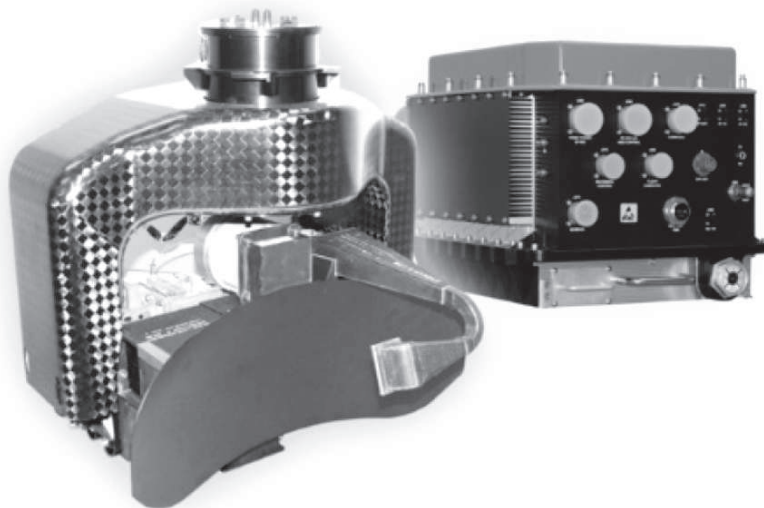


**Рисунок 1.16**  
Внешний вид РСА STARLOS

**Радиолокатор Lynx (AN/APY-8)** [129]. Разработан Sandia National Laboratories при сотрудничестве с корпорацией General Atomics (рис. 1.17) и ориентирован как на военную, так и на коммерческую сферы применения с использованием БЛА в качестве носителя. Масса радиолокатора составляет менее 50 кг, максимальная дальность действия 30 км. Реализованы режимы полосовой съемки с разрешением 0,3 м и телескопический с разрешением 0,1 м, а также режимы обнаружения наземных движущихся целей (GMTI) и когерентного обнаружения изменений (CCD). Программное обеспечение и производительность системы обработки позволяют получать изображения в реальном масштабе времени.

#### *Основные технические характеристики РСА Lynx*

|   |                           |
|---|---------------------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц .....            | 15,2...18,2 (Ku-диапазон) |
| Импульсная мощность, Вт .....                 | 320                       |
| Разрешающая способность по дальности, м ..... | до 0,1                    |
| Максимальная дальность действия, км.....      | > 30                      |
| Тип зондирующего сигнала .....                | импульсный                |
| Масса, кг .....                               | 37                        |
| Год создания.....                             | 1998                      |



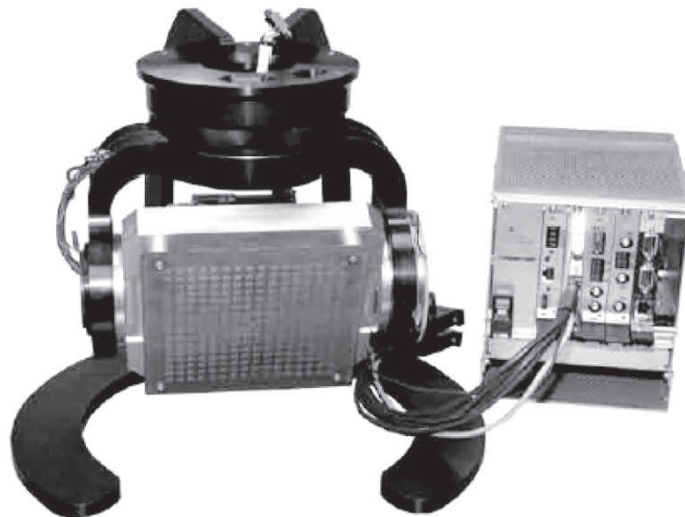
**Рисунок 1.17**

Внешний вид РСА Lynx (AN/APY-8)

Радиолокатор состоит из блока электроники и антенной системы, размещаемой на карданном подвесе. Блок электроники включает модули управления, формирования и приема сигналов,

АЦП и цифровой обработки сигналов. Формирование сигналов осуществляется с помощью 42-разрядной схемы прямого цифрового синтеза. Оцифровка сигнала осуществляется 8-разрядным АЦП с частотой 125 МГц, цифровой сигнальный процессор включает 16 компьютеров PowerPC с тактовой частотой 200 МГц.

**Радиолокатор MiniSAR** (рис. 1.18). Представляет собой дальнейшее развитие РЛС Lynx в плане уменьшения массы, габаритов и стоимости [29]. В качестве носителя РЛС могут использоваться как небольшие БЛА с массой полезной нагрузки от 7 до 23 кг, так и средние БЛА. Основной режим – телескопический обзор с разрешением до 0,1 м. Реализованы также режимы полосового обзора, интерферометрической, поляриметрической и видеорадиолокационной съемки, а также режимы GMTI и CCD.



**Рисунок 1.18**  
Внешний вид PCA MiniSAR

В РЛС используется гиросtabilизированная антенная система, на которой также размещены радиочастотная часть и блок электроники.

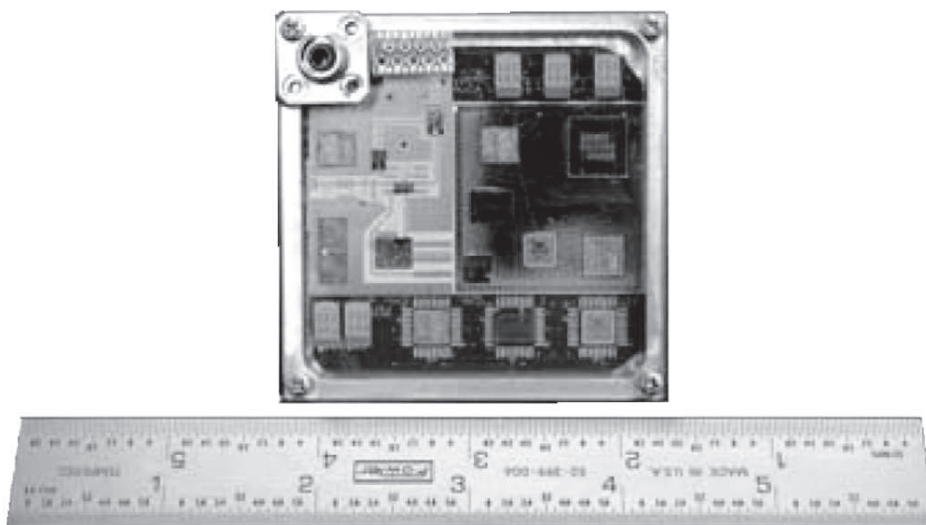
Масса антенной системы составляет около 7,8 кг, объем – около 25 см<sup>3</sup>. У блока электроники масса и объем составляют 4,1 кг и 17 см<sup>3</sup> соответственно. Общая масса РЛС с кабельной сетью достигает 12,5 кг, причем имеются последующие модификации радиолокатора с массой не более 8,2 кг. РЛС функционирует в Ku-диапазоне (16,8 ГГц), ее излучаемая мощность составляет 60 Вт, что обеспечивает съемку на дальности до 10 км

с разрешением 0,1 м и до 23 км – с разрешением 0,3 м. Имеется возможность увеличения дальности за счет изменения приемопередающей части и антенной системы. Максимальная дальность действия до 35 км достигается при общей массе антенной системы и СВЧ-части порядка 14,3 кг. При уменьшении массы антенной системы и СВЧ-части до 3,2 кг дальность действия снижается до 5 км.

### ***Основные технические характеристики PCA MiniSAR***

|   |                    |
|---|--------------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц .....            | 16,8 (Ku-диапазон) |
| Импульсная мощность, Вт .....                 | 60                 |
| Разрешающая способность по дальности, м ..... | до 0,1             |
| Максимальная дальность действия, км.....      | 35                 |
| Тип зондирующего сигнала .....                | импульсный         |
| Масса, кг .....                               | 8,2...14,3         |
| Год создания.....                             | 2005               |

**Радиолокатор MESA SAR** (рис. 1.19). В направлении дальнейшего уменьшения массогабаритных показателей PCA в настоящее время в лаборатории ведутся работы над созданием радиолокатора MESA SAR. Предполагается, что за счет полностью интегрального исполнения СВЧ-элементов и системы цифровой обработки, а также за счет применения антенной системы в виде конформной *активной фазированной антенной решетки (АФАР)* масса радиолокатора не будет превышать 1 кг.



**Рисунок 1.19**

Внешний вид PCA MESA SAR

### ***Предполагаемые характеристики PCA MESA SAR***

|   |                    |
|---|--------------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц .....      | 16,7 (Ku-диапазон) |
| Дальность действия, км .....            | около 10           |
| Разрешающая способность, м .....        | около 0,1          |
| Размеры блока электроники РЛС, см ..... | 5×5×2              |

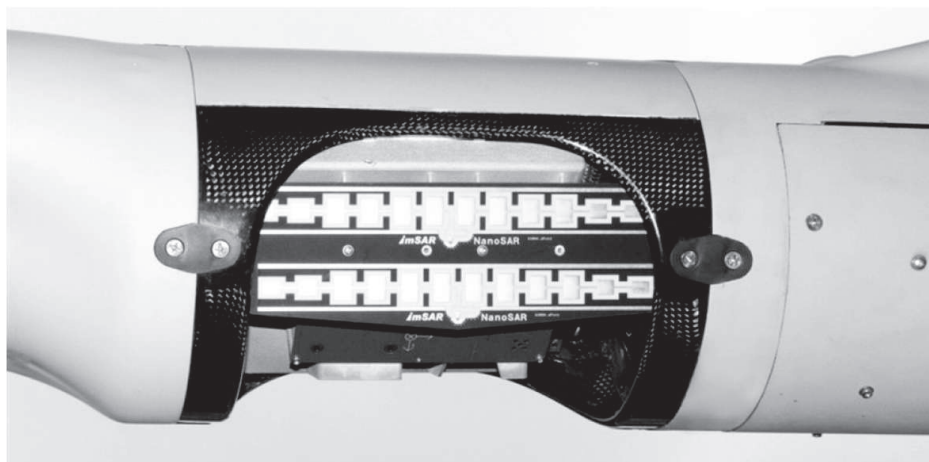
Малогабаритные PCA,  
разработанные компанией ImSAR (США)

Наиболее существенных результатов в области создания малогабаритных PCA, предназначенных как для военного, так и для коммерческого использования, добилась компания ImSAR, разработавшая линейку радиолокаторов различных диапазонов массой до 1...2 кг: NanoSAR, NanoSAR B, NanoSAR C, OneSAR, а также PCA контейнерного исполнения NSP различных модификаций.

**Семейство радиолокаторов NanoSAR** (рис. 1.20). Предназначено для установки на малые тактические БЛА типа ScanEagle и даже на RQ-11 Raven.

### ***Основные технические характеристики PCA NanoSAR***

|   |                    |
|---|--------------------|
| Диапазон рабочих частот .....                 | VHF, UWB, X, L, Ku |
| Излучаемая мощность, Вт .....                 | 1                  |
| Разрешающая способность по дальности, м ..... | до 0,3             |
| Максимальная дальность действия, км .....     | до 3               |
| Тип зондирующего сигнала .....                | ЛЧМ НИ             |
| Масса, кг .....                               | около 1            |



**Рисунок 1.20**  
PCA NanoSAR, установленная на БЛА ScanEagle

Реализованы режимы полосовой и телескопической съемки, GMTI и CCD. Формирование радиолокационных изображений осуществляется в реальном масштабе времени.

Радиолокаторы ImSAR на сегодняшний день являются наиболее компактными среди изделий, прошедших стадию опытно-конструкторских работ и запущенных в серийное производство. По сравнению с РСА лаборатории Sandia радиолокаторы ImSAR характеризуются небольшой дальностью действия, составляющей единицы километров. Однако это не снижает интереса к ним, так как оснащение БЛА радиолокаторами ImSAR позволяет существенно расширить их информационные возможности по ведению разведки в тактическом звене.

### Отечественные малогабаритные РСА

На сегодняшний день количество отечественных предприятий, занимающихся разработкой малогабаритных РСА, постоянно увеличивается. Среди них можно выделить АО «Уральское проектно-конструкторское бюро «Деталь» (г. Каменск-Уральский), ООО «Зелпром-Телеком» (г. Зеленоград, Московской обл.), АО «НИИ «СТТ» (г. Смоленск). Внешний вид РСА «Шмель-М» (АО «УПКБ «Деталь») представлен на рис. 1.21, а подробное описание РСА АО «НИИ «СТТ» дано в приложении 1.



**Рисунок 1.21**

РСА «Шмель-М» (АО «УПКБ «Деталь»)

**Основные технические характеристики РСА «Шмель-М»  
(АО «УПКБ «Деталь»)**

|   |                      |
|---|----------------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц .....            | 13,325 (Ku-диапазон) |
| Излучаемая мощность, Вт .....                 | 1                    |
| Разрешающая способность по дальности, м ..... | 1,25                 |
| Максимальная дальность действия, км.....      | до 10                |
| Тип зондирующего сигнала .....                | ЛЧМ НИ               |
| Масса, кг .....                               | 10                   |

**Основные технические характеристики РСА  
ООО «Зелпром-Телеком»**

|  |            |
|--|------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц .....       | L, X       |
| Разрешающая способность по дальности, м: |            |
| для L-диапазона .....                    | 1          |
| для X-диапазона.....                     | 0,3        |
| Тип зондирующего сигнала .....           | импульсный |
| Масса, кг .....                          | 4          |
| (при обработке на борту).....            | 8          |

## **1.2. Наземные малогабаритные РЛС обнаружения малозаметных воздушных целей**

Задача обнаружения малогабаритных БЛА на сегодняшний день является весьма актуальной. Для ее решения применяется целый ряд подходов, основанных на различных физических принципах.

Системы обнаружения в инфракрасном, видимом и ультрафиолетовом диапазонах длин волн

*Преимущества:* наличие на рынке большого количества разнообразных недорогих электронно-оптических устройств.

*Недостатки:* низкий контраст цели, малое поле зрения, требующее значительного времени на просмотр зоны обзора, ограничения по погодным условиям и времени суток.

## Лидары

*Достоинства:* очень точное измерение дальности, большая дальность действия, незначительные ограничения по погодным условиям, возможность работы как днем, так и ночью.

*Недостатки:* высокая стоимость, значительное время сканирования пространства, сложность селекции целей на фоне местности, небезопасность для глаз.

## Радиолокационные системы обнаружения

*Достоинства:* большая дальность действия, обнаружение на фоне местных предметов, высокий темп обзора пространства.

*Недостатки:* трудности обнаружения и идентификации объектов с малыми значениями ЭПР, низкая разведзащищенность.

## Акустические системы обнаружения

*Достоинства:* невысокая стоимость, пассивное обнаружение.

*Недостатки:* малая дальность действия и недостаточная точность определения координат (особенно в городских условиях).

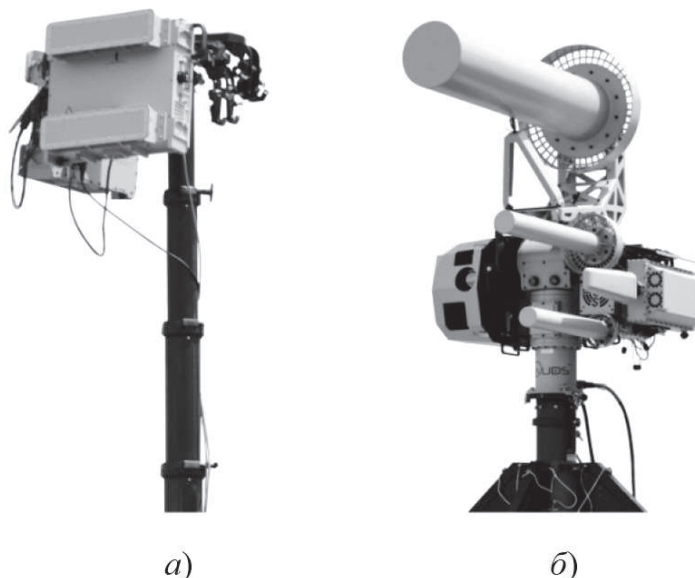
Анализ подходов показывает, что наиболее универсальными являются системы, реализующие радиолокационный принцип обнаружения. Сложности обнаружения малогабаритных БЛА такими системами обусловлены, прежде всего, их низкой радиолокационной заметностью, что требует высокой энергетики зондирующих сигналов. При этом РЛС должны обладать достаточной компактностью, обеспечивающей возможность их массового использования, небольшой стоимостью, соизмеримой со стоимостью отдельных БЛА, а также возможностью работы на малых дальностях (отсутствие мертвой зоны). Именно поэтому большинство РЛС обнаружения БЛА строятся по принципу РЛС с непрерывным излучением. Наиболее известными решениями в этой области являются Blighter AUDS (Blighter Surveillance Systems Ltd., Великобритания), Squire Surveillance Radar (Thales Group, Франция), HARRIER Drone Surveillance Radar (Prime Consulting & Technologies, Дания). Ниже приведены основные сведения об особенностях построения и ТТХ перечисленных систем.

## Blighter AUDS (Anti-UAV Defence System)

Включает собственно радиолокатор, оптико-электронный модуль и модуль радиоэлектронного подавления (рис. 1.22).

Радиолокатор осуществляет сканирование пространства, всепогодное обнаружение и оценку координат БЛА. Оптико-электронный модуль по координатам, полученным от радиолокатора, осуществляет захват обнаруженного объекта, производит его классификацию по оптическому изображению и дальнейшее сопровождение. По команде оператора или автоматически модуль радиоэлектронного подавления производит постановку помех в диапазоне работы каналов управления БЛА и передачи информации на НПУ.

Доплеровская РЛС НИ Ку-диапазона с частотной модуляцией работает в режиме электронного сканирования и обеспечивает обзор в секторе  $10^\circ$  или  $20^\circ$  (в зависимости от конфигурации) по углу места и до  $180^\circ$  – по азимуту. Радиолокатор характеризуется максимальной дальностью действия до 10 км. Система способна захватывать на сопровождение одновременно несколько целей. Заявленные дальности обнаружения микро- (DJI Phantom) и мини-БЛА (Raven RQ-11) составляют около двух и трех километров соответственно [87].



**Рисунок 1.22**

Система Blighter AUDS:

РЛС (а), оптико-электронный модуль и модуль радиоэлектронного подавления (б)

## Squire Surveillance Radar

Переносная наземная радиолокационная станция обнаружения и классификации движущихся наземных и воздушных целей (рис. 1.23). Используется при решении задач контрбатарейной борьбы, обзора поля боя, обнаружения БЛА. Представляет собой РЛС X- и Ku-диапазонов с мощностью непрерывного излучения от 10 мВт до 1 Вт. По данным производителя способна определять идущего человека (ЭПР  $0,5 \text{ м}^2$ ) на дальности до 9 км, автомобиль (ЭПР  $10 \text{ м}^2$ ) – до 19 км. Точность измерения дальности при этом составляет около 5 м.



**Рисунок 1.23**  
РЛС Squire Surveillance Radar

## HARRIER Drone Surveillance Radar

Является радиолокатором, разработанным специально для обнаружения и отслеживания малых БЛА, движущихся на небольшой высоте (рис. 1.24). По заявлениям производителя РЛС



**Рисунок 1.24**  
РЛС HARRIER Drone Surveillance Radar

способна осуществлять классификацию воздушных объектов, снижая, тем самым, вероятность ложных срабатываний, например по птицам.

Радиолокатор обеспечивает обнаружение микроБЛА (DJI Phantom) на дальности до 4...6 км, БЛА ближнего действия (Raven RQ-11) – до 7...11 км, и БЛА большой дальности (Global Hawk) – до 26...48 км.

**Таблица 1.3**

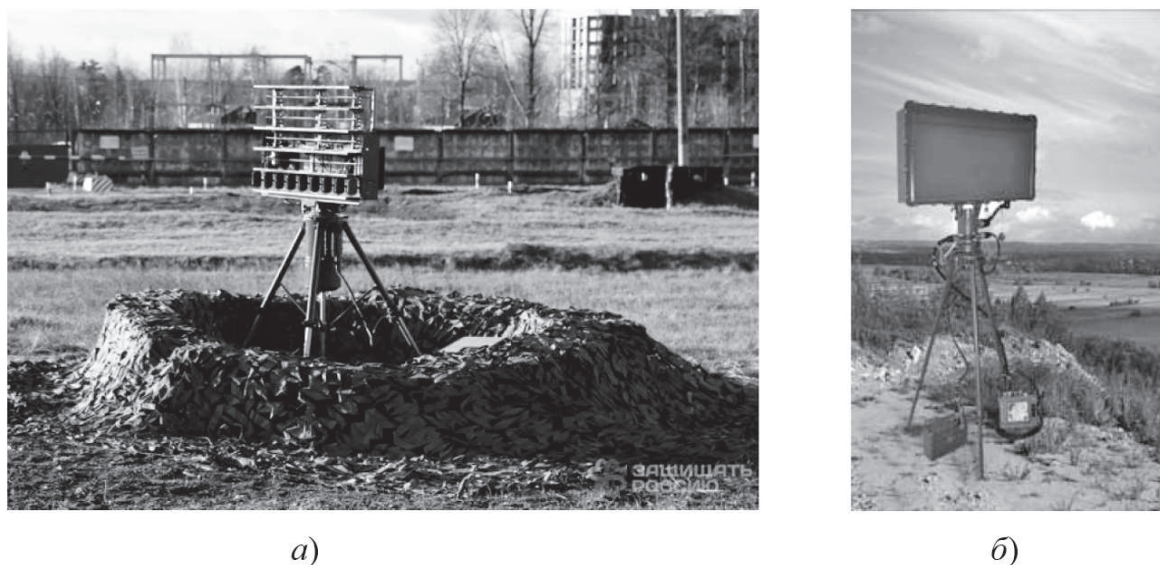
Основные технические характеристики РЛС обнаружения БЛА

| Дальность действия, км                                | Излучаемая мощность, Вт | Масса, кг | Диапазон частот | Вид сигнала |
|---|-------------------------|-----------|-----------------|-------------|
| Blighter AUDES  |                         |           |                 |             |
| 2 (DJI Phantom)<br>3 (RQ-11)<br>10 (инструментальная) | 4                       | 30        | Ku              | ЛЧМ НИ      |
| Squire  |                         |           |                 |             |
| 9 (человек)<br>19 (автомобиль)                        | 0,01...1                | 21        | X, Ku           | ЛЧМ НИ      |
| Harrier   |                         |           |                 |             |
| 4...6 (DJI Phantom)<br>7...11 (RQ-11)                 | –                       | –         | X               | ЛЧМ НИ      |

К числу отечественных разработок можно отнести малогабаритную доплеровскую когерентно-импульсную трехкоординатную РЛС обнаружения низколетящих целей малой дальности 1Л122Е «Гармонь» (АО «ФНПЦ «ННИИРТ») [77], и РЛС разведки 1Л227 «Соболятник» (АО «НПО «Стрела», г. Тула) [24] с непрерывным ЛЧМ зондирующим сигналом. Внешний вид этих РЛС представлен на рис. 1.25.

РЛС 1Л122Е работает в дециметровом диапазоне длин волн (L-диапазон) и для увеличения дальности обнаружения низколетящих целей может размещаться на антенно-мачтовом устройстве, позволяющем поднять фазовый центр антенной решетки на высоту до 10 м. Масса РЛС не превышает 150 кг.

По заявлению производителей, РЛС 1Л227 способна обнаруживать БЛА типа «Груша» с эффективной поверхностью рассеяния порядка 0,01 м<sup>2</sup> на дальности до 4,5 км и на высоте до 250 м. Масса РЛС – 35 кг.



**Рисунок 1.25**

Внешний вид РЛС 1Л122-ННЕ (а) и 1Л227 (б)

### 1.3. Малогабаритные РЛС систем навигационного обеспечения

К малогабаритным РЛС систем навигационного обеспечения можно отнести радиовысотомеры для малых БЛА и радиолокаторы автомобильных систем помощи водителю (ADAS – Advanced Driver Assistance Systems), все известные образцы которых строятся как РЛС с непрерывным излучением.

#### *Основные задачи, решаемые с помощью радиовысотомеров*

- Автоматический взлет и посадка [44].
- Автономная навигация в условиях помех каналу приема сигналов спутниковых навигационных систем (на основе сопоставления измеренного профиля полета с цифровой картой местности).
- Высокоточное применение неуправляемых средств поражения (определение момента сброса и подрыва боеприпасов).

В табл. 1.4 приведены достоинства и недостатки различных типов высотомеров, основанных на различных физических принципах.

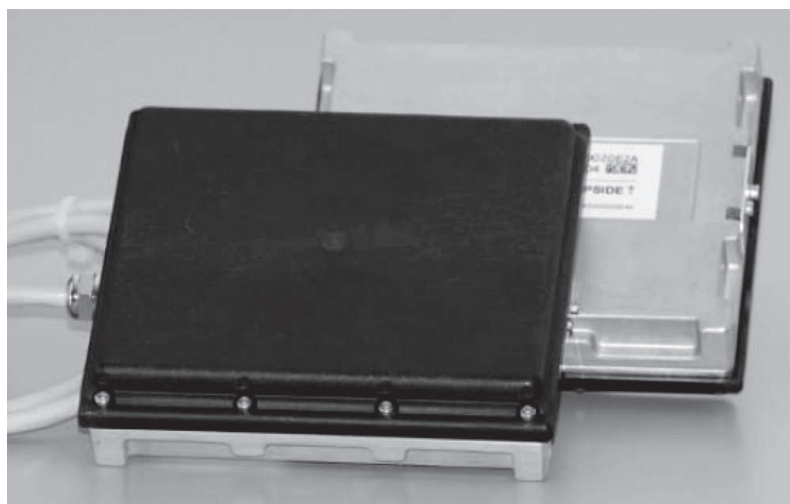
**Таблица 1.4**

Сравнительная характеристика различных типов высотомеров

| Принцип измерения высоты | Диапазон измеряемой высоты, м | Точность, м | Достоинства   | Недостатки  |
|--------------------------|-------------------------------|-------------|---|---|
| GPS                      | 0...30 000                    | 1...30      | Малая стоимость и масса, широкое распространение  | Низкая точность; требуется наличие радионавигационного поля; низкая помехозащищенность; измерение относительно геоида |
| Барометрический          | 0...11                        | 10          | Малая стоимость и масса, широкое распространение  | Зависимость от изменения атмосферного давления; измерение относительно опорной высоты                                 |
| Ультразвуковой           | 0,3...10                      | 0,1         | Высокая точность, небольшая стоимость и масса; измерение высоты относительно поверхности                    | Высокое поглощение растительностью; небольшой диапазон измеряемой высоты  |
| Лазерный                 | 1...200                       | 0,02        | Высокая точность измерения высоты; измерение высоты относительно поверхности                                | Высокое поглощение растительностью; зависимость от метеоусловий   |
| Радиолокационный         | 1...500 и более               | 0,1         | Высокая точность измерения высоты; независимость от метеоусловий; измерение высоты относительно поверхности | Относительно высокая стоимость  |

#### Радиолокационный микровысотомер (Smartmicro, Германия)

Предназначен для установки на малые БЛА и создан на основе автомобильного радиолокатора ADAS, производимого этой же компанией (рис. 1.26).



**Рисунок 1.26**

Радиолокационный микровысотомер (Smartmicro, Германия)

***Основные технические характеристики  
микровысотомера Smartmicro***

|   |                           |
|---|---------------------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц .....                | 24,0...24,25 (К-диапазон) |
| Ширина спектра зондирующего сигнала, МГц.....     | 200                       |
| Излучаемая мощность (эквивалентная), дБ/мВт ..... | 17                        |
| Диапазон измеряемой высоты, м.....                | 0,5...500                 |
| Точность измерения высоты, м .....                | 3% от высоты              |
| Тип зондирующего сигнала .....                    | ЛЧМ НИ                    |
| Масса, кг .....                                   | 0,35                      |

**Радиолокационный высотомер NRA24  
(Hunan Nanoradar Science and Technplogy Co., Ltd., КНР)**

Предназначен для использования на малоразмерных мультикоптерах в сельском хозяйстве как замена ультразвуковым высотомерам, недостатком которых является сильное поглощение звуковых волн растительностью (рис. 1.27).

***Основные технические характеристики  
радиовысотомера NRA24***

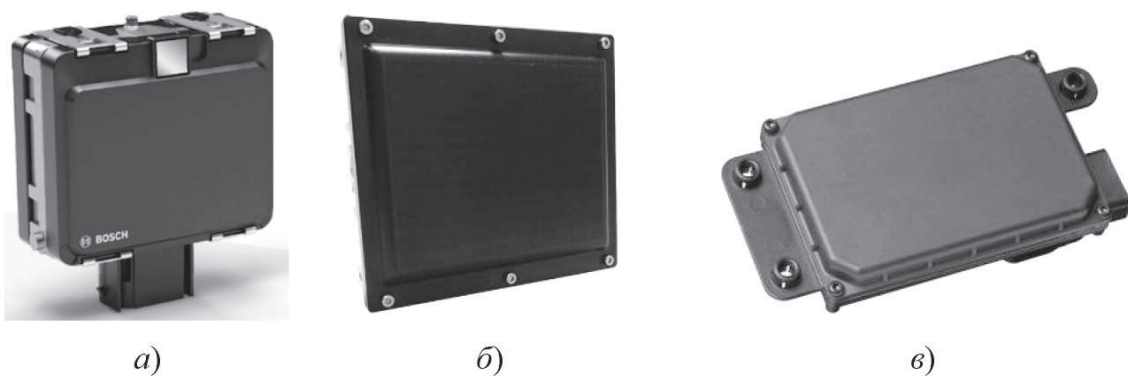
|   |                          |
|---|--------------------------|
| Диапазон рабочих частот, ГГц .....                | 24,0...24,2 (К-диапазон) |
| Излучаемая мощность (эквивалентная), дБ/мВт ..... | 25                       |
| Диапазон измеряемой высоты, м.....                | 0,1...50                 |
| Точность измерения высоты, м .....                | 0,02                     |
| Разрешающая способность, м.....                   | 0,75                     |
| Тип зондирующего сигнала .....                    | ЛЧМ НИ                   |
| Масса, кг .....                                   | 0,09                     |



**Рисунок 1.27**  
Радиолокационный выотомер NRA24

Основной задачей автомобильных радиолокаторов систем помощи водителю является обнаружение объектов и измерение их скорости и азимутального положения относительно транспортного средства, на котором он установлен.

Радиолокатор является источником информации об окружающей обстановке для систем аварийного торможения, адаптивного круиз-контроля, помощи при смене полосы движения, обнаружения объектов в слепых зонах. На рис. 1.28 показан внешний вид некоторых распространенных автомобильных радаров, а в табл. 1.5 приведены их характеристики.



**Рисунок 1.28**  
Внешний вид автомобильных радиолокаторов:  
а – MRR (Bosh); б – UMRR (Smartmicro); в – ESR (Delphi)

**Таблица 1.5**

Основные технические характеристики автомобильных радиолокаторов

| Дальность действия, м                | Масса, кг | Точность измерения/разрешение |               |              | Диапазон рабочих частот, ГГц |
|--------------------------------------|-----------|-------------------------------|---------------|--------------|------------------------------|
|                                      |           | Дальность, м                  | Скорость, м/с | Азимут, град |                              |
| MRR (Bosh, Германия)                 |           |                               |               |              |                              |
| 0,36...160                           | 0,19      | 0,12/0,72                     | 0,11/0,66     | ±0,3/7       | 76...77                      |
| UMRR (Smartmicro, Германия)          |           |                               |               |              |                              |
| 1...175                              | 0,2       | 1,8/0,66                      | 0,26/0,1      | 4/0,2        | 76...77                      |
| ESR (Delphi, Великобритания)         |           |                               |               |              |                              |
| 1...100<br>ЭПР цели 1 м <sup>2</sup> | 0,575     | 0,25/1,25                     | 0,12/0,5      | 0,3/0,5      | 76...77                      |

На сегодняшний день наибольшую часть эксплуатируемых беспилотных летательных аппаратов можно отнести к малому классу (со взлетной массой до 25 кг) и при этом рассматривать малогабаритные средства детальной радиолокационной съемки в качестве одного из основных видов их полезной нагрузки. Это связано с рядом преимуществ радиолокационных систем перед оптическими.

*Преимущества радиолокационных систем перед оптическими*

- Независимость качества формируемых изображений от степени естественной освещенности поверхности, наличия облаков, тумана, дыма и пыли.
- Более высокое качество обнаружения объектов, скрытых маскировочными сетями и растительностью.
- Отсутствие необходимости пролета непосредственно над объектами разведки, защищаемыми средствами ПВО.
- Возможность реализации различных видов обзора (телескопического, полосового) и дополнительных режимов съемки (интерферометрического, поляриметрического, селекции движущихся целей, когерентного обнаружения изменений), существенно повышающих объем и информативность получаемых данных.

Применение малогабаритных РЛС позволяет существенно расширить круг гражданских и военных задач, решаемых с использованием БЛА. Среди задач военного характера, оперативное и

экономичное решение которых становится возможным благодаря использованию малогабаритных РЛС, выделяется задача оценки радиолокационной заметности ВВСТ и контроля качества мероприятий их радиолокационной маскировки от воздушных и космических средств разведки противника непосредственно в районах выполнения задач по предназначению.

Существенное снижение массогабаритных показателей РЛС обеспечивается за счет применения непрерывного частотно-модулированного сигнала. По сути, использование именно такого сигнала в качестве зондирующего является безальтернативным, если речь идет о создании радиолокатора высокого разрешения с массой от нескольких сотен граммов до одного-двух килограмм.

Подавляющее большинство современных малогабаритных РЛС функционирует в различных участках сантиметрового диапазона длин волн (С-, Х- и Ku-диапазоны). Средняя мощность их излучения обычно не превышает единиц ватт при том, что ширина полосы частот достигает сотен мегагерц, а в некоторых случаях – и единиц гигагерц. Это наделяет малогабаритные РЛС дополнительным важным преимуществом, особенно актуальным для систем военного назначения и состоящим в их высокой разведзащищенности.

В настоящее время наблюдается выраженная тенденция к освоению миллиметровых диапазонов (V, W), особенно при разработке миниатюрных РЛС с небольшой дальностью действия, применяемых в качестве радиовысотометров для малых БЛА и радиолокационных датчиков в составе автомобильных систем помощи водителю (систем ADAS).

Отдельной важной областью применения малогабаритных РЛС является их использование в составе компактных систем обнаружения и борьбы с БЛА. Как правило, заявляемая дальность обнаружения БЛА серии DJI Phantom и их аналогов составляет 1,5...5 км.

Общей характеристикой РЛС с непрерывным частотно-модулированным сигналом, выгодно отличающей их от импульсных систем, является существенно более низкая стоимость, обусловленная отсутствием в составе конструкции дорогостоящих импульсных СВЧ-усилителей и более простыми способами демодуляции широкополосных сигналов.

---

## ГЛАВА 2

---

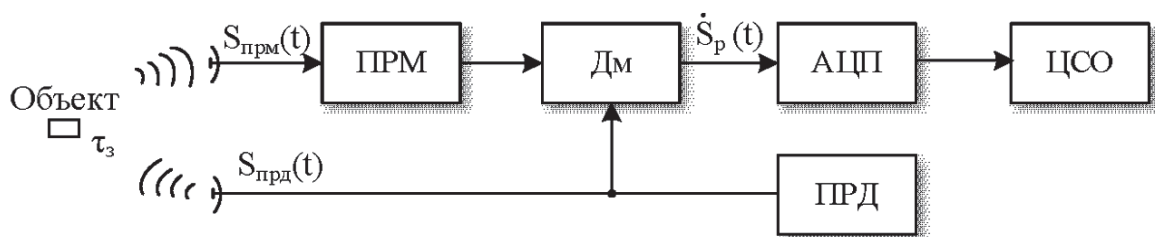
### *Математические модели сигналов в РЛС с непрерывным излучением*

Создание эффективных алгоритмов обработки радиолокационных сигналов требует задания их корректных моделей, максимально полно учитывающих характеристики и условия функционирования радиолокатора.

---

#### 2.1. Математическая модель эхосигнала точечного отражателя

Функционирование РЛС непрерывного излучения основано на зондировании, приеме отраженного сигнала и его демодуляции с последующим преобразованием в цифровую форму для дальнейшей регистрации и обработки (рис. 2.1) [58, 59, 119].



**Рисунок 2.1**

Схема РЛС с непрерывным излучением:

ПРМ – приемник; Дм – демодулятор; ПРД – передатчик; ЦСО – цифровая система обработки

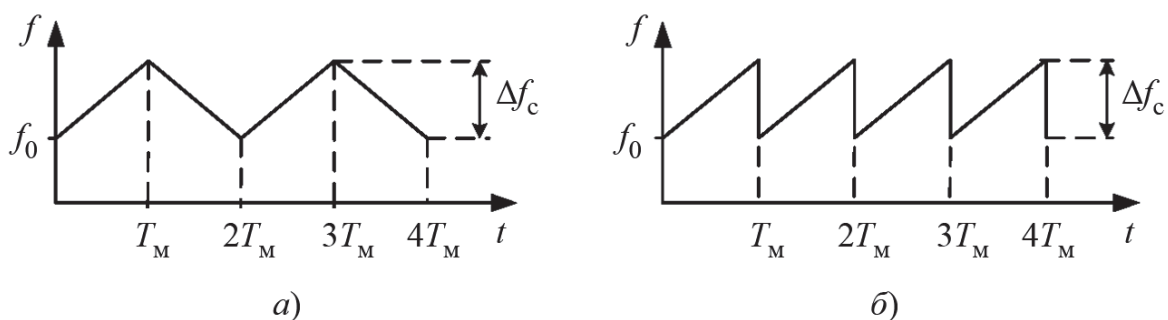
Наибольшее распространение в РЛС с непрерывным излучением получили зондирующие сигналы с линейной частотной модуляцией. Применение таких сигналов, прежде всего, обусловлено простотой их формирования и демодуляции, при этом ширина спектра может достигать сотен мегагерц и даже единиц гигагерц, а после демодуляции – не превышает десятков мегагерц.

Демодуляция принятого широкополосного сигнала осуществляется путем его перемножения с опорным, в качестве которого выступает сам зондирующий сигнал. На практике нашли применение сигналы с симметричной (рис. 2.2,*а*) и несимметричной (рис. 2.2,*б*) ЛЧМ-модуляцией, характеризуемые периодом модуляции  $T_M$ , начальной частотой  $f_0$  и шириной спектра (девиацией)  $\Delta f_c$ .

При несимметричном законе ЛЧМ с нарастанием частоты сигнал, формируемый передатчиком, имеет вид

$$\begin{aligned} S_{\text{прд}}(t_M) &= \cos \left( 2\pi \int_0^{t_M} (f_0 + \mu t) dt + \psi_0 \right) = \\ &= \cos \left( 2\pi \left( f_0 t_M + \frac{\mu t_M^2}{2} \right) + \psi_0 \right), \end{aligned} \quad (2.1)$$

где  $t_M \in [0, T_M]$ ;  $\mu = \Delta f_c / T_M$  и  $\psi_0$  – скорость изменения частоты (крутизна ЛЧМ) и начальная фаза сигнала соответственно.



**Рисунок 2.2**

Графики зависимости изменения частоты:

*а* – при симметричной линейной частотной модуляции; *б* – при несимметричной

Отраженный от точечного отражателя (объекта) сигнал на входе приемника РЛС НИ на  $k$ -м зондировании описывается выражением

$$S_{\text{прм}}(t_{\text{м}}, k) = A_{\text{то}} \cos \left( 2\pi \left( f_0(t_{\text{м}} - \tau_3(t_{\text{м}}, k)) + \frac{\mu(t_{\text{м}} - \tau_3(t_{\text{м}}, k))^2}{2} \right) + \psi_0 \right), \quad (2.2)$$

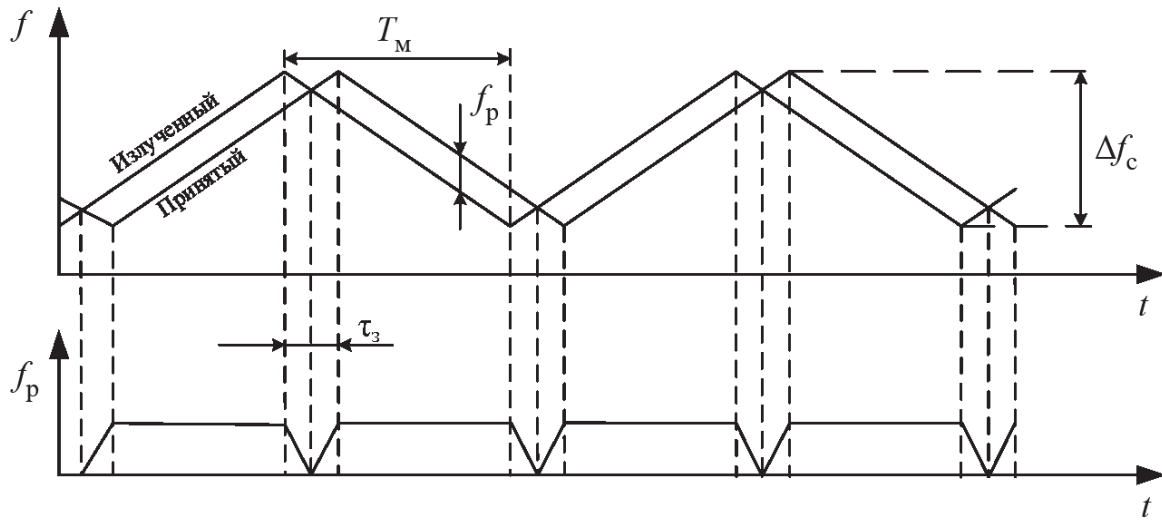
где  $A_{\text{то}} \sim \sqrt{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}} / ((4\pi)^3 R_{\text{то}}^4 L)}$  – амплитуда эхосигнала;  $P_{\text{прд}}$  – средняя мощность зондирующего сигнала;  $G_{\text{прд}}$  и  $G_{\text{прм}}$  – коэффициенты усиления передающей и приемной антенн соответственно;  $\lambda = c/f_0$ ;  $\sigma_{\text{ц}}$  – эффективная площадь рассеяния (ЭПР) цели;  $L$  – суммарные потери в антенно-фидерном тракте и на трассе распространения радиоволн;  $\tau_3(t_{\text{м}}, k) = 2R_{\text{то}}(t_{\text{м}}, k)/c$  и  $R_{\text{то}}(t_{\text{м}}, k)$  – законы изменения времени запаздывания эхосигнала и расстояния между фазовым центром антенн РЛС и отражателем соответственно;  $c$  – скорость распространения электромагнитного излучения.

Переменная  $t_{\text{м}}$  характеризует быстрое время, т.е. время в течение отдельного периода модуляции зондирующего сигнала, а произведение  $kT_{\text{м}}$  – медленное время, т.е. временные отсчеты с интервалом, равным периоду модуляции. Общая продолжительность интервала облучения цели при этом определяется как  $t = t_{\text{м}} + kT_{\text{м}}$ .

Результатом перемножения принятого (2.2) и опорного (2.1) сигналов в демодуляторе, представляющем собой квадратурный смеситель, является сигнал разностной частоты (рис. 2.3), комплексное представление которого в отдельном периоде модуляции описывается выражением

$$\dot{S}_{\text{р}}(t_{\text{м}}, k) = A_{\text{то}} \exp \left( j \frac{4\pi R_{\text{то}}(t_{\text{м}}, k)}{c} \left( f_0 + \mu t_{\text{м}} - \mu \frac{R_{\text{то}}(t_{\text{м}}, k)}{c} \right) \right) + \dot{\eta}(t_{\text{м}}, k), \quad (2.3)$$

где  $\dot{\eta}(t_{\text{м}}, k)$  – комплексная реализация шума приемного канала.



**Рисунок 2.3**

Графики зависимости изменения частоты излученного, принятого и разностного сигнала ( $R_{\text{ТО}} = \text{const}$ ,  $V_{\text{ТО}} = 0$ )

Из (2.3) следует, что закон изменения фазы разностного сигнала определяется только законом изменения расстояния до точечного отражателя и не зависит от начальной фазы зондирующего сигнала. Это снижает требования к синтезаторам частот и упрощает их аппаратную реализацию.

Значение разностной частоты  $f_p$  (частоты биений) сигнала  $\dot{S}_p$  в некоторый момент времени  $(t_m, k)$  соответствует производной аргумента выражения (2.3) и определяется как

$$f_p(t_m, k) = f_d(t_m, k) + f_R(t_m, k) - f_{\text{доб}}(t_m, k), \quad (2.4)$$

$$f_d(t_m, k) = \frac{2V_{\text{ТО}}(t_m, k)}{\lambda}, \quad (2.5)$$

$$f_R(t_m, k) = \frac{2\mu}{c}(R_{\text{ТО}}(t_m, k) + V_{\text{ТО}}(t_m, k)t_m), \quad (2.6)$$

$$f_{\text{доб}}(t_m, k) = \frac{4\mu R_{\text{ТО}}(t_m, k)V_{\text{ТО}}(t_m, k)}{c^2}, \quad (2.7)$$

где  $V_{\text{ТО}}(t_m, k) = dR_{\text{ТО}}(t_m, k)/dt$  – радиальная скорость *точечного отражателя* (ТО);  $f_d$  – доплеровская,  $f_R$  – дальностная,  $f_{\text{доб}}$  – некоторая добавочная частота.

Анализ выражений (2.5)–(2.7) показывает, что доплеровская частота определяется скоростью точечного отражателя относительно РЛС, а дальностная частота – дальностью до него.

Кроме того, ненулевая скорость ТО приводит к дополнительному сдвигу значения дальностной частоты. Изменение дальности в течение периода модуляции обуславливает появление дополнительной частотной модуляции, которая при высоком разрешении РЛС может приводить к появлению миграции отметки точечного отражателя по каналам дальности. Закон модуляции дальностной частоты при этом определяется законом изменения дальности до точечного отражателя. При его равномерном движении с постоянной радиальной скоростью  $V_{\text{ТО}}$ , девиация дальностной частоты за период модуляции составляет

$$\Delta f_R = \frac{4\mu V_{\text{ТО}}}{c} T_M. \quad (2.8)$$

Добавочная частота обычно существенно меньше значений других частотных составляющих, т.е. в большинстве практических случаев справедливо условие

$$f_R \gg f_d \gg f_{\text{доб}}. \quad (2.9)$$

Исходя из (2.5) и (2.6), пересчет оценок средних доплеровской и дальностной частот, полученных в ходе обработки сигналов РЛС с непрерывным излучением, к средним оценкам скорости и дальности ТО (целей) может осуществляться как

$$\hat{V}_{\text{ТО}} = \hat{f}_d \lambda / 2, \quad (2.10)$$

$$\hat{R}_{\text{ТО}} = c \hat{f}_R / (2\mu). \quad (2.11)$$

При несимметричном законе модуляции с убывающей частотой выражение для сигнала разностной частоты  $\dot{S}_p(t_M, k)$  является аналогичным выражению (2.3) с той разницей, что начальная частота задается как  $f_0 + \Delta f_c$ , а крутизна  $\mu$  является отрицательной, т.е.

$$\begin{aligned} \dot{S}_{p \text{ down}}(t_M, k) = \\ = A_{\text{ТО}} \exp \left( j \frac{4\pi R_{\text{ТО}}(t_M, k)}{c} \left( f_0 + \Delta f_c - \mu t_M + \mu \frac{R_{\text{ТО}}(t_M, k)}{c} \right) \right). \end{aligned} \quad (2.12)$$

## 2.2. Разрешающая способность РЛС с непрерывным излучением по дальности и скорости

Разрешение по дальности в РЛС НИ линейно связано с разрешением по разностной частоте  $\delta f_p$  (рис. 2.4), которое, в свою очередь, определяется периодом модуляции

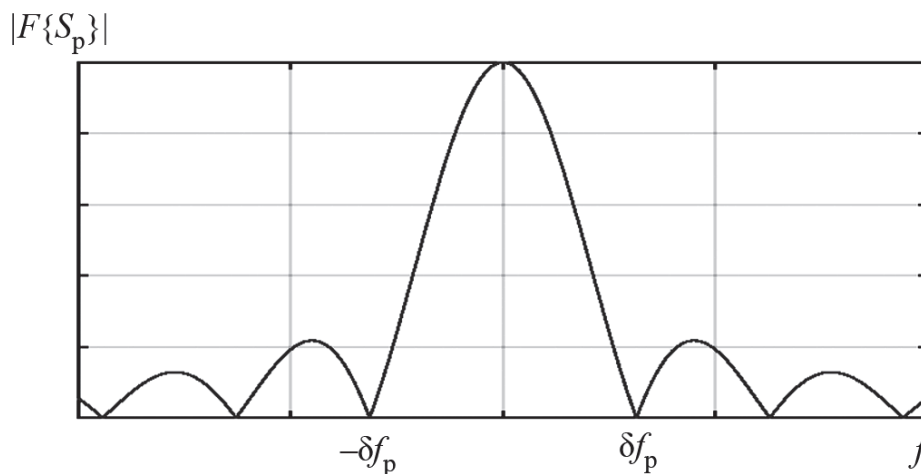
$$\delta f_p = 1/T_M. \quad (2.13)$$

С учетом однозначности связи значений разностной частоты и дальности (см. (2.6) при  $V_{\text{то}} = 0$ ) можно (2.13) переписать в виде

$$\delta f_p = 2\mu\delta r/c. \quad (2.14)$$

Приравняв (2.13) и (2.14), получим известное выражение, связывающее разрешение РЛС по дальности  $\delta r$  с шириной спектра зондирующего сигнала [78]:

$$\delta r = \frac{c}{2\Delta f_c}. \quad (2.15)$$



**Рисунок 2.4**

Амплитудный спектр эхосигнала точечного отражателя на разностной частоте

Аналогично находится разрешение по доплеровской частоте, которое определяется временем накопления сигнала  $T_c$  :

$$\delta f_d = 1/T_c . \quad (2.16)$$

С учетом (2.5) выражение (2.16) можно представить в форме, характеризующей связь разрешения по скорости со временем когерентного накопления сигнала:

$$\delta V_{то} = \delta f_d \lambda / 2 = \lambda / (2T_c) . \quad (2.17)$$

При работе РЛС с непрерывным излучением в режиме синтетизирования апертуры антенны разрешение по доплеровской частоте определяет разрешение по путевой дальности (рис. 2.5). Учитывая, что путевая дальность  $R_{п}$  связана с наклонной дальностью по траверзе  $R_T$  выражением  $R_{п} = R_T \operatorname{tg} \varphi$ , а доплеровская частота для некоторого угла наблюдения  $\varphi$  – выражением

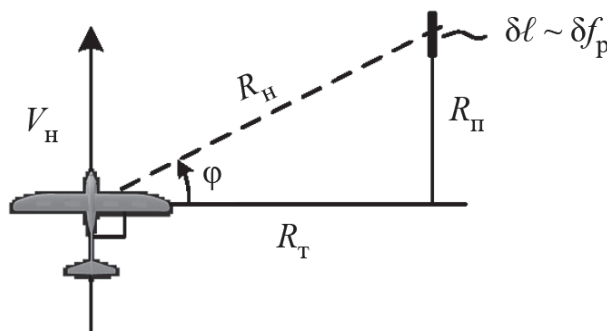
$$f_d = \frac{2V_H \sin \varphi}{\lambda} , \quad (2.18)$$

можно записать

$$f_d = \frac{2V_H}{\lambda} \frac{R_{п}}{R_T} \cos \varphi , \quad (2.19)$$

откуда

$$R_{п} = \frac{R_T f_d \lambda}{2V_H \cos \varphi} . \quad (2.20)$$



**Рисунок 2.5**

Связь между разрешением по путевой дальности и разрешением по доплеровской частоте

Тогда на основе (2.19) может быть получено известное выражение [1], определяющее разрешение по координате путевой дальности

$$\delta \ell = \frac{R_T \delta f_d \lambda}{2V_H \cos \varphi} = \frac{R_T \lambda}{2V_H T_c \cos \varphi}. \quad (2.21)$$

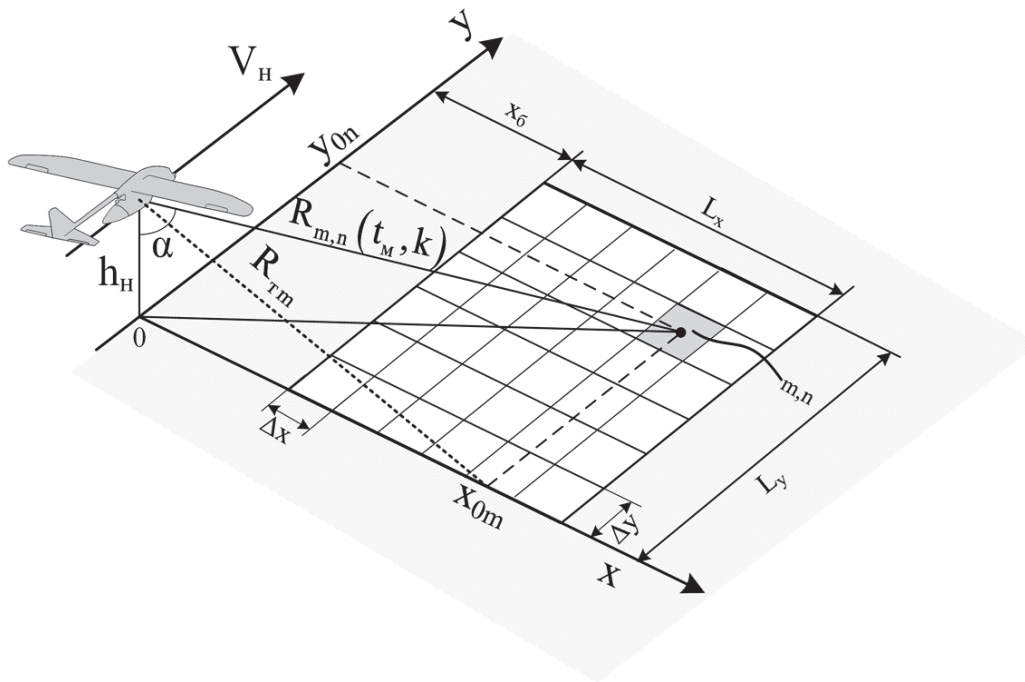
Улучшение разрешения по путевой дальности (2.21) требует пропорционального увеличения времени синтезирования апертуры или скорости носителя. Кроме того, оно ухудшается пропорционально увеличению наклонной дальности и угла наблюдения в горизонтальной плоскости.

### 2.3. Математическая модель эхосигнала зоны обзора в РЛС с непрерывным излучением, функционирующей в режиме синтезирования апертуры антенны

Математическую модель эхосигнала зоны обзора при работе РЛС с непрерывным излучением в режиме синтезирования апертуры удобно рассматривать в предположении, что каждому элементу (пикселю) РЛИ соответствует определенный элемент (фацета) участка земной поверхности (рис. 2.6), расположенный в пределах зоны обзора (проекции диаграммы направленности антенны на земную поверхность) [59].

Если эхосигнал  $m$ ,  $n$ -й фацеты рассматривать как эхосигнал точечного отражателя, то на  $k$ -м зондировании его описание на выходе демодулятора имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{S}_{p_{m,n}}(t_M, k) = \\ = A_{m,n} \exp \left( j \frac{4\pi R_{m,n}(t_M, k)}{c} \left( f_0 + \mu t_M - \mu \frac{R_{m,n}(t_M, k)}{c} \right) \right) + \dot{\eta}(t_M, k), \end{aligned} \quad (2.22)$$



**Рисунок 2.6**  
Геометрия обзора земной поверхности РСА

где  $A_{m,n} \sim \sqrt{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \lambda^2 \sigma_{\text{ф}} \Delta x \Delta y \cos \alpha / ((4\pi)^3 R_{m,n}^4(t_M, k) L)}$ ;  $\sigma_{\text{ф}}$  – удельная ЭПР фона;  $\alpha$  – угол визирования;  $R_{m,n}(t_M, k) = \sqrt{h_H^2 + x_{0m}^2 + (y_{0n} - V_H(t_M + kT_M))^2}$  – закон изменения расстояния между РСА и отражателем (в предположении о равномерном и прямолинейном характере движения носителя на высоте  $h_H$  со скоростью  $V_H$ );  $x_{0m} = x_{\text{б}} + m\Delta x$ ,  $y_{0n} = n\Delta y - 0,5L_y$  – смещение отражателя по горизонтальной и путевой дальности относительно траверза носителя РСА (рис. 2.6) в начале интервала синтезирования ( $t_M = 0$ ,  $k = 0$ );  $\Delta x = L_x/N_x$ ,  $\Delta y = L_y/N_y$  – размеры facets по горизонтальной и путевой дальности, определяемые детализацией РЛИ;  $L_x$  и  $L_y$  – линейные размеры формируемого кадра РЛИ по горизонтальной и путевой дальности соответственно;  $x_{\text{б}}$  – ближняя граница кадра РЛИ;  $m = 0, 1, \dots, N_x - 1$ ;  $n = 0, 1, \dots, N_y - 1$ ;  $N_x$ ,  $N_y$  – число facets, определяющее соответствующее количество отсчетов выходного РЛИ по координате горизонтальной и

путовой дальности;  $k = 0, 1, \dots, N_k - 1$ ;  $N_k = \text{int}[T_c/T_M]$  – общее число зондирований в течение интервала синтезирования апертуры с длительностью  $T_c$ ;  $\text{int}[x]$  – целая часть  $x$ .

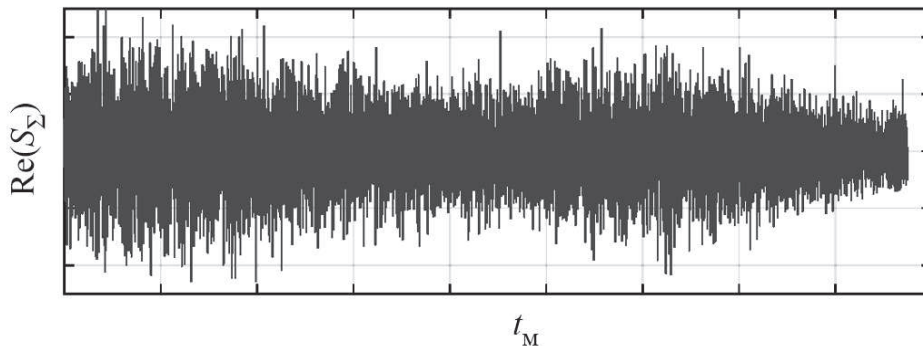
Значение третьего фазового слагаемого в (2.22), по сравнению с первым и вторым, невелико и обычно не учитывается, и тогда (2.22) можно записать как

$$\dot{S}_{p_{m,n}}(t_M, k) = A_{m,n} \exp\left(j \frac{4\pi R_{m,n}(t_M, k)}{c} (f_0 + \mu t_M)\right) + \dot{\eta}(t_M, k). \quad (2.23)$$

С учетом (2.22) сигнал на выходе демодулятора можно представить как сумму эхосигналов всех  $N_x \times N_y$  фазет в пределах зоны обзора РСА

$$\dot{S}_\Sigma(t_M, k) = \sum_m \sum_n \dot{S}_{p_{m,n}}(t_M, k). \quad (2.24)$$

Учитывая, что для принятой модели сигналы  $\dot{S}_{p_{m,n}}$  представляют собой гармонические колебания со случайными амплитудами  $A_{m,n}$ , а типовое количество фазет в пределах зоны обзора составляет  $10^4 \dots 10^7$ , то сигнал  $\dot{S}_\Sigma$  представляет собой шумоподобное колебание (рис. 2.7) со спектральной плотностью, распределенной в полосе частот, ограниченной некоторой максимальной разностной частотой  $f_{p \max}$ , которая, в свою очередь, определяется максимальной наклонной дальностью действия РЛС  $R_{\max}$



**Рисунок 2.7**

Вид реального сигнала РЛС с непрерывным излучением  $\dot{S}_\Sigma(t_M, k)$ , зарегистрированного на выходе демодулятора в отдельном периоде модуляции

и параметрами зондирующего сигнала

$$f_{p \max} = \frac{2\mu R_{\max}}{c}. \quad (2.25)$$

Подробный анализ законов распределения амплитуды  $A_{m,n}$  для различных условий съемки и характеристик местности в зоне обзора приведен в монографии [33].

## 2.4. Математическая модель эхосигнала воздушной цели в наземной РЛС с непрерывным излучением

При решении задачи обнаружения воздушных целей в большинстве практических случаев принимают гипотезу о прямолинейном и равномерном движении цели в течение времени накопления сигнала, т.е.

$$R_{\text{то}}(t_{\text{м}}, k) = R_0 + V_{\text{ц}}(t_{\text{м}} + kT_{\text{м}}),$$

где  $R_0$ ,  $V_{\text{ц}}$  – начальная дальность и радиальная скорость цели соответственно.

В этом случае выражение (2.3) примет вид [58, 119]

$$\dot{S}_p(t_{\text{м}}, k) = A_{\text{то}} \exp(j2\pi(\Theta_0 + \Theta_1(t_{\text{м}}, k) + \Theta_2(t_{\text{м}}, k))) + \dot{\eta}(t_{\text{м}}, k), \quad (2.26)$$

$$\Theta_0 = 2R_0 f_0 / c - 2\mu R_0^2 / c^2, \quad (2.27)$$

$$\Theta_1(t_{\text{м}}, k) = (2V_{\text{ц}} f_0 / c)t + (2R_0 \mu / c)t_{\text{м}} - (4\mu R_0 V_{\text{ц}} / c^2)t, \quad (2.28)$$

$$\Theta_2(t_{\text{м}}, k) = (2\mu V_{\text{ц}} / c)t_{\text{м}} t - (2\mu V_{\text{ц}}^2 / c^2)t^2. \quad (2.29)$$

Слагаемое  $\Theta_0$  определяет начальную фазу сигнала, которая не зависит от времени и поэтому может не учитываться в ходе дальнейшей обработки сигнала. Кроме того, с учетом малости слагаемых  $4\mu R_0 V_{\text{ц}}/c^2$  и  $2\mu V_{\text{ц}}^2/c^2$  по отношению к другим, входящим в выражения для  $\Theta_1$  и  $\Theta_2$ , выражение (2.26) можно представить в упрощенной форме:

$$\begin{aligned} \dot{S}_p(t_m, k) = A_{\text{то}} \exp \left( j 2\pi \left( \frac{2V_{\text{ц}}}{\lambda} (t_m + kT_m) + \frac{2\mu R_{0k}}{c} t_m + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{\mu_2}{2} t_m (t_m + kT_m) \right) \right) + \dot{\eta}(t_m, k), \end{aligned} \quad (2.30)$$

где  $R_{0k} = R_0 + V_{\text{ц}} kT_m$  – дальность до цели в начале  $k$ -го зондирования;  $\mu_2 = 4\mu V_{\text{ц}}/c$  – скорость дополнительного изменения частоты эхосигнала цели, обусловленного ее движением.

Первое фазовое слагаемое в выражении (2.30) характеризует доплеровскую частоту, второе – дальностную, а третье – дополнительную ЛЧМ с девиацией, определяемой выражением (2.8).

На практике период модуляции выбирают таким образом, чтобы девиация не превышала разрешающую способность РЛС по дальностной частоте  $\delta f_p$ , что исключает миграцию отметок целей по каналам дальности. В противном случае необходимо принимать дополнительные меры и специальные алгоритмы, обеспечивающие увеличение времени когерентного накопления сигналов сверх времени нахождения цели в элементе разрешения.

Одним из условий, затрудняющих выделение полезного эхосигнала цели, является наличие отражений местных предметов. Для их компенсации применяются системы *селекции движущихся целей* (СДЦ), использующие различные модели спектра фоновых отражений.

Наиболее распространенной является гауссовская аппроксимация спектральной плотности мощности фоновых помех, характеризующаяся среднеквадратическим отклонением  $\sigma_v$  и средней скоростью  $m_v$  [72]:

$$F_{\phi}(f) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_f} \exp\left(-\frac{(f - m_f)^2}{2\sigma_f^2}\right), \quad (2.31)$$

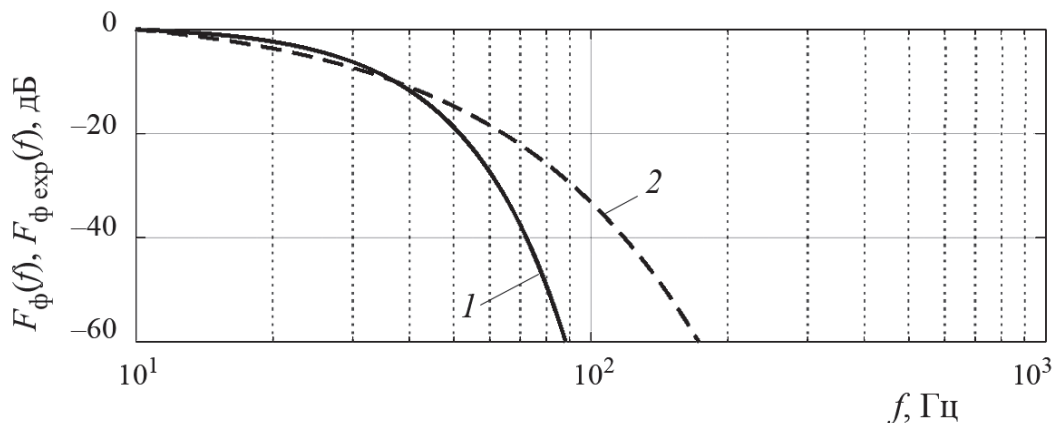
где  $m_f = 2m_v/\lambda$ ,  $\sigma_f = 2\sigma_v/\lambda$  – среднее значение и *среднеквадратическое отклонение* (СКО) доплеровских частот.

Однако, как показали экспериментальные исследования [72], модель (2.31) не всегда является достаточно точной, особенно при использовании радиолокаторов с высокой стабильностью приемопередающего тракта. При разработке перспективных систем СДЦ с высоким коэффициентом подавления целесообразно использование более точной экспоненциальной модели фоновых отражений [72]:

$$F_{\phi \text{ exp}}(f) = \frac{\ln 2}{\Delta f_{\phi}} \exp\left(-\frac{2 \ln 2}{\Delta f_{\phi}} |f|\right), \quad (2.32)$$

где  $\Delta f_{\phi} = \sqrt{2 \ln(2)} \sigma_f = 0,9803 \sigma_f$  – ширина спектра фоновых отражений по уровню 3 дБ.

На рис. 2.8 приведены графики моделей спектров фоновых отражений (2.31) и (2.32) при значении  $\sigma_f = 0,25$  м/с. Экспериментальные значения  $\sigma_f$  для различной силы ветра приведены в табл. 2.1 [72].



**Рисунок 2.8**

Сравнение гауссовской и экспоненциальной моделей спектров фоновых отражений при  $\sigma_f = 0,25$  м/с,  $\lambda = 3$  см: 1 –  $F_{\phi}(f)$ ; 2 –  $F_{\phi \text{ exp}}(f)$

**Таблица 2.1**

Параметра  $\sigma_f$  для различной силы ветра

| Сила ветра | Скорость ветра, м/с | Значение $\sigma_f$ |
|------------|---------------------|---------------------|
| Легкий     | 0,5...3,5           | 0,12                |
| Умеренный  | 3,6...7,7           | 0,18                |
| Сильный    | 7,8...15,4          | 0,25                |
| Штормовой  | 15,5...30,8         | 0,33                |

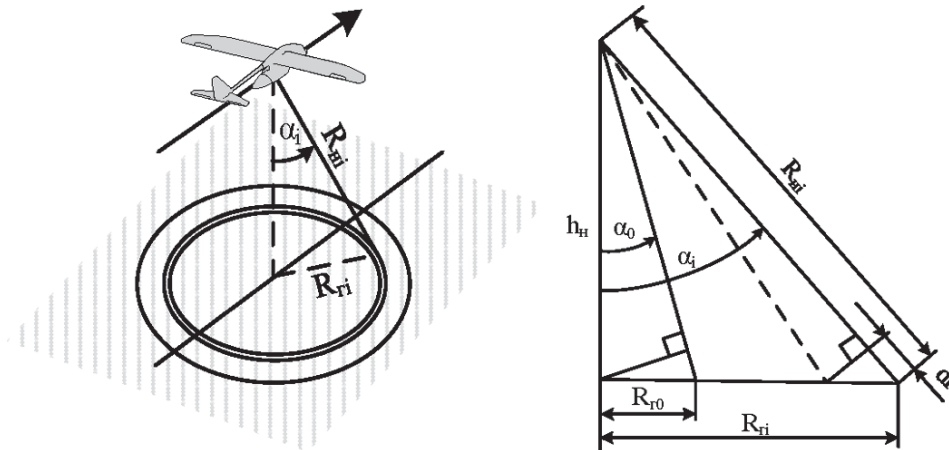
Анализ зависимости на рис. 2.8 показывает несколько меньший уровень фоновых отражений  $F_{\phi \text{exp}}(f)$  в области небольших доплеровских частот по сравнению с  $F_{\phi}(f)$ . Значения ширины спектров по уровню минус 40 дБ и менее отличаются примерно в два раза.

При моделировании может быть также использована гауссовская модель с двукратным увеличением  $\sigma_f$ .

## 2.5. Математическая модель эхосигнала земной поверхности в РЛС с непрерывным излучением, функционирующей в режиме радиовысотомера

При работе РЛС в режиме радиовысотомера [6, 11] на вход приемного устройства поступают эхосигналы, отраженные от земной поверхности в пределах проекции ДН антенны на земную поверхность. Мощность сигнала на входе приемного устройства в  $i$ -м элементе разрешения по наклонной дальности определяется как (рис. 2.9)

$$P_{\phi i} = P_{\text{прд}} G_{\text{прд}}(\alpha_i) G_{\text{прм}}(\alpha_i) \lambda^2 \sigma_{\phi} s_i \cos(\alpha_i) / \left( (4\pi)^3 R_{\text{нл}}^4 L \right), \quad (2.33)$$



**Рисунок 2.9**

Геометрия обзора земной поверхности в режиме радиовысотомера

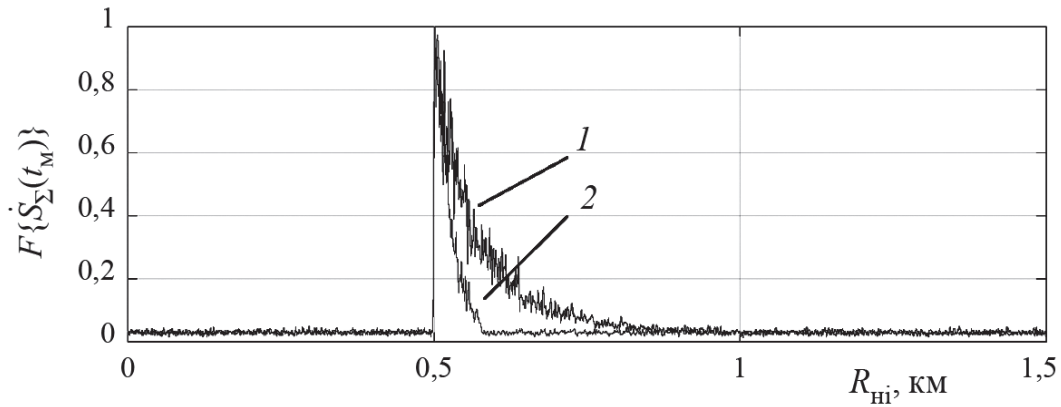
где  $G(\alpha_i) = G_0 f_{\text{бл}} + G_0 (1 - f_{\text{бл}}) \exp\{-2,78 \alpha_i^2 / \alpha_{\text{max}}^2\}$ ;  $f_{\text{бл}}$  – уровень боковых лепестков ДН;  $i = 0, 1, \dots, (N_r - 2)$ ;  $G_0$  – коэффициент усиления антенны в направлении максимума ДН;  $N_r = \text{int}[h_n (1/\cos \alpha_{\text{max}} - 1) / \delta r]$ ;  $s_i = \pi (R_{\Gamma(i+1)}^2 - R_{\Gamma i}^2)$  – площадь кольца на земной поверхности, соответствующего  $i$ -му элементу разрешения по горизонтальной дальности;  $R_{\Gamma i} = h_n \text{tg} \alpha_i$ ;  $\alpha_i = \arccos(h_n / R_{\text{hi}})$ ;  $R_{\text{hi}} = h_n + i \delta r$ ;  $\alpha_{\text{max}}$  – максимальный угол визирования, определяемый шириной ДНА.

Предположим, что в течение периода модуляции  $R_i = \text{const}$ . Тогда суммарный сигнал будет представлять собой сумму всех сигналов, отраженных от элементарных участков земной поверхности:

$$\dot{S}_{\Sigma}(t_M) = \sum_i A_i \exp(j\varphi) \exp\left(j \frac{4\pi R_{\text{hi}} \mu}{c} t_M\right) + \dot{\eta}(t_M), \quad (2.34)$$

где  $A_i$  и  $\varphi$  – случайные величины, распределенные по рэлеевскому закону с параметром  $\sigma = \sqrt{P_{\text{эi}}/2}$  и по равномерному закону на интервале  $[0, 2\pi]$  соответственно.

Вид нормированного спектра альтиметровых отражений (2.34), усредненного по десяти зондированиям при  $h_n = 500$  м,  $\alpha_{\text{max}} = 30^\circ$  и  $60^\circ$ , представлен на рис. 2.10.



**Рисунок 2.10**

Вид альтиметровых отражений, полученных на основе модели (2.34):

1 –  $\alpha_{\max} = 60^\circ$ ; 2 –  $\alpha_{\max} = 30^\circ$

На рис. 2.10 видно, что альтиметровые отражения характеризуются выраженным начальным всплеском, амплитуда которого убывает по закону, который может быть аппроксимирован экспоненциальной зависимостью

$$A_i = \begin{cases} \exp(-v(i - i_h)) & \text{при } i \geq i_h; \\ 0 & \text{при } i < i_h, \end{cases} \quad (2.35)$$

где  $i_h$  – индекс, соответствующий высоте полета носителя  $h_H$ ;  $v \in [0, 1]$ .

В современных малогабаритных РЛС наиболее широкое применение находят линейно-частотно-модулированные сигналы как с симметричным, так и несимметричным законами изменения частоты. В первую очередь, это обусловлено простотой демодуляции принимаемого сигнала, состоящей в его простом перемножении с опорным, в качестве которого выступает сам зондирующий сигнал. Благодаря этому ширина спектра демодулированного сигнала обычно не превышает десятков мегагерц даже в случаях, когда полоса частот зондирующего сигнала составляет сотни мегагерц и единицы гигагерц.

Приведенные соотношения, связывающие показатели информационных возможностей РЛС с непрерывным излучением (пространственное разрешение, разрешение по скорости, дальность об-

наружения целей и др.) с параметрами зондирующего сигнала (частотой повторения, шириной спектра, средней мощностью), эквивалентны аналогичным соотношениям для импульсных систем.

Тем не менее, обязательным условием корректности моделей, существенным именно для рассматриваемых РЛС, является возникающая в ряде задач необходимость непрерывного учета взаимного перемещения ее носителя и цели в течение всего периода повторения. То есть, модель stop-and-go, применяемая для импульсных РЛС при описании эхосигналов целей и основанная на допущении об их неподвижности в течение длительности зондирующего импульса, в случае непрерывного сигнала часто оказывается неприменимой, особенно если речь идет о режиме картографирования поверхности с разрешением лучше метра или режиме обнаружения высокоскоростных целей.

В общем случае для РЛС с непрерывным излучением демодулированный эхосигнал точечной цели (элемента разрешения поверхности) в течение отдельного периода повторения можно рассматривать как радиоимпульс, закон изменения фазы которого определяется законом изменения расстояния между РЛС и целью.

Разработка наглядных математических моделей эхосигналов, учитывающих характер решаемых задач и особенности обзора пространства в различных режимах функционирования РЛС с непрерывным излучением, позволяет перейти к созданию алгоритмов их обработки.

---

## **ГЛАВА 3**

---

# ***Способы и алгоритмы обработки сигналов в РЛС с непрерывным излучением при работе в различных режимах***

---

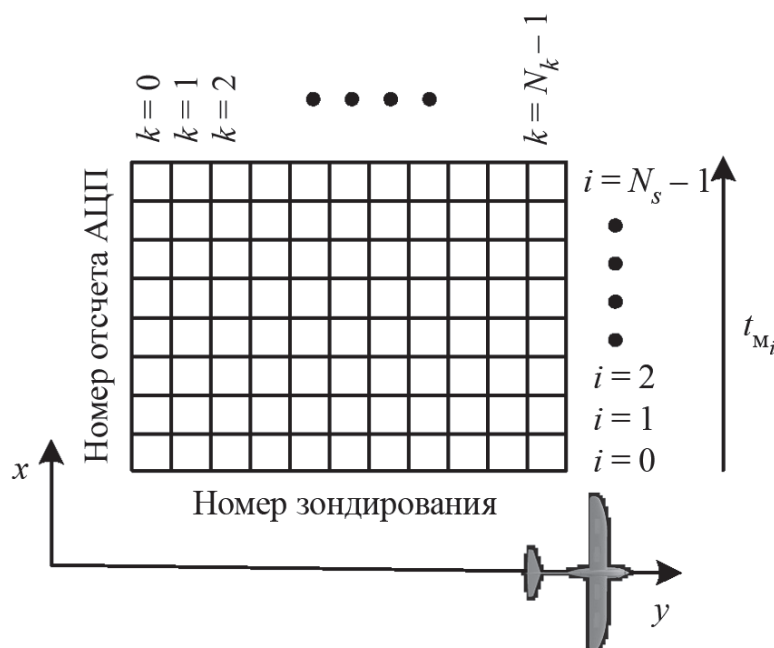
### **3.1. Алгоритмы формирования радиолокационных изображений при работе РЛС с непрерывным излучением в режиме синтезирования апертуры антенны**

К настоящему времени общие принципы и различные алгоритмы формирования РЛИ подробно описаны как в отечественной, так и в зарубежной литературе [1, 14, 51, 91, 93, 97, 113]. Не вдаваясь в детали их реализации, можно отметить, что выбор того или иного алгоритма, в основном, определяется используемым видом обзора поверхности и часто является результатом поиска компромисса между скоростью формирования изображений и их качеством.

Одними из наиболее производительных являются алгоритмы быстрой свертки и *гармонического анализа* (ГА) [1, 14, 51], применение которых обычно ограничивается ситуациями, когда миграция отражателей за время синтезирования не превышает размер элемента разрешения по дальности. Детальность формулируемых РЛИ при этом характеризуется невысокой разрешающей способностью, которая составляет единицы метров и более.

Синтез РЛИ с разрешением меньше метра практически всегда требует коррекции миграции по дальности и точной компенсации фазового набега траекторного сигнала на интервале синтезирования. Среди алгоритмов, реализующих эти операции, наиболее известны Range-Doppler Algorithm (RDA), Chirp Scaling Algorithm (CSA), Frequency Scaling Algorithm (FSA), Omega-K Algorithm ( $\omega$ КА), PolarFormat Algorithm (PFA), алгоритм прямой свертки [1] или, как его принято называть в зарубежной литературе, Backprojection Algorithm (BPA) [93]. Их отличия заключаются в различной степени приближений в ходе обработки сигналов, сказывающихся как на скорости, так и на качестве формирования РЛИ, особенно в условиях широкой ДН антенны и при больших углах визирования земной поверхности.

В общем случае с учетом принятой модели сигнала (2.22), (2.24) задачу процедуры синтеза РЛИ можно сформулировать как задачу формирования оценок амплитуды эхосигналов всех отражателей (элементов разрешения) в зоне обзора РСА. Для этого зарегистрированный в течение интервала синтезирования сигнал (2.24) представляется в виде матрицы с числом строк, равным числу тактов АЦП за период модуляции  $N_s = F_s T_M$ , где  $F_s$  – частота дискретизации, и числом столбцов, равным числу зондирований  $N_k$  за время синтезирования (рис. 3.1).



**Рисунок 3.1**

Формирование матрицы зарегистрированного траекторного сигнала

Для повышения качества формируемых РЛИ и уменьшения интегрального уровня боковых лепестков (ИУБЛ) [51], как правило, применяется частотная интерполяция (ЧИ), требующая увеличения числа элементов матрицы путем добавления нулевых отсчетов по строкам и столбцам. В этом случае число строк и столбцов в матрице составит  $N_{\text{чи } s} = K_{\text{чи } s} F_s T_M$  и  $N_{\text{чи } k} = K_{\text{чи } k} \text{int}[T_c/T_M]$  соответственно, где  $K_{\text{чи } s}$  и  $K_{\text{чи } k}$  – коэффициенты частотной интерполяции. Значения  $K_{\text{чи } s}$  и  $K_{\text{чи } k}$ , как правило, выбираются кратными степени двойки для возможности реализации быстрого фурье-преобразования (БПФ). В то же время, при использовании алгоритмов ВРА шаг фацетной сетки (рис. 2.6) выбирается исходя из требуемой детализации РЛИ и, в общем случае, значения  $N_x$  и  $N_y$  могут отличаться от значений  $N_{\text{чи } s}$  и  $N_{\text{чи } k}$  как в большую, так и в меньшую сторону.

Наиболее общий подход к решению задачи оценок амплитуды отражателей, реализуемый в алгоритме прямой свертки [1], состоит в двумерной согласованной фильтрации элементов матрицы зарегистрированного эхосигнала, выполняемой по отдельности для каждого  $m$ ,  $n$ -го отражателя в зоне обзора РСА (для каждого отсчета формируемого РЛИ):

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{N_k-1} \sum_{i=0}^{N_s-1} \dot{S}_{\Sigma}(i,k) \dot{S}_{\text{оп},m,n}(i,k) \right|, \quad (3.1)$$

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{оп},m,n}(i,k) = \\ = \exp \left( -j \frac{4\pi R_{m,n}(t_{M_i}, k)}{c} \left( f_0 + \mu t_{M_i} - \mu \frac{R_{m,n}(t_{M_i}, k)}{c} \right) \right), \end{aligned} \quad (3.2)$$

где  $t_{M_i} = i/F_s$ .

Опорная функция (3.2) представляет собой сигнал с единичной амплитудой и фазой, соответствующей фазе демодулированного эхосигнала  $m$ ,  $n$ -го отражателя (2.22), взятой с противоположным знаком.

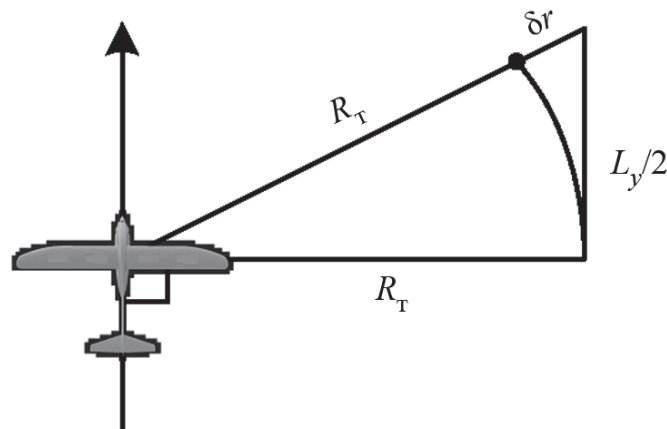
Общее число комплексных отсчетов демодулированного эхосигнала (2.24), регистрируемого в течение интервала синтези-

рования, составляет  $N_k \times N_s$ . Так как общее число отсчетов опорной функции соответствует этому же значению, то вычисление (3.1) для всех отсчетов выходного РЛИ требует выполнения, как минимум,  $N_k \times N_s \times N_x \times N_y$  операций комплексного умножения. Учитывая, что типовая длина выборки  $N_s$  составляет  $(1 \dots 5) \cdot 10^4$ , число зондирований  $N_k$  на интервале синтезирования –  $(1 \dots 5) \cdot 10^3$ , число отсчетов выходного РЛИ при субметровом разрешении –  $10^6 \dots 10^7$ , то полное количество операций комплексного умножения составляет около  $10^{13} \dots 10^{15}$ , следствием чего является значительная продолжительность процедуры синтеза даже при использовании высокопроизводительных вычислительных средств [18, 52].

В силу этого обстоятельства такой алгоритм на практике не используется и для формирования РЛИ применяют менее ресурсоемкие алгоритмы, основанные на различных аппроксимациях и принятых допущениях.

### 3.1.1. Алгоритм гармонического анализа

Алгоритм применяется в том случае, когда наибольшее изменение дальности до отражателей за время синтезирования не превышает разрешения РСА по наклонной дальности, т.е. когда отсутствует их миграция по каналам дальности. Исходя из уравнения  $R_T^2 + (L_y/2)^2 = (R_T + \delta r)^2$  (рис. 3.2), максимальный размер



**Рисунок 3.2**

Максимальный размер зоны обзора по координате путевой дальности, при которой отсутствует миграция отражателя по каналам дальности

зоны обзора по координате путевой дальности, при которой миграция отсутствует, определяется как

$$L_y = 2\sqrt{\delta r^2 + 2\delta r R_T}, \quad (3.3)$$

где  $R_T = \sqrt{h_H^2 + x_0^2}$  – дальность до точечного отражателя, расположенного на траверзе носителя РСА.

Так, например, при  $R_T = 500$  и  $\delta r = 5$  м величина  $L_y$  составит около 142 м, а при  $\delta r = 0,5$  м – уже около 45 м, что при скорости носителя  $V_y = 30$  м/с ограничивает максимальное время синтезирования апертуры 4,7 и 1,5 с соответственно.

При выполнении условия (3.3) алгоритм (3.1) может быть существенно упрощен. Если принять, что расстояние между РСА и отражателем в течение периода модуляции не меняется, т.е.  $R_{To}(t_M, k) \approx R_{To}(0, k) = R_{To}(k)$  (модель stop-and-go [93]), то выражение (2.3) можно представить в виде (без учета шума приемника)

$$\dot{S}_p(t_M, k) = A_{To} \exp\left(j \frac{4\pi R_{To}(t_M, k)}{c} f_0\right) \exp(j2\pi f_{R_T} t_M), \quad (3.4)$$

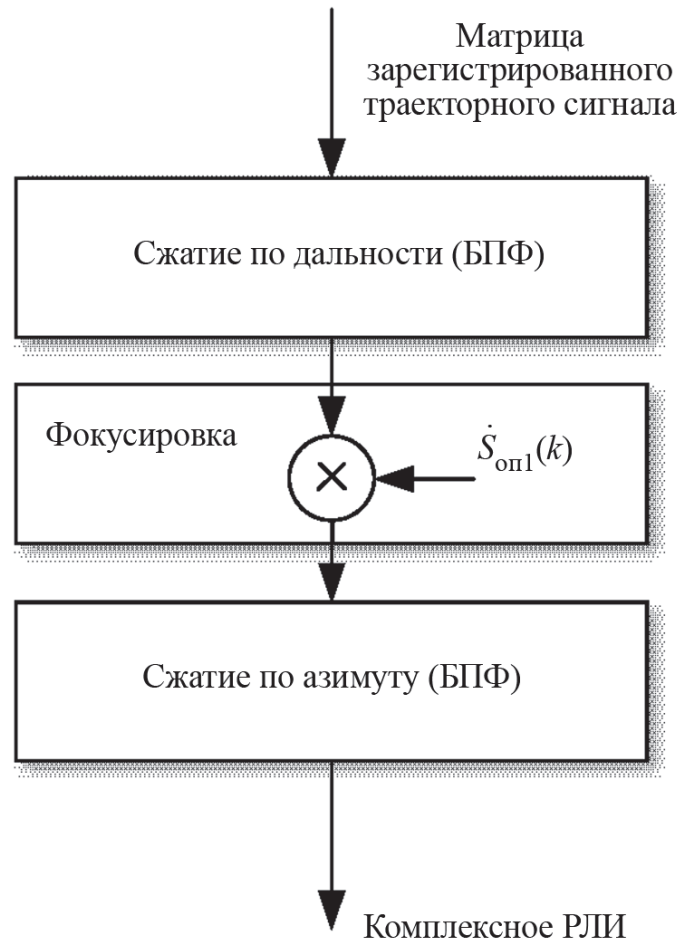
$$R_{To}(k) = \sqrt{h_H^2 + x_0^2 + (y_0 - V_H k T_M)^2}, \quad (3.5)$$

где  $f_{R_T} = 2\mu R_T/c$ ;  $x_0$ ,  $y_0$  – координаты отражателя в начале интервала синтезирования, т.е. при  $k = 0$  (см. рис. 2.6).

Первый фазовый множитель (3.4) характеризует медленное изменение фазы от зондирования к зондированию, а второй – быстрое, т.е. изменение в течение каждого отдельного периода модуляции. Кроме того, второй фазовый множитель в значительной степени определяет частоту сигнала  $\dot{S}_p$ , а при высоком разрешении РСА обуславливает миграцию отметок по дальности от зондирования к зондированию.

Алгоритм ГА включает в себя три основных этапа (рис. 3.3).

**Этап 1.** Формирование двумерного дальностного портрета зоны обзора путем вычисления фурье-преобразования от выборок сигнала, зарегистрированных в каждом периоде модуляции:

**Рисунок 3.3**

Алгоритм гармонического анализа

$$\dot{S}_p(f, k) = \mathcal{F} \{ \dot{S}_p(t_M, k) \}, \quad (3.6)$$

где  $\mathcal{F} \{ \cdot \}$  – оператор фурье-преобразования.

Выражение для эхосигнала точечного отражателя, сжатого по дальности, имеет вид

$$\begin{aligned} \dot{S}_p(f, k) &= \frac{A_{\text{то}}}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{\text{то}}(k)\right) \times \\ &\times \int_0^{T_M} \exp(j2\pi(f_{R_T} - f)t_M) dt_M = \\ &= \frac{A_{\text{то}} T_M}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{\text{то}}(k)\right) \text{sinc}\left(\pi T_M (f_{R_T} - f)\right) \times \\ &\times \exp\left(j\pi T_M (f_{R_T} - f)\right), \end{aligned} \quad (3.7)$$

и для строки матрицы зарегистрированного сигнала, соответствующей частоте  $f = f_{R_T}$ , определяется выражением

$$\dot{S}_p(k) \Big|_{f=f_{R_T}} = \frac{A_{To}}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{To}(k)\right). \quad (3.8)$$

Сигнал (3.8) представляет собой частотно-модулированное колебание, закон изменения частоты которого от зондирования к зондированию определяется законом изменения дальности  $R_{To}(k)$ . Применяв к зависимости  $R_{To}(t)$  разложение в ряд Тейлора и ограничившись первыми тремя членами, перепишем выражение (3.5) в виде

$$R_{To}(k) = R_{H0} - \frac{T_M V_H y_0}{R_{H0}} k + \frac{T_M^2 V_H^2 (h_H^2 + x_0^2)}{2R_{H0}^3} k^2, \quad (3.9)$$

где  $R_{H0} = \sqrt{h_H^2 + x_0^2 + y_0^2}$ .

Первое слагаемое определяет начальную фазу сигнала (3.8), второе – начальную частоту, пропорциональную  $y_0$ , а третье – линейную частотную модуляцию.

**Этап 2.** Осуществляется фокусировка сигнала (3.8), которая заключается в компенсации линейной частотной модуляции, обусловленной третьим квадратичным слагаемым в выражении (3.9). Для этого сигнал (3.8) умножают на опорный сигнал вида

$$\dot{S}_{опл}(k) = \exp\left(-j \frac{2\pi f_0 T_M^2 V_H^2}{c R_T} k^2\right). \quad (3.10)$$

Сигнал (3.10) представляет собой сигнал точечного отражателя, расположенного на траверзе носителя в середине интервала синтезирования. Применение этого сигнала в качестве опорного ко всем отражателям, находящимся в одном элементе разрешения по наклонной дальности, приводит к тому, что степень фокусировки ухудшается по мере их удаления от центра кадра РЛИ по путевой дальности. Обычно на практике степень фокусировки считается приемлемой, когда разность фаз сигналов (3.10) и (3.8), определяемая третьим слагаемым (3.9), не превышает  $\pi/2$  на краях интервала синтезирования  $T_c$  [1, 33], т.е.

$$\left| \frac{1}{R_T} - \frac{R_T^2}{(R_T^2 + y_0^2)^{3/2}} \right| \leq k_1, \quad (3.11)$$

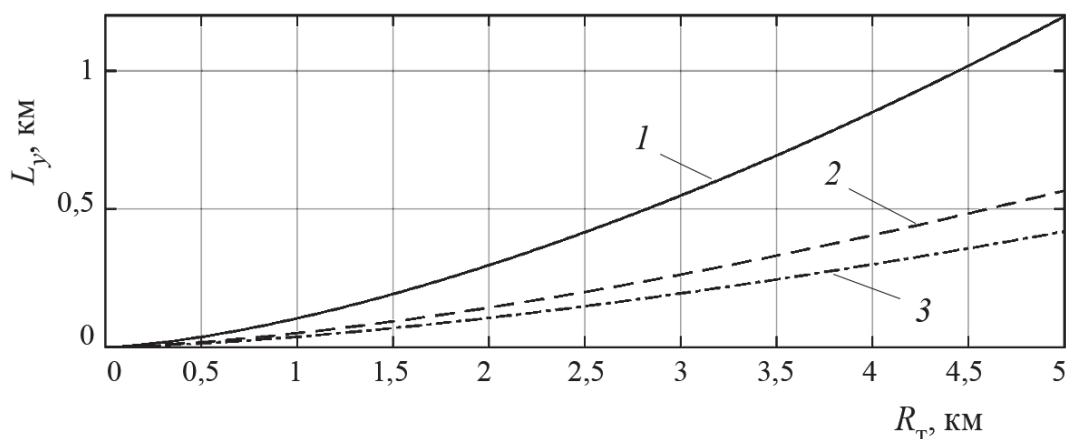
где  $k_1 = c / (4f_0 T_c^2 V_H^2)$ .

Решение (3.11) относительно  $y_0$  позволяет определить максимально допустимый размер кадра РЛИ по путевой дальности  $L_y = 2y_0$ , при котором еще обеспечивается приемлемое качество фокусировки:

$$L_y \leq \sqrt{R_T^2 \left( \frac{1}{(1 - k_1 R_T)^{2/3}} - 1 \right)}. \quad (3.12)$$

На рис. 3.4 приведена зависимость величины  $L_y$  от  $R_T$  для L-, C- и X-диапазонов, рассчитанная при  $h_H = 500$  м,  $T_c = 2$  с,  $V_H = 30$  м/с. Из ее анализа следует, что увеличение  $T_c$  и  $V_H$  приводит к уменьшению  $L_y$ .

Следует отметить, что приемлемое качество работы алгоритма достигается при одновременном выполнении условий (3.12) и (3.3).



**Рисунок 3.4**

Графики зависимости ширины кадра РЛИ по координате путевой дальности от  $R_T$  для различных частот  $f_0$ : 1 –  $f_0 = 1,3$  ГГц; 2 –  $f_0 = 5,5$  ГГц; 3 –  $f_0 = 10$  ГГц

**Этап 3.** Осуществляется сжатие сигнала по азимуту путем построчного выполнения фурье-преобразования над матрицей сжатого по дальности траекторного сигнала с последующим вычислением абсолютного значения. При наличии в строке сигналов нескольких отражателей, расположенных на одинаковых поперечных и разных путевых дальностях, частота колебаний сигналов каждого из них будет различаться. Значит, реализация процедуры гармонического анализа сигналов обеспечивает разделение сигналов по доплеровским частотам и, как следствие, по координате путевой дальности.

К числу недостатков алгоритма следует отнести формирование результирующего РЛИ в координатах наклонная дальность – доплеровская частота, требующее выполнения дополнительной операции его преобразования в систему координат поперечная дальность – путевая дальность.

### 3.1.2. Алгоритм Range-Doppler

Алгоритм Range-Doppler представляет собой дальнейшее развитие алгоритма гармонического анализа, заключающееся во введении дополнительного этапа коррекции миграции отражателей по дальности между этапом сжатия по дальности и этапом фокусировки.

Коррекция миграции осуществляется в частотной области в координатах наклонная дальность – доплеровская частота. Для этого предварительно выполняется построчное фурье-преобразование над сжатой по дальности матрицей зарегистрированного сигнала. После коррекции миграции осуществляется обратное построчное фурье-преобразование. Выполнение коррекции миграции в частотной области обусловлено тем, что в этом случае доплеровские спектры эхосигналов (своего рода траектории) отражателей в координатах наклонная дальность – доплеровская частота являются симметричными относительно центра кадра по наклонной дальности. Функциональная зависимость, описывающая вид траекторий отражателей в координатах наклонная дальность – доплеровская частота (рис. 3.5), может быть найдена из (2.18) при  $\varphi = \arccos(R_{\text{п}}/R_{\text{т}})$ , где  $R_{\text{п}} = y_0 - V_{\text{н}} k T_{\text{м}}$ . В этом случае

$$f_{\text{д}} = \frac{2V_{\text{н}}}{\lambda} \sqrt{1 - \beta^2}, \quad (3.13)$$

откуда

$$\beta(f_d) = \sqrt{1 - \frac{\lambda^2 f_d^2}{4V_H^2}}, \quad (3.14)$$

где  $\beta = R_{\Pi} / R_T$ .

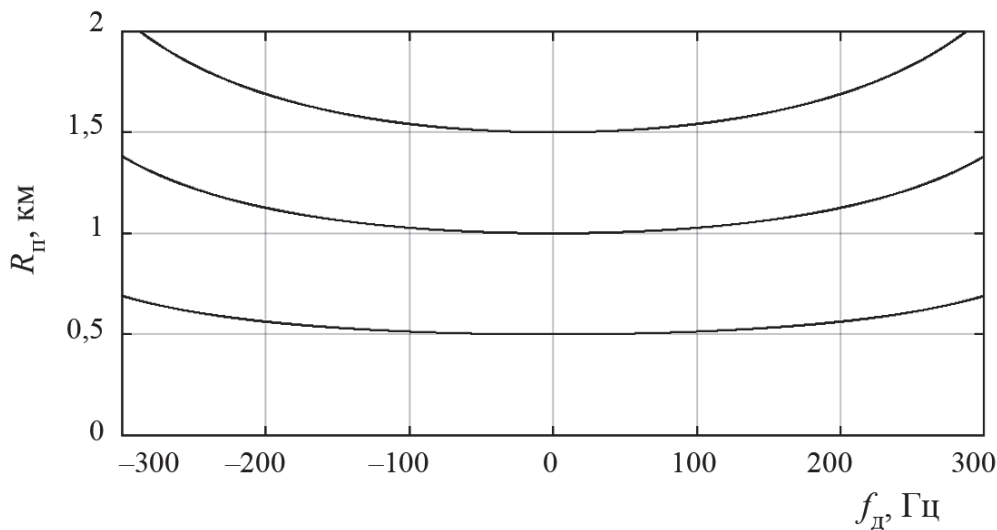
На рис. 3.5 представлен вид законов миграции для трех точечных отражателей, расположенных на дальности  $R_T = 500, 1000$  и  $1500$  м.

Коррекция миграции включает операцию масштабирования сигнала по координате наклонной дальности с помощью операции интерполяции:

$$R'_{\Pi}(f_d) = \text{interp}[f_d, R_{\Pi}(f_d), R_{\Pi}(f_d) / \beta(f_d)], \quad (3.15)$$

где  $\text{interp}[x, y, x']$  – оператор интерполяции кривой, заданной вектором значений  $y$  на сетке  $x$ , в точках, значения которых заданы вектором  $x'$ .

На практике применяется интерполяция по методу ближайшего соседа, линейная, кубическая и др. Метод интерполяции определяет величину ИУБЛ [51] на РЛИ. В табл. 3.1 представлены значения ИУБЛ для РЛИ трех точечных отражателей (рис. 3.6), а также нормированное время выполнения процедуры коррекции миграции при использовании различных методов интерполяции.



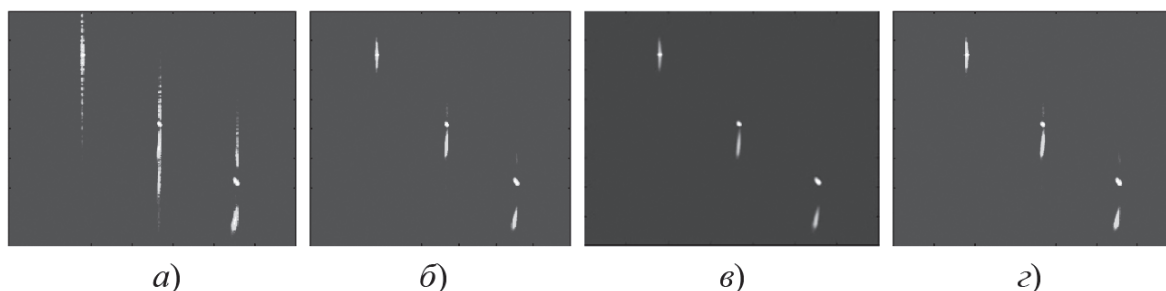
**Рисунок 3.5**

Закон миграции отражателей по наклонной дальности в координатах дальность – доплеровская частота ( $V_H = 50$  м/с,  $\lambda = 0,23$  м)

**Таблица 3.1**

Значения ИУБЛ для различных методов интерполяции

| Метод интерполяции | ИУБЛ, % | Нормированное время выполнения |
|--------------------|---------|--------------------------------|
| Ближайшего соседа  | 28      | 0,93                           |
| Линейная           | 9,7     | 0,96                           |
| Кубическая         | 11,0    | 1                              |
| Частотная          | 4,7     | 0,91                           |

**Рисунок 3.6**

РЛИ точечных отражателей, сформированные с использованием различных методов интерполяции при коррекции миграции: *а* – ближайшего соседа; *б* – линейная; *в* – кубическая; *г* – частотная

Наряду с перечисленными может использоваться метод частотной интерполяции, включающий вычисление *дискретного фурье-преобразования* (ДПФ), отбрасывание части отсчетов полученного спектра и обратное ДПФ. Число отбрасываемых отсчетов равно их исходному числу, умноженному на  $(1 - \beta)$ .

Из данных табл. 3.1 следует, что время выполнения процедуры коррекции практически не зависит от применяемого метода интерполяции. Однако при линейной или кубической интерполяции обеспечивается практически трехкратный выигрыш по значению ИУБЛ по сравнению с интерполяцией методом ближайшего соседа. Наиболее просто на вычислительных устройствах реализуется метод частотной интерполяции. Однако его особенностью является то, что число отсчетов при реализации этого метода не обязательно кратно степени двух, что ограничивает применение алгоритмов БПФ и снижает скорость выполнения операции.

Несмотря на то, что алгоритм RDA позволяет улучшить детальность РЛИ, он также обладает недостатком, присущим ал-

горитму гармонического анализа и заключающемся в ухудшении качества фокусировки по мере удаления отражателей от центра кадра РЛИ по путевой дальности. Кроме того, изображения также формируются в координатах наклонная дальность – доплеровская частота, что требует дополнительной геометрической коррекции сформированных РЛИ.

### 3.1.3. Алгоритм Chirp Scaling

Коррекция миграции может быть осуществлена не только с использованием операции интерполяции, но и другими способами. Так, в случае импульсных РСА она может быть выполнена за счет масштабирования сигнала во временной области путем его умножения на ЛЧМ колебание со скоростью изменения частоты  $\mu_{csa}$ . Значит, если сигнал, принятый и перенесенный на видеочастоту, до операции демодуляции имеет вид

$$\dot{S}_{\text{прм}}(t) = \text{rect}\left[\frac{t - \tau_3}{T_{\text{и}}}\right] \exp\left(j\pi\mu(t - \tau_3)^2\right), \quad (3.16)$$

то при его умножении на сигнал вида  $\dot{S}_{\text{csa}}(t) = \exp(j\pi\mu_{\text{csa}}t^2)$  результирующий сигнал можно записать как

$$\begin{aligned} \dot{S}(t) = & \text{rect}\left[\frac{t - \tau_3}{T_{\text{м}}}\right] \exp\left(j\pi(\mu + \mu_{\text{csa}})(t - \beta\tau_3)^2\right) \times \\ & \times \exp\left(j\pi\beta\mu_{\text{csa}}\tau_3^2\right), \end{aligned} \quad (3.17)$$

где  $t \in [0, T_{\text{и}}]$ ;  $T_{\text{и}}$  – период повторения зондирующих сигналов;  $T_{\text{и}}$  – длительность зондирующего импульса;  $\text{rect}[x]$  – функция, принимающая единичное значение при  $|x| \leq 1/2$  и нулевое в остальных случаях;  $\beta = \mu / (\mu + \mu_{\text{csa}})$  – коэффициент масштабирования;  $\mu_{\text{csa}} \ll \mu$ .

Анализ (3.17) показывает, что сигнал после ЛЧМ масштабирования соответствует исходному (3.16), время запаздывания которого отличается в  $\beta$  раз. Кроме того, в сигнале появляется паразитная ЛЧМ-модуляция (второй экспоненциальный множи-

тель), которая приводит к расфокусировке РЛИ по мере увеличения дальности до ТО (увеличении  $\tau_3$ ). Компенсация паразитной ЛЧМ осуществляется на этапе сжатия по дальности путем домножения сигнала на соответствующий опорный сигнал.

В отличие от алгоритма RDA, этапы формирования РЛИ алгоритмом CSA выполняются в иной последовательности. Алгоритм начинается с выполнения ДПФ по азимуту, после которого выполняются операции масштабирования, коррекции миграции отражателей по дальности, фокусировка и сжатие по азимуту.

Алгоритм CSA позволяет снизить вычислительные затраты на этапе коррекции миграции по сравнению с алгоритмом RDA. Снижение затрат достигается путем замены операции интерполяции операцией масштабирования ЛЧМ-сигналом.

Однако алгоритм имеет ряд недостатков. Во-первых, использование линейных аппроксимаций при реализации этапов сжатия приводит к неполной фокусировке РЛИ, особенно при увеличении размеров кадра формируемого РЛИ и разрешающей способности РСА. Кроме того, алгоритм работает с несжатым оцифрованным сигналом, полоса которого определяется шириной спектра зондирующего сигнала. Это существенно повышает требования к АЦП по скорости оцифровки, увеличивает требования к системе ЦОС и затрудняет реализацию алгоритма в реальном масштабе времени.

Так как алгоритм находит применение только в импульсных РСА, то его детальное описание выходит за рамки данной работы. Подробно ознакомиться с особенностями его реализации можно в первоисточниках [91, 122].

### ***3.1.4. Алгоритм Frequency Scaling***

Алгоритм Frequency Scaling (FSA) разработан в 1999 г. [113] и ориентирован на импульсные радиолокаторы, реализующие процедуру демодуляции сигнала в процессе приема (dechirp-on-receive) [72]. Представляет собой развитие метода демодуляции принятого сигнала, используемого в РЛС с непрерывным излучением, на импульсные РЛС, основанное на перемножении прини-

маемого сигнала с исходным зондирующим, дополнительно задержанным на время, соответствующее ближней границе кадра формируемого РЛИ. Использование такого подхода позволяет существенно снизить требования к АЦП по частоте дискретизации и уменьшить объем обрабатываемых данных.

Процедура коррекции миграции в рассматриваемом алгоритме, как и в алгоритме CSA, включает операцию ЛЧМ-масштабирования во временной области, которая реализуется устройством [47] (рис. 3.7). Устройство включает два согласованных фильтра с квадратичными импульсными характеристиками и два умножителя.

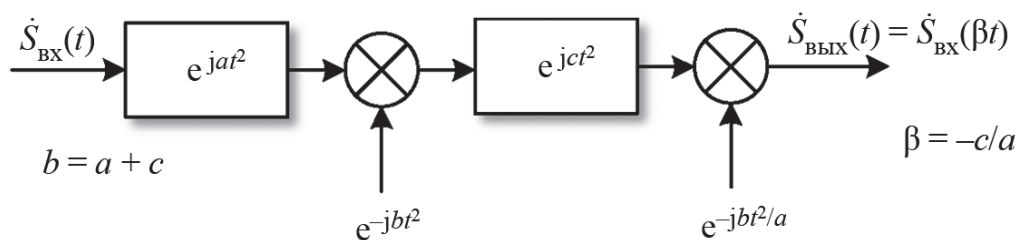
Если на вход устройства поступает сигнал  $\dot{S}_{\text{ВХ}}(t)$ , то временной масштаб выходного сигнала  $\dot{S}_{\text{ВЫХ}}(t)$  отличается в  $\beta = -c/a$  раз. Процедура масштабирования при этом описывается выражением

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{ВЫХ}}(t) = & \left( \left( \left( S_{\text{ВХ}}(t) \otimes \exp(jat^2) \right) \exp(-jbt^2) \right) \otimes \exp(jct^2) \right) \times \\ & \times \exp(-jcbt^2/a), \end{aligned} \quad (3.18)$$

где коэффициенты  $a$ ,  $b$ ,  $c$  должны удовлетворять условию  $a + c = b$ ;  $\otimes$  – оператор свертки.

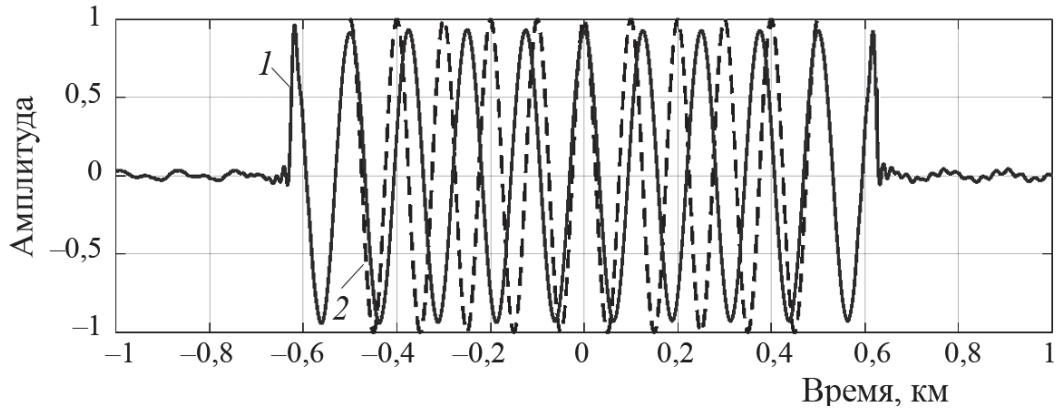
Вид радиоимпульса на входе и выходе устройства масштабирования показан на рис. 3.8.

Как и в алгоритме CSA, начальной операцией алгоритма FSA (рис. 3.9) является выполнение процедуры ДПФ над строками матрицы зарегистрированного траекторного сигнала (сжатие по азимуту). Следующей операцией является коррекция миграции путем выполнения масштабирования (3.18). Коэффициент масштабирования  $\beta$  определяется выражением (3.14).



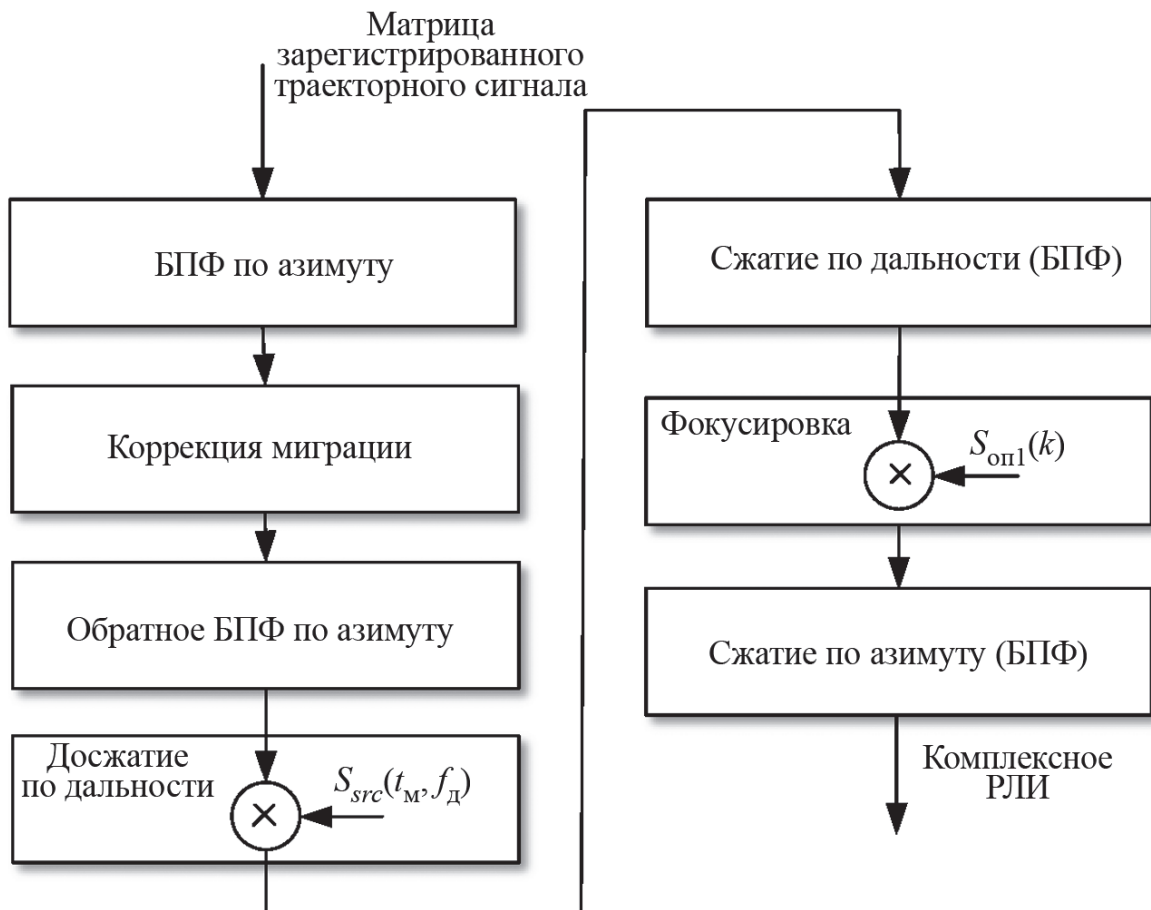
**Рисунок 3.7**

Устройство, реализующее операцию масштабирования по времени



**Рисунок 3.8**

Вид сигнала на входе и выходе устройства масштабирования ( $\beta = 0,8$ ,  $a = 5 \cdot 10^8$ ): 1 –  $S_{\text{вх}}(t)$ ; 2 –  $S_{\text{вых}}(t)$



**Рисунок 3.9**

Алгоритм FSA

Если коэффициент  $a$  в (3.18) принять равным  $-\pi\mu$ , то сигнал (2.3) можно записать в виде свертки [113]:

$$\begin{aligned} \dot{S}_p(t_M, k) \approx & \left( A_{\text{то}} \exp\left( j \frac{4\pi R_{\text{то}}(k)}{c} f_0 \right) \exp\left( j \frac{4\pi R_{\text{то}}(k)\mu}{c} t_M \right) \right) \otimes \\ & \otimes \exp(-j\pi\mu t_M^2). \end{aligned} \quad (3.19)$$

Такое представление позволяет исключить первую операцию согласованной фильтрации в устройстве (рис. 3.9) и осуществить одновременную компенсацию квадратичного фазового множителя в разностном сигнале.

Выражение (3.19) является аппроксимацией выражения (2.3), точность которой улучшается с увеличением  $\mu T_M^2$ . Характерные значения этого произведения для современных РСА высокого разрешения имеют значения десятков...сотен тысяч, что обеспечивает достаточную точность аппроксимации.

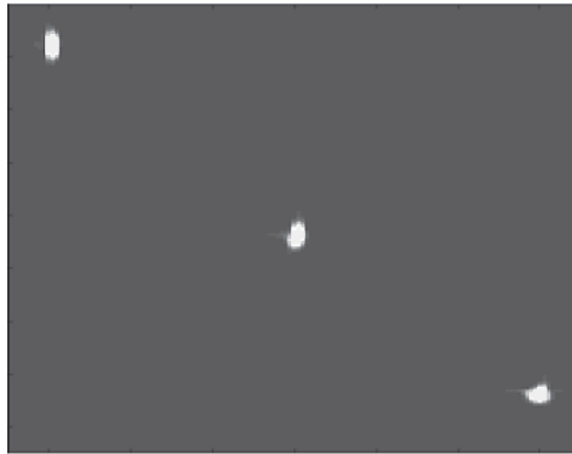
После операции масштабирования осуществляется дополнительное сжатие по дальности путем умножения на опорный сигнал:

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{src}}(t_M, f_D) = & \exp\left( j \frac{2\pi R_c \mu^2 \lambda (\beta^2 - 1)}{c^2 \beta (f_D)^3} \times \right. \\ & \left. \times \left( \left( t_M \beta - \frac{2R_c}{c} \right)^2 - \frac{\mu \lambda}{c \beta (f_D)^2} \left( t_M \beta - \frac{2R_c}{c} \right)^3 \right) \right), \end{aligned} \quad (3.20)$$

где  $R_c$  – расстояние до центра кадра РЛИ.

На рис. 3.10 представлен вид отметок ТО на РЛИ, сформированном с использованием алгоритма FSA. Вычисленное значение ИУБЛ в этом случае составило 0,18%, что практически на порядок лучше, чем при использовании алгоритма RDA при сопоставимом времени синтеза РЛИ.

Вместе с тем, недостатками алгоритма FSA, как и RDA, являются ухудшение качества фокусировки по мере удаления отражателя от центра кадра РЛИ по путевой дальности и необходимость дополнительной геометрической трансформации сформированных РЛИ.

**Рисунок 3.10**

РЛИ точечных отражателей, сформированное алгоритмом FSA

В целом, подход, применяемый в алгоритмах CSA и FSA, обеспечивает лучшую точность и меньшие фазовые искажения при коррекции миграции дальности по сравнению с алгоритмом RDA, и, как следствие, некоторое улучшение качества формируемых РЛИ.

### ***3.1.5. Алгоритм Backprojection***

Для формирования детальных РЛИ с разрешением, близким к потенциальному, применяется алгоритм прямой свертки (Backprojection Algorithm [93]), лишенный ряда недостатков, присущих алгоритмам ГА, RDA и FSA. В его основе лежит процедура обработки зарегистрированного траекторного сигнала, выполняемая для каждого отражателя (разрешаемых элементов) в зоне обзора по отдельности и состоящая в согласованной фильтрации, учитывающей характер изменения фазы их эхосигналов в течение интервала синтеза (см. (3.1), (3.2)). При этом для снижения вычислительных затрат осуществляется предварительное сжатие зарегистрированного траекторного сигнала по дальности.

Алгоритм формирования РЛИ включает в себя три этапа [59].

**Этап 1.** Формируется двумерный дальностный портрет зоны обзора путем вычисления фурье-преобразования от сигнала (2.24) в каждом  $k$ -м периоде модуляции:

$$\dot{S}_{\Sigma}(f, k) = \mathcal{F}\{\dot{S}_{\Sigma}(t_M, k)\} = \sum_m \sum_n \mathcal{F}\{\dot{S}_{p_{m,n}}(t_M, k)\}. \quad (3.21)$$

Если принять, что расстояние между РСА и  $m, n$ -м отражателем в течение  $k$ -го периода модуляции не изменяется, т.е.  $R_{m,n}(t_M, k) = R_{m,n}(0, k)$ , то выражение (2.23) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} \dot{S}_{p_{m,n}}(t_M, k) &= A_{m,n} \exp\left(j \frac{4\pi R_{m,n}(0, k)}{c} (f_0 + \mu t_M)\right) = \\ &= A_{m,n} \exp\left(j 2\pi \left(\frac{2f_0 R_{m,n}(0, k)}{c} + f_{R_{m,n}}(k) t_M\right)\right), \end{aligned} \quad (3.22)$$

где  $f_{R_{m,n}}(k) = 2\mu R_{m,n}(0, k)/c$  – разностная (дальностная) частота демодулированного эхосигнала, определяемая расстоянием между  $m, n$ -м отражателем и носителем в начале  $k$ -го периода модуляции и обуславливающая миграцию отметок по дальности от зондирования к зондированию.

С учетом (3.22) выражение для сжатого по дальности эхосигнала отдельного  $m, n$ -го отражателя  $\dot{S}_{p_{m,n}}(f, k) = \mathcal{F}\{\dot{S}_{p_{m,n}}(t_M, k)\}$  без учета шума приемника примет вид

$$\begin{aligned} \dot{S}_{p_{m,n}}(f, k) &= \mathcal{F}\{\dot{S}_{p_{m,n}}(t_M, k)\} = \\ &= \frac{A_{m,n}}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0, k)\right) \int_0^{T_M} \exp\left(j 2\pi (f_{R_{m,n}}(k) - f) t_M\right) dt_M = \\ &= \frac{A_{m,n} T_M}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0, k)\right) \times \\ &\times \text{sinc}\left(\pi T_M (f_{R_{m,n}}(k) - f)\right) \exp\left(j \pi T_M (f_{R_{m,n}}(k) - f)\right). \end{aligned} \quad (3.23)$$

**Этап 2.** Для каждого  $m, n$ -го отражателя формируются выборки отсчетов траекторного сигнала

$$\begin{aligned} \dot{S}_{\text{тс}_{m,n}}(k) &= \dot{S}_{\Sigma}(f, k) \Big|_{f=f_{R_{m,n}}(k)} = \\ &= \frac{A_{m,n} T_M}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0, k)\right). \end{aligned} \quad (3.24)$$

Расчет значений  $R_{m,n}(0,k)$  осуществляется в соответствии с выражением (2.22).

**Этап 3.** Рассчитываются значения комплексных отсчетов выходного РЛИ путем суммирования всех  $N_k$  отсчетов сформированного вектора (3.24), предварительно умноженных на соответствующие  $k$ -е отсчеты опорной функции  $\dot{S}_{\text{оп}2_{m,n}}(k)$ :

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{N_k-1} \dot{S}_{\text{тс}_{m,n}}(k) \dot{S}_{\text{оп}2_{m,n}}(k) \right|, \quad (3.25)$$

$$\dot{S}_{\text{оп}2_{m,n}}(k) = \exp\left(-j \frac{4\pi f_0}{c} R_{m,n}(0,k)\right). \quad (3.26)$$

Число операций комплексного умножения, необходимое для реализации алгоритма ВРА в соответствии (3.21)–(3.26), составляет  $N_k \times N_x \times N_y + (N_k N_s / 2) \log_2 N_s$ , что практически в  $N_s$  раз меньше по сравнению с реализацией алгоритма на основе (3.1) и (3.2).

На практике обработка сигналов осуществляется в цифровом виде, а формирование дальностного портрета (3.21) – путем выполнения операции БПФ. Выборка траекторного сигнала (3.24) в этом случае осуществляется из дальностного портрета с конечным числом отсчетов. Индекс отсчета  $b$  для каждого  $k$  и соответствующая ему частота  $f_b(k)$  определяются как

$$b_{m,n}(k) = \text{round}\left[f_{R_{m,n}}(k) / \Delta f_R\right], \quad (3.27)$$

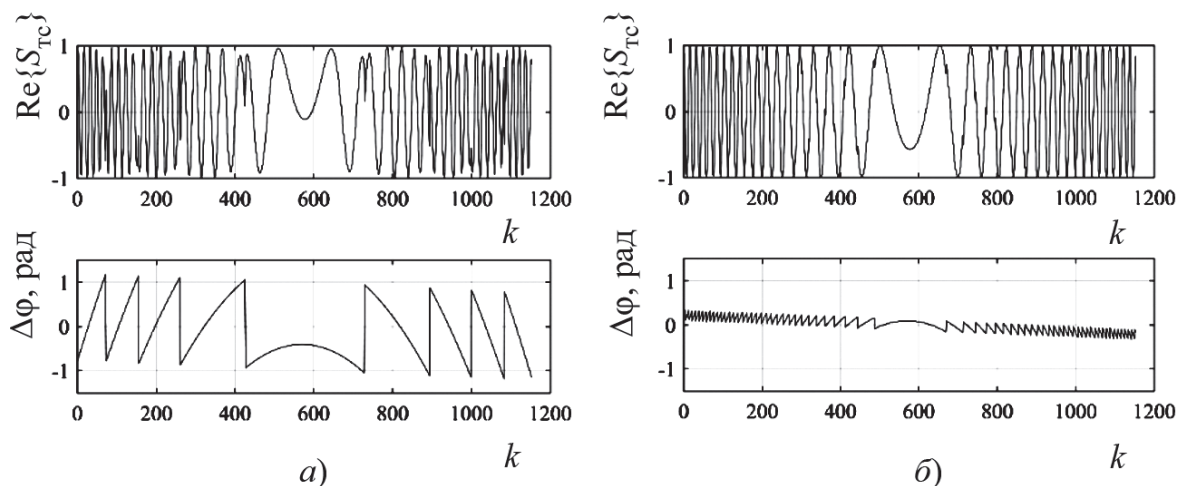
$$f_{b_{m,n}}(k) = b_{m,n}(k) \Delta f_R, \quad (3.28)$$

где  $\text{round}[x]$  – оператор округления  $x$  до ближайшего целого;  $\Delta f_R = 1/(T_M K_{\text{чи}})$  – шаг изменения дальностной частоты.

Дискретный характер дальностного портрета обуславливает появление скачков фазы в траекторном сигнале (3.24) в моменты изменения величины  $b(k)$ , что приводит к увеличению интегрального уровня ИУБЛ отметки точечного отражателя на РЛИ. Одним из способов уменьшения величины скачков фазы и, как следствие, снижения ИУБЛ, является частотная интерполяция дальностного портрета, осуществляемая путем  $K_{\text{чи}}$ -кратного дополнения нулевыми отсчетами выборки сигнала  $\dot{S}_{\Sigma}(t_M, k)$  перед выполнением

процедуры БПФ. На рис. 3.11 показан вид действительной части сигнала (3.24) и остаточной фазы  $\Delta\varphi(k) = \arg(\dot{S}_{\text{оп2}}(k)S_{\text{тс}}^*(k))$  при различных  $K_{\text{чи}}$ .

Отметки ТО на РЛИ, сформированных с использованием MATLAB (ЭВМ Intel Core i3-4170, 3,7 ГГц, 2 ядра, 8 ГБ ОЗУ) для различных  $K_{\text{чи}}$ , представлены на рис. 3.12, а соответствующие значения ИУБЛ и времени формирования изображений – в табл. 3.2. Формирование РЛИ осуществлялось при следующих параметрах сигнала и зоны обзора:  $f_0 = 1,2$  ГГц,  $\Delta f_c = 180$  МГц,  $T_M = 1,7$  мс,  $T_c = 2$  с,  $F_s = 12$  МГц,  $L_x = 200$  м,  $L_y = 190$  м,  $\Delta x = \Delta y = 1$  м,  $x_{01} = 550$  м,  $y_{01} = 50$  м,  $x_{02} = 600$  м,  $y_{02} = 0$  м,  $x_{03} = 650$  м,  $y_{03} = -50$  м.



**Рисунок 3.11**

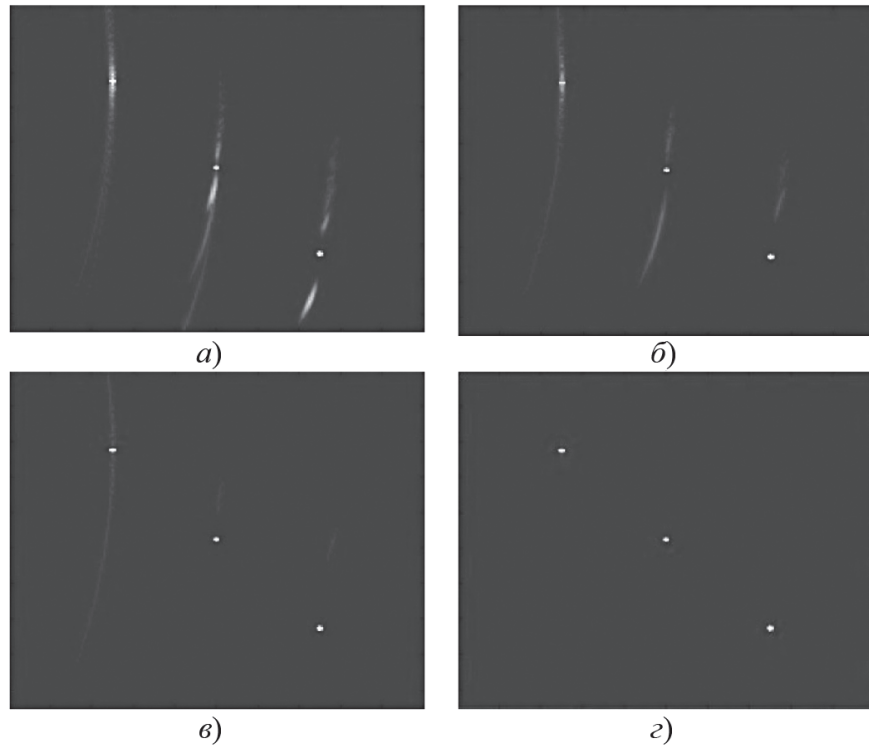
Вид сигнала  $\text{Re}\{\dot{S}_{\text{тс}}\}$  ( $x_0 = 550$  м,  $y_0 = 50$  м) и фазы  $\Delta\varphi(k)$ :

$a - K_{\text{чи}} = 1$ ;  $b - K_{\text{чи}} = 8$

**Таблица 3.2**

Значения ИУБЛ для РЛИ (рис. 3.12)

| Коэффициент ЧИ | ИУБЛ, % | $t_{\text{вып}}$ , с |
|----------------|---------|----------------------|
| 1x             | 29      | 5,6                  |
| 2x             | 6,74    | 8,0                  |
| 4x             | 0,70    | 11,5                 |
| 8x             | 0,22    | 21,2                 |



**Рисунок 3.12**

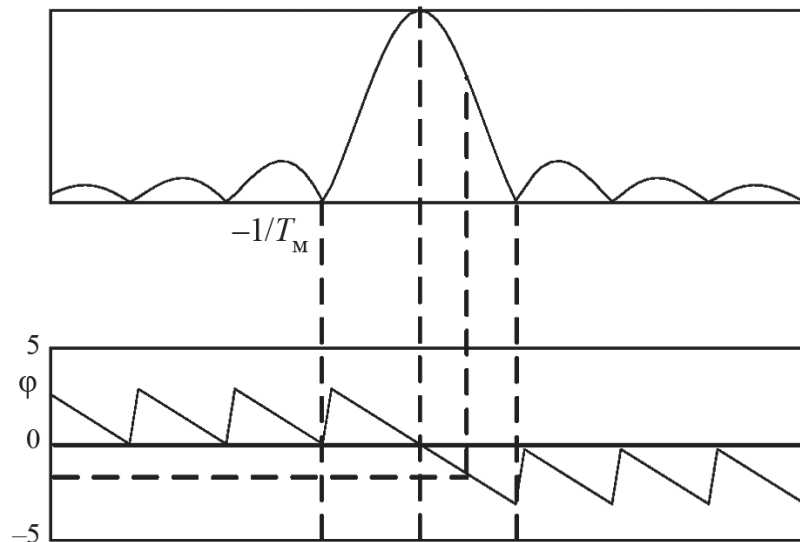
РЛИ точечных отражателей, сформированные алгоритмом (3.21)–(3.26):  
 $a - K_{\text{чи}} = 1$ ;  $b - K_{\text{чи}} = 2$ ;  $v - K_{\text{чи}} = 4$ ;  $z - K_{\text{чи}} = 8$

### 3.1.6. Модифицированный алгоритм *Backprojection*

Анализ изображений, приведенных на рис. 3.12, и данных табл. 3.2 показывает, что для формирования качественных РЛИ необходимо выбирать  $K_{\text{чи}} > 4$ , что пропорционально увеличивает объем памяти вычислительного устройства, требуемый для хранения комплексного дальностного портрета. Так, например, при  $N_k = 1176$ ,  $N_s = 10125$ ,  $K_{\text{чи}} = 8$  и представлении комплексных чисел в формате одинарной точности (восемь байт на отсчет)  $N_6 = 8$  требуемый объем памяти составляет  $N_k \times N_s \times K_{\text{чи}} \times N_6 \approx 1,8$  Гб.

Уменьшение ИУБЛ и повышение качества формируемых РЛИ может быть достигнуто не только за счет увеличения  $K_{\text{чи}}$ , но и за счет устранения скачков фазы в сигнале (3.24) путем предварительного перемножения выборки траекторного сигнала  $\dot{S}_{\text{ТС}_{m,n}}(k)$  с корректирующим сигналом [59, 67]

$$\dot{S}_{\text{кор}_{m,n}}(k) = \exp(j\Delta\varphi_{m,n}(k)). \quad (3.29)$$

**Рисунок 3.13**

К определению ошибки фазы  $\Delta\varphi$

Величина  $\Delta\varphi_{m,n}(k)$  определяется разностью частот  $f_{b_{m,n}}(k)$  и  $f_{R_{m,n}}(k)$ , а также крутизной  $\mu_\varphi = -\pi T_M$  фазочастотного спектра простого радиоимпульса длительностью  $T_M$  (рис. 3.13)

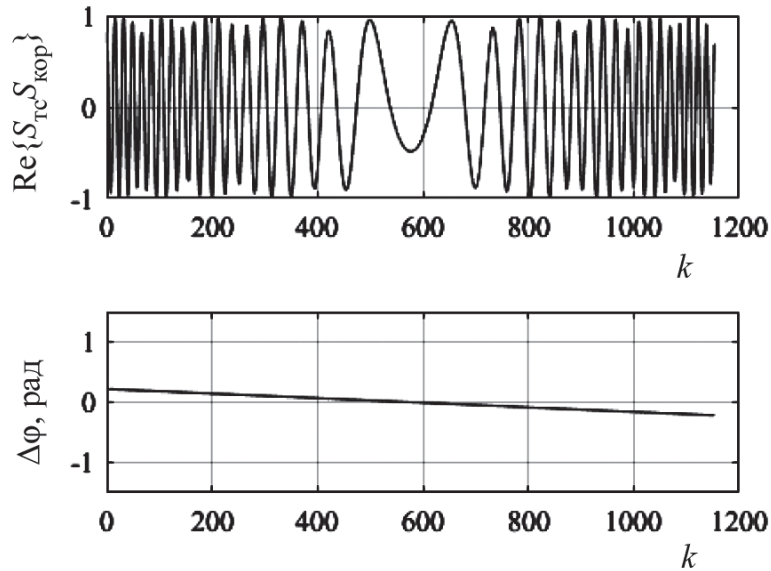
$$\Delta\varphi_{m,n}(k) = \mu_\varphi (f_{R_{m,n}}(k) - f_{b_{m,n}}(k)). \quad (3.30)$$

С учетом (3.25) и (3.29) оценка амплитуд отсчетов выходного РЛИ осуществляется как

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{N_k-1} \dot{S}_{\text{тс}_{m,n}}(k) \dot{S}_{\text{оп2}_{m,n}}(k) \dot{S}_{\text{кор}_{m,n}}(k) \right|. \quad (3.31)$$

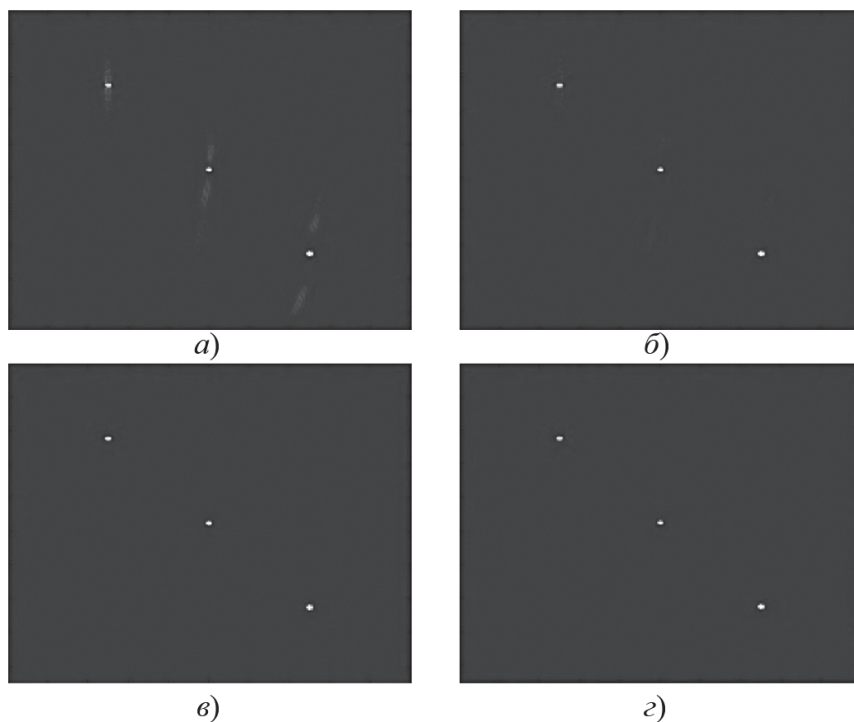
Действительная часть комплексного сигнала  $\text{Re}\{\dot{S}_{\text{тс}} \dot{S}_{\text{кор}}\}$  и остаточная фаза  $\Delta\varphi(k) = \arg(\dot{S}_{\text{оп2}} S_{\text{тс}}^* \dot{S}_{\text{кор}})$  после умножения на  $\dot{S}_{\text{оп2}}$  представлены на рис. 3.14, а фрагменты РЛИ ТО, сформированных в соответствии с (3.31) при различных  $K_{\text{чи}}$ , показаны на рис. 3.15. В табл. 3.3 приведены соответствующие значения ИУБЛ и времени формирования РЛИ. Их сравнение со значениями, приведенными в табл. 3.2, показывает, что коррекция (3.30), (3.31) обеспечивает снижение ИУБЛ до той же величины при значительно меньших значениях  $K_{\text{чи}}$ . Так, например, при наличии скачков фазы приемлемая величина ИУБЛ (около 0,7%) до-

стигается при  $K_{\text{чи}} = 4$ . При их устранении соизмеримое значение ИУБЛ, равное 0,67%, достигается уже при  $K_{\text{чи}} = 2$  с одновременным уменьшением времени формирования РЛИ на 23% и двукратным снижением требуемого объема памяти.



**Рисунок 3.14**

Вид сигнала  $\text{Re}\{\dot{S}_{\text{тс}} \dot{S}_{\text{кор}}\}$  и ошибки фазы  $\Delta\phi$  ( $x_0 = 550$  м,  $y_0 = 50$  м) при  $K_{\text{чи}} = 1$



**Рисунок 3.15**

Радиолокационные изображения точечных отражателей с учетом коррекции ошибки фазы:  $a - K_{\text{чи}} = 1$ ;  $b - K_{\text{чи}} = 2$ ;  $v - K_{\text{чи}} = 4$ ;  $z - K_{\text{чи}} = 8$

**Таблица 3.3**

Значения ИУБЛ для РЛИ (рис. 3.15)

| Коэффициент ЧИ | ИУБЛ, % | $t_{\text{вып}}, \text{с}$ |
|----------------|---------|----------------------------|
| 1х             | 2,62    | 6,9                        |
| 2х             | 0,67    | 8,8                        |
| 4х             | 0,12    | 12,7                       |
| 8х             | 0,07    | 22,6                       |
| 16х            | 0,06    | 71,3                       |

Учет движения носителя РСА в течение периода модуляции. Из анализа зависимости  $\Delta\varphi_{m,n}(k)$  (рис. 3.14) следует, что после устранения скачков фаз в траекторном сигнале остается нескомпенсированный фазовый набег, характер которого близок к линейному. Наличие этого набега обусловлено отсутствием учета движения носителя в течение отдельного периода модуляции зондирующего сигнала при расчете опорной функции (3.26). Его компенсацию несложно выполнить путем дополнительного умножения (3.31) на корректирующий сигнал  $\dot{S}_{\Delta\varphi_{m,n}}(k) = \exp(-j\Delta\varphi_{m,n}(k))$ , т.е.

$$\hat{A}_{m,n} = \left| \sum_{k=0}^{N_k-1} \dot{S}_{\text{ТС}_{m,n}}(k) \dot{S}_{\text{оп}2_{m,n}}(k) \dot{S}_{\text{кор}m,n}(k) \dot{S}_{\Delta\varphi_{m,n}}(k) \right|, \quad (3.32)$$

$$\Delta\varphi_{m,n}(k) = \arg \left( \dot{S}_{\text{оп}2_{m,n}}^*(k) \int_0^{T_M} \dot{S}_{\text{оп}1_{m,n}}(t,k) \exp(-j2\pi ft) dt \right). \quad (3.33)$$

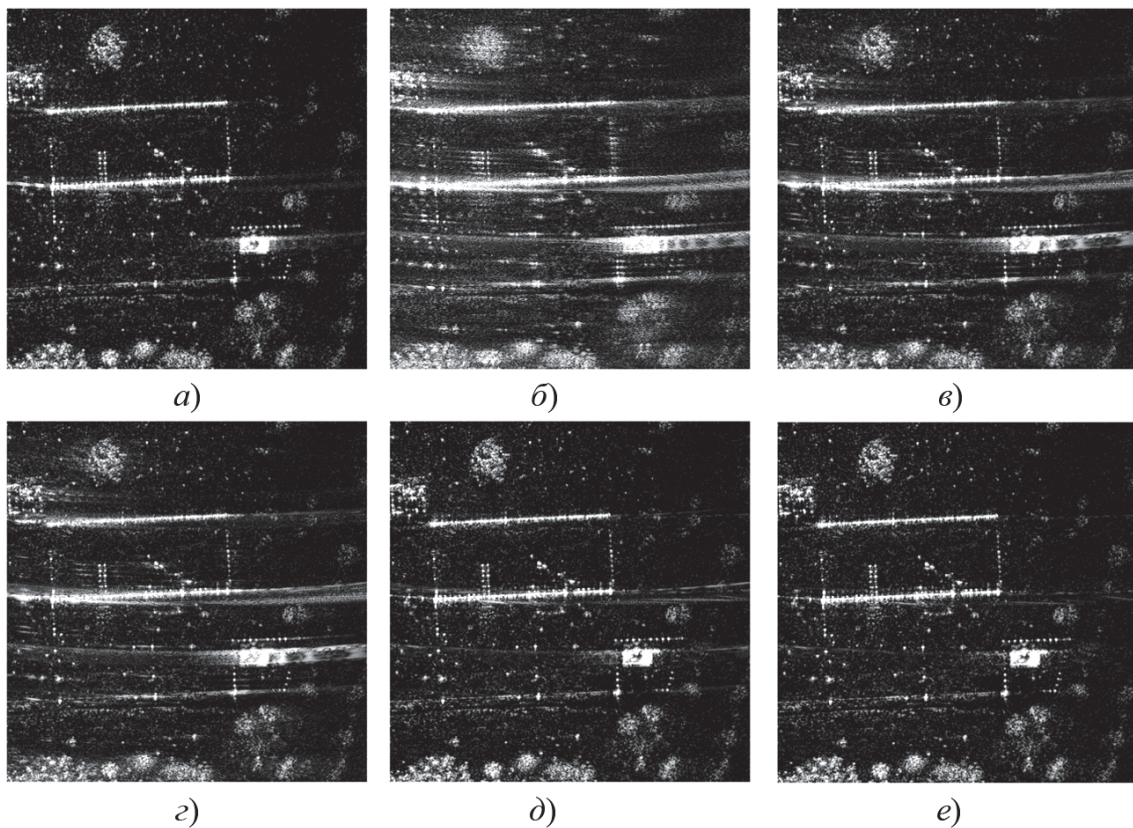
Практически линейный характер зависимости  $\Delta\varphi_{m,n}(k)$  позволяет снизить вычислительные затраты на интегрирование (3.33) при использовании аппроксимации

$$\Delta\varphi'_{m,n}(k) = k\Delta\varphi_{\text{max}}/N_k + \Delta\varphi_{m,n}(0), \quad (3.34)$$

где  $\Delta\varphi_{\text{max}} = \Delta\varphi_{m,n}(N_k) - \Delta\varphi_{m,n}(0)$ .

Эффект от наличия нескомпенсированного линейного фазового набега  $\Delta\varphi_{m,n}(k)$ , или, иначе, от наличия дополнительного частотного сдвига траекторного сигнала  $\Delta f_{\text{дсм}} = \Delta\varphi_{\text{max}} / (2\pi T_c)$ , состоит в смещении отметки ТО по координате путевой дальности на величину  $\Delta y_{\text{см}} \approx \Delta f_{\text{дсм}} x_0 \lambda / (2V_H)$  [51]. Так, например, при  $\Delta\varphi_{\text{max}} = 0,5$  рад и  $T_c = 2$  с значение  $\Delta f_{\text{дсм}}$  составляет около 0,04 Гц, т.е. при данных условиях съемки его величина на порядок меньше разрешающей способности по доплеровской частоте  $\delta f_d = 1/T_c = 0,5$  Гц.

На рис. 3.16 приведены фрагменты РЛИ дачного поселка (51,784420°N; 39,189338°E), сформированного по результатам обработки сигнала, зарегистрированного РСА с непрерывным излучением С-диапазона с борта беспилотного летательного аппарата «Мерлин-21Б» (см. приложение 1) [34].



**Рисунок 3.16**

Радиолокационные изображения, сформированные РСА с непрерывным излучением С-диапазона: *a* – с коррекцией ошибки фазы при  $K_{\text{чи}} = 1$ ; *б* – без коррекции ошибки фазы при  $K_{\text{чи}} = 1$ ; *в* –  $K_{\text{чи}} = 2$ ; *г* –  $K_{\text{чи}} = 4$ ; *д* –  $K_{\text{чи}} = 8$ ; *е* –  $K_{\text{чи}} = 16$

**Таблица 3.4**Время формирования РЛИ при различных  $K_{\text{чи}}$  и размерах facets

|                      |                     | Размер facets $\Delta x, \Delta y$ , м |     |      |      |     |      |
|----------------------|---------------------|--|-----|------|------|-----|------|
|                      |                     | 5,0                                    | 3,0 | 2,0  | 1,0  | 0,5 | 0,25 |
| $t_{\text{вып}}$ , с | $K_{\text{чи}} = 1$ | 2,0                                    | 4,5 | 8    | 30,8 | 120 | 454  |
|                      | $K_{\text{чи}} = 2$ | 3,0                                    | 6,1 | 12,8 | 39,6 | 127 | 472  |
|                      | $K_{\text{чи}} = 4$ | 4,5                                    | 7,2 | 13,5 | 47,4 | 146 | 532  |

Нетрудно заметить, что визуальное качество РЛИ, сформированного алгоритмом ВРА без коррекции ошибки фазы, сопоставимое с качеством РЛИ, сформированного модифицированной версией алгоритма, достигается лишь при восьмикратной частотной интерполяции дальностного портрета.

В табл. 3.4 представлены временные затраты на формирование РЛИ в РСА С-диапазона для различных значений  $K_{\text{чи}}$  и размеров facets. Размеры facets по горизонтальной и путевой дальности принимались одинаковыми, параметры сигнала РЛС характеризовались значениями  $f_0 = 5,25$  ГГц,  $\Delta f_c = 300$  МГц,  $T_m = 2,1$  мс,  $T_c = 2$  с, размеры зоны обзора составляли  $L_x = 5000$  м и  $L_y = 400$  м. Формирование РЛИ осуществлялось программой, написанной на языке С++ с применением библиотек OpenMP и Intel IPP (процессор Intel Core-i7-3770 3,4 ГГц, 4 ядра).

Анализ табл. 3.4 показывает, что одновременное увеличение размера facets РЛИ по координатам путевой и поперечной дальности приводит к практически квадратичному увеличению времени формирования РЛИ. Аналогичная зависимость наблюдается при увеличении размеров формируемого РЛИ по обеим координатам.

Применение модифицированного алгоритма ВРА в реальных условиях позволяет существенно снизить объем памяти (в восемь и более раз) вычислительного устройства за счет снижения коэффициента частотной интерполяции двумерного дальностного портрета и повысить скорость формирования РЛИ.

В основном это достигается благодаря тому, что при расчете опорной функции учитываются особенности функции фазовой

модуляции траекторного сигнала, обусловленные дискретным характером его представления в памяти.

При использовании в качестве зондирующего непрерывного ЛЧМ-сигнала включение в процесс обработки дополнительного этапа компенсации частотного сдвига траекторного сигнала, обусловленного перемещением носителя в течение отдельного зондирования, позволяет устранить ошибку смещения РЛИ по координате путевой дальности.

### ***3.1.7. Сравнительная характеристика качества радиолокационных изображений, сформированных с использованием различных алгоритмов синтеза***

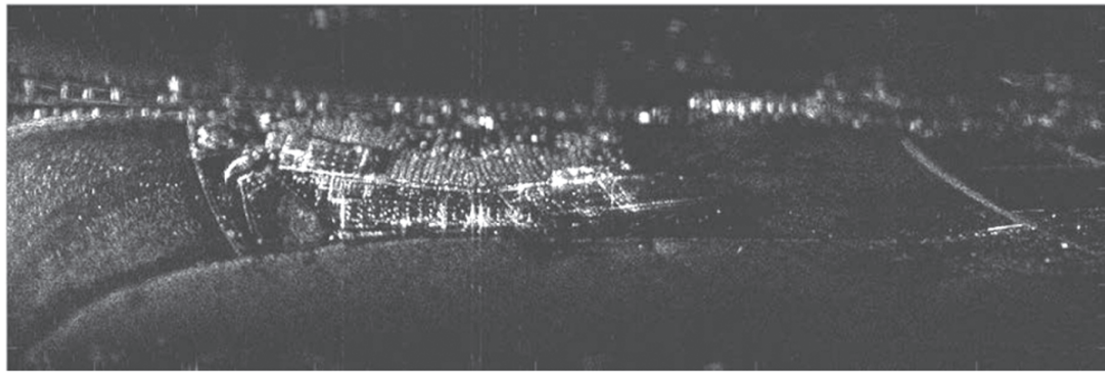
Для наглядной демонстрации качества работы алгоритмов рассмотрим РЛИ торгового комплекса с автомобильной стоянкой (51,785238°N; 39,201523°E), сформированные по результатам обработки одного и того же сигнала с использованием MATLAB (ЭВМ Core i7-3770, 3,4 ГГц, 4 ядра). Съемка осуществлялась с использованием РСА НИ L-диапазона с борта беспилотного летательного аппарата «Мерлин-21Б» (см. прил. 1) [33]. Вид полученных РЛИ представлен на рис. 3.17.

#### ***Время формирования РЛИ различными алгоритмами***

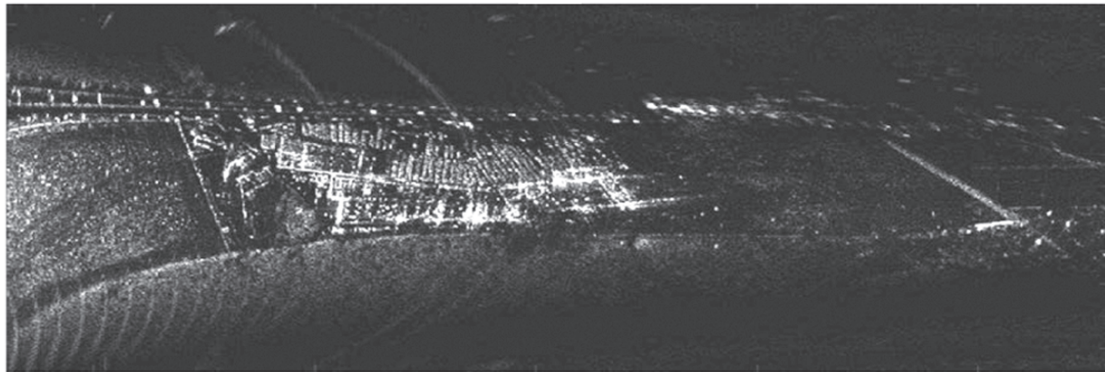
| <i>Алгоритм</i> ..... | <i>Время, с</i> |
|-----------------------|-----------------|
| ГА.....               | 10,5            |
| RDA.....              | 30,4            |
| FSA.....              | 24,1            |
| BP .....              | 245             |

#### ***Характеристики сигнала и условий съемки***

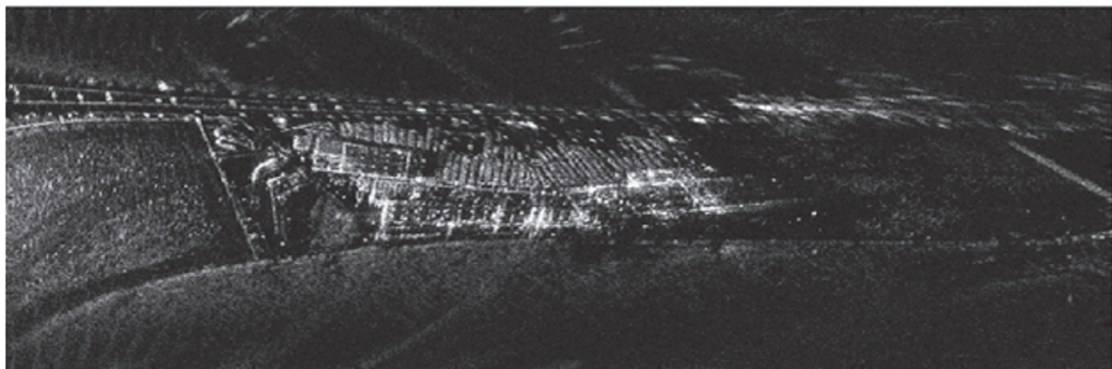
|  |           |
|--|-----------|
| Ширина спектра сигнала $\Delta f_c$ , МГц .....      | 180       |
| Период модуляции $T_m$ , мс.....                     | 1,7       |
| Частота дискретизации АЦП $F_s$ , МГц.....           | 12        |
| Скорость полета $V_n$ , км/ч.....                    | 182       |
| Высота полета $h_n$ , м .....                        | 190       |
| Размеры кадра РЛИ $L_x \times L_y$ , м.....          | 2500×1500 |
| Удаление ближней границы кадра $x_6$ , м.....        | 300       |
| Длительность интервала синтезирования $T_c$ , с..... | 2         |



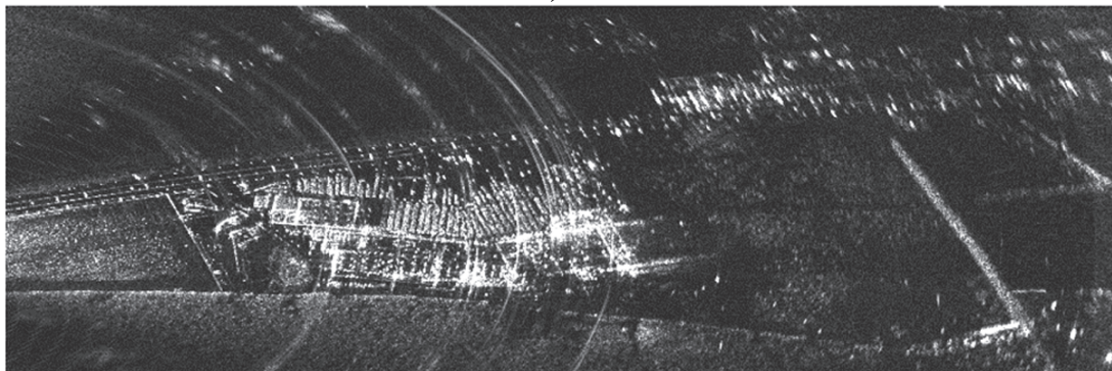
а)



б)



в)



г)

**Рисунок 3.17**

Радиолокационные изображения РСА НИ L-диапазона, сформированные алгоритмами: а – ГА,  $K_{\text{чи}} = 2$ ; б – RDA,  $K_{\text{чи}} = 2$ ; в – FSA; г – модифицированный ВРА,  $K_{\text{чи}} = 4$

Для уменьшения уровня боковых лепестков во всех алгоритмах формирование РЛИ осуществлялось с применением процедуры взвешивания по дальности и азимуту с окном Хэмминга. Следует отметить, что реализация алгоритмов на языке высокого уровня с использованием современных подходов к оптимизации программного кода и технологий параллельных вычислений может обеспечить снижение времени формирования РЛИ на порядок и более [138].

Анализ изображений, представленных на рис. 3.17, и данных времени формирования РЛИ различными алгоритмами, демонстрирует значительный разброс показателей скорости и качества работы рассмотренных алгоритмов. Так, наиболее быстрым является алгоритм ГА, однако в то же время он характеризуется наихудшим качеством выходных РЛИ (рис. 3.17,а), что проявляется в низком разрешении по путевой дальности, а также в значительной расфокусировке при удалении от центра кадра.

Высокая скорость работы алгоритма делает целесообразным его использование для предварительного синтеза РЛИ на этапе поиска интересующего района, детальное изображение которого может быть получено с использованием более точных алгоритмов.

Изображения, сформированные алгоритмами RDA и FSA (рис. 3.17,б,в), сопоставимы по качеству, однако при использовании алгоритма FSA они характеризуются меньшим интегральным уровнем боковых лепестков, что обусловлено более высокой точностью применяемой в его случае процедуры коррекции миграции отражателей.

При использовании алгоритмов ГА, RDA и FSA изображения формируются в координатах наклонная дальность – доплеровская частота, что ухудшает их визуальное восприятие и усложняет последующее дешифрирование. Преобразование РЛИ в систему координат поперечная дальность – путевая дальность требует выполнения над ними операции двумерной нелинейной геометрической трансформации, которая, сама по себе, является довольно ресурсоемкой.

Наилучшим качеством фокусировки и, как следствие, более высоким отношением сигнал/шум в целом, характеризуется РЛИ,

сформированное алгоритмом ВРА (рис. 3.17,з). Визуально более высокий уровень боковых лепестков отметок ярких отражателей на рис. 3.17,з (по сравнению с рис. 3.17,а–в) обусловлен более выраженным «усечением» их максимумов при восьмибитной нормировке изображения, порог ограничения при которой выбирался исходя из среднего уровня его отсчетов в пределах всего кадра и практически не зависевшего от типа применяемого алгоритма.

Кроме того, в случае алгоритма ВРА изображение сразу формируется в координатах поперечная дальность – путевая дальность, что позволяет избежать его дополнительную геометрическую трансформацию. Несмотря на значительно большее время выполнения, такой алгоритм может быть использован для получения детальных изображений небольших районов съемки после предварительного формирования обзорных РЛИ с использованием более быстрых алгоритмов.

### Сравнительная характеристика алгоритмов формирования РЛИ

#### *Алгоритм ГА*

*Достоинства:* наименее требователен к вычислительным ресурсам и является наиболее производительным.

*Недостатки:* применяется при формировании РЛИ с разрешением в единицы метров или хуже. Приемлемое качество РЛИ обеспечивается в узком секторе. Изображения формируются в координатах путевая дальность – доплеровская частота, вследствие чего требуется их дополнительная геометрическая коррекция.

#### *Алгоритм RDA*

*Достоинства:* обеспечивает формирование РЛИ в условиях выраженной миграции отражателей по дальности. Обеспечивает более высокую детальность формируемых РЛИ по сравнению с алгоритмом ГА.

*Недостатки:* более сложная реализация по сравнению с алгоритмами ГА и ВРА. Приемлемое качество РЛИ обеспечивается в узком секторе. Изображения формируются в координатах путевая дальность – доплеровская частота, вследствие чего требуется их дополнительная геометрическая коррекция.

### ***Алгоритм FSA***

*Достоинства:* характеризуется более низким ИУБЛ формируемых РЛИ по сравнению с алгоритмом RDA за счет более точной процедуры коррекции миграции.

*Недостатки:* более сложная реализация по сравнению с алгоритмами ГА и ВРА. Приемлемое качество РЛИ обеспечивается в узком секторе. Изображения формируются в координатах путевая дальность – доплеровская частота, вследствие чего требуется их дополнительная геометрическая коррекция.

### ***Алгоритм ВРА***

*Достоинства:* наиболее точный алгоритм, обеспечивающий наилучшее качество формируемых РЛИ. Применяется в условиях, когда траектория движения носителя существенно отличается от прямой, а также в условиях широких диаграмм направленности и при больших углах визирования. Изображения формируются в координатах путевая дальность – поперечная дальность, вследствие чего не требуют последующей геометрической коррекции.

*Недостатки:* большие вычислительные затраты по сравнению с алгоритмами ГА, RDA и FSA.

### ***Модифицированный алгоритм ВРА***

*Достоинства:* те же, что и у алгоритма ВРА, однако является менее требовательным к объему оперативной памяти.

*Недостатки:* большие вычислительные затраты по сравнению с алгоритмами ГА, RDA и FSA.

Достигнутая производительность малогабаритных вычислительных систем позволяет с уверенностью утверждать, что алгоритм ВРА будет стандартом де-факто при формировании РЛИ в реальном масштабе времени, в том числе и на борту БЛА.

## ***3.1.8. Формирование радиолокационных изображений в режиме полосовой съемки***

Для наблюдения за протяженными районами, в том числе в реальном масштабе времени, применяются режимы полосовой съемки. В зависимости от требуемого качества формируемых РЛИ и располагаемых вычислительных ресурсов в их основу мо-

гут быть положены операции, используемые в алгоритмах простой свертки, ГА, RDA или ВРА.

Работа алгоритма формирования РЛИ в полосовом режиме носит циклический характер, причем каждый  $n$ -й цикл включает последовательное выполнение следующих этапов.

**Этап 1.** Оцифрованный траекторный сигнал (2.24) запоминается в виде блока (по аналогии с рис. 3.1), представляющего собой матрицу комплексных отсчетов  $\dot{\mathbf{B}}$ , число строк которой составляет  $N_s = F_s T_m$ , а число столбцов –  $N_B = \Delta y / (V_H T_m)$ . Шаг выходного РЛИ  $\Delta y$  по координате путевой дальности определяется из условия  $\Delta y \leq \delta \ell$ .

Продолжительность интервала  $T_c$  выбирается исходя из времени нахождения точечного отражателя в элементе разрешения по наклонной дальности  $\delta r$ :

$$T_c \leq \frac{2\sqrt{h_H \delta r + \delta r^2}}{V_H}. \quad (3.35)$$

Над каждым  $m$ -м столбцом матрицы  $\dot{\mathbf{B}}$  выполняется операция одномерного ДПФ, результатом которой является сжатие сигналов, зарегистрированных в течение отдельных зондирований, по координате наклонной дальности

$$\dot{\mathbf{B}}_{\text{сж}} = \mathcal{F} \{ \dot{\mathbf{B}} \}. \quad (3.36)$$

**Этап 2.** Осуществляется поблочное заполнение матрицы  $\dot{\mathbf{S}}_{\text{сж}}$ , число строк в которой составляет  $N_s$ , а общее число столбцов определяется числом зондирований в течение интервала когерентного накопления и составляет  $N_k$ . Для этого все строки матрицы  $\dot{\mathbf{S}}_{\text{сж}}$  сдвигаются влево на  $N_B$  отсчетов, а освободившиеся элементы заполняются элементами матрицы  $\dot{\mathbf{B}}_{\text{сж}}$ :

$$\dot{S}_{\text{сж},i,k} = \dot{S}_{\text{сж},i,k+N_B} \quad (3.37)$$

$$\dot{S}_{\text{сж},i,N_k-N_B+m} = \dot{B}_{\text{сж},i,m}, \quad (3.38)$$

где  $i = \overline{0, N_s - 1}$ ,  $k = \overline{0, N_k - N_B - 1}$ ,  $m = \overline{0, N_B - 1}$ .

**Этап 3.** Выполняется процедура фокусировки путем поэлементного умножения отсчетов матрицы  $\dot{S}_{сж}$  на соответствующие отсчеты матрицы опорных сигналов  $\dot{S}_{оп}$ :

$$\dot{S}_{\phi_{i,k}} = \dot{S}_{сж_{i,k}} \dot{S}_{оп_{i,k}}. \quad (3.39)$$

Элементы матрицы  $\dot{S}_{оп}$  задаются выражением

$$\dot{S}_{i,k} = \exp\left(-j \frac{2\pi f_0 T_M^2 V_H^2}{R_i c} (k - N_k/2)^2\right); R_i = iR_{max}/N_s.$$

**Этап 4.** Формируется  $n$ -й столбец выходного полосового РЛИ как

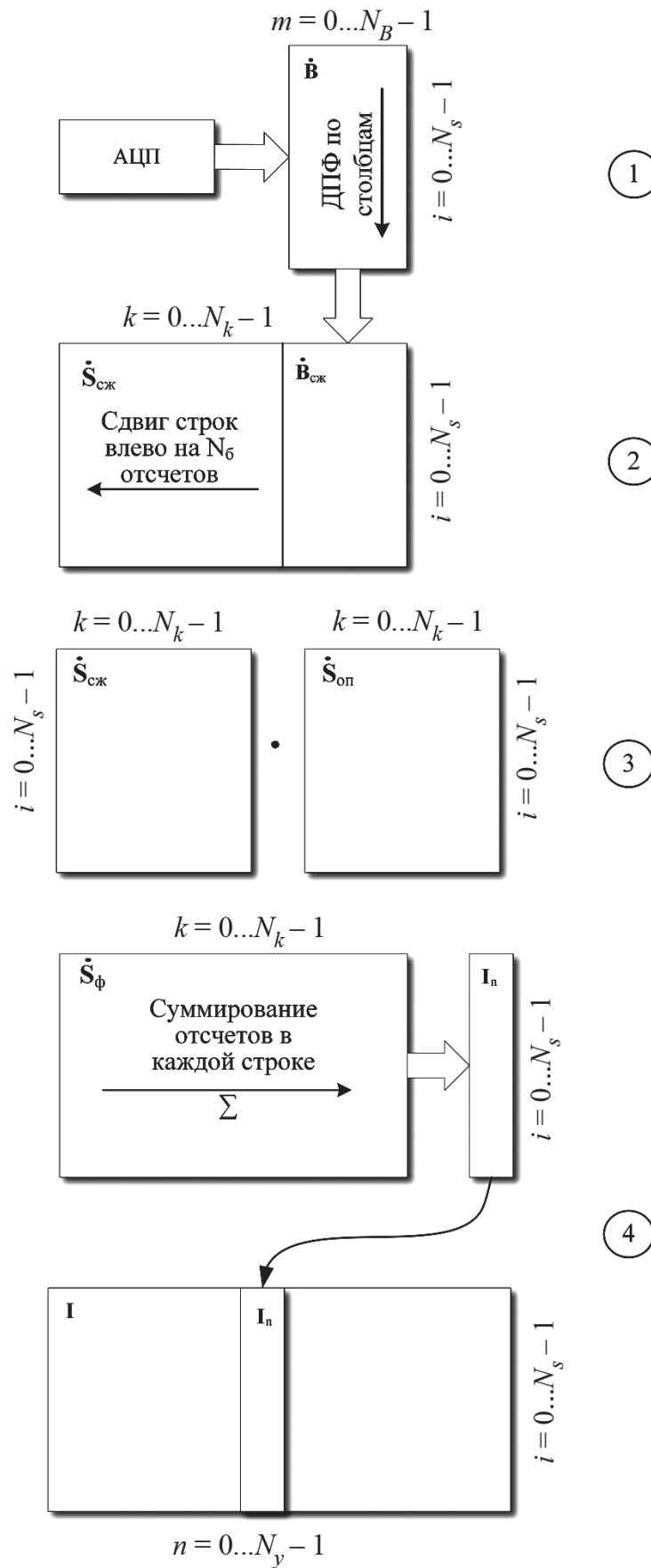
$$I_{i,n} = \left| \sum_{k=0}^{N_k-1} \dot{S}_{\phi_{i,k}} \right|. \quad (3.40)$$

Общее число циклов  $N_y = \text{int}\left[L_y/\Delta y\right]$  (число столбцов матрицы  $\mathbf{I}$ ) определяется протяженностью полосового РЛИ  $L_y$  и заданным шагом  $\Delta y$ .

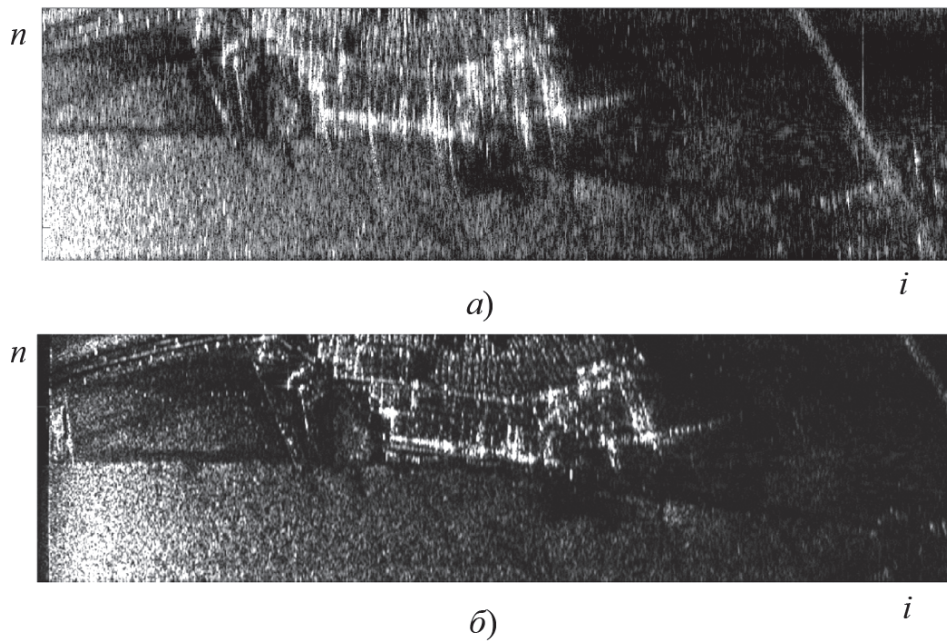
Выходное РЛИ формируется в координатах наклонная дальность – путевая дальность. Схема, иллюстрирующая последовательность выполнения перечисленных этапов, представлена на рис. 3.18.

Для уменьшения вычислительных затрат этап фокусировки может быть исключен, при этом качество сформированного РЛИ ухудшается. Примеры РЛИ, представляющих собой визуализацию матрицы  $\mathbf{I}$  и сформированных описанным алгоритмом, представлены на рис. 3.19. Изображение на рис. 3.19,*a* сформировано без этапа фокусировки. Условия съемки и характеристики радиолокатора соответствуют данным, представленным на с. 100.

Улучшение качества формируемых РЛИ может быть достигнуто за счет включения в алгоритм дополнительных этапов. Так, например, включение процедуры коррекции миграции (аналогично процедуре, применяемой в алгоритме RDA) перед третьим этапом позволит улучшить детальность РЛИ по координате путевой дальности.



**Рисунок 3.18**  
Алгоритм формирования полосового РЛИ



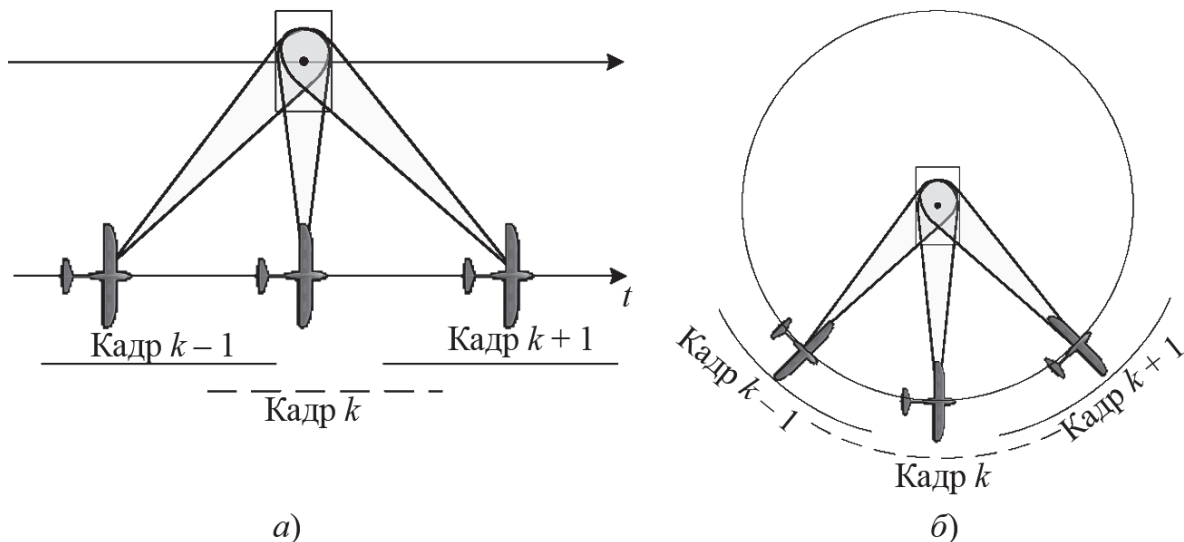
**Рисунок 3.19**

Радиолокационные изображения РСА с непрерывным излучением L-диапазона, сформированные алгоритмами: *a* – без этапа фокусировки; *б* – с этапом фокусировки ( $N_k = 512$ ,  $N_\sigma = 10$ ,  $N_y = 900$ ,  $\Delta y = 0,85$  м)

Наиболее качественное РЛИ может быть получено, если перед этапом фокусировки осуществлять выборку отсчетов из дальностного портрета аналогично тому, как это делается в алгоритме ВРА. Однако это влечет к значительному увеличению вычислительных затрат.

### ***3.1.9. Формирование видеорадиолокационных изображений***

При формировании видеорадиолокационных изображений полет носителя РСА может осуществляться прямолинейно или по окружности, в центре которой находится объект съемки (рис. 3.20). Исходя из вида траектории движения носителя, располагаемых вычислительных ресурсов, требуемого качества и ограничений на время формирования отдельных кадров видеоряда, на практике находят применение алгоритмы ГА, RDA, FSA, ВРА, PolarFormat и др. При этом, например, в качестве основных алгоритмов в РСА Lynx, miniSAR и imSAR применяются алгоритмы PolarFormat [97] и ВРА [93].

**Рисунок 3.20**

Траектория полета носителя при формировании кадров видеоряда:  
*a* – с использованием алгоритмов ГА, RDA, ВРА; *б* – с использованием алгоритма PolarFormat

Независимо от типа применяемого алгоритма, в основе процесса формирования видеоряда лежит последовательное формирование отдельных кадров РЛИ с заданным шагом временного смещения [43, 65, 68]. При выборе временного шага обычно учитывается необходимость некоторого взаимного перекрытия формируемых кадров, определяемого коэффициентом  $\alpha_{\Pi} \in [0, 1]$ .

Исходя из требуемой частоты смены кадров формируемого видеоряда  $F_k$ , смещение по времени между кадрами должно иметь значение, не превышающее  $\Delta T_k = 1/F_k$ . В этом случае обеспечивается перекрытие кадров с коэффициентом

$$\alpha_{\Pi} = \Delta T_k / T_c. \quad (3.41)$$

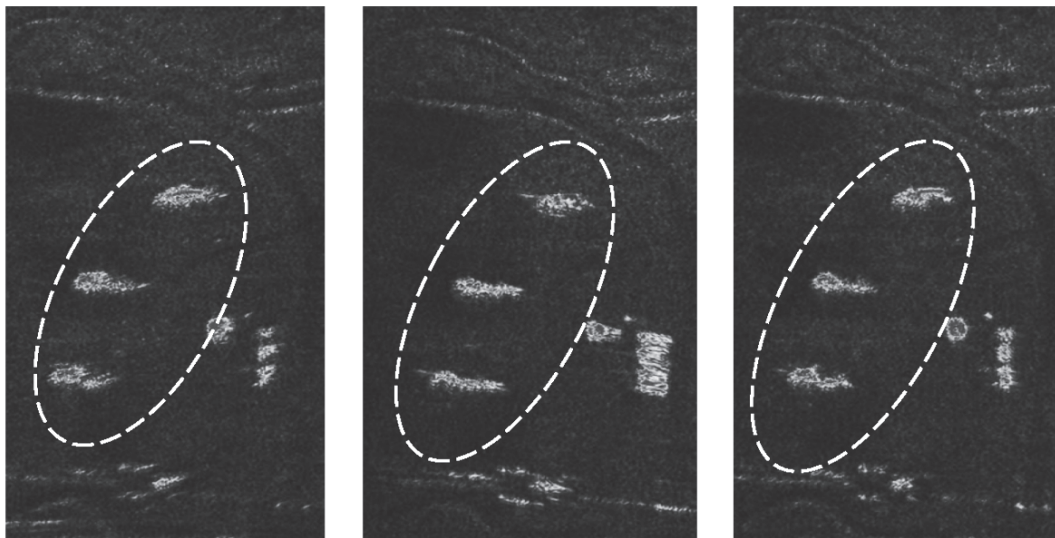
Характерной особенностью малогабаритных РСА является довольно большая ширина ДН антенн в азимутальной плоскости, составляющая, как правило, не менее  $10 \dots 15^\circ$ . В случае формирования видеоряда это дает некоторое преимущество, состоящее в том, что объекты могут находиться в ее главном лепестке достаточно продолжительное время без необходимости управления его положением механическим или электронным

способом. Значит, в случае малогабаритных РСА реализация режима видеосъемки не требует усложнения их конструкции и позволяет избежать сопутствующего ухудшения массогабаритных показателей.

На рис. 3.21 и 3.22 представлены кадры видеоряда, сформированные РСА С- и Х-диапазонов (см. прил. 1).

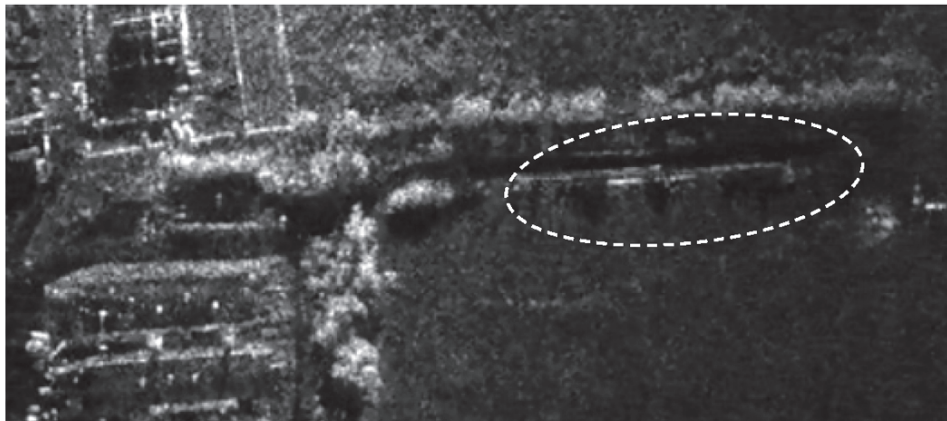
Следует отметить, что в ходе формирования видеоряда могут применяться дополнительные операции. Так, применение методов некогерентного суммирования отдельных кадров может обеспечить значительное уменьшение спекл-шума на результирующих РЛИ [92].

Анализ рис. 3.21 и 3.22 показывает, что сформированное видео-РЛИ позволяет выявлять дополнительные дешифровочные признаки объектов, малозаметные на статичных кадрах.

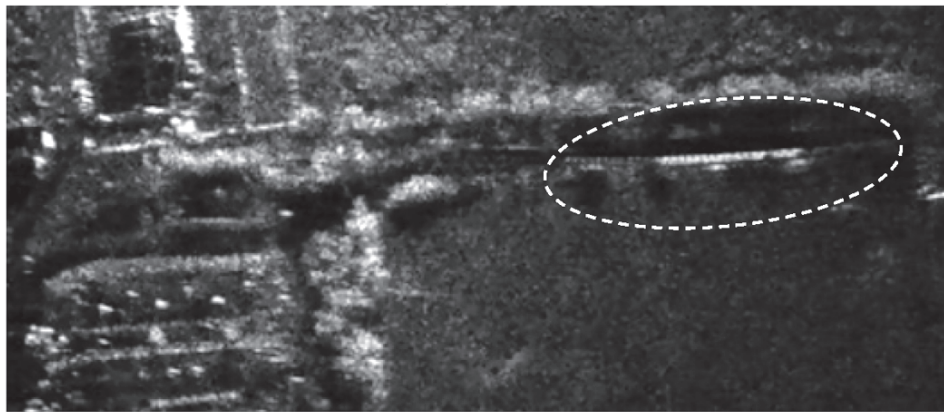


► **Рисунок 3.21**

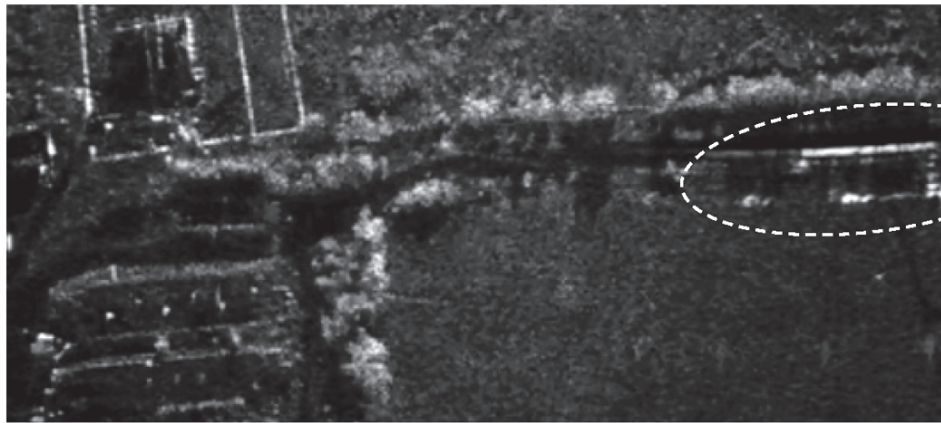
Изменения РЛИ трех вертолетов Ми-8 (выделено овалом) на трех кадрах видеоряда, сформированных РСА С-диапазона БЛА «Мерлин-21Б» модифицированным алгоритмом ВР, через 0,6 с и 1,6 с относительно первого кадра



а)



б)



в)

**Рисунок 3.22**

Изменения РЛИ линии электропередачи (выделено овалом) на трех кадрах видеоряда, сформированных РСА X-диапазона БЛА «Мерлин-21Б» модифицированным алгоритмом ВРА:  $a - t = 0$  м;  $b - t = 1$  с;  $c - t = 2$  с

## **3.2. Способы оценки координат и параметров полета носителя малогабаритной РЛС, функционирующей в режиме синтезирования апертуры антенны**

### ***3.2.1. Определение высоты полета по альтиметровым отражениям***

Обязательным условием формирования качественных РЛИ в системе координат поперечная дальность – путевая дальность является наличие точных сведений о высоте полета носителя РСА в течение интервала синтезирования ((2.22), (3.24)).

Оценка собственной высоты полета с требуемой точностью 10...15 м может формироваться на основе данных как внешних радионавигационных систем (GPS, ГЛОНАСС и др.), так и бортовых радиовысотомеров.

Корректное использование внешней навигационной информации требует знания абсолютной высоты картографируемой поверхности над уровнем моря, а размещение дополнительной аппаратуры (антенной системы и приемопередатчика радиовысотомера) на борту малоразмерных БЛА обычно является невозможным вследствие жестких ограничений по энергопотреблению и максимальной массе полезной нагрузки, которая, в большинстве случаев, не превышает единиц килограмм.

С другой стороны, эти же ограничения приводят к практической невозможности использования в составе РСА узконаправленной (по углу места) антенной системы, а также существенного снижения уровня ближних боковых лепестков ее диаграммы направленности, так как соответствующие технические решения обычно приводят к усложнению ее конструкции и дополнительному увеличению размеров и массы.

В результате уровень альтиметровых (надирных) отражений, принимаемых РСА, является достаточно высоким и сопоставимым с уровнем эхосигнала картографируемого участка местности. Несмотря на то, что их наличие обычно считается негативным фактором [14], в данном случае альтиметровые отражения

могут использоваться для проведения оценки высоты полета носителя без использования дополнительного бортового радиовысотомера [61].

Положение всплеска альтиметровых отражений может быть оценено, например, с использованием алгоритма CFAR (Constant false alarm rate) [90]. В случае, когда их амплитуда недостаточно высока и имеются дополнительные всплески, обусловленные наличием местных предметов и нелинейностями АЧХ приемного тракта, целесообразно использовать подход, основанный на корреляционной обработке усредненного по нескольким зондированиям дальностного портрета:

$$K(h) = \sum_{i=0}^{N_s} \mathcal{F} \left\{ S_{\Sigma}(t_{M_i}) \right\} A_{\Sigma i}(h), \quad (3.42)$$

где  $A_{\Sigma i}(h) = H_i \sqrt{P_{\Sigma i}(h)}$  – отсчеты эталонного дальностного портрета;  $P_{\Sigma i}(h)$  – вычисляется с использованием выражения (2.34) для различной высоты полета носителя  $h$ ;  $H_i$  – амплитудно-частотная характеристика приемного устройства на частоте  $f_{p_i} = i/T_M$ ,  $i = \overline{0, F_s/2 - 1}$ .

Оценке высоты соответствует значение  $\hat{h}$ , при котором выполняется условие

$$\hat{h} = \arg \max_h K(h). \quad (3.43)$$

Из (2.34) и (3.42) следует, что вид огибающей спектра разностных частот помимо высоты полета носителя РЛС (определяющей характер изменения  $\alpha_i$ ) также определяется формой угломестной ДН  $G(\alpha_i)$  и частотной характеристикой приемного устройства  $H_i$ .

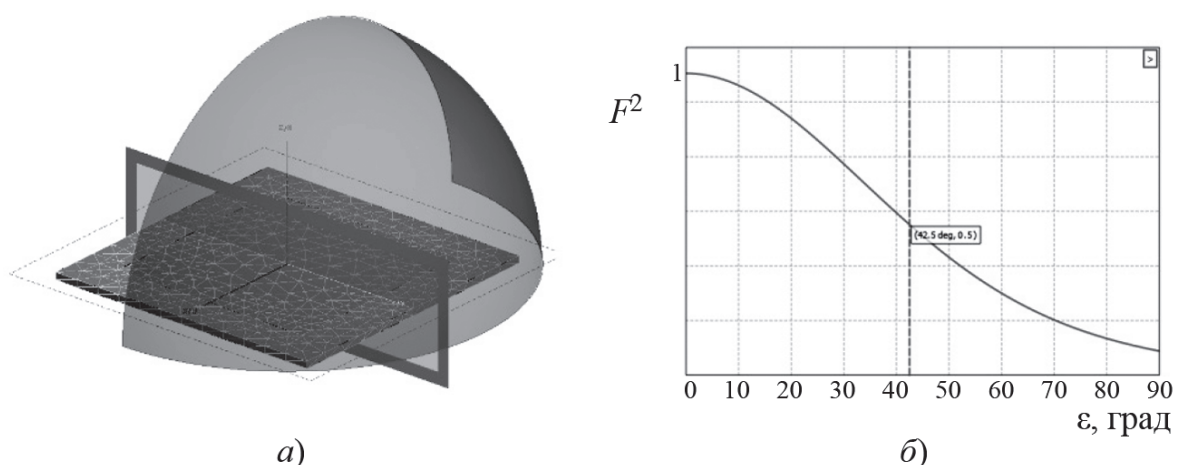
Анализ характера влияния зависимостей  $G(\alpha_i)$  и  $H_i$  на вид дальностного портрета зоны обзора проведем на примере РСА L-диапазона БЛА «Мерлин-21Б» (рис. 3.23).



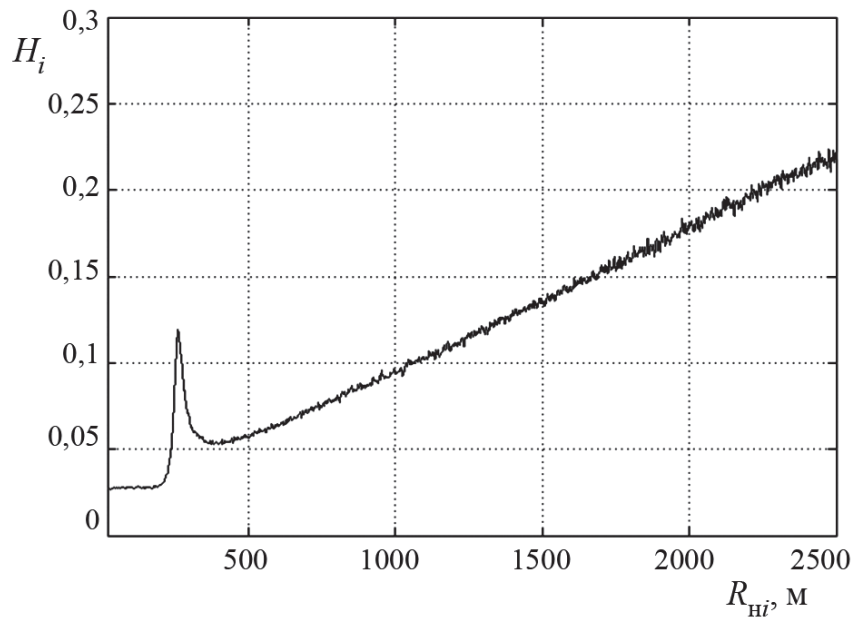
► **Рисунок 3.23**  
БЛА «Мерлин-21Б» с установленной РЛС L-диапазона

Антенная система РСА представляет собой идентичные приемную и передающие планарные антенные решетки, каждая из которых включает два элемента размером  $88 \times 88$  мм, разнесенных в азимутальной плоскости.

Модель элемента и результат расчета его угломестной диаграммы направленности в САПР СВЧ-устройств FEKO 7.0 на частоте 1,25 ГГц показан на рис. 3.24.



**Рисунок 3.24**  
Модель элемента антенной системы (а) и его угломестная диаграмма направленности (б)

**Рисунок 3.25**

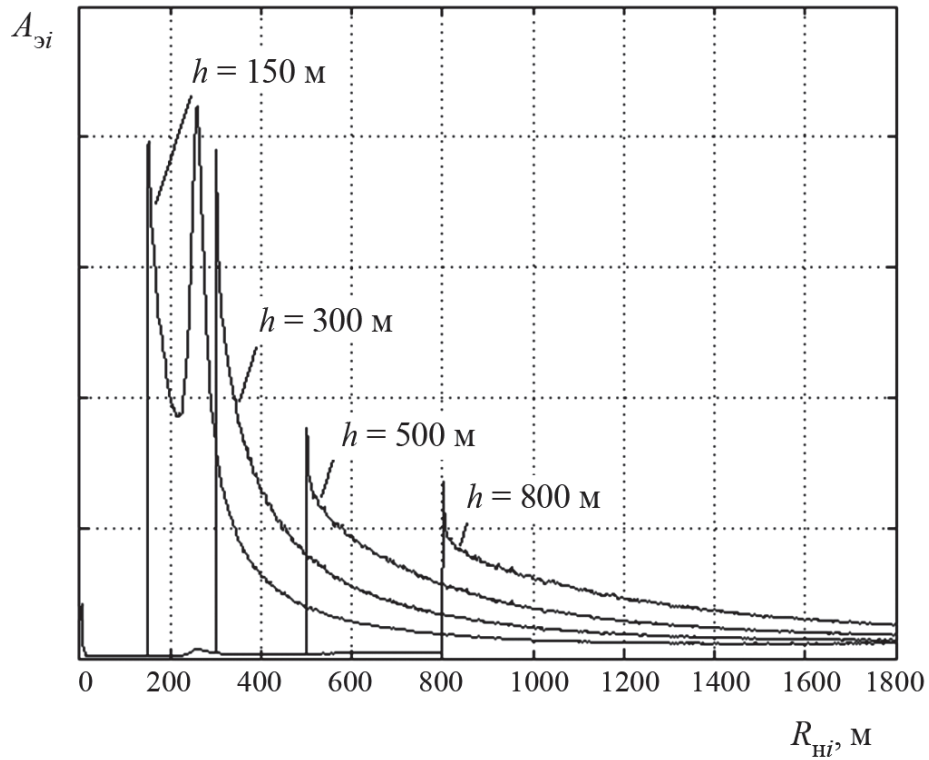
Амплитудно-частотная характеристика приемного устройства РСА

Вид амплитудно-частотной характеристики приемного устройства РСА с учетом наличия корректирующей цепи, описанной в §4.8, показан на рис. 3.25, при этом ось абсцисс проградуирована в значениях наклонной дальности, однозначно связанных с разностной частотой  $f_i = 2\mu R_{ни}/c$ .

Область режекции в полосе разностных частот, соответствующей диапазону наклонных дальностей 0...200 м, обеспечивает подавление сигналов передатчика, просачивающихся на вход приемного устройства вследствие неидеальной развязки приемной и передающей антенн. Нарастание амплитудно-частотной характеристики обеспечивает выравнивание уровня эхосигналов в пределах зоны обзора по наклонной дальности.

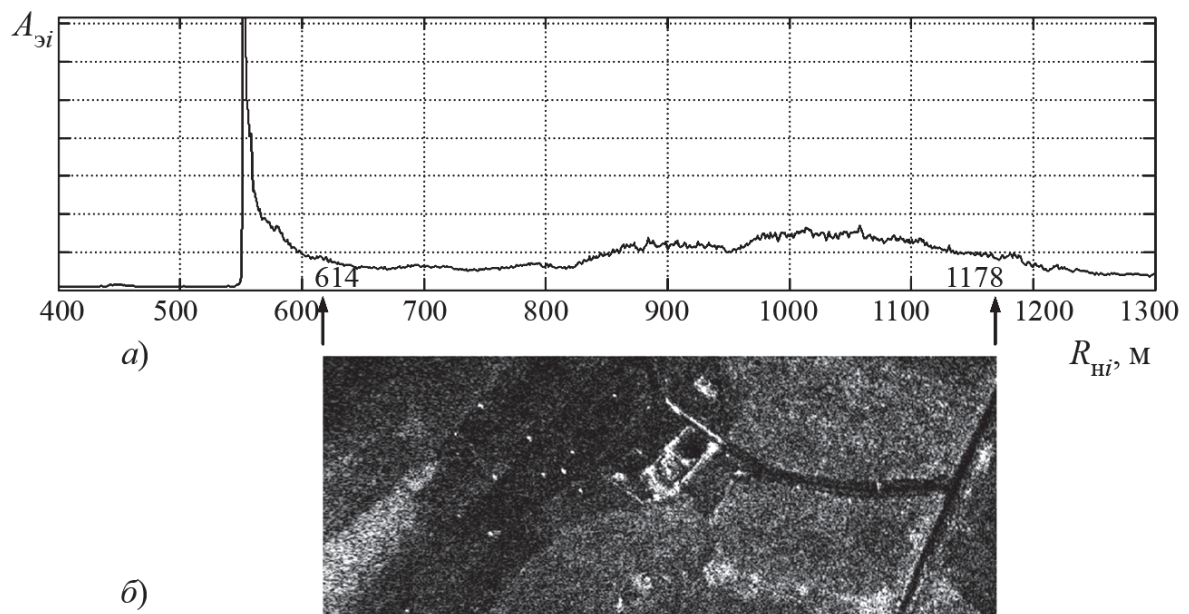
Вид эталонных дальностных портретов, рассчитанных с учетом конструктивных особенностей РСА (зависимостей на рис. 3.24,б и 3.25), показан на рис. 3.26. Вид дальностного портрета поверхности и ее радиолокационное изображение, сформированные по реальному эхосигналу, зарегистрированному РСА БЛА «Мерлин-21Б», показаны на рис. 3.27.

Результат работы предложенного алгоритма иллюстрирует зависимость коэффициента корреляции (3.42) от высоты полета БЛА (рис. 3.28,а). Зависимость характеризуется наличием выраженного пика при  $h = 550$  м. Вид соответствующего эталонного дальностного портрета приведен на рис. 3.28,б.



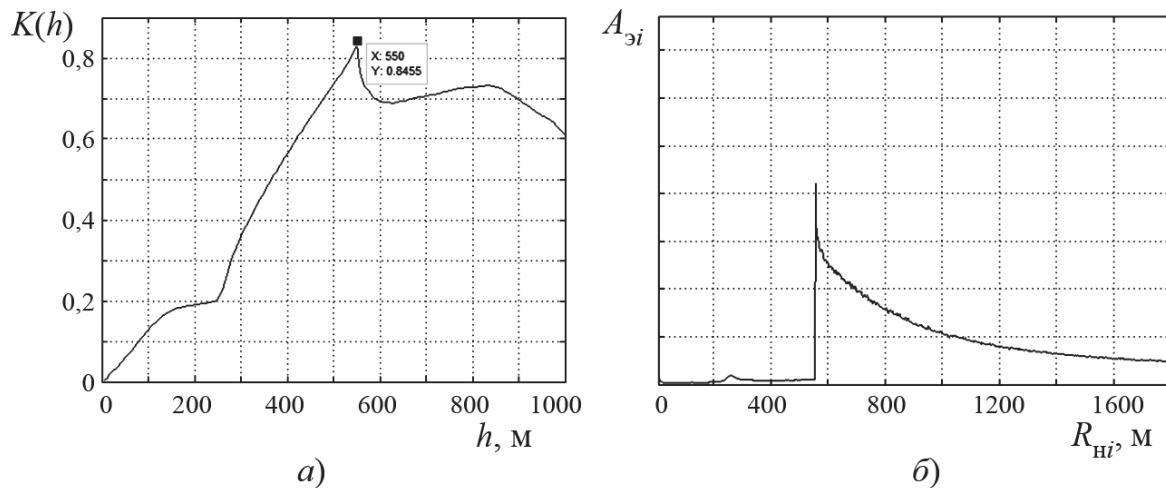
**Рисунок 3.26**

Вид эталонных дальностных портретов при различной высоте полета носителя РСА



**Рисунок 3.27**

Дальностный портрет (а) и радиолокационное изображение (б), сформированные по эхосигналу РЛС БЛА «Мерлин-21Б»

**Рисунок 3.28**

Результат работы алгоритма оценки высоты полета носителя РСА

Отличия эталонного (рис. 3.28,б) и реального дальностных портретов (рис. 3.27) в основном обусловлены неоднородностью распределения отражающей способности картографируемой поверхности по координате наклонной дальности. Тем не менее, полученная оценка 550 м близко соответствует оценке, полученной с использованием GPS-приемника (765,1 м) при абсолютной высоте картографируемой поверхности 214 м.

Возможность извлечения информации о высоте полета носителя РСА из траекторного сигнала, подтвержденная описанным экспериментом, позволяет избежать необходимость размещения дополнительной аппаратуры (радиовысотомера) на борту БЛА.

### ***3.2.2. Формирование детального профиля рельефа местности в РЛС высокого разрешения***

Среди существующих решений задачи автономной навигации БЛА особый интерес вызывают те из них, которые основаны на сопоставлении оцененного с помощью радиовысотомера профиля высоты полета с цифровой картой местности, записанной в бортовое запоминающее устройство БЛА [46]. В первую очередь, этот интерес обусловлен возможностью получения высокоточных оценок координат БЛА в широком диапазоне высоты полета независимо от состояния естественной освещенности поверхности и метеоусловий на участке коррекции.

Как правило, в силу массогабаритных ограничений антенны радиовысотометров, устанавливаемых на БЛА, характеризуются небольшими размерами и, как следствие, широкими диаграммами направленности. Это приводит к тому, что формирование оценки профиля с протяженностью, достаточной для сопоставления с цифровой картой местности, требует довольно продолжительного времени (от десятков секунд до единиц минут).

В то же время, использование малогабаритных широкополосных РЛС и высокопроизводительных вычислителей обеспечивает возможность улучшения разрешения радиовысотометров по угловым координатам за счет применения методов синтеза апертуры антенны. В сочетании с высокой разрешающей способностью по высоте это позволяет их рассматривать как средства формирования профиля рельефа местности с детальностью, обеспечивающей существенное повышение точности и оперативности определения собственных координат БЛА на основе сопоставления измеренных оценок высоты с цифровой картой местности [62].

В предлагаемой реализации алгоритма формирования детального профиля рельефа местности обработка эхосигналов поверхности основана на применении алгоритма полосовой съемки (см. п. 3.1.8). Антенная система РЛС при этом ориентируется в надир.

В процессе полета БЛА циклически осуществляется поблочное запоминание сигнала с последующим выполнением операций сжатия по дальности, фокусировки и формирования выходного изображения профиля рельефа местности в соответствии с операциями (3.36)–(3.40).

Скорость работы алгоритма (3.36)–(3.40) может быть существенно увеличена за счет снижения размерности матриц  $\dot{\mathbf{S}}_{\text{сж}}$  и  $\mathbf{I}$  путем копирования лишь тех строк матрицы  $\dot{\mathbf{V}}_{\text{сж}}$ , которые содержат альтиметровые отражения. Начальный  $i_{\text{н}}$  и конечный  $i_{\text{к}}$  номера этих строк могут определяться с помощью следующих соотношений:

$$i_{\text{н}} = \text{int} \left[ \bar{h} - \frac{\Delta h}{2} \right] \frac{N_s}{h_{\text{max}}}, \quad i_{\text{к}} = \text{int} \left[ \bar{h} + \frac{\Delta h}{2} \right] \frac{N_s}{h_{\text{max}}}, \quad (3.44)$$

где  $\bar{h}$  – средняя высота полета носителя;  $\Delta h$  – максимальный перепад высот на участке формирования профиля рельефа местности.

Алгоритм работы детектора, осуществляющего определение границы альтиметровых отражений, основан на сравнении статистики обнаружения с порогом, для расчета которых используются одномерные выборки отсчетов столбца матрицы  $\mathbf{I}$  в пределах двух смещенных друг относительно друга скользящих окон с одинаковыми апертурами, равными  $N_w$ . При этом между скользящими окнами устанавливается «защитное» окно размером  $N_g$ , по аналогии с тем, как это реализуется в детекторе CFAR [90]:

$$\hat{h}_{i,n} = \begin{cases} i\delta h, & l_{i,n} \geq l_{0i,n}, \\ 0, & l_{i,n} < l_{0i,n}, \end{cases} \quad (3.45)$$

где  $l_{i,n} = \sum_{u=i}^{i+N_w} I_{u,n}$  – статистика обнаружения;

$l_{0i,n} = \text{erf}^{-1} [2(1 - F_{\text{лт}}) - 1] \sqrt{2\sigma_{I_{i,n}}^2} + m_{I_{i,n}}$  – порог обнаружения по критерию Неймана–Пирсона, рассчитываемый исходя из гауссовской вероятностной модели отсчетов  $n$ -го столбца матрицы  $\mathbf{I}$  при заданной вероятности ложной тревоги  $F_{\text{лт}}$ ;

$$m_{I_{i,n}} = \frac{1}{N_w} \sum_{u=i-N_w-N_g}^{i-N_g} I_{u,n} \quad \text{и} \quad \sigma_{I_{i,n}}^2 = \frac{1}{N_w - 1} \sum_{u=i-N_w-N_g}^{i-N_g} (I_{u,n} - m_{I_{i,n}})^2$$

– оценки среднего значения и дисперсии отсчетов  $n$ -го столбца  $\mathbf{I}$  в пределах скользящего окна, формируемые для расчета порога обнаружения;  $\text{erf}^{-1}[x]$  – обратная функция ошибок;

$$i = \overline{N_w + N_g, N_s - N_w - 1}.$$

С целью снижения допустимого уровня ложной тревоги выполнению операции (3.45) может предшествовать операция фильтрации вида

$$I_{i,n} = \sum_{u=0}^{N_s-1} I_{u,n} A_{i-u}, \quad (3.46)$$

где  $A_i = \exp(-\alpha i)$  – весовые коэффициенты фильтра, рассчитываемые исходя из экспоненциальной модели альтиметровых отражений (см. §2.5);  $\alpha \in [0,1]$ .

Если в  $n$ -м столбце матрицы  $\hat{\mathbf{h}}$  более одной ненулевой оценки, то можно делать вывод о наличии растительности (деревьев) в точке, расположенной под БЛА в соответствующий момент времени. При этом наименьшая высота соответствует высоте кроны деревьев  $\hat{h}_d$ , а наибольшая – высоте рельефа  $\hat{h}_p$ .

Для повышения достоверности и точности результатов могут применяться методы вторичной обработки, например калмановская фильтрация оценок высоты, последовательно формируемых для различных столбцов матрицы  $\mathbf{I}$ .

Экспериментальная проверка работы способа осуществлялась с использованием малогабаритной РЛС С-диапазона (см. прил. 2). РЛС устанавливалась на вертолете Robinson R44 (рис. 3.29), при этом антенны ориентировались в надир. Полет вертолета осуществлялся на высоте 50...200 м над земной поверхностью со скоростью 80...130 км/ч.



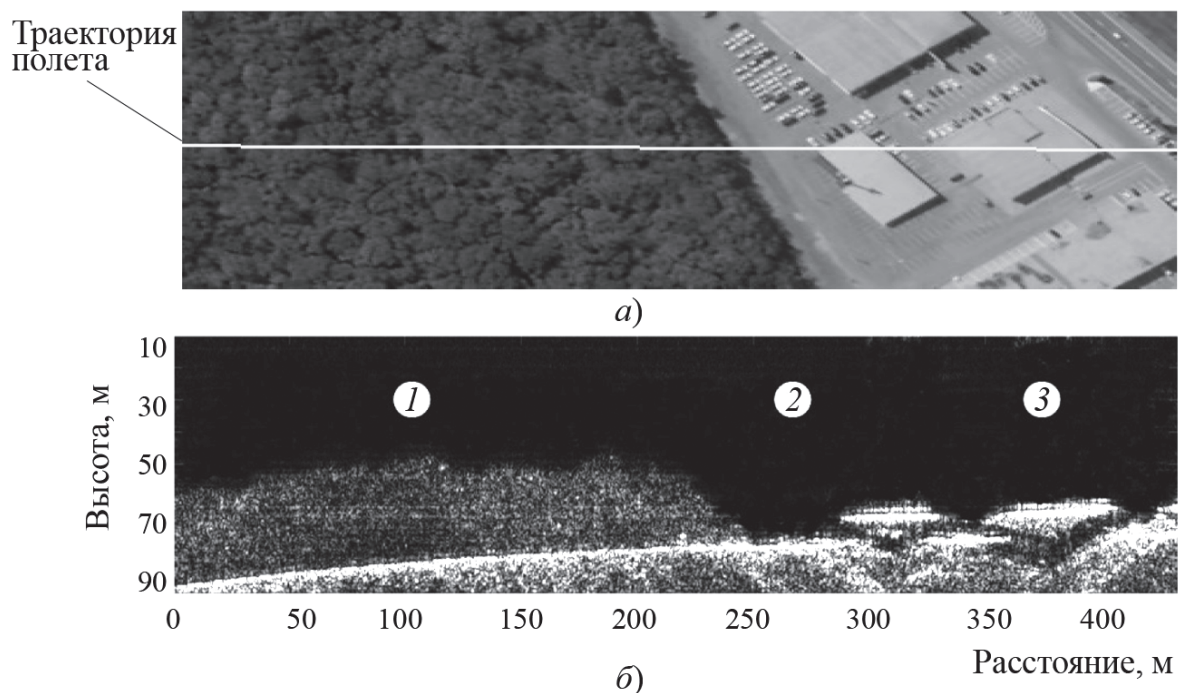
► Рисунок 3.29

Вид установленной РЛС С-диапазона на вертолете Robinson R44

Вид участка маршрута полета и сформированное на этом участке изображение профиля рельефа местности предложенным алгоритмом при  $N_k = 128$  и  $N_G = 5$  представлены на рис. 3.30.

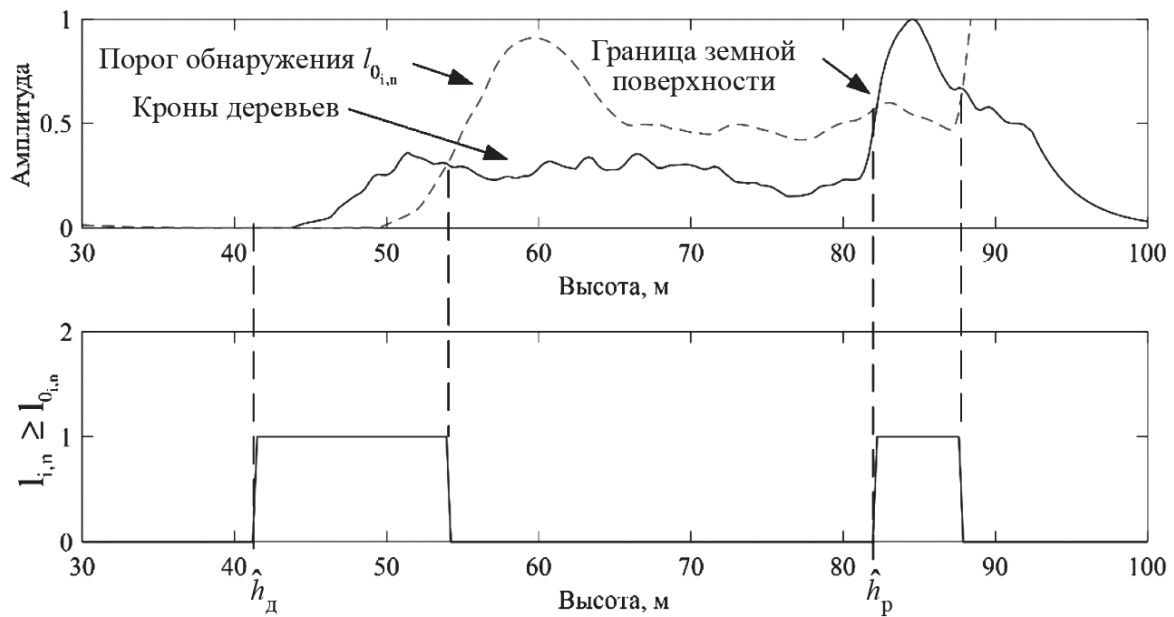
Сечение изображения профиля местности и значения оценок  $\hat{h}_{i,n}$ , соответствующие расстоянию 108 м на рис. 3.30,б, после выполнения операций (3.45), (3.46) при  $N_w = 40$ ,  $N_g = 20$ ,  $F_{\text{лт}} = 1 \cdot 10^{-8}$  и  $\alpha = 0,1$ , представлены на рис. 3.31, а сформированные по изображению профиля оценки высоты рельефа местности и деревьев – на рис. 3.32.

Из анализа рис. 3.32 следует, что различия оценок  $\hat{h}_p$  и  $\hat{h}_d$  могут свидетельствовать о наличии участков растительности (участок полета 0 до 220...250 м), а их близкое соответствие при наличии резких перепадов (участки 270...330 и 350...405 м) – о наличии искусственных сооружений.



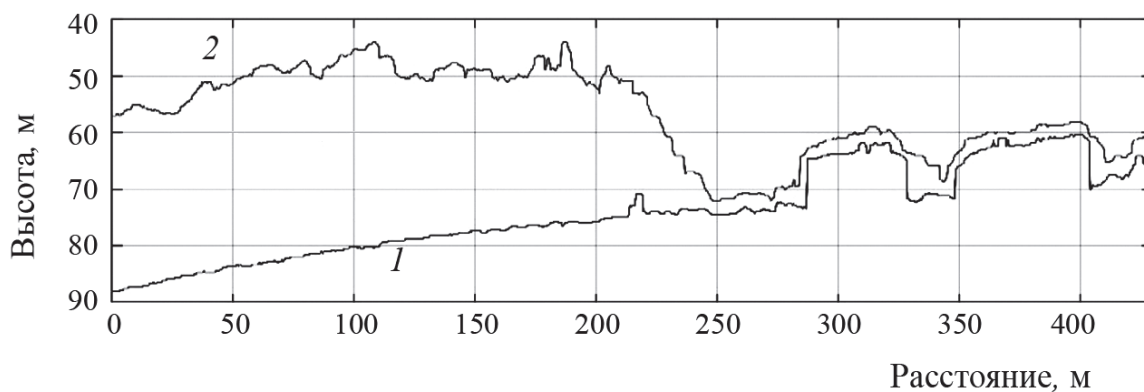
**Рисунок 3.30**

Участок маршрута полета (а) (начало в точке  $51^{\circ}46'21.55''\text{С}$   $39^{\circ}11'56.72''\text{В}$ , окончание в точке  $51^{\circ}46'32.95''\text{С}$   $39^{\circ}11'41.86''\text{В}$ ) и соответствующий ему вид сформированного РЛИ профиля рельефа местности (б): 1 – лесной массив; 2 – асфальтированный участок; 3 – промышленные здания



**Рисунок 3.31**

Сечение РЛИ профиля местности и соответствующие ему оценки  $\hat{h}_{i,n}$



**Рисунок 3.32**

Оценка высоты рельефа местности  $\hat{h}_p$  (1) и деревьев  $\hat{h}_d$  (2)

Результаты экспериментальной проверки показывают, что применение бортовых радиовысотомеров с широкополосными зондирующими сигналами, реализующих методы синтезирования апертуры антенны при обработке эхосигналов поверхности, позволяет существенно повысить детальность формируемого профиля рельефа местности. Также, кроме оценки собственно профиля рельефа, может решаться задача классификации зондируемой поверхности, что обеспечивает возможность определения собственных координат БЛА с использованием данных не только о высоте поверхности на участке коррекции, но и семантической информации, включаемой с состав цифровых карт местности.

### ***3.2.3. Определение скорости полета носителя РЛС на основе оценки пространственного сдвига пары радиолокационных изображений***

Важнейшим условием синтеза качественных РЛИ является знание траектории полета носителя с точностью порядка длины волны зондирующего излучения [1]. На практике часто принимается предположение о прямолинейном равномерном характере движения носителя РСА, что позволяет довольно просто оценить вид траектории при знании только средней высоты и скорости полета на интервале синтезирования.

Источниками информации о средней скорости движения носителя РСА обычно служат датчики собственной инерциальной навигационной системы летательного аппарата и сигналы спутниковых навигационных систем. Кроме того, оценка скорости может формироваться на основе обработки эхосигнала самой зондируемой поверхности с использованием алгоритмов автофокусировки [1, 33].

Однако, рассматривая в качестве носителя малоразмерный БЛА, следует отметить, что размещение на его борту высокоточной инерциальной навигационной системы часто является невозможным вследствие жестких массогабаритных ограничений полезной нагрузки.

Применение алгоритмов автофокусировки, помимо довольно продолжительного времени получения оценки, не всегда обеспечивает ее корректность, так как качество выполнения этой процедуры в существенной степени зависит от характера зондируемой поверхности и наличия на ней контрастных малоразмерных объектов (точечных отражателей).

Оценка скорости может осуществляться по результатам обработки сигналов спутниковых навигационных систем.

Однако в случае отсутствия глобального радионавигационного поля подход к оценке скорости носителя может быть основан на определении пространственного сдвига пары РЛИ, сформированных путем обработки одного и того же траекторного сигнала при полностью одинаковых условиях, но с небольшим смещением времени начала синтезирования [1, 5].

Хотя для оптических изображений такой подход известен и эффективно реализуется на практике [50], в данном случае необходим дополнительный учет особенностей процессов радиолокационной съемки и синтеза РЛИ.

Общей особенностью алгоритмов синтеза РЛИ является сильная зависимость степени расфокусировки и масштаба результирующих РЛИ по координате путевой дальности (азимуту) от значения скорости носителя, использованного при расчете опорной функции.

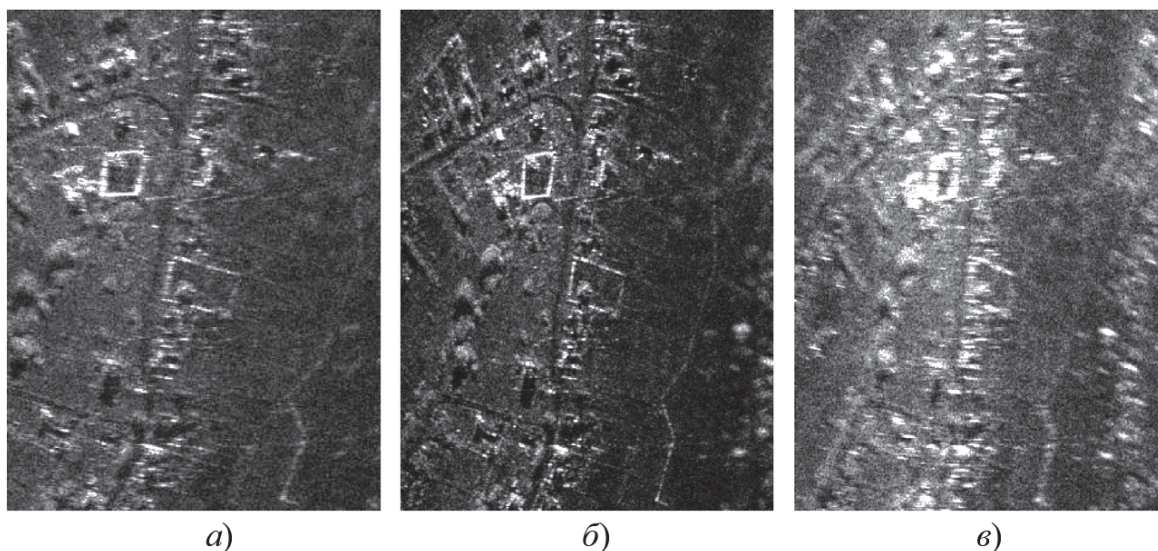
Так, на рис. 3.33 приведены РЛИ в системе координат горизонтальная дальность – путевая дальность, сформированные по результатам обработки записи траекторного сигнала РСА с непрерывным излучением Х-диапазона с характеристиками, приведенными ниже, при трех отличающихся значениях скорости (120, 160 и 200 км/ч).

|  |      |
|--|------|
| Начальная частота зондирующего сигнала, ГГц.....                           | 9,25 |
| Ширина спектра, МГц.....   | 500  |
| Период модуляции, мкс.....   | 900  |
| Длительность интервала когерентного накопления<br>(синтезирования), с..... | 1    |
| Высота полета носителя (БЛА «Мерлин-21Б»)<br>в момент съемки, м.....       | 560  |
| Удаление ближней границы кадра<br>по горизонтальной дальности, м.....      | 600  |
| Размеры кадра:   |      |
| – по путевой дальности, м.....   | 400  |
| – по горизонтальной дальности, м.....                                      | 500  |

Синтез осуществлялся с помощью модифицированного алгоритма ВРА, при этом шаг пикселя РЛИ по координатам  $x$  и  $y$  принимался равным 0,5 м.

Практически линейная зависимость степени азимутального сжатия РЛИ от задаваемого значения скорости приводит к невозможности непосредственной оценки пространственного сдвига пар получаемых РЛИ и требует проведения их предварительной геометрической коррекции.

В условиях неполноты и неточности навигационных сведений о параметрах полета БЛА практически единственным способом устранения масштабных искажений является сопоставление полученного РЛИ с опорным изображением того же участка местности (рис. 3.34).



**Рисунок 3.33**

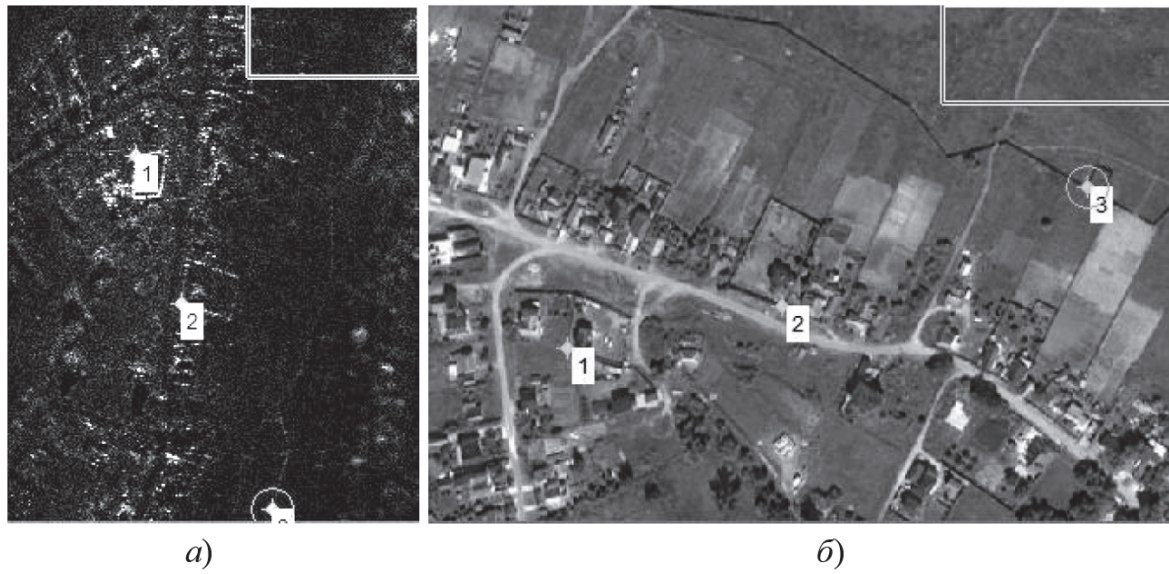
Радиолокационные изображения, синтезированные при различной скорости, задаваемой при расчете опорной функции: *а* – 120 км/ч; *б* – 160 км/ч; *в* – 200 км/ч



**Рисунок 3.34**

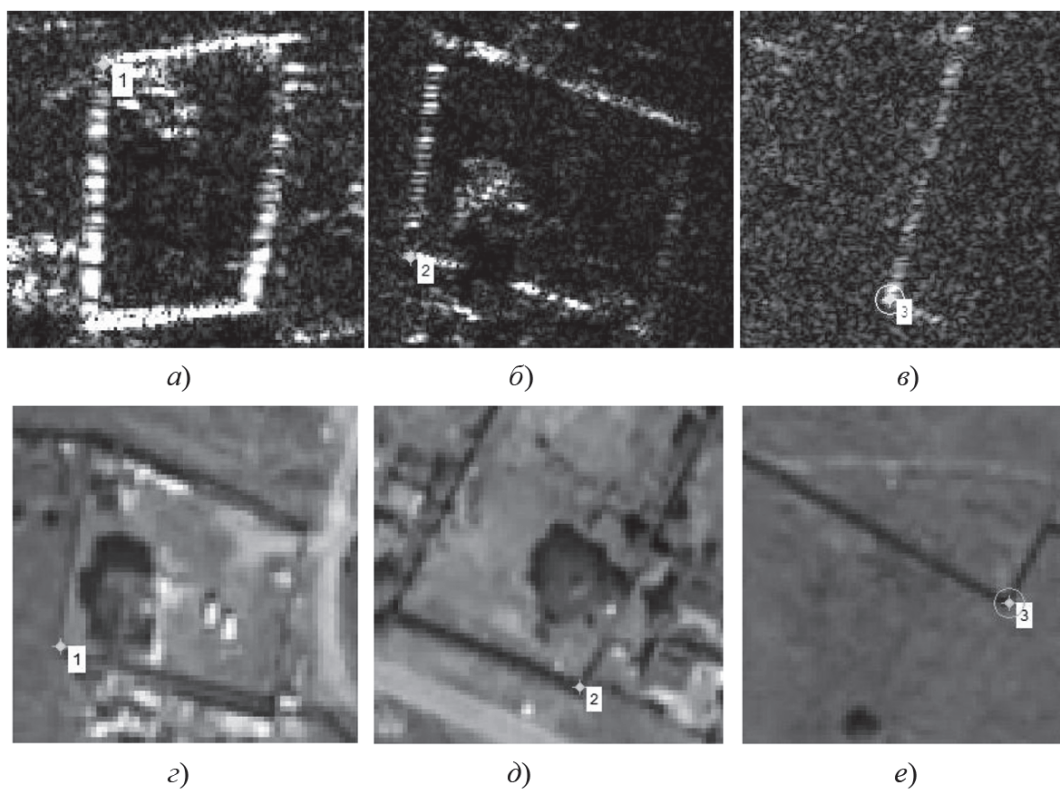
Опорное оптическое изображение картографируемого участка поверхности

Результатом сопоставления является матрица коэффициентов аффинного преобразования координат пикселей РЛИ, оцениваемая на основе решения системы линейных уравнений с коэффициентами, определяемыми координатами выбранных пар опорных точек (рис. 3.35 и 3.36).



**Рисунок 3.35**

Расположение пар опорных точек: *a* – на радиолокационном изображении; *б* – на опорном оптическом изображении



**Рисунок 3.36**

Фрагменты радиолокационных и оптических изображений, содержащие пары опорных точек

Результат аффинного преобразования координат произвольной точки изображения  $[x; y]$  определяется соотношением [17]

$$\begin{aligned} [x'; y'; 1] &= [x; y; 1] \cdot \mathbf{T} = [x; y; 1] \cdot \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} & 0 \\ R_{21} & R_{22} & 0 \\ t_x & t_y & 1 \end{bmatrix} = \\ &= [R_{11}x + R_{21}y + t_x; R_{12}x + R_{22}y + t_y; 1], \end{aligned} \quad (3.47)$$

где коэффициенты подматрицы  $\mathbf{R}$  размерностью  $2 \times 2$  обеспечивают масштабирование и поворот изображения, а коэффициенты  $t_x$  и  $t_y$  – его параллельный перенос.

Оценка коэффициентов для изображений и опорных точек, показанных на рис. 3.35 и 3.36, составила  $R_{11} \approx 0,32$ ,  $R_{12} \approx 1,8933$ ,  $R_{21} \approx -1,2175$ ,  $R_{22} \approx 0,2435$ .

Определение коэффициентов масштабирования изображения  $s_x$  и  $s_y$  по координатам  $x$  и  $y$  соответственно, а также угла поворота  $\varphi$  может быть осуществлено на основе декомпозиции матрицы  $\mathbf{R}$  в виде

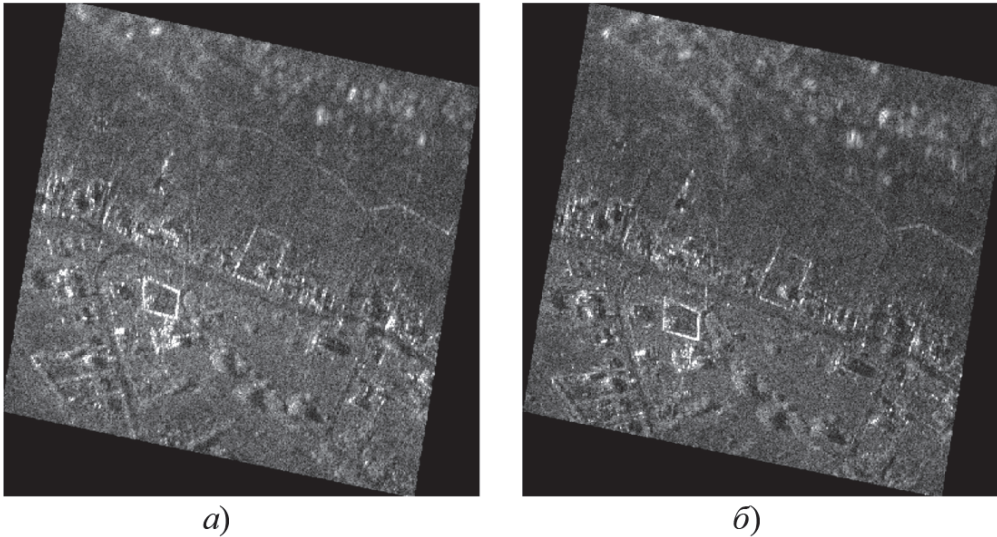
$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} R_{11} & R_{12} \\ R_{21} & R_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_x & 0 \\ 0 & s_y \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ h_x & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \cos \varphi & \sin \varphi \\ -\sin \varphi & \cos \varphi \end{bmatrix}, \quad (3.48)$$

откуда

$$s_x = \sqrt{R_{11}^2 + R_{12}^2}; \quad s_y = \frac{\det \mathbf{R}}{s_x}; \quad \varphi = \arctg \frac{R_{12}}{R_{11}}. \quad (3.49)$$

В рассматриваемом случае соответствующие оценки составили  $s_x \approx 1,9202$ ;  $s_y \approx 1,2411$ ;  $\varphi = 80,4^\circ$ . Так как опорное оптическое изображение является ориентированным (направление оси ординат соответствует направлению на север), то значение  $90^\circ - \varphi = 9,6^\circ$  соответствует курсу полета БЛА в момент съемки.

Результатом аффинного преобразования изображения, показанного на рис. 3.33,б, и изображения, сформированного при полностью аналогичных условиях, но со смещением начала интервала синтезирования на  $\Delta t_2 = 0,5$  с, являются изображения, показанные на рис. 3.37.



**Рисунок 3.37**

Преобразованные РЛИ, сформированные по результатам обработки одного и того же участка местности и смещением начала интервала синтеза: *а* –  $\Delta t_1 = 0$  с; *б* –  $\Delta t_2 = 0,5$  с

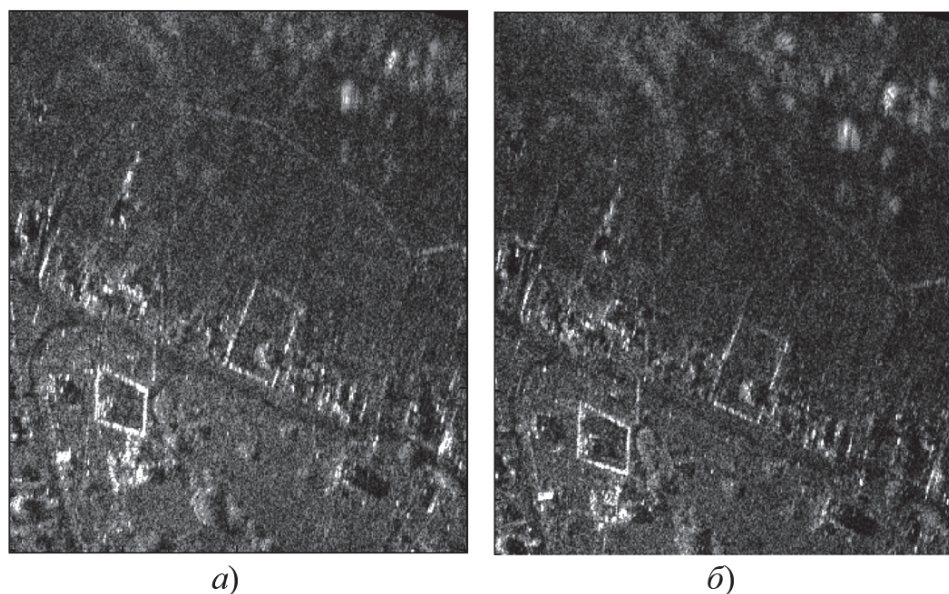
После приведения пары РЛИ к масштабу опорного изображения оценка их пространственного смещения может быть осуществлена путем определения индекса максимального элемента матрицы коэффициентов их взаимной корреляции:

$$C_{ij} = \left( \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_y} I_{1m,n} I_{2m+i,n+j} \right) - K \cdot \left( 1 - \left| \frac{i - N_y}{N_y} \right| \right) \cdot \left( 1 - \left| \frac{j - N_x}{N_x} \right| \right), \quad (3.50)$$

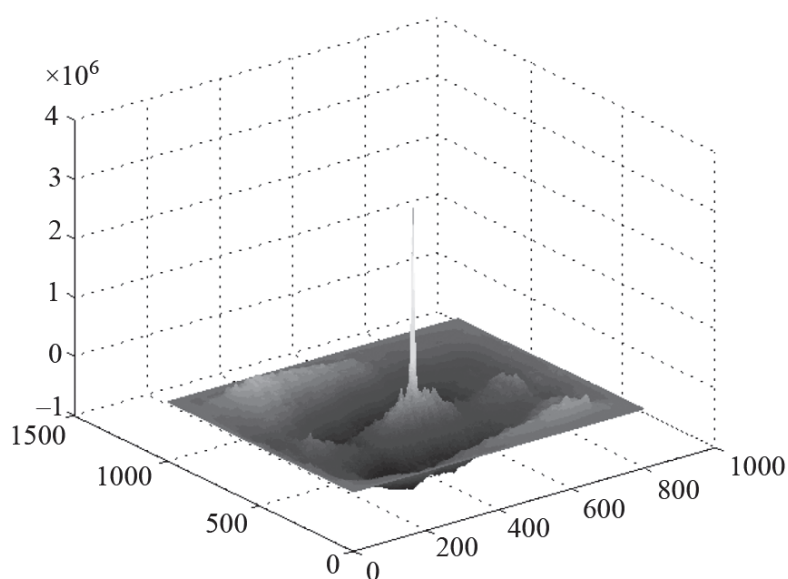
где  $i = 1 \dots 2N_y - 1$ ;  $j = 1 \dots 2N_x - 1$ ;  $K = \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{N_y} I_{1m,n} I_{2m+N_y,n+N_x}$ .

Матрица  $I_2$  в выражении (3.50) имеет размерность  $3N_y \times 3N_x$ , при этом, собственно, изображение размерностью  $N_y \times N_x$  является ее подматрицей со смещением на  $N_y$  и  $N_x$  элементов по строкам и столбцам соответственно.

Вид матрицы коэффициентов взаимной корреляции фрагментов преобразованных изображений (рис. 3.38) показан на рис. 3.39.

**Рисунок 3.38**

Фрагменты преобразованных РЛИ, использованные при оценке пространственного сдвига:  $a - N_y = 500$  ;  $b - N_x = 400$

**Рисунок 3.39**

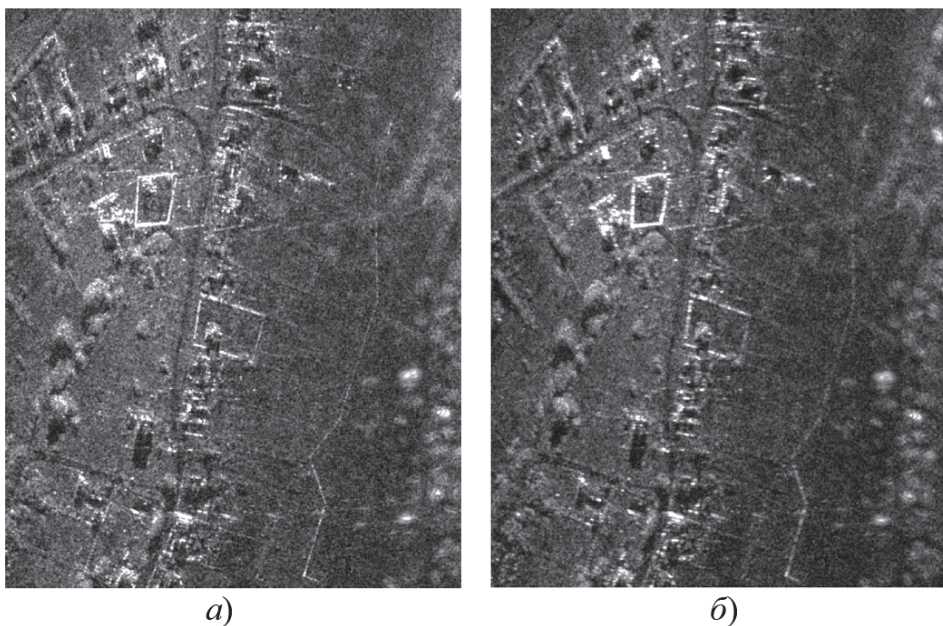
Вид матрицы коэффициентов взаимной корреляции пары РЛИ, показанных на рис. 3.38

После определения индекса максимального элемента корреляционной матрицы (в данном случае  $i_{\max} = 468$  и  $j_{\max} = 404$ ) оценка пространственного сдвига и путевой скорости может быть получена как

$$r = \Delta \sqrt{(i_{\max} - N_y)^2 + (j_{\max} - N_x)^2} \approx 20,23 \text{ м};$$

$$V = r/(\Delta t_2 - \Delta t_1) \approx 145,6 \text{ км/ч.}$$

На рис. 3.40,*а* показаны результаты синтеза РЛИ при расчете опорной функции с оцененной скоростью  $V = 145,6$  км/ч и, для сравнения, на рис. 3.40,*б* – изображение, сформированное при  $V = 160$  км/ч (это же РЛИ показано на рис. 3.33,*б*). Очевидно, что полученная оценка скорости более точно соответствует ее истинному значению, так как РЛИ на рис. 3.40,*а* является сфокусированным более качественно.



**Рисунок 3.40**

Радиолокационные изображения, синтезированные при скорости:  
*а* –  $V = 145,6$  км/ч; *б* –  $V = 160$  км/ч

Оценка пространственного сдвига пары РЛИ, полученных со смещением по времени, обеспечивает определение путевой скорости носителя РЛС. Однако условием ее качественного проведения является предварительная геометрическая коррекция РЛИ по опорному изображению картографируемого участка поверхности.

Использование предложенного способа целесообразно при получении детальных РЛИ известного небольшого участка местности, например радиополигона, в задаче оценки радиолокационной заметности объектов вооружения, военной и специальной техники.

### 3.3. Способы оценки дальности и скорости целей, применяемые в наземных РЛС с непрерывным излучением

#### 3.3.1. Определение дальности и скорости целей на основе измерения доплеровской частоты

Информация о дальности до объекта и его радиальной скорости заключена в сигнале разностной частоты на выходе приемного устройства РЛС с непрерывным излучением (см. (2.30)). В случае, когда изменение дальности до объекта за период модуляции незначительно, выражение (2.30) можно переписать в виде

$$\begin{aligned} \dot{S}_p(t_m, k) &= A_{\text{То}} \exp\left(j4\pi\left(\frac{V_{\text{ц}}T_{\text{м}}}{\lambda}k + \frac{\mu R_0}{c}t_m\right)\right) = \\ &= A_{\text{То}} \exp\{j2\pi f_{\text{д}}T_{\text{м}}k\} \exp\{j2\pi f_{\text{R}}t_m\}, \end{aligned} \quad (3.51)$$

где  $f_{\text{д}} = 2f_0V_{\text{ц}}/c$ ;  $f_{\text{R}} = 2\mu R_0/c$ .

Оценка радиальной скорости  $\hat{V}_{\text{ц}}$  и дальности  $\hat{R}_0$  объекта может быть получена из оценок  $\hat{f}_{\text{д}}$  и  $\hat{f}_{\text{R}}$  в соответствии с выражениями (2.10), (2.11). В свою очередь, нахождение  $\hat{f}_{\text{д}}$  и  $\hat{f}_{\text{R}}$  может быть осуществлено путем оценки положения максимума двумерного фурье-преобразования от сигнала (3.51):

$$\hat{f}_{\text{д}} = \arg \max_{f_{\text{д}}} \left\{ \mathcal{F}_k \left\{ \mathcal{F}_{t_m} \left\{ S_p(t_m, k) \right\} \right\} \right\}, \quad (3.52)$$

$$\hat{f}_{\text{R}} = \arg \max_{f_{\text{R}}} \left\{ \mathcal{F}_k \left\{ \mathcal{F}_{t_m} \left\{ S_p(t_m, k) \right\} \right\} \right\}. \quad (3.53)$$

Определение положений максимумов двумерного фурье-преобразования может быть осуществлено, например, с использованием алгоритма CFAR [90].

На рис. 3.41 представлен результат двумерного фурье-преобразования симулированного сигнала разностной частоты двух целей, движущихся со скоростью 20 и 30 м/с и располо-

женных на дальности 150 и 200 м соответственно. Первая цель движется в направлении РЛС, вторая – от РЛС. При моделировании принимались следующие параметры сигнала:  $T_M = 0,2$  мс;  $f_0 = 9$  ГГц;  $\Delta f = 30$  МГц; время когерентного накопления  $T_c = 0,1$  с.

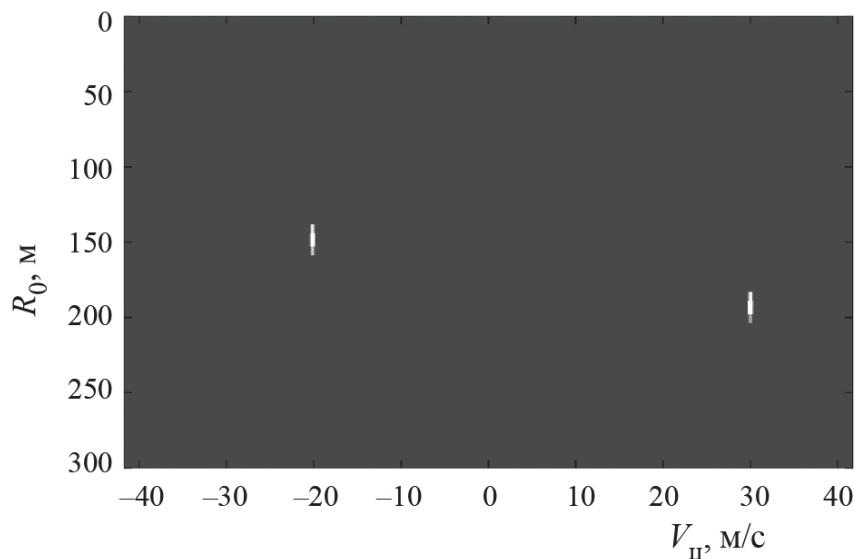
При таких параметрах миграция отметок целей по каналам дальности отсутствует (разрешение РЛС по дальности составляет 5 м при максимальном перемещении целей за время накопления сигнала не более 3 м), что обеспечивает возможность накопления сигнала в течение всего времени  $T_c$ . На рис. 3.41 представлено изображение в координатах дальность–скорость, причем скорость пересчитана из доплеровской частоты в соответствии с (2.10).

Для реализации данного способа частоту повторения зондирующего сигнала выбирают исходя из удвоенного значения максимальной доплеровской частоты эхосигнала цели

$$F_{\Pi} = 4V_{\text{цmax}}/\lambda, \quad (3.54)$$

где  $V_{\text{цmax}}$  – априорная максимальная радиальная скорость цели.

Несмотря на относительную простоту реализации, описанный способ имеет ряд недостатков.



**Рисунок 3.41**

Отметки целей в координатах дальность–скорость

Во-первых, при больших значениях  $V_{ц}$  необходимо уменьшать период модуляции (повышать частоту повторения) зондирующего сигнала РЛС для обеспечения однозначности измерений скорости. Однако при одновременном требовании к сохранению высокого разрешения по дальности  $\delta r$  уменьшение периода следования обуславливает пропорциональное увеличение крутизны частотной модуляции  $\mu$  сигнала и, как следствие, максимальной разностной частоты  $f_p$ , что потребует ужесточения требований к производительности системы ЦОС.

Во-вторых, при больших  $V_{ц}$  и малых  $\delta r$  может наблюдаться миграция отметки цели по каналам дальности от одного периода зондирования к другому. В этом случае для увеличения времени когерентного накопления необходимо осуществлять процедуру коррекции миграции отметок целей аналогично тому, как это делается при решении задач формирования РЛИ при работе РЛС в режиме синтезирования апертуры.

При отсутствии априорных сведений о параметрах движения целей выполнение такой процедуры связано с большими вычислительными затратами. В результате при больших значениях скорости целей и высокой разрешающей способности по дальности приходится уменьшать время когерентного накопления, что влечет за собой снижение разрешения по скорости и ухудшение качественных показателей обнаружения целей, приводящее, в итоге, к уменьшению дальности действия РЛС.

**Пример № 1.** Определить параметры зондирующего сигнала, время накопления сигнала и разрешающую способность РЛС по скорости при следующих исходных данных:  $\lambda = 3$  см,  $\delta r = 10$  м, максимальная скорость цели  $V_{r\max} = 300$  м/с, максимальная дальность действия РЛС  $R_{\max} = 15$  км.

По выражениям (2.15) и (3.54):

$$\Delta f_c = \frac{3 \cdot 10^8}{2 \cdot 10} = 15 \text{ МГц}, \quad F_{ц} = 4 \frac{300}{0,03} = 40 \text{ кГц}.$$

Так как  $\mu = \Delta f_c F_{ц} = 15 \cdot 10^6 \cdot 40 \cdot 10^3 = 6 \cdot 10^{11}$  Гц/с, то, в соответствии с (2.25),  $f_{p\max} = \frac{2 \cdot 6 \cdot 10^{11} \cdot 15 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 60 \text{ МГц}.$

Время накопления сигнала, определяемое временем, при котором отсутствует миграция по каналам дальности  $T_c = \delta r / V_{r_{\max}} = 10/300 \approx 33$  мс. Разрешающая способность по скорости, в соответствии с (2.17),

$$\delta v = \frac{\lambda}{2T_c} = \frac{0,3}{2 \cdot 33 \cdot 10^{-3}} \approx 4,5 \text{ м/с.}$$

Число отсчетов оцифрованного сигнала за время накопления  $2T_c f_{p_{\max}} = 33 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 60 \cdot 10^6 = 3,96 \cdot 10^6$ .

Снизить требования к производительности системы ЦОС можно путем уменьшения частоты повторения зондирующего сигнала  $F_{\Pi}$  при фиксированной ширине спектра сигнала.

Это ведет к уменьшению объема обрабатываемых данных вследствие уменьшения максимальной разностной частоты сигнала, но, в то же время, приводит к неоднозначности измерения доплеровской частоты (скорости цели).

Для исключения неоднозначности применяют подход, основанный на переборе частоты повторения зондирующего сигнала [22]. Частоту повторения  $F_{\Pi 1}, F_{\Pi 2}, \dots, F_{\Pi i}$  выбирают исходя из того, что  $F_{\Pi 1} = n_1 F_{\Pi 0}, F_{\Pi 2} = n_2 F_{\Pi 0}, \dots, F_{\Pi i} = n_i F_{\Pi 0}$ , где  $n_1, n_2, \dots, n_i$  – близко расположенные простые числа;  $F_{\Pi 0}$  – базовая частота повторения зондирующих сигналов;  $i = 1 \dots N_n$ ;  $N_n$  – число частот повторения зондирующих сигналов.

Тогда для каждой  $i$ -й частоты повторения интервал однозначного измерения доплеровской частоты будет соответственно равен  $[0, F_{\Pi i}/2]$ , а полный интервал доплеровских частот, обеспечиваемый  $N_{\Pi}$  частотами повторения, составит  $[0, n_1 n_{N_n} F_{\Pi i}/2]$ .

Истинную доплеровскую частоту  $f_d$  находят путем решения системы уравнений

$$\begin{aligned} f_d &= m_1 F_{\Pi 1}/2 + f_{d1}, \\ f_d &= m_2 F_{\Pi 2}/2 + f_{d2}, \\ &\dots \\ f_d &= m_i F_{\Pi i}/2 + f_{di}, \end{aligned} \tag{3.55}$$

где  $m_1, m_2, \dots$  – целые числа, указывающие, сколько интервалов неоднозначности измерений для соответствующего значения частоты повторения укладывается в диапазоне  $[0, f_d]$ ;  $f_{d1}, f_{d2}, \dots, f_{di}$  – значения измеренных доплеровских частот для соответствующей  $i$ -й частоты повторения.

*Недостаток способа:* сложность его реализации при наличии миграции отметки цели по каналам дальности.

**Пример № 2.** Характеристики РЛС и параметры движения цели те же, что и в Примере 1, число частот повторения зондирующего сигнала равно двум ( $F_{п1}, F_{п2}$ ). Определить параметры зондирующего сигнала, время накопления сигнала и разрешающую способность РЛС по скорости.

Требуемая частота повторения зондирующего сигнала, как и в Примере 1, равна  $F_{п} = 40$  кГц. Выберем значения  $n_1 = 3$  и  $n_2 = 5$ . Значение базовой частоты

$$F_{п0} = F_{п} / (n_1 n_2) = 40 \cdot 10^3 / (3 \cdot 5) = 2,66 \text{ кГц},$$

значения частот повторения зондирующего сигнала

$$F_{п1} = 3 \cdot 2,66 \cdot 10^3 = 8 \text{ кГц} \text{ и } F_{п2} = 5 \cdot 2,66 \cdot 10^3 = 13,3 \text{ кГц}.$$

Так как  $\mu_1 = 15 \cdot 10^6 \cdot 8 \cdot 10^3 = 1,2 \cdot 10^{11}$  Гц/с,  $\mu_2 = 15 \cdot 10^6 \cdot 13,3 \cdot 10^3 \approx \approx 2 \cdot 10^{11}$  Гц/с, то значения разностных частот для каждой частоты повторения

$$f_{p\max 1} = \frac{2 \cdot 1,2 \cdot 10^{11} \cdot 15 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 12 \text{ МГц},$$

$$f_{p\max 2} = \frac{2 \cdot 2 \cdot 10^{11} \cdot 15 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} = 20 \text{ МГц}.$$

Время накопления сигнала, определяемое временем, при котором отсутствует миграция по каналам дальности  $T_c = \delta r / V_{r\max} = 10/300 \approx 33$  мс. Разрешающая способность по скорости

$$\delta v = \frac{0,3}{2 \cdot 33 \cdot 10^{-3}} \approx 4,5 \text{ м/с}.$$

Число отсчетов оцифрованного сигнала за время накопления

$$2T_c (f_{p\max 1} + f_{p\max 2}) = 2 \cdot 33 \cdot 10^{-3} (12 \cdot 10^6 + 20 \cdot 10^6) = 2,112 \cdot 10^6.$$

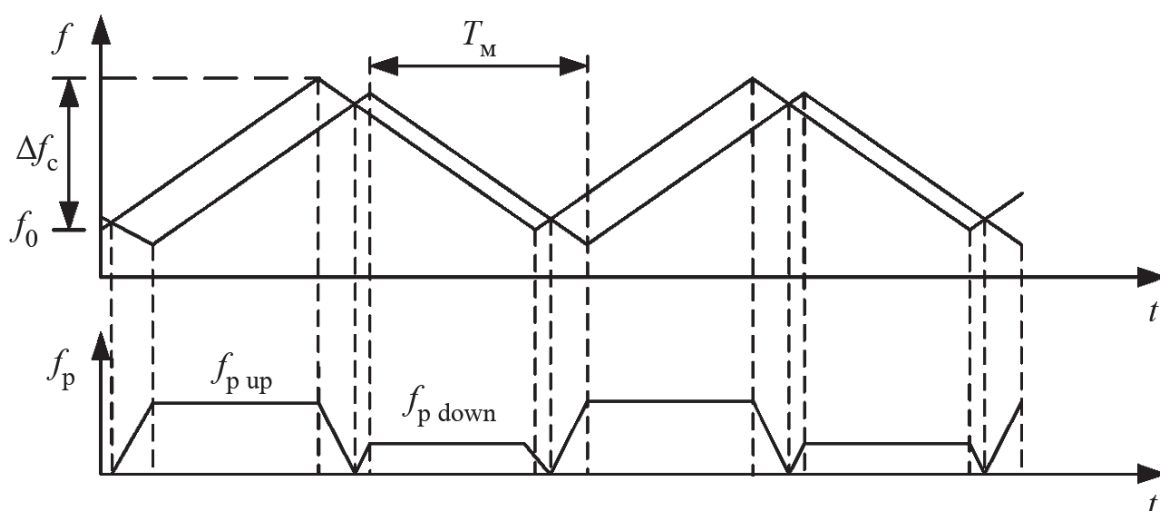
Применение двух значений частот повторения зондирующего сигнала обеспечивает уменьшение разностной частоты в три раза, и почти двукратное снижение объема данных на входе системы ЦОС.

### 3.3.2. Определение дальности и скорости целей на основе сигнала с симметричным законом линейной частотной модуляции

Использование зондирующего сигнала с симметричной ЛЧМ позволяет реализовать однозначное измерение скорости объектов независимо от частоты повторения зондирующих сигналов.

Это обеспечивает возможность уменьшения максимальной частоты разностного сигнала и, как следствие, снижения требований к системе ЦОС. Для реализации способа применяют зондирующий сигнал с симметричной линейной частотной модуляцией (рис. 2.3). В случае, если цель имеет ненулевую радиальную скорость, на выходе умножителя формируются сигналы биений, частота которых в периодах с нарастанием и убыванием частоты будет отличаться (рис. 3.42).

Оценка скорости цели в этом случае может быть получена исходя из разности частот биений в смежных периодах [15]. Приняв, что цели в смежных периодах остаются в одном и том же канале дальности, выражения для сигналов биений на восходящем  $S_{p\ up}(t)$  и нисходящем  $S_{p\ down}(t)$  участках ЛЧМ в отдельных периодах модуляции (без учета квадратичного фазового множителя и шума приемника) примут вид



**Рисунок 3.42**

Временная зависимость частоты зондирующего, принятого сигнала и сигнала разностной частоты при симметричном законе ЛЧМ

$$S_{p \text{ up}}(t_M) = A_{\text{то}} \exp\{j2\pi f_{p \text{ up}} t_M\}, \quad (3.56)$$

$$S_{p \text{ down}}(t_M) = A_{\text{то}} \exp\{j2\pi f_{p \text{ down}} t_M\}, \quad (3.57)$$

где  $f_{p \text{ up}} = f_R + f_d$ ,  $f_{p \text{ down}} = f_R - f_d$ ,  $f_R = \frac{2\mu R_0}{c}$ ,  $f_d = \frac{2f_0 V_{\text{ц}}}{c}$ .

При этом радиальная скорость цели по разности частот биений

$$V_{\text{ц}} = \frac{c\Delta f_p}{2(2f_0 + \Delta f_c)}, \quad (3.58)$$

а дальность до цели

$$R_{\text{ц}} = \left( f_{p \text{ up}} - \frac{2V_{\text{ц}}f_0}{c} \right) \frac{c}{2\mu}, \quad (3.59)$$

где  $\Delta f_p = |f_{p \text{ up}}| - |f_{p \text{ down}}|$ .

В случае, когда доплеровская частота на восходящем и нисходящем участках отличается незначительно (при малых значениях  $\Delta f_c$ ), то дальность до цели может быть вычислена исходя из среднего значения разностной частоты в смежных периодах:

$$R_{\text{ц}} = \frac{c(|f_{p \text{ up}}| + |f_{p \text{ down}}|)}{4\mu}. \quad (3.60)$$

*Недостаток способа:* появление неоднозначности при наличии в зоне обзора двух или более близкорасположенных целей.

**Пример №3.** Дано:  $\lambda = 3$  см,  $\Delta f_c = 15$  МГц,  $\delta v = 2,5$  м/с, в зоне обзора РЛС находятся две цели дальности и скорости которых равны соответственно  $R_1 = 2$  км,  $R_2 = 2,03$  км,  $V_1 = 20$  м/с,  $V_2 = 30$  м/с. Определить дальность и скорость целей.

Период повторения зондирующих сигналов  $T_{\text{п}} = \frac{\lambda}{\delta v} = \frac{0,03}{2,5} = 12$  мс. Значение  $\mu = \frac{\Delta f_c}{T_{\text{п}}} = \frac{15 \cdot 10^6}{12 \cdot 10^{-3}} = 1,25 \cdot 10^9$  Гц/с.

Значения разностных частот для каждой цели:

$$f_{r1 \text{ up}} = \frac{2 \cdot 1,25 \cdot 10^9 \cdot 2 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} + \frac{2 \cdot 20}{0,03} = 18 \text{ кГц};$$

$$f_{r1\text{ dn}} = \frac{2 \cdot 1,25 \cdot 10^9 \cdot 2 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} - \frac{2 \cdot 20}{0,03} \approx 15,33 \text{ кГц};$$

$$f_{r2\text{ up}} = \frac{2 \cdot 1,25 \cdot 10^9 \cdot 2,03 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} + \frac{2 \cdot 30}{0,03} = 18,25 \text{ кГц};$$

$$f_{r2\text{ dn}} = \frac{2 \cdot 1,25 \cdot 10^9 \cdot 2,03 \cdot 10^3}{3 \cdot 10^8} - \frac{2 \cdot 30}{0,03} \approx 15,58 \text{ кГц}.$$

Комбинации разностных частот, в соответствии с (3.58) и (3.59), дают следующие значения:

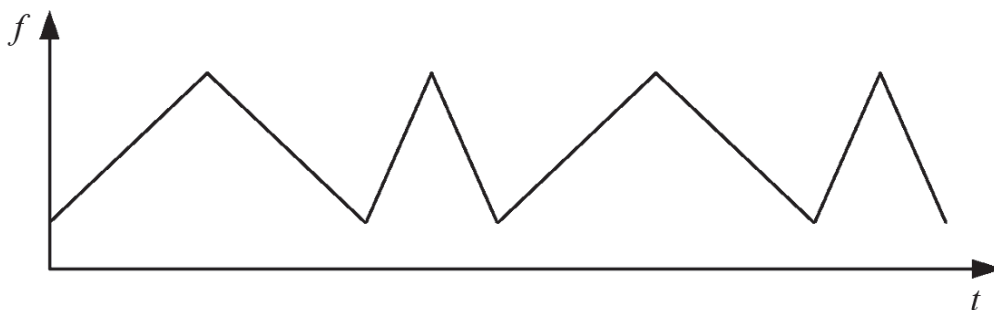
– скорость  $V_1 = 20 \text{ м/с}$ ,  $V_2 = 23,1302 \text{ м/с}$ ,  $V_3 = 26,8698 \text{ м/с}$ ,  
 $V_4 = 30 \text{ м/с}$ ;

– дальность  $R_1 = 2 \text{ км}$ ,  $R_2 = 1,975 \text{ км}$ ,  $R_3 = 1,945 \text{ км}$ ,  $R_4 = 1,92 \text{ км}$ ,  
 $R_5 = 2,11 \text{ км}$ ,  $R_6 = 2,085 \text{ км}$ ,  $R_7 = 2,055 \text{ км}$ ,  $R_7 = 2,03 \text{ км}$ .

При этом только  $V_1$ ,  $R_1$  и  $V_2$ ,  $R_7$  являются истинными.

Для устранения неоднозначностей может использоваться сигнал с переменным периодом модуляции (рис. 3.43).

*Недостаток способа:* сложность реализации при наличии большого количества отражений как от целей, так и от местных предметов, что обуславливает необходимость использования сигнала с различными периодами повторения и вычисления большого количества комбинаций при переборе оценок разностных частот. Кроме того, для устранения неоднозначности в определении скорости и дальности до цели требуется проведение нескольких зондирований (при сигнале с изменяющимся периодом модуляции – не менее четырех), что приводит к увеличению времени формирования оценок параметров движения целей.



**Рисунок 3.43**

Временная зависимость частоты зондирующего сигнала с переменным периодом модуляции

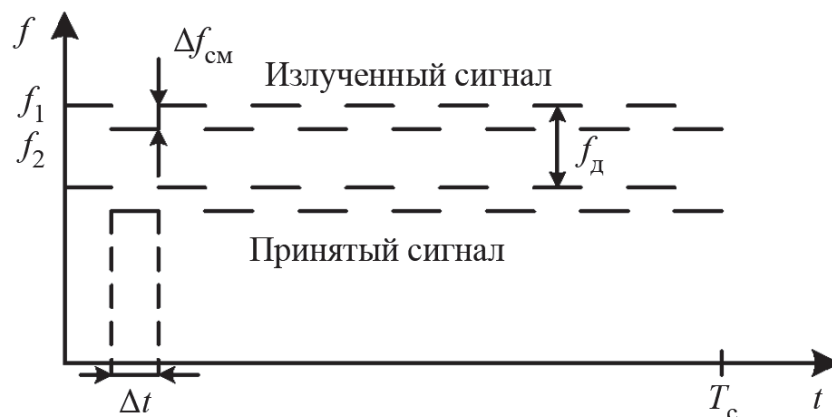
### 3.3.3. Определение дальности и скорости целей на основе сигнала с двухчастотной манипуляцией

Измерение дальности и скорости цели может быть основано на применении сигнала с чередованием двух значений несущей частоты  $f_1$  и  $f_2$  с разницей между ними, равной  $\Delta f_{\text{см}}$  (рис. 3.44) [121].

Длительность сигнала  $T_c$  выбирается исходя из заданного разрешения по скорости или требуемой энергетике при ограничениях на среднюю мощность излучения.

Принятый сигнал переносится на промежуточную частоту и оцифровывается. При демодуляции в качестве опорного может использоваться зондирующий сигнал. Частота оцифровки  $F_s$  выбирается исходя из удвоенного значения максимальной доплеровской частоты. В этом случае длительность дискрета по времени будет равна  $\Delta t = 1/F_s$ .

Оцифрованный сигнал разделяется на две последовательности отсчетов. В первую последовательность включают нечетные, а во вторую – четные номера отсчетов. Над каждой последовательностью осуществляется фурье-преобразование. При этом для сигнала одной и той же цели положение  $f_{\text{д1}}$  и  $f_{\text{д2}}$  максимумов спектра в последовательностях будет соответствовать доплеровской частоте. Учитывая, что величина  $\Delta f_{\text{см}}$  является



**Рисунок 3.44**

Временная зависимость частоты зондирующего и принятого сигнала при двухчастотной манипуляции

небольшой, справедливо условие  $f_{д2} \approx f_{д1} = 2V_{ц}/c$ , и тогда скорость цели

$$V_{ц} = f_{д1}c/(2f_1). \quad (3.61)$$

При использовании сигнала с двухчастотной манипуляцией информация о дальности до цели извлекается из разности фаз  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$  максимумов спектров двух последовательностей

$$R_{ц} = \frac{c}{4\pi\Delta f_{см}} \Delta\varphi. \quad (3.62)$$

Фазовый способ измерения дальности характеризуется однозначным измерением дальности на интервале однозначного измерения разности фаз  $\Delta\varphi \in [0, 2\pi]$ . В этом случае максимальная дальность действия РЛС, определяемая однозначным интервалом измерения дальности, составляет

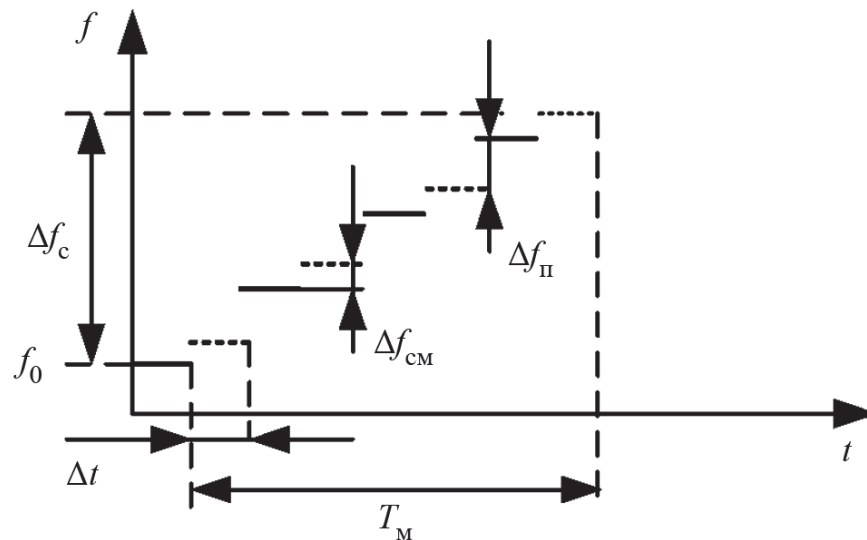
$$R_{\max} = \frac{c}{2\Delta f_{см}}. \quad (3.63)$$

Необходимый интервал однозначного измерения дальности цели обеспечивается соответствующим выбором величины  $\Delta f_{см}$ .

*Основной недостаток:* невозможность разрешения целей, движущихся с одинаковой скоростью.

### ***3.3.4. Определение дальности и скорости целей на основе применения сигнала с многочастотной манипуляцией***

Для устранения неоднозначности определения скорости и дальности в течение отдельного периода может излучаться зондирующий сигнал с многочастотной манипуляцией [121], представляющий собой совокупность двух сигналов с линейной частотой манипуляций, частота которых смещена на некоторую величину  $\Delta f_{см}$ . В течение каждого интервала времени длительностью  $\Delta t$  поочередно излучается только один из двух сигналов, причем его частота в течение этого интервала является фиксированной (рис. 3.45).

**Рисунок 3.45**

Временная зависимость частоты зондирующего сигнала с многочастотной манипуляцией

Обработка сигнала во многом аналогична обработке в способе с двухчастотной манипуляцией. Принятый сигнал демодулируется путем умножения на опорный, в качестве которого используется зондирующий сигнал. Демодулированный сигнал оцифровывается с частотой  $F_s = 1/\Delta t$  и разделяется на два канала. В первый канал поступают нечетные, а во второй – четные номера отсчетов. В каждом канале вычисляется фурье-преобразование и находятся положения пиков спектра  $f_{p1}$  и  $f_{p2}$ , а также разность значений их фаз  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ . Скорость цели и дальность определяют путем решения уравнений:

$$f_{p1} = -\frac{2V_{ц}f_0}{c} - \frac{2R_{ц}\Delta f_c}{cT_M}, \quad (3.64)$$

$$\Delta\varphi = -\frac{\pi V_{ц}}{(N-1)\delta V} - \frac{4\pi R_{ц}\Delta f_{сМ}}{c}, \quad (3.65)$$

где  $\delta V$  – разрешающая способность по скорости, определяемая в соответствии с (2.17);  $N = T_M/\Delta t$ .

*Достоинство способа:* возможность однозначного определения дальности и скорости цели за один период модуляции зондирующего сигнала, благодаря чему он находит широкое применение в современных системах ADAS.

### ***3.3.5. Определение дальности и скорости РЛС в условиях миграции отметок целей по каналам дальности***

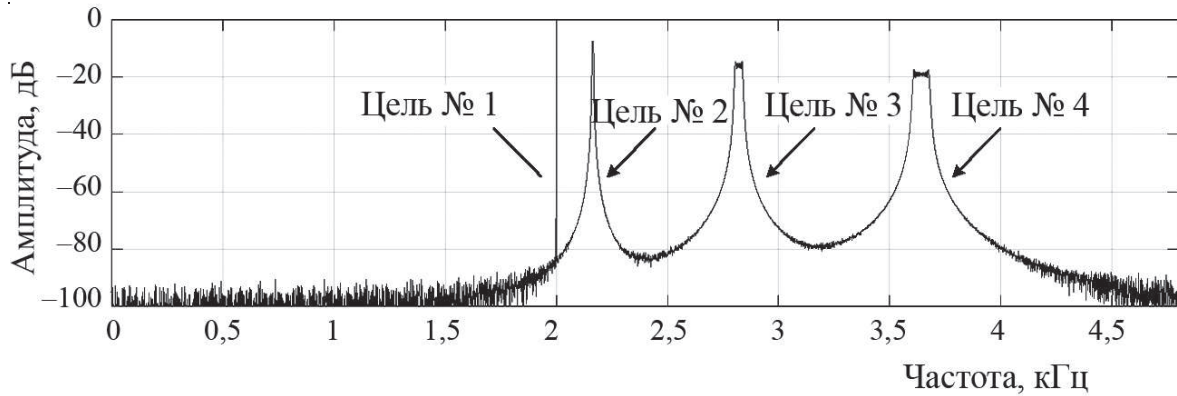
Увеличение дальности действия РЛС может достигаться за счет увеличения мощности излучаемого сигнала. Однако в ряде случаев это является нерациональным исходя из требований по обеспечению электромагнитной совместимости ограничений на эквивалентную излучаемую мощность, низкой развязки между приемником и передатчиком и т.д.

Другим подходом к увеличению дальности действия РЛС является увеличение времени когерентного накопления сигналов, которое в способах, описанных выше, ограничивалось временем нахождения цели в элементе разрешения по дальности.

С одной стороны, улучшение разрешения по дальности обеспечивает повышение отношения уровня эхосигналов малоаметных объектов к среднему уровню фоновых отражений. В то же время, при использовании широкополосных зондирующих сигналов с полосой в несколько сотен мегагерц, обеспечивающих улучшение разрешения до нескольких десятков сантиметров, цели, движущиеся со скоростью в десятки или сотни метров в секунду, находятся в разрешаемом элементе не дольше нескольких десятков миллисекунд. Это существенно ограничивает возможности по улучшению качественных показателей обнаружения и оценки параметров движения целей из-за ограничений на максимальную продолжительность интервала когерентного накопления их эхосигналов.

Кроме того, наличие сильной миграции отметки цели по каналам дальности приводит к дополнительному снижению амплитуды сигнала после выполнения процедуры сжатия по дальности. На рис. 3.46 показан вид сжатого по дальности сигнала для целей с одинаковыми отражающими характеристиками, движущихся с различной скоростью: цель № 1 – неподвижна; цели № 2–4 – 20, 100 и 200 м/с соответственно, начальная дальность всех целей – 10 км.

Параметры сигнала РЛС:  $f_0 = 1,2$  ГГц;  $\Delta f_c = 30$  МГц;  $T_c = 1$  с. Из рис. 3.46 следует, что в случае цели № 4, движущейся со скоростью 200 м/с, наблюдается уменьшение амплитуды ее сжатого

**Рисунок 3.46**

Вид сжатого по дальности сигнала при различной скорости движения цели

сигнала практически на 20 дБ по сравнению с неподвижной целью. Разнос отметок целей на рис. 3.46 по частоте, несмотря на одинаковую начальную дальность, обусловлен различными значениями их доплеровских частот.

Анализ выражения (2.30) показывает, что движение цели обуславливает появление дополнительной (вторичной) линейной частотной модуляции в отраженном сигнале, скорость изменения частоты которой  $\mu_2$  пропорциональна радиальной скорости цели, а значение разностной частоты — дальности до нее. Тогда определение  $V_{ц}$  и  $R_0$  может быть основано на измерении начального значения разностной частоты и скорости ее изменения [58, 119], что обеспечивает получение оценок дальности и скорости даже при значительной миграции эхосигналов целей по каналам дальности.

С учетом этих соображений выражение для эхосигнала движущейся цели, зарегистрированного в отдельном периоде модуляции (2.30), можно переписать в виде

$$\dot{S}_p(t_m) = A_{то} \exp\left(j2\pi\left(f_{Rд}t_m + \frac{\mu_2}{2}t_m^2\right)\right), \quad (3.66)$$

где  $f_{Rд} = f_R + f_d$ ;  $f_R = 2\mu R_0/c$ ;  $f_d = 2V_{ц}/\lambda$  — доплеровская частота;  $\mu_2 = 4\mu V_{ц}/c$  — скорость изменения дополнительной (вторичной) ЛЧМ.

Анализ выражения (3.66) показывает, что оценки  $V_{ц}$  и  $R_0$  могут формироваться на основе оценок  $\mu_2$  и  $f_{Rд}$ , которые, в свою очередь, могут быть получены методом максимального правдоподобия [21] или с помощью субоптимальных методов,

основанных на автокорреляционной обработке. Эти методы отличаются как условиями применения, так и потребными вычислительными затратами. Рассмотрим способы оценивания параметров движения целей более подробно.

### Определение дальности и радиальной скорости целей на основе согласованной фильтрации

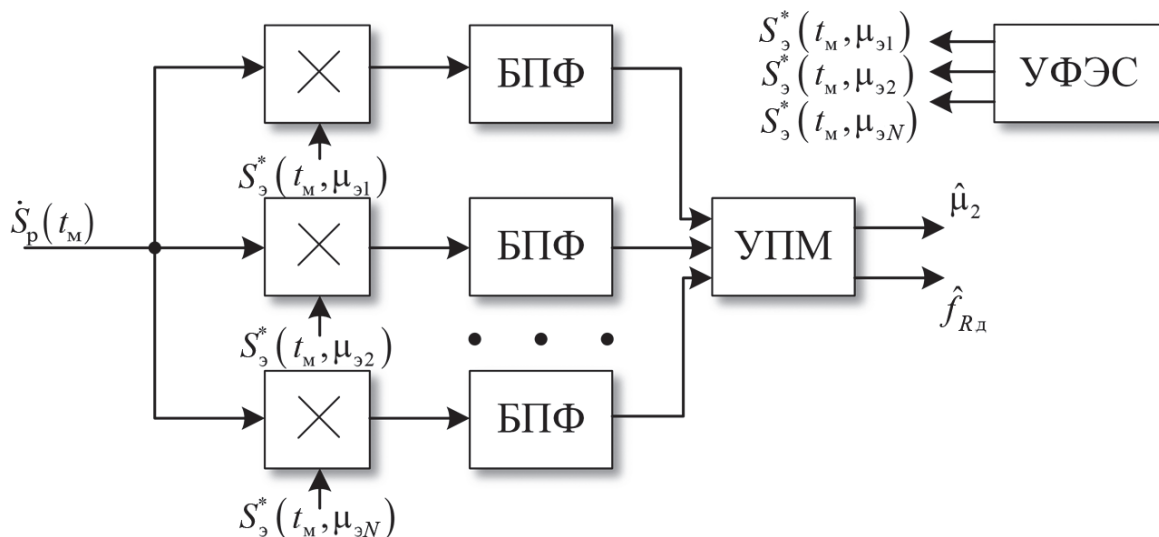
Способ заключается в поиске положения максимума *двумерной корреляционной функции* (ДКФ) сигнала (3.68) [63]:

$$\dot{S}(f, \mu_2) = \mathcal{F}_{t_M} \left\{ \dot{S}_p(t_M) S_3^*(t_M, \mu_2) \right\}, \quad (3.67)$$

$$\left( \hat{f}_{RД}, \hat{\mu}_2 \right) = \arg \max_{f, \mu_2} \left( \left| \dot{S}(f, \mu_2) \right| \right), \quad (3.68)$$

где  $\dot{S}_3(t_M, \mu_2) = \exp \left\{ j\pi \mu_2 t_M^2 \right\}$  – эталонный сигнал;  $f$  – частота;  $\mu_2 \in [\mu_{2\min}, \mu_{2\max}]$ ;  $\mu_{2\min} = 4\mu V_{ц\min}/c$  и  $\mu_{2\max} = 4\mu V_{ц\max}/c$  – границы априорного интервала значений параметра  $\mu_2$ , определяемые минимальной  $V_{ц\min}$  и максимальной  $V_{ц\max}$  радиальной скоростью целей.

Устройство (рис. 3.47), реализующее процедуры (3.67) и (3.68), содержит  $N$  каналов, число которых рассчитывают исходя из требуемой точности оценки  $\hat{\mu}_2$  [123], т.е.



**Рисунок 3.47**

Схема измерителя параметров  $\hat{\mu}_2$  и  $\hat{f}_{RД}$ : УПМ – устройство поиска положения максимума; УФЭС – устройство формирования эталонных сигналов

$$N \geq |\mu_{2\max} - \mu_{2\min}| / \sigma\{\hat{\mu}_2\},$$

где  $\sigma\{\hat{\mu}_2\}$  – среднеквадратическое отклонение (СКО) оценки параметра  $\mu_2$ .

Полученные оценки  $\hat{\mu}_2$  и  $\hat{f}_{R_d}$  позволяют определить  $\hat{V}_c$  и  $\hat{R}_0$ :

$$\hat{V}_c = \hat{\mu}_2 c / (4\mu), \quad (3.69)$$

$$\hat{R}_0 = \hat{R}_{R_d} - \hat{R}_d, \quad (3.70)$$

где  $\hat{R}_{R_d} = \hat{f}_{R_d} c / (2\mu)$ ;  $\hat{R}_d = \hat{f}_d c / (2\mu)$  – смещение по дальности, обусловленное доплеровским частотным сдвигом;  $\hat{f}_d = 2f_0 \hat{V}_c / c$ .

Потенциальная точность оценок  $\hat{V}_c$  и  $\hat{R}_0$  определяется потенциальной точностью оценок линейного  $f_{R_d}$  и квадратичного  $\mu_2/2$  фазовых множителей выражения (3.66), нижние границы дисперсий которых в соответствии с условием Крамера–Рао [33] определяется как:

$$\sigma^2\{\hat{\mu}_2\} = \frac{90}{q^2 T_M^4 \pi^2}, \quad \sigma^2\{\hat{f}_{R_d}\} = \frac{3}{q^2 T_M^2 \pi^2}, \quad (3.71)$$

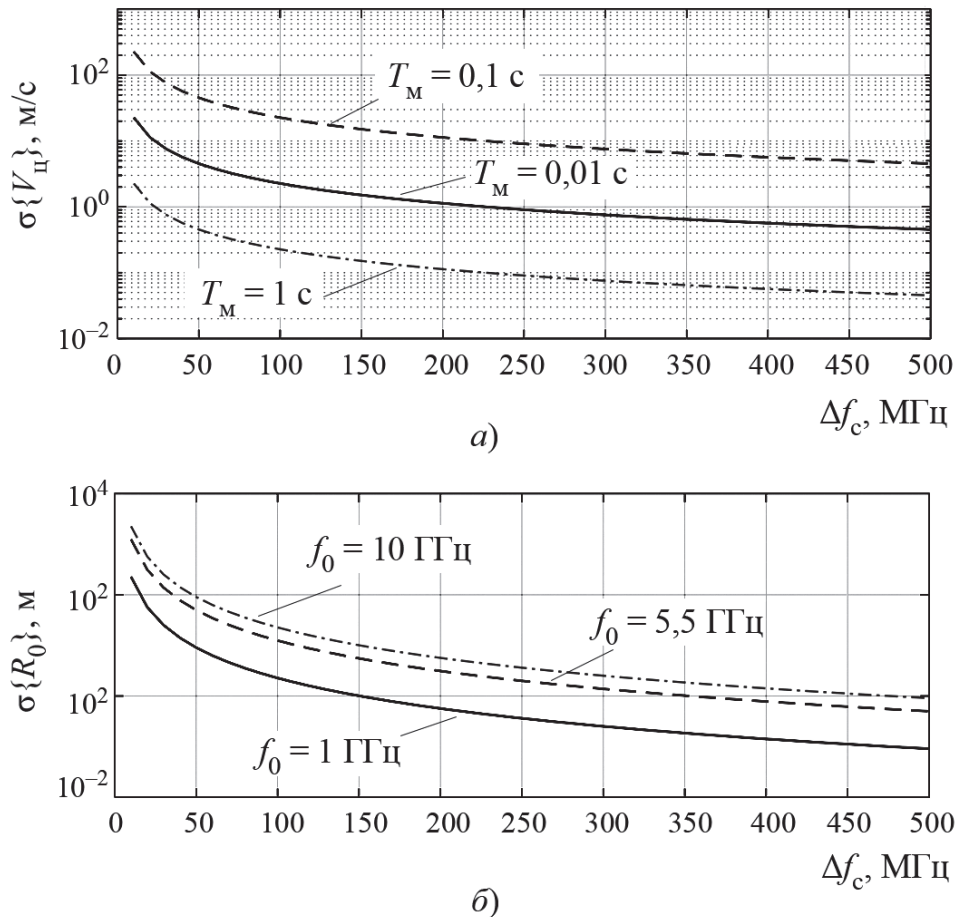
где  $q^2 = 2A_0^2 T_M / N_0$ ;  $N_0$  – спектральная плотность шума в приемном канале.

Соответствующие СКО оценок  $\hat{V}_c$  и  $\hat{R}_0$  с учетом линейности их связи с  $\hat{\mu}_2$  и  $\hat{f}_{R_d}$  (см. (3.69), (3.70)) определяются выражениями:

$$\sigma\{\hat{V}_c\} = \sqrt{\frac{45}{8q^2}} \frac{c}{\pi T_M \Delta f_c}, \quad (3.72)$$

$$\sigma\{\hat{R}_0\} \approx \sqrt{\frac{45}{8q^2}} \frac{f_0 c}{\pi \Delta f_c^2} \quad \text{при } f_0 > \Delta f_c. \quad (3.73)$$

Зависимости СКО оценок  $\hat{V}_c$  и  $\hat{R}_0$ , полученные с использованием (3.72) и (3.73) для различных значений  $T_M$  и  $f_0$ , представлены на рис. 3.48.

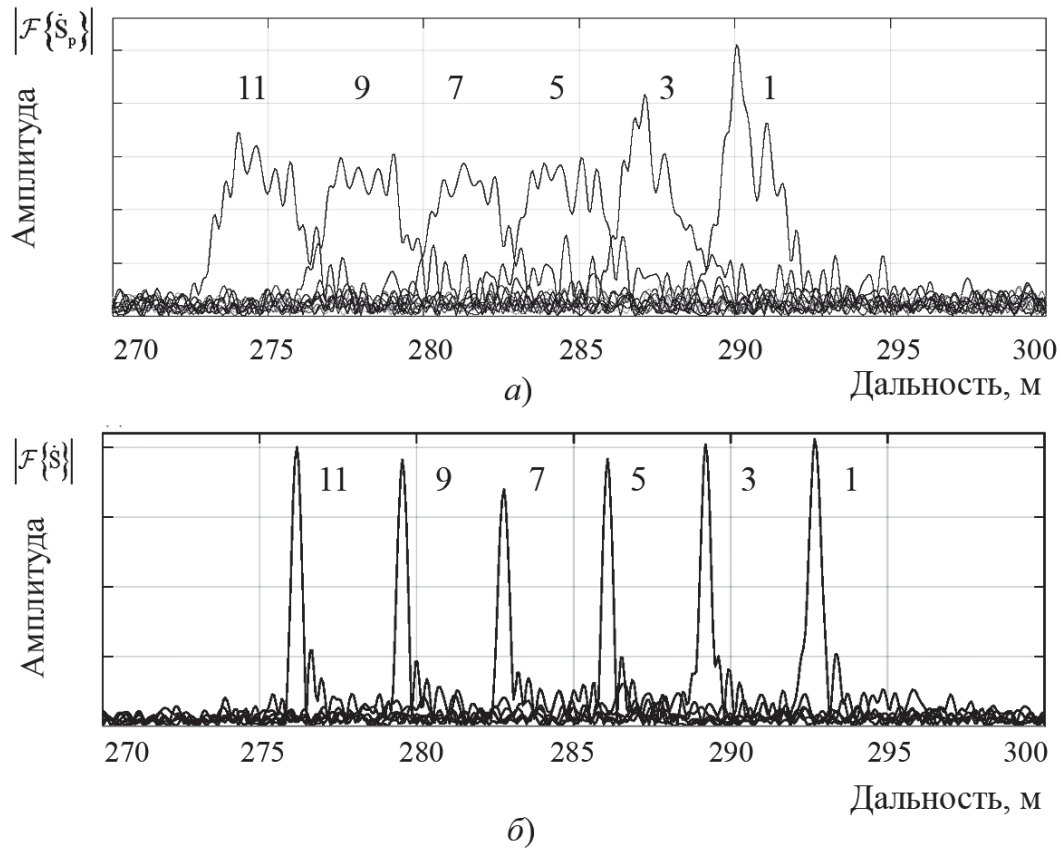


**Рисунок 3.48**

Графики зависимости  $\sigma\{\hat{V}_r\}$  (а) и  $\sigma\{\hat{R}_0\}$  (б) для различных параметров сигнала при  $q^2 = 20$  дБ

Анализ (3.72) показывает, что увеличение  $T_M$  и  $\Delta f_c$  ведет к пропорциональному улучшению точности измерения радиальной скорости объекта, а точность измерения дальности объекта улучшается пропорционально квадрату ширины спектра сигнала  $\Delta f_c$ . Кроме того, меньшие значения  $f_0$  обеспечивают лучшую точность измерения дальности до объекта вследствие уменьшения погрешности измерения доплеровской частоты  $\hat{f}_d$ .

Для проверки возможности практической реализации способа проведен эксперимент по измерению дальности и скорости приближающегося автомобиля широкополосной РЛС с непрерывным излучением С-диапазона, описанной в приложении 1, при следующих условиях:  $f_0 = 5,25$  ГГц;  $\Delta f_c = 500$  МГц;  $T_M = 0,1$  с, средняя мощность зондирующего сигнала – 10 дБм, ко-

**Рисунок 3.49**

Спектр сигнала  $\dot{S}_p(t_m)$  (a) и сечения  $\dot{S}(f, \mu_s)$  при  $\mu_s = \hat{\mu}_p$  (б) в пересчете к дальности: 1, 2, ..., 11 – номер периодов зондирования

эффицент усиления антенн – 18 дБ. Скорость автомобиля (по показаниям спидометра) составляла около 60 км/ч. Сигналы  $\dot{S}_p(t_m)$ , отраженные от движущегося автомобиля, оцифровывались аналого-цифровым преобразователем с частотой дискретизации 400 кГц и разрядностью 8 бит, а затем обрабатывались на ПЭВМ. Спектр зарегистрированного сигнала  $\dot{S}_p(t_m)$  и сечения ДКФ (3.67) при  $\mu_s = \hat{\mu}_2$  для различных номеров периодов зондирования в пересчете к дальности показаны на рис. 3.49.

Спектр сигнала  $\dot{S}_p(t_m)$  в каждом периоде  $T_m$  представляет собой спектр ЛЧМ-колебания (рис. 3.49, a) с девиацией  $\Delta f_p = 4\Delta f_c V_{ц}/c$ . Умножение  $\dot{S}_p(t_m)$  на эталонный сигнал  $\dot{S}_s(t, \mu_s)$  обеспечивает устранение дополнительной ЛЧМ и сжатие спектра

(рис. 3.49,б), что, в свою очередь, приводит к улучшению отношения сигнал/шум  $q^2$  в  $T_M$  раз и, как следствие, к увеличению дальности действия РЛС в  $\sqrt[4]{T_M}$  раз [78]. Так, например, увеличение  $T_M$  с 2,5 мс до 0,1 с обеспечивает увеличение максимальной дальности действия РЛС в 2,5 раза.

Полученные в различных периодах зондирования оценки  $\hat{V}_ц$ ,  $\hat{f}_д$ ,  $\hat{R}_д$ ,  $\hat{R}_{Rд}$  и  $\hat{R}_0$ , а также их СКО и математические ожидания (МО) представлены в табл. 3.6.

**Таблица 3.6**

Оценка в различных периодах зондирования

| Номер периода      | 1     | 3     | 5     | 7     | 9     | 11    | СКО   | МО    |
|--------------------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|-------|
| $\hat{V}_ц$ , км/ч | 59,8  | 54,8  | 57,8  | 56,8  | 59,8  | 56,8  | 1,95  | 57,6  |
| $\hat{f}_д$ , Гц   | 581,4 | 532,5 | 561,8 | 552,1 | 581,4 | 552,1 | 18,9  | 560,2 |
| $\hat{R}_д$ , м    | 17,4  | 16,0  | 16,8  | 16,6  | 17,4  | 16,5  | 0,57  | 16,8  |
| $\hat{R}_{Rд}$ , м | 292,8 | 289,3 | 286,2 | 282,9 | 279,6 | 276,3 | 0,13* | 3,3*  |
| $\hat{R}_0$ , м    | 275,3 | 273,3 | 269,3 | 266,3 | 262,2 | 259,7 | 0,92* | 3,12* |

Примечание: \* СКО и МО изменений значений соответствующих параметров от периода к периоду.

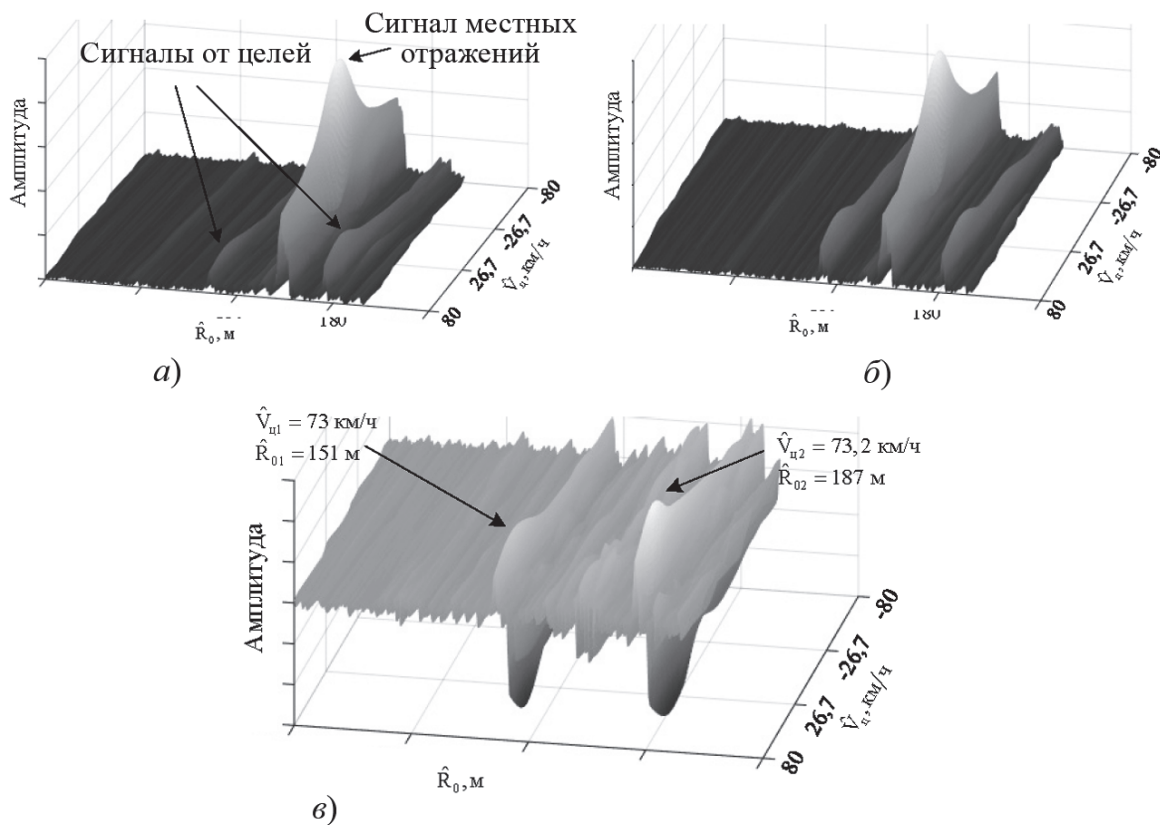
Потенциальная точность оценок  $\hat{V}_ц$  и  $\hat{R}_0$  при  $q^2 = 19...21$  дБ (рис. 3.49,б), согласно (3.72), (3.73), составляет  $\sigma\{\hat{V}_ц\} = 0,4...0,5$  м/с и  $\sigma\{\hat{R}_0\} = 0,42...0,53$  м. В то же время, СКО аналогичных оценок, полученных в ходе эксперимента (табл. 3.6), не превышают 1,95 м/с и 0,92 м соответственно, что, с учетом флуктуаций отраженного сигнала и погрешностей обработки, можно считать согласующимися с их потенциальными значениями.

Для компенсации отражений от неподвижных объектов и выделения на их фоне сигнала движущейся цели может применяться череспериодное

вычитание ДКФ [35], так как положения максимумов сигналов от неподвижных объектов в различных периодах зондирования не изменяются, в отличие от максимумов сигналов движущихся целей, которые смещаются по дальности.

На рис. 3.50,а,б представлен вид ДКФ, сформированных в смежных периодах зондирования, на которых присутствуют сигналы как двух движущихся целей (автомобилей) со скоростью 73 и 73,2 км/ч, удаленных на расстояние 151 и 187 м от РЛС, так и сигналов местных предметов. На рис. 3.50,в представлен результат их вычитания, сигналы местных предметов на котором являются подавленными.

Следует отметить, что дополнительным признаком соответствия максимума ДКФ отражению местного предмета является нулевое значение его доплеровского сдвига.



**Рисунок 3.50**

Вид ДКФ в  $n$ -м (а),  $n + 1$ -м (б) периоде зондирования и результат компенсации местных предметов (в)

## Определение дальности и радиальной скорости целей на основе автокорреляционной обработки

Несмотря на достоинства способа, рассмотренного выше, его недостатком являются высокие требования к производительности системы обработки сигналов, обусловленные необходимостью перебора большого количества значений параметров  $f$  и  $\mu_2$  для получения оценок дальности и радиальной скорости с требуемой точностью.

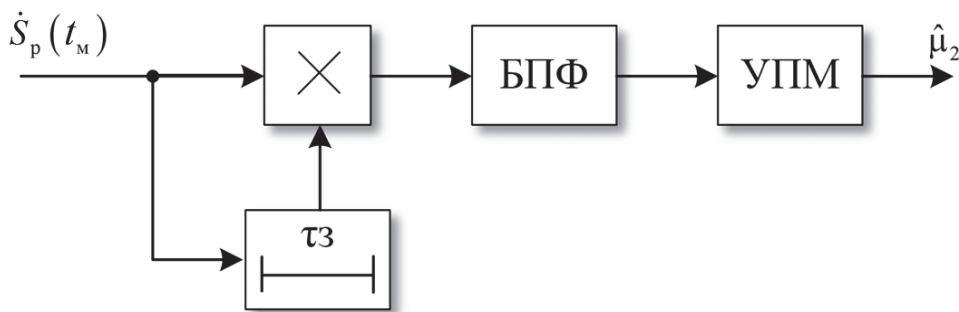
Существенно снизить объем вычислений можно за счет использования автокорреляционной схемы обработки для оценки параметра  $\mu_2$  (рис. 3.51).

Работа схемы основана на том, что если на вход автокоррелятора подать ЛЧМ-сигнал, то на его выходе будет формироваться гармонический сигнал с частотой, пропорциональной времени задержки  $\tau_3$  и скорости изменения ЛЧМ  $\mu_2$ .

Тогда по частоте гармонического сигнала на выходе автокоррелятора  $f_{ак}$  величина  $\mu_2$  может быть вычислена как

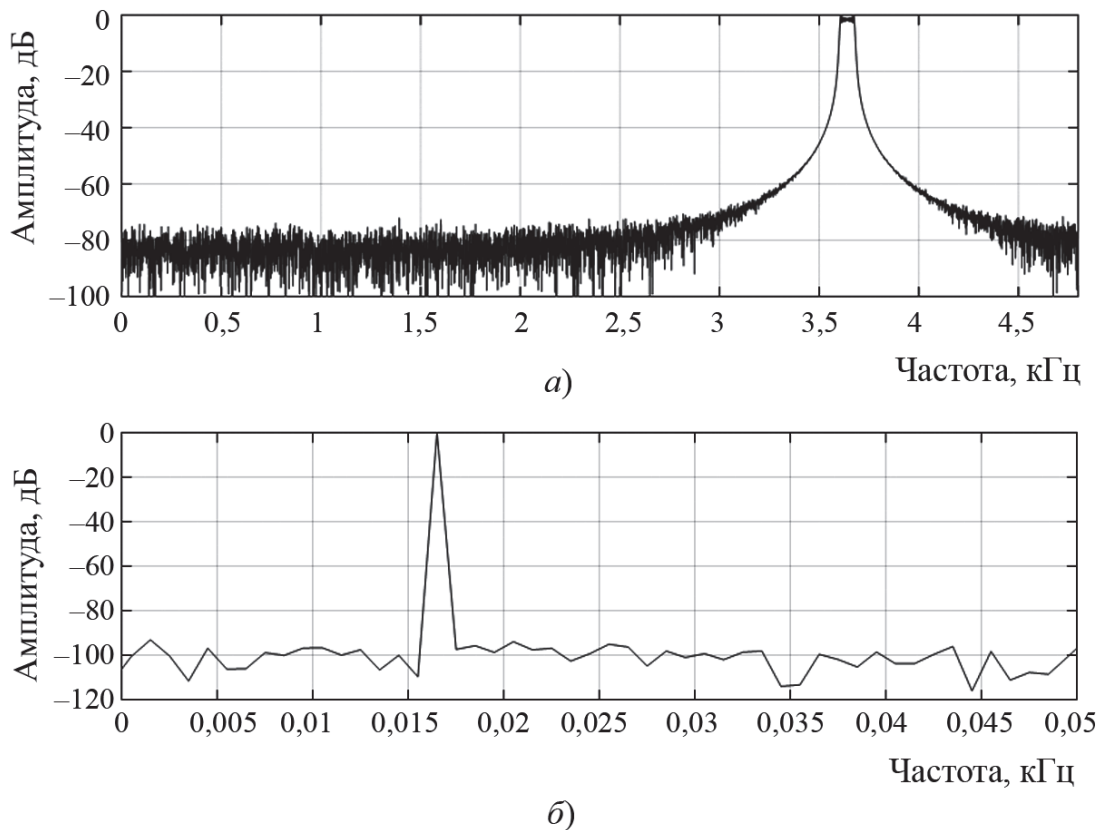
$$\mu_2 = \frac{f_{ак}}{\tau_3}. \quad (3.74)$$

На рис. 3.52,а представлен амплитудный спектр сигнала разностной частоты  $\dot{S}_p(t_m)$ , соответствующей эхосигналу движущейся цели со скоростью 200 м/с при начальной дальности, равной 10 км, времени задержки  $\tau_3 = 0,2$  с и параметрах сигнала РЛС:  $f_0 = 1,2$  ГГц,  $\Delta f_c = 30$  МГц,  $T_c = 1$  с. Вид амплитудного спектра сигнала на выходе автокоррелятора представлен на рис. 3.52,б.



**Рисунок 3.51**

Схема применения автокоррелятора для оценки параметра  $\mu_2$

**Рисунок 3.52**

Амплитудные спектры сигнала одиночной цели на входе (а) и выходе (б) автокоррелятора

Максимум спектра (рис. 3.52,б) расположен на частоте  $f_{\text{ак}} = 16$  Гц, что соответствует значениям  $\mu_2 = 80$  Гц/с и  $V_{\text{ц}} = 200$  м/с, рассчитанным с использованием (3.74) и (3.69). Дальность до цели определяется с помощью выражения (3.70) так же, как и в способе, основанном на анализе ДКФ.

Высокая точность оценок дальности и радиальной скорости целей, формируемых рассмотренными способами, достигается при использовании «длинных» зондирующих сигналов, т.е. сигналов, период модуляции на несколько порядков превышает типовые значения и составляет десятые доли...единицы секунд. При этом измерение параметров движения осуществляется в течение одного периода модуляции.

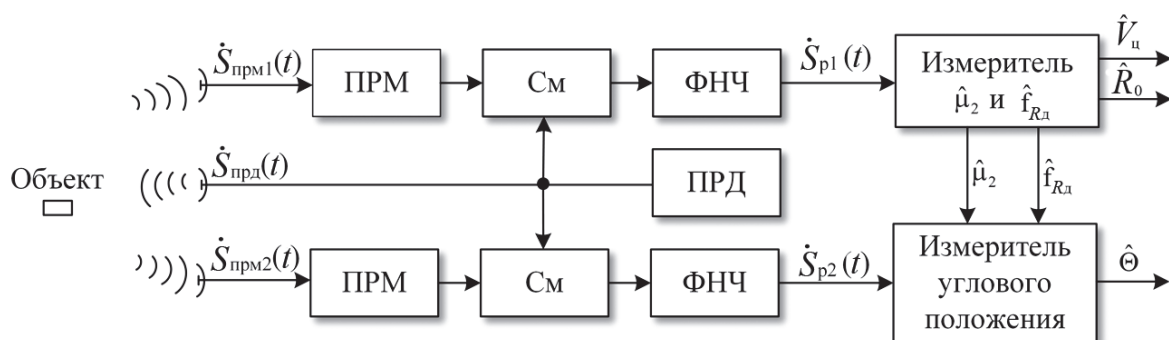
Дополнительным преимуществом длинных зондирующих сигналов являются небольшие значения разностных частот эхосигналов целей (до десятков или сотен килогерц), что, в свою очередь, позволяет существенно смягчить требования к АЦП и производительности системы ЦОС.

Увеличение времени когерентного накопления с единиц до десятков–сотен миллисекунд позволяет увеличить максимальную дальность действия РЛС в 1,5...2,5 раза при одной и той же мощности излучения.

### 3.3.6. Определение углового положения цели в условиях миграции отметок целей по каналам дальности

В большинстве практических задач помимо измерения дальности и радиальной скорости целей необходимо получение оценок углового положения как в вертикальной, так и в горизонтальной плоскости. Наиболее точные оценки могут быть получены на основе измерения разности фаз колебаний, принимаемых двумя или несколькими антеннами, разнесенными в пространстве [23].

Схема двухканального измерителя углового положения цели при миграции отметок по каналам дальности представлена на рис. 3.53 [66]. Такой измеритель обеспечивает возможность измерения углового положения в одной плоскости. Схема измерителя параметров  $\hat{\mu}_2$  и  $\hat{f}_{R_d}$ , входящего в состав первого канала, представлена на рис. 3.47. Значения оцененных параметров  $\hat{\mu}_2$  и  $\hat{f}_{R_d}$  передаются во второй канал на измеритель углового положения (рис. 3.54). На основе  $\hat{\mu}_2$  в измерителе углового положения,



**Рисунок 3.53**

Схема двухканальной РЛС с непрерывным излучением, реализующей измерение дальности, радиальной скорости и углового положения цели в условиях миграции отметок по каналам дальности

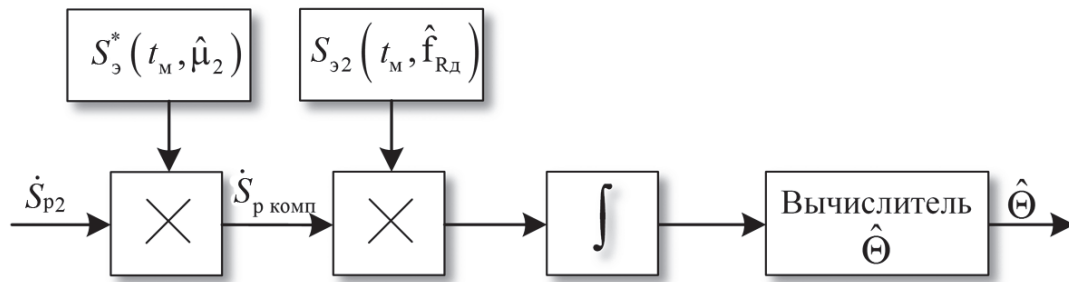
**Рисунок 3.54**

Схема измерителя углового положения

в соответствии с (3.67), формируется эталонный сигнал  $S_3(t_M, \hat{\mu}_2)$ , обеспечивающий максимальное значение ДКР, и осуществляется компенсация дополнительной ЛЧМ в сигнале разностной частоты второго канала:

$$\dot{S}_{p \text{ комп}}(t_M) = \dot{S}_{p2}(t_M) \dot{S}_3^*(t_M, \hat{\mu}_2). \quad (3.75)$$

Далее путем вычисления фурье-преобразования в точке, соответствующей частоте  $\hat{f}_{Rд}$ , осуществляется нахождение фазы комплексной частотной составляющей

$$\varphi_2 = \arg \left( \int_0^{T_M} \dot{S}_{p \text{ комп}}(t_M) \exp(-j2\pi \hat{f}_{Rд} t_M) dt_M \right), \quad (3.76)$$

где  $\arg(\dot{z}) = \arctg(\text{Im}(\dot{z})/\text{Re}(\dot{z}))$ .

Угловое положение цели определяется как

$$\hat{\Theta} = \arcsin(\Delta\varphi\lambda/(2\pi d)), \quad (3.77)$$

где  $\Delta\varphi = \varphi_1 - \varphi_2$ ;  $\varphi_1$  – фаза ДКР в первом канале в точке, соответствующей положению ее максимума;  $d$  – расстояние между фазовыми центрами приемных антенн первого и второго каналов.

Точность измерения  $\hat{\Theta}$  улучшается с увеличением отношения  $d/\lambda$  [23], однако из (3.77) следует, что при  $d/\lambda > 1/2$  имеет место неоднозначность измерения углового положения.

Ширина интервала однозначного измерения углового положения  $[-\Delta\Theta/2; \Delta\Theta/2]$

$$\Delta\Theta = 2 \arcsin(\lambda/d). \quad (3.78)$$

Так, например, при  $\lambda = 5,5$  см и  $d = 50$  см интервал однозначного измерения углового положения лежит в пределах  $\pm 12,5^\circ$ .

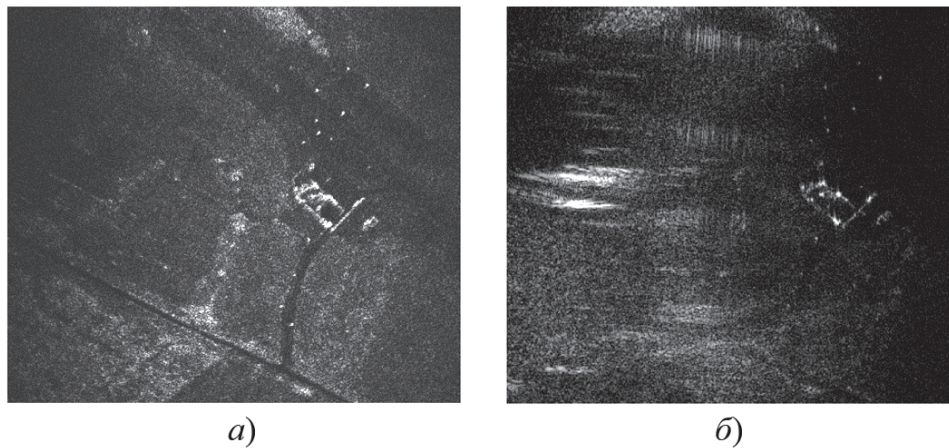
Для исключения неоднозначности можно проводить измерения при различных отношениях  $d/\lambda$ . На практике такие измерения реализуют за счет введения дополнительных приемных каналов с разнесенными антеннами, расстояние между которыми может выбираться как одинаковым, так и различным [132].

### 3.4. Определение начала периода модуляции при обработке сигналов в РЛС с непрерывным излучением

В малогабаритных РСА с непрерывным излучением качество формируемых РЛИ зависит, в том числе, от точности определения начала каждого зондирования в совокупной выборке отсчетов траекторного сигнала, зарегистрированного в течение интервала синтезирования [98].

В качестве примера на рис. 3.55 приведен фрагмент РЛИ одного и того же участка местности, полученного при точном (*a*) и смещенном на половину периода (*б*) оценке начала каждого зондирования.

Если период задается на этапе проектирования аппаратуры и априори известен, то для определения начала зондирования применяются специальные каналы синхронизации, информация с выхода которых записывается на носитель параллельно с записью *радиоголограммы* (РГ). Это требует применения дополнительных каналов регистрации синхроимпульсов, что приводит к усложнению и удорожанию конструкции в целом.

**Рисунок 3.55**

Фрагмент РЛИ, полученного при точном (а) и ошибочном в половину периода (б) определении начала зондирования

Один из способов упрощения аппаратной реализации каналов синхронизации и структуры выходного файла радиоголограммы – «врезка» синхропауз в моменты начала очередного периода модуляции зондирующего сигнала в сам сигнал радиоголограммы с последующей ее оцифровкой в АЦП и записью на накопитель [35, 36].

Помимо указанного преимущества такой подход обеспечивает нейтрализацию негативного эффекта, обусловленного переходными процессами при смене знака изменения частоты сигнала с симметричной ЛЧМ или скачкообразного изменения ее значения с началом очередного периода зондирования в случае сигнала с несимметричной ЛЧМ. Схема устройства, реализующего такой подход, показана на рис. 3.56, а вид сигнала, зарегистрированного с его помощью, – на рис. 3.57.

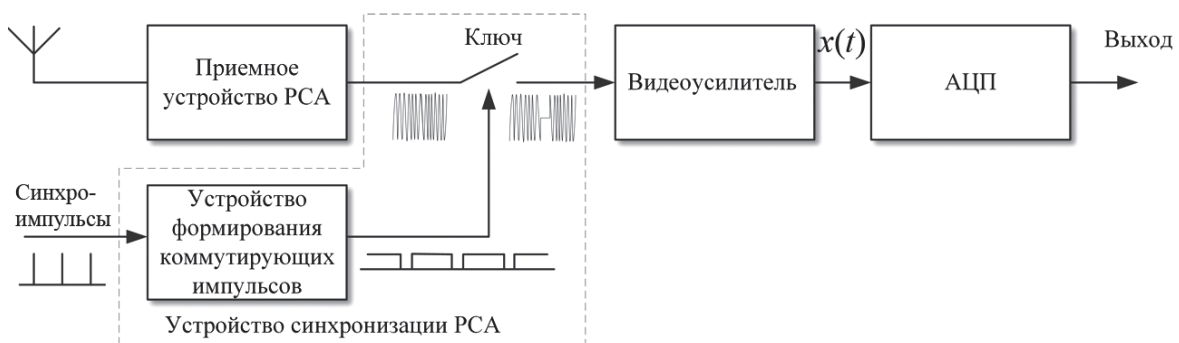
**Рисунок 3.56**

Схема устройства синхронизации в РЛС с непрерывным излучением

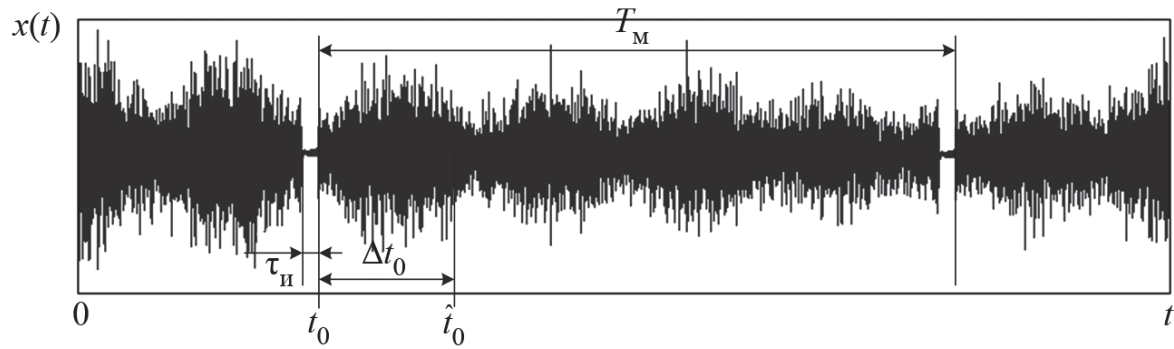


Рисунок 3.57

Вид сигнала радиоголограммы РСА с синхропаузами

Выделение синхропауз из радиоголограммы может производиться программно на начальном этапе любого алгоритма обработки зарегистрированного сигнала.

Так как обработка осуществляется на фоне шумоподобного сигнала  $x(t)$ , то оценка их временного положения  $\hat{t}_0$  носит вероятностный характер, вследствие чего сопровождается ошибками, приводящими к снижению качества получаемых РЛИ.

Сигнал на выходе видеоусилителя  $x(t)$  (рис. 3.57) можно представить как произведение синхросигнала  $s(t, \tau_{и}, \nu)$  и шума  $n(t)$ :

$$x(t) = s(t, \tau_{и}, \nu)n(t), \quad 0 \leq t \leq T_M, \quad (3.79)$$

$$s(t, \tau_{и}, \nu) = \begin{cases} \eta_0 & \text{при } \nu = 0, \\ \eta_1 & \text{при } \nu = 1, \end{cases} \quad (3.80)$$

где  $\tau_{и}$  – длительность синхропаузы;  $\eta_0$  и  $\eta_1$  – спектральная плотность шума при отсутствии ( $\nu = 0$ ) и наличии ( $\nu = 1$ ) синхропаузы соответственно, причем  $\eta_0 \gg \eta_1$ . Шум  $n(t)$  представляет собой центрированный гауссовский процесс с единичной равномерной спектральной плотностью, ограниченной полосой видеоусилителя  $\Delta f_{\text{вы}}$ . Такое допущение обосновано тем, что эхосигнал зоны обзора на выходе приемника представляет собой сумму эхосигналов большого количества разрешаемых элементов со случайными амплитудами и фазами.

Выделение синхروпауз из шумоподобного сигнала (рис. 3.57) может быть осуществлено корреляционным способом. Однако применение классического алгоритма оценки временного положения видеоимпульса  $\hat{t}_0$  [74] при сигнале вида (3.79) не представляется возможным, так как в случае мультипликативной помехи меняется его дисперсия, а математическое ожидание остается неизменным, т.е. положение максимума апостериорной плотности вероятности, оцениваемое с использованием корреляционного приемника, также остается неизменным.

Выходом из такой ситуации является предварительное детектирование сигнала (3.79) с последующей реализацией корреляционного алгоритма оценки временного положения видеоимпульса, который в рассматриваемом случае включает последовательное выполнение этапов вычисления свертки:

$$y(\tau) = \int_0^{\tau_n} |x(t - \tau)| s_0(t, \tau_n) dt, \quad (3.81)$$

$$s_0(t, \tau_n) = \text{rect}[t, \tau_n], \quad (3.82)$$

$$\text{rect}[t, \tau_n] = \begin{cases} 1, & \text{при } t \in [0, \tau_n]; \\ 0, & \text{при } t \notin [0, \tau_n]; \end{cases} \quad (3.83)$$

и формирования оценки

$$\hat{t}_0 = \arg \min_{\tau} y(\tau). \quad (3.84)$$

Смещение оценки  $\hat{t}_0$  от истинного значения  $t_0$  на величину  $\Delta t_0$  приводит к тому, что при обработке РГ используется информация не только текущего периода зондирования, но и часть соседнего.

Это приводит к ухудшению разрешения РЛИ по наклонной дальности и появлению зеркальной копии. Как относительный уровень средней амплитуды зеркального РЛИ, так и степень ухудшения разрешения при этом определяются отношением  $\Delta t_0 / (T_M - \Delta t_0)$ .

Исходя из того, что в практике синтеза РЛИ земной поверхности допустимый уровень мешающих изображений, обу-

словленных неоднозначностью по азимуту и дальности, обычно составляет минус 20 дБ или менее [33], относительное смещение  $\Delta t_0 / (T_M - \Delta t_0)$  не должно превышать 10% ( $\tau_{и} \leq 0,1T_M$ ). Это условие не выполняется при возникновении аномальных ошибок [76], источником которых являются помеховые выбросы выходного сигнала коррелятора (3.81)  $y(\hat{t}_0)$  при  $\hat{t}_0 \in [t_0 + \tau_{и}; t_0 + T_M]$ , превышающие максимум его сигнального отклика  $y(\hat{t}_0)$  при  $\hat{t}_0 \in [t_0; t_0 + \tau_{и}]$ . Смещение помехового выброса распределено равномерно на интервале  $\hat{t}_0 \in [t_0 + \tau_{и}; t_0 + T_M]$ .

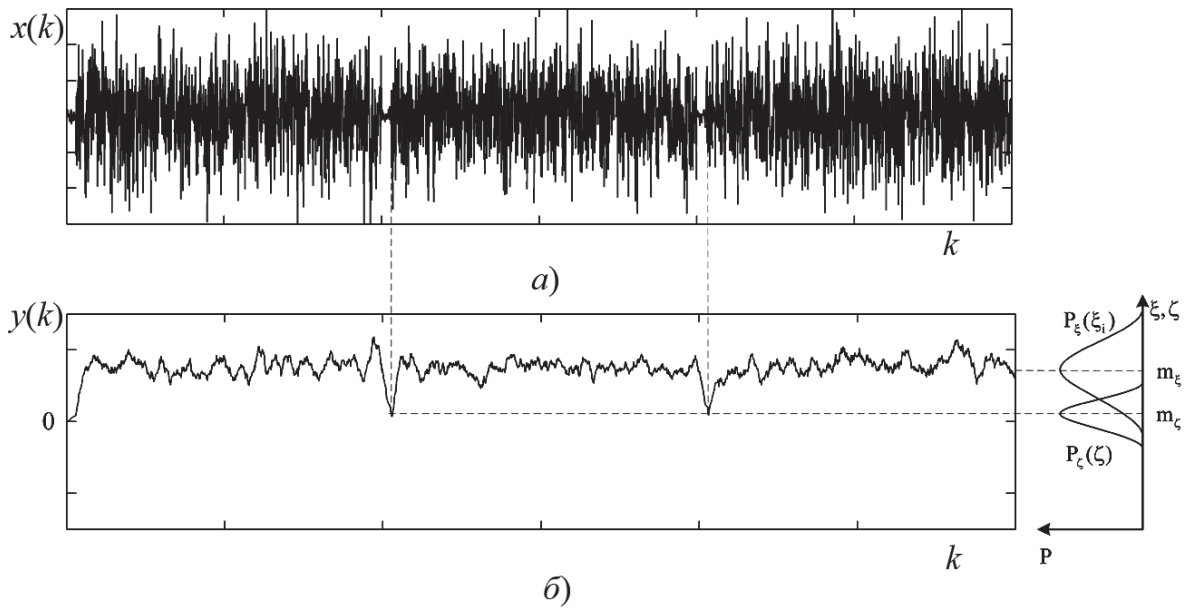
Для дальнейшего нахождения вероятности аномальной ошибки  $P_\zeta(\zeta)$  перепишем (3.81) в дискретной форме

$$y_k = \sum_{j=0}^{J-1} |x_{(k-j)}| s_j, \quad (3.85)$$

где  $s_j = s_0(j, \tau_{и} F_s)$ ;  $k = \overline{1, K}$ ;  $K = NTF_s$  – число отсчетов сигнала  $x$ ;  $N$  – число периодов, задействованных в обработке;  $N_{и} = F_s \tau_{и}$  – число отсчетов в синхропаузе;  $F_s = 2\Delta f_{\text{вы}}$ .

Несмотря на то, что величина  $|x_{(k-j)}|$  в (3.85) распределена по рэлеевскому закону, вероятностный закон распределения  $P_\xi(\xi)$  помеховых выбросов выходного сигнала корреляционного приемника, в силу центральной предельной теоремы, при  $N_{и} > 6 \dots 8$  можно считать нормальным с дисперсией  $\sigma_\xi^2 = \sigma_0^2 N_{и} (2 - \pi/2)$  и математическим ожиданием  $m_\xi = \sigma_0 N_{и} \sqrt{\pi/2}$  (рис. 3.58), где  $\sigma_0^2 = \eta_0 F_s / 2$  – дисперсия отсчетов шума при отсутствии синхропаузы. Закон распределения пика сигнального отклика корреляционного приемника также является нормальным с дисперсией  $\sigma_\zeta^2 = \sigma_1^2 N_{и} (2 - \pi/2)$  и математическим ожиданием  $m_\zeta = \sigma_1 N_{и} \sqrt{\pi/2}$ , где  $\sigma_1^2 = \eta_1 F_s / 2$  – дисперсия отсчетов шума при наличии синхропаузы.

Вероятность аномальной ошибки  $P_{\text{ош}}$  соответствует вероятности того, что значение любого  $i$ -го отсчета случайной величины

**Рисунок 3.58**

Вид входного (а) и выходного (б) сигналов корреляционного приемника

$\xi_i$  в пределах периода зондирования будет меньше случайной величины  $\zeta$  и определяется интегрированием совместной плотности распределения вероятностей по соответствующей области [75]:

$$\begin{aligned}
 P_{\text{ош}} &= P(\zeta, \xi_1 < \zeta, \xi_2 < \zeta, \dots, \xi_i < \zeta) = \\
 &= \int_{-\infty}^{\infty} P_{\zeta}(\zeta) \int_{-\infty}^{\zeta} \dots \int_{-\infty}^{\zeta} P_{\xi}(\Xi) d\xi_1 \dots d\xi_i d\zeta,
 \end{aligned} \tag{3.86}$$

где  $\Xi = [\xi_1, \dots, \xi_i, \dots, \xi_L]^T$ ;  $i = \overline{1, L}$ ;  $P_{\zeta}(\alpha) = \frac{1}{\sigma_{\zeta} \sqrt{2\pi}} \exp\left\{-\frac{(\alpha - m_{\zeta})^2}{2\sigma_{\zeta}^2}\right\}$ ;

$$P_{\xi}(\Xi) = \frac{1}{\sqrt{(2\pi)^L \det \mathbf{K}_{\xi}}} \exp\left\{-\frac{1}{2}(\Xi - \mathbf{M}_{\xi})^T \mathbf{K}_{\xi}^{-1} (\Xi - \mathbf{M}_{\xi})\right\}; \quad L = T_M F_s,$$

$\mathbf{K}_{\xi}$ ,  $\mathbf{M}_{\xi} = [m_{\xi}, \dots, m_{\xi}]^T$  – число отсчетов, корреляционная матрица, размерностью  $L \times L$ , и матрица-столбец математических ожиданий размерностью  $L$ , случайной величины  $\xi_i$  соответственно;

$\det \mathbf{K}_\xi$  – определитель матрицы  $\mathbf{K}_\xi$ ; символ  $[ ]^T$  обозначает транспонированную матрицу.

Вид усредненной корреляционной функции шума на выходе согласованного фильтра соответствует корреляционной функции входного сигнала [76]. Тогда, учитывая, что нормированная корреляционная функция прямоугольного импульса имеет вид треугольника, элементы вектора ее отсчетов определяются как

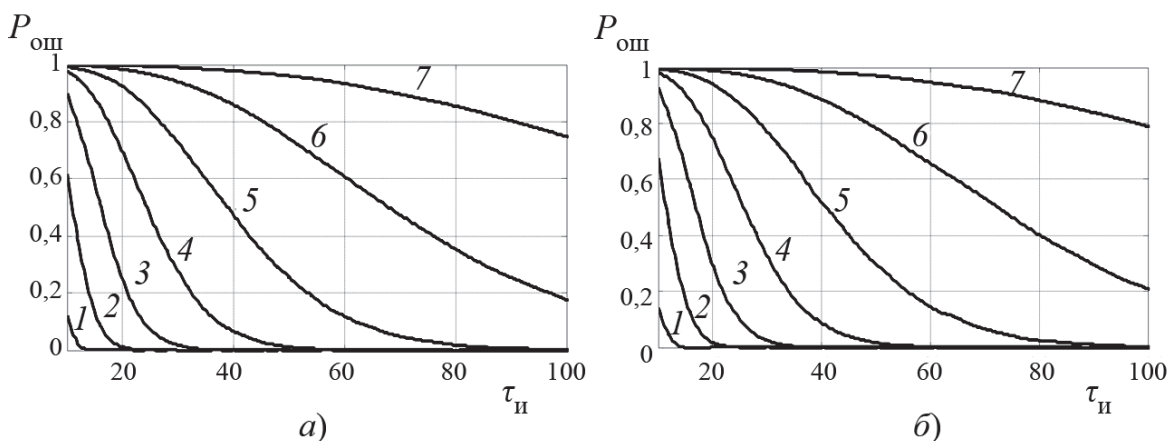
$$\mathbf{R}_i = \begin{cases} i/N_n & \text{при } 0 \leq i \leq N_n; \\ (2N_n - i)/N_n & \text{при } N_n \leq i \leq 2N_n; \\ 0 & \text{при } 0 > i > 2N_n; \end{cases} \quad (3.87)$$

а элементы корреляционной матрицы

$$\mathbf{K}_{\xi(i,j)} = \begin{cases} \sigma_\xi^2 \mathbf{R}_{i-j+N_n} & \text{при } (i-j+N_n) \geq 0; \\ 0 & \text{при } (i-j+N_n) < 0; \end{cases} \quad (3.88)$$

где  $j = \overline{1, L}$ .

Получению явного аналитического решения интеграла (3.86) при больших значениях  $L$  препятствуют значительные трудности математического характера. Поэтому для его нахождения использовался численный метод, описанный в [101]. Полученные результаты иллюстрируют зависимости, рассчитанные для значений  $L = 20000$  (рис. 3.59, а) и  $L = 30000$  (рис. 3.59, б), характерных для РСА с непрерывным излучением L- и С-диапазона (см. прил. 1, 2).



**Рисунок 3.59**

Графики зависимости вероятности аномальной ошибки от числа отсчетов в синхروпаузе: а – при  $L = 20000$ ; б – при  $L = 30000$  ( $1 - \sigma_1/\sigma_0 = 0,2$ ;  $2 - \sigma_1/\sigma_0 = 0,3$ ;  $3 - \sigma_1/\sigma_0 = 0,4$ ;  $4 - \sigma_1/\sigma_0 = 0,5$ ;  $5 - \sigma_1/\sigma_0 = 0,6$ ;  $6 - \sigma_1/\sigma_0 = 0,7$ ;  $7 - \sigma_1/\sigma_0 = 0,8$ )

Полученные зависимости обеспечивают оценку требуемой длительности синхروпаузы при заданном периоде модуляции  $T_M$  и уровне шума видеоусилителя. Так, в рассмотренном примере вероятность аномальной ошибки  $P_{\text{ош}}$  не превышает 0,1 при  $\sigma_1/\sigma_0 \leq 0,3$  и длительности паузы  $N_{\text{и}} \geq 25$  ( $\tau_{\text{и}} / T \geq 0,1\%$ ).

Значение  $P_{\text{ош}} = 0,1$  характеризует ситуацию, когда снижение качества получаемых изображений из-за ошибок синхронизации наблюдается в среднем у одного изображения из десяти.

Установлено, что увеличение длительности паузы до значений  $\tau_{\text{и}} / T_M = 1\%$  и более обеспечивает уменьшение вероятности аномальной ошибки до  $10^{-4}$  и менее, что является достаточным с практической точки зрения.

Кроме того, использование синхروпауз в радиоголограмме дополнительно позволяет:

- 1) обеспечить кодирование длительностью и количеством синхропауз, например поляризации излучаемого сигнала в текущем периоде при работе РСА в поляриметрическом режиме;
- 2) осуществить контроль работоспособности аппаратуры путем оценки отношения уровня сигнала к уровню шума в паузах;
- 3) исключить переходные процессы на входе видеоусилителей и системы автоматической регулировки усиления, характеризующиеся резким всплеском уровня сигнала в моменты смены знака и скорости закона изменения частоты зондирующего сигнала.

Подход, предложенный к определению начала зондирования, продемонстрировал работоспособность на практике. Его использование в малогабаритных РСА позволило отказаться от специальных аппаратных каналов записи синхросигналов и, как следствие, снизить массу, стоимость и сложность конечной аппаратуры.

---

Установлено, что особенности съемки, характерные для малогабаритных РЛС (небольшое удаление ближней границы зоны обзора, широкие диаграммы направленности антенн вследствие их ма-

лых размеров) и обуславливающие существенные различия законов изменения расстояния между РЛС и отражателями, расположенными в пределах одного кадра РЛИ, приводят к тому, что синтез детальных изображений возможен только с использованием алгоритмов Backprojection. Особенностью этих алгоритмов являются более жесткие требования к производительности системы обработки по сравнению с известными и традиционно применяемыми на практике алгоритмами гармонического анализа, RDA, FSA и их модификациями.

Помимо более высокого качества изображений, дополнительное важное преимущество алгоритмов Backprojection состоит в формировании выходного РЛИ сразу в координатах поперечная дальность – путевая дальность, что исключает этап их нелинейной геометрической трансформации с целью преобразования из системы координат наклонная дальность – доплеровская частота.

С целью реализации возможности синтеза изображений на борту БЛА в реальном масштабе времени при ограничениях на объем оперативной памяти вычислителя предложена модифицированная версия алгоритма Backprojection, отличающаяся от базового варианта предварительным этапом сжатия демодулированного сигнала по дальности и учитывающая его тонкие фазовые изменения от периода к периоду.

Для формирования РЛИ протяженных участков применяются алгоритмы полосовой съемки, в основу которых могут быть положены операции, используемые в алгоритмах гармонического анализа, RDA или ВРА. Выбор тех или иных операций определяется компромиссом между скоростью и качеством формирования изображений.

Приведено описание алгоритмов, обеспечивающих получение оценок высоты и скорости полета носителя РЛС с точностью, достаточной для формирования детальных изображений. Их отличительной особенностью является отсутствие необходимости использования данных от дополнительных измерителей (высотомеров, инерциальных навигационных систем), что обеспечивает снижение массогабаритных показателей РЛС в целом. Так, определение высоты полета носителя предложено осуществлять по смещению альтиметровых отражений, а скорости – на основе оценки пространственного сдвига пары радиолокационных изображений, сформированных с временным смещением.

Показано, что при излучении широкополосных зондирующих сигналов в надир и использовании при их обработке алгоритмов, сходных с применяемыми при синтезировании апертуры антенны,

обеспечивает возможность формирования детального изображения профиля рельефа местности. Это изображение может использоваться, например, при решении задачи автономной навигации БЛА в условиях отсутствия (подавления) внешнего радионавигационного поля. Достоинством такого подхода является возможность формирования оценок высот деревьев, лесных массивов, отдельных зданий и сооружений, и использования этих оценок для определения собственных координат носителя не только по данным о рельефе поверхности на участке коррекции, но и семантической информации, включаемой в состав цифровых карт местности.

При наземном размещении РЛС оценки скорости и дальности как воздушных, так и наземных движущихся целей могут формироваться с помощью различных алгоритмов, основанных на применении сигналов с различными законами модуляции. На практике наиболее широко используются сигналы с двух- и многочастотной манипуляцией, а также линейной частотной модуляцией с симметричным и несимметричным законами изменения частоты.

Предложен способ, основанный на применении «длинных» широкополосных зондирующих сигналов (с периодом модуляции порядка десятых долей секунды и шириной полосы до сотен мегагерц), обеспечивающий увеличение времени когерентного накопления эхосигналов малозаметных целей на порядок и более по сравнению с известными и, за счет этого, увеличение дальности обнаружения и повышение точности оценок параметров их движения.

Проведен теоретический анализ влияния точности определения начала периода модуляции сигнала на качество формируемых радиолокационных изображений. Необходимость проведения этой оценки обусловлена непрерывным характером демодулированного сигнала, и, отсюда, необходимостью принятия дополнительных мер по синхронизации передатчика и приемника.

Предложен способ определения начала периода, основанный на введении синхропауз в принимаемый непрерывный сигнал и использовании специального алгоритма для определения их смещения в зарегистрированной радиоголограмме. Такой подход обеспечивает существенное упрощение аппаратной части РЛС за счет исключения дополнительных каналов синхронизации, а также упрощение и повышение производительности алгоритмов обработки сигналов.

## ГЛАВА 4

# Особенности построения функциональных устройств РЛС с непрерывным излучением

Малогабаритные РЛС с непрерывным излучением обычно строятся по гомодинной схеме (супергетеродинной с нулевой промежуточной частотой или прямого преобразования), в которой демодуляция широкополосного принятого сигнала осуществляется путем его умножения на опорный сигнал с выхода передающего тракта. Схема типовой малогабаритной РЛС НИ (рис. 4.1) включает такие основные компоненты как передающее и приемное устройства, цифровую часть и антенную систему.

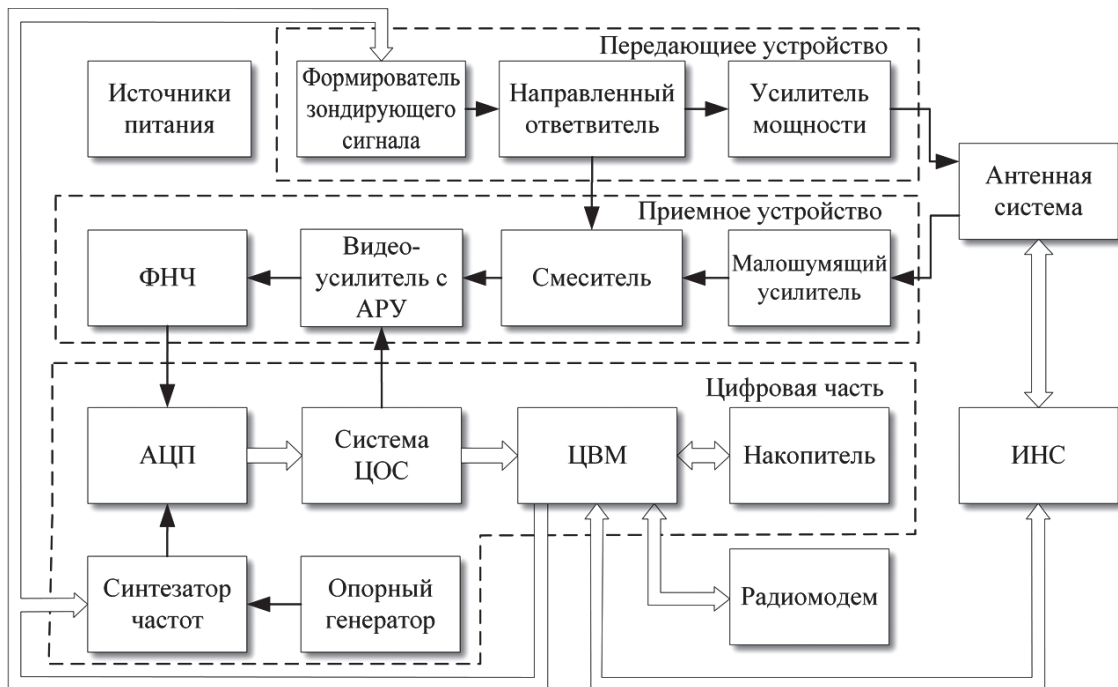


Рисунок 4.1

Схема малогабаритной РЛС с непрерывным излучением

## 4.1. Антенная система

Опыт проектирования малогабаритных РЛС свидетельствует о том, что антенные системы в значительной степени определяют их информационные возможности. Выбор рациональной конструкции антенны с учетом специфики задачи, решаемой РЛС, часто является результатом компромисса между противоречивыми требованиями к ее направленным и диапазонным свойствам, массогабаритным характеристикам, стоимости и др.

Основными параметрами антенн являются:

- форма и ширина ДН в азимутальной и угломестной плоскости;
- рабочая полоса частот;
- размеры и масса.

Для исключения перегрузки приемника сигналом передатчика и увеличения дальности действия РЛС уровень развязки между ними, как показано в §5.4, должен составлять не менее 40...60 дБ. Применение циркуляторов обеспечивает развязку не более 15...18 дБ, поэтому в РЛС с непрерывным излучением в основном применяются отдельные антенны на передачу и прием. Это ухудшает массогабаритные показатели антенной системы, как минимум, в два раза.

Ситуация усугубляется еще и невозможностью разнесения антенн при их установке на малые БЛА. Частичным выходом является взаимное экранирование антенн с использованием радиопоглощающих материалов, позволяющее увеличить развязку на 5...10 дБ в сантиметровых и миллиметровых диапазонах длин волн.

Основными типами антенн, применяемыми на БЛА, являются зеркальные и *микророскопические антенны* (МПА). Применение зеркальных антенн обусловлено простотой создания заданной формы ДН, низким уровнем боковых лепестков и хорошими диапазонами свойствами [55].

В последнее время более часто используются малогабаритные низкопрофильные (в том числе конформные) антенны, создаваемые на основе микророскопической технологии [83]. Изготовление таких антенн не вызывает трудностей в связи с развитой технологией производства печатных плат [48, 118].

На МПА достаточно просто устанавливаются интегральные микросхемы, что позволяет реализовать управление поляризацией, импедансом, полосой рабочих частот, а также положением луча диаграммы направленности в пространстве для компенсации траекторных нестабильностей и реализации различных режимов работы РЛС.

Использование многослойных материалов и специальных конструкций (например, антенн Вивальди) позволяет добиться расширения полосы рабочих частот, а низкое значение средней мощности зондирующих сигналов в РЛС с непрерывным излучением делает МПА весьма привлекательными для использования.

*Недостатки* МПА (по сравнению с другими типами антенн): слабо выраженные поляризационные характеристики, высокий уровень боковых лепестков, невысокая предельная рабочая мощность излучаемых сигналов и относительно узкая, по сравнению с зеркальными антеннами, полоса рабочих частот.

При создании МПА применяются различные материалы (табл. 4.1), основными параметрами которых являются: диэлектрическая проницаемость  $\epsilon_r$ , диэлектрические потери (определяемые тангенсом угла диэлектрических потерь  $\operatorname{tg} \delta$ ), механические характеристики, частотная и температурная стабильность. Использование материалов с большим значением  $\epsilon_r$  позволяет добиться, с одной стороны, меньших размеров конструкции (размер пропорционален  $\sqrt{\epsilon_r}$ ), с другой, приводит к сужению полосы рабочих частот.

Промышленностью выпускаются материалы с различными механическими характеристиками. Так, например, к числу недорогих материалов с повышенной прочностью на растяжение относится материал RO3010, а материалом, относительно нечувствительным к вибрационным нагрузкам, хотя и более плотным, является AD1000.

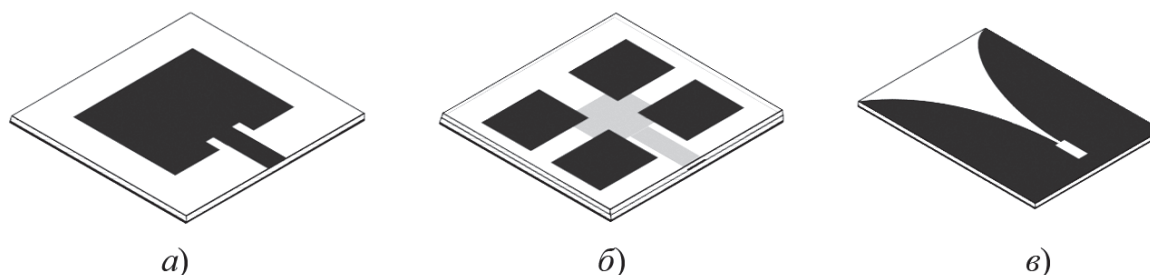
Микрополосковые антенны РЛС с непрерывным излучением могут быть построены на основе прямоугольных излучателей (patch-элементов) и элементов Вивальди (рис. 4.2) [25, 26]. Рабочая полоса частот прямоугольных излучателей с однослойным

диэлектриком не превышает 2...4%. Применение многослойных конструкций позволяет расширить полосу рабочих частот до 10...25%. Элемент Вивальди, представляющий собой сверхширокополосный микрополосковый излучатель, построенный на основе расширяющейся щелевой линии, обладает наиболее широкой полосой рабочих частот, достигающей 60% и более.

**Таблица 4.1**

Типовые СВЧ-материалы и их характеристики

| Материал           | Толщина, мм   | Диапазон частот, ГГц | $\epsilon_r$ | $\text{tg } \delta$ | Плотность, г/см <sup>3</sup> |
|--------------------|---------------|----------------------|--------------|---------------------|------------------------------|
| Rogers Corporation |               |                      |              |                     |                              |
| Duroid® 5880       | 0,127         | 0...40               | 2,20         | 0,0009              | 2,2                          |
| RO 3003            | 0,13...1,52   | 0...40               | 3,00         | 0,0010              | 2,1                          |
| RO 3010            | 0,13...1,28   | 0...10               | 11,2         | 0,0022              | 2,8                          |
| RO 4350B           | 0,101...1,524 | 0...10               | 3,48         | 0,0037              | 1,86                         |
| Arlon              |               |                      |              |                     |                              |
| 25N                | 0,508...1,524 | 0...10               | 3,38         | 0,0025              | 1,7                          |
| AD1000             | 0,15...3,23   | 0...10               | 7,8...10,2   | 0,0023              | 3,2                          |
| AD2xx series       | 0,38...1,57   | 0...25               | 2,55...3,5   | 0,0018...0,003      | 2,4                          |
| —                  |               |                      |              |                     |                              |
| ФАФ-4Д             | 1,0...2,0     | 0...10               | 2,5          | 0,0007              | 2,9                          |

**Рисунок 4.2**

Микрополосковые излучатели: *a* – однослойный прямоугольный излучатель; *b* – двухслойный прямоугольный излучатель; *в* – элемент Вивальди

У прямоугольных микрополосковых излучателей ДН формируется полем на его излучающих кромках, параллельных запитывающему микрополоску (рис. 4.2,*а*), и ее максимум направлен перпендикулярно плоскости антенны. Максимум ДН антенны Вивальди лежит в плоскости антенны и обращен к широкому концу ее конической щели. Эта особенность в некоторых случаях может существенно увеличивать толщину антенных решеток, созданных из элементов Вивальди, что необходимо учитывать при их проектировании.

Для увеличения коэффициента усиления антенн отдельные излучатели объединяются в антенные решетки [25]. Объединение может быть осуществлено путем их параллельного или последовательного соединения (рис. 4.3).

Для параллельного соединения (рис. 4.3,*а,в*) используются делители мощности совместно с четвертьволновыми трансформаторами. Такие антенные решетки обладают достаточной широкополосностью (определяемой рабочей полосой излучателей), однако наличие делителей может негативно сказываться на результирующей диаграмме направленности, особенно при расположении излучателей в несколько рядов. Кроме того, плотное расположение излучателей усложняет проектирование делителей мощности.

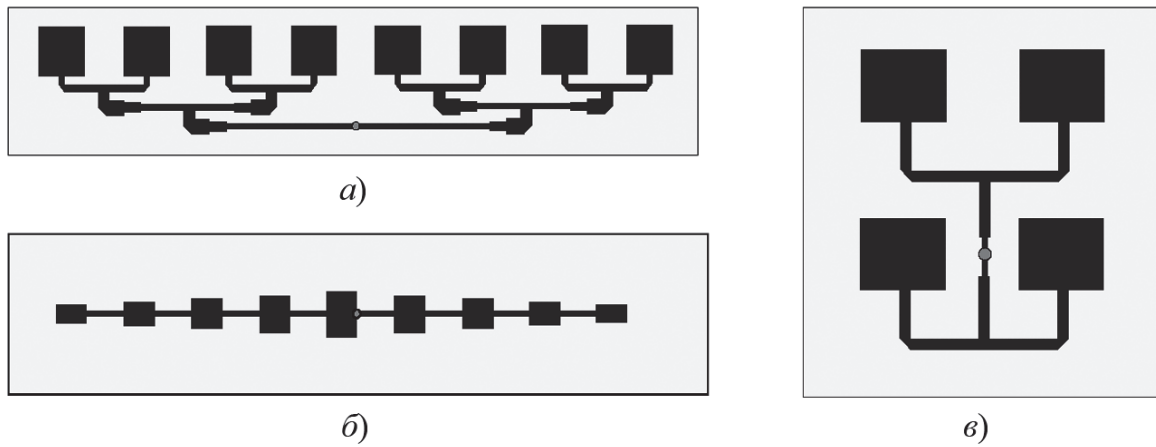
Более простое подключение излучателей может быть обеспечено путем их последовательного соединения (рис. 4.3,*б*). Кроме того, при таком подключении возможно снижение уровня боковых лепестков.

Это достигается путем постепенного уменьшения вертикальных размеров излучателей при удалении от центра *антенной решетки* (АР) к ее краям. Недостатком такого подключения является узкополосность АР, определяемая полосой пропускания однослойного прямоугольного микрополоскового излучателя.

Использование антенной решетки такого типа целесообразно в сантиметровом и миллиметровом диапазонах длин волн (X, Ku, K, Ka), где отношение ширины спектра зондирующего сигнала к центральной частоте не превышает единиц процентов.

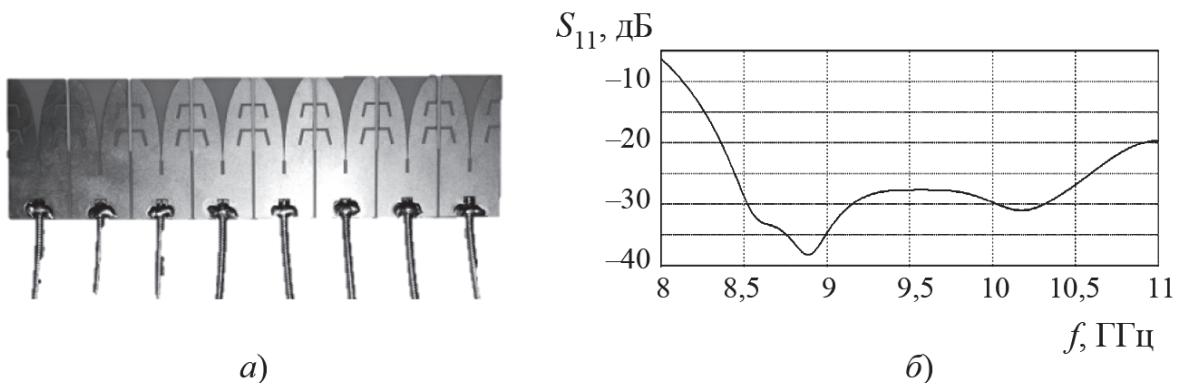
На рис. 4.4,*а* представлен образец антенной решетки диапазона 8,5...10,5 ГГц, в качестве излучателей которой используются элементы Вивальди. Объединение элементов выполнено с использованием параллельного восьмипортового делителя

мощности Mini-Circuits ZN8PD-113-S+. Измеренная зависимость параметра  $S_{11}$  показана на рис. 4.4,б.



**Рисунок 4.3**

Антенные решетки: *a, в* – из параллельно соединенных; *б* – последовательно соединенных прямоугольных излучателей



**Рисунок 4.4**

Вид антенной решетки из элементов Вивальди (*a*) и измеренная зависимость  $S_{11}$  от частоты (*б*)

## 4.2. Передающее устройство

Назначение передающего устройства состоит в формировании зондирующего и опорного сигналов с требуемым периодом модуляции и выходной мощностью в заданной полосе частот.

### Основные требования

- Равномерность амплитудно-частотного спектра формируемого сигнала в широкой полосе частот.
- Высокая линейность закона модуляции сигнала.
- Малое время переходных процессов в момент начала каждого нового периода зондирования при достаточно малых размерах устройства.

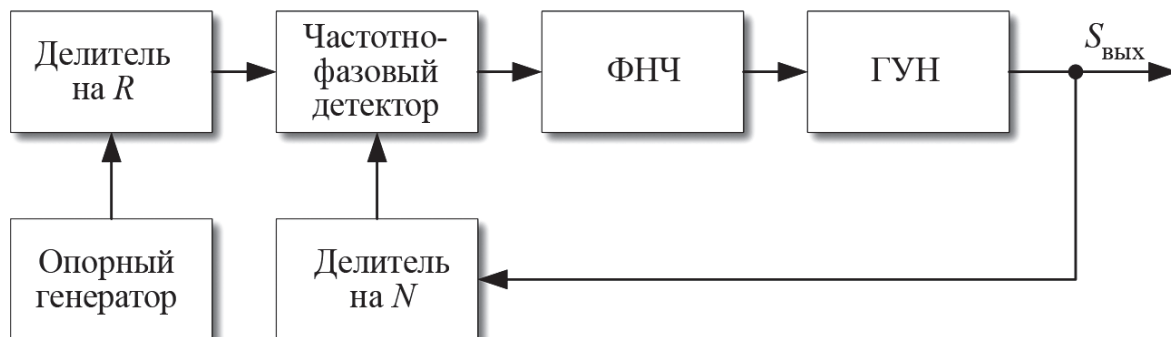
### Состав передающего тракта

- Опорный генератор.
- Формирователь зондирующего сигнала.
- Направленный ответвитель.
- Усилитель мощности.

На сегодняшний день формирование широкополосного зондирующего сигнала наиболее часто осуществляется с использованием синтезаторов частот, построенных на основе систем с *фазовой автоподстройкой частоты* (ФАПЧ) или *прямого цифрового синтеза* (ПЦС), принцип работы которых подробно описан в [2].

Рассмотрим лишь общие принципы функционирования таких синтезаторов, необходимые для формирования представления о достоинствах и недостатках того или иного подхода и выводов о целесообразности их применения в малогабаритных РЛС в различных случаях.

Упрощенная схема синтезатора частот на основе ФАПЧ представлена на рис. 4.5.



**Рисунок 4.5**

Схема синтезатора частоты на основе фазовой автоподстройки частоты

Синтезатор представляет собой следящую систему, охваченную обратной связью по частоте. Источником колебаний является высокочастотный *генератор, управляемый напряжением* (ГУН), частота колебаний которого является функцией (как правило, нелинейной) управляющего напряжения. Управляющее напряжение формируется частотно-фазовым детектором на основе сравнения значений частот опорного генератора и ГУН, предварительно разделенных на величины  $R$  и  $N$  соответственно, определяющих итоговую выходную частоту синтезатора. Формирование ЛЧМ-сигнала обеспечивается за счет линейного изменения значения  $N$  в течение периода модуляции.

Фактически, формируемый сигнал характеризуется не строго линейным, а ступенчатым законом изменения частоты, поэтому на практике шаг частоты стараются сделать как можно меньшим, для чего используются синтезаторы с дробным делителем  $N$  [80, 106].

Ключевым элементом такого синтезатора является фильтр низкой частоты (петлевой фильтр), полоса пропускания которого определяет качество формируемого сигнала: его линейность, уровень фазовых шумов и продолжительность переходных процессов  $T_{\text{пн}}$  в начале каждого нового периода зондирования. Как правило, выбор полосы пропускания фильтра носит компромиссный характер между уровнем фазовых шумов и временем переходных процессов. С одной стороны, расширение его полосы пропускания ведет к увеличению уровня фазовых шумов выходного сигнала, а с другой – к уменьшению  $T_{\text{пн}}$ .

Как высокий уровень фазовых шумов, так и большое время переходных процессов оказывают негативное влияние на качество обработки сигналов в РЛС. В режиме формирования ЛЧМ-сигнала полоса пропускания ФНЧ выбирается несколько большей, чем при генерации монохроматического колебания. Вследствие этого даже при довольно низком уровне фазовых шумов самого ГУН уровень фазовых шумов выходного сигнала оказывается довольно высоким.

Время переходных процессов также зависит и от вида закона модуляции. При несимметричном законе модуляции это вре-

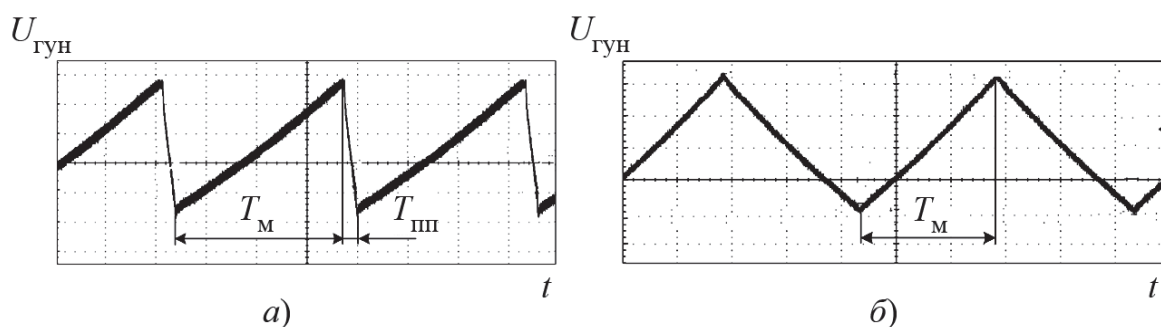
мя в большинстве случаев оказывается значительно большим, чем при симметричном законе. Это нужно учитывать при выборе периода повторения зондирующих сигналов, определяемого как  $T_{\Pi} = T_M + T_{\text{III}}$  (рис. 4.6,а).

При использовании симметричного закона модуляции  $T_{\Pi} \approx T_M$  (рис. 4.6,б). Однако в этом случае необходимо обеспечить идентичность скорости изменения частоты сигнала на восходящем и нисходящем участках частотной модуляции, а при обработке сигналов – учитывать изменение знака скорости изменения частоты в соседних периодах.

Для облегчения расчета параметров ФНЧ производители синтезаторов обычно предоставляют специальное программное обеспечение, например ADIsimPLL (Analog Devices) или FracNWizard (Linear Technology).

Современные ГУН обеспечивают возможность формирования сигналов с шириной спектра до 4...10 ГГц (в зависимости от диапазона) на частотах до 20 ГГц и выше без применения дополнительных нелинейных элементов умножения частоты. Для упрощения конструкции выпускаются микросхемы синтезаторов, уже имеющие в своем составе ГУН, однако диапазон частот сигналов, формируемых такими устройствами, существенно меньше и, как правило, не превышает 0,5...1 ГГц. Тем не менее, номенклатура производимых микросхем синтезаторов постоянно расширяется, а их характеристики совершенствуются.

В то же время, неоспоримыми преимуществами синтезаторов на основе ФАПЧ являются высокая чистота (малый уровень паразитных гармонических составляющих) формируемого сигнала, их компактность, низкая стоимость и малое энергопотребление.



**Рисунок 4.6**

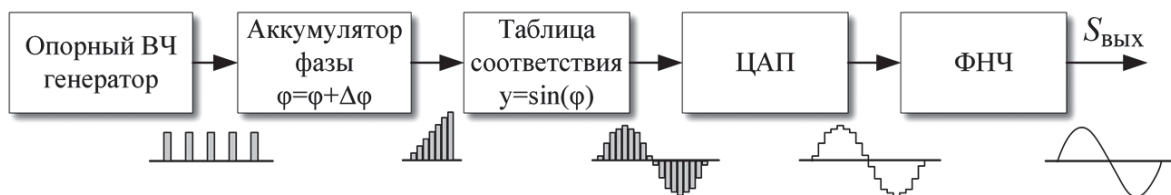
Вид управляющего напряжения на выходе ФНЧ для различных законов модуляции: а – симметричная ЛЧМ; б – несимметричная ЛЧМ

К числу рекомендуемых для использования в малогабаритных РЛС микросхем синтезаторов частот на основе ФАПЧ можно отнести AD4158 и AD4159, обеспечивающие возможность генерации ЛЧМ-сигнала и работающие на частотах до 13 ГГц без применения дополнительных делителей частоты [80].

Появление высокоскоростных *цифроаналоговых преобразователей* (ЦАП) обеспечило возможность прямого цифрового синтеза сигналов произвольной формы (рис. 4.7). Синтезатор ПЦС включает: опорный высокочастотный генератор, аккумулятор фазы, реализующий требуемый закон модуляции сигнала, таблицу соответствия фазы амплитуде выходного сигнала, ЦАП и ФНЧ, обеспечивающий сглаживание выходного сигнала.

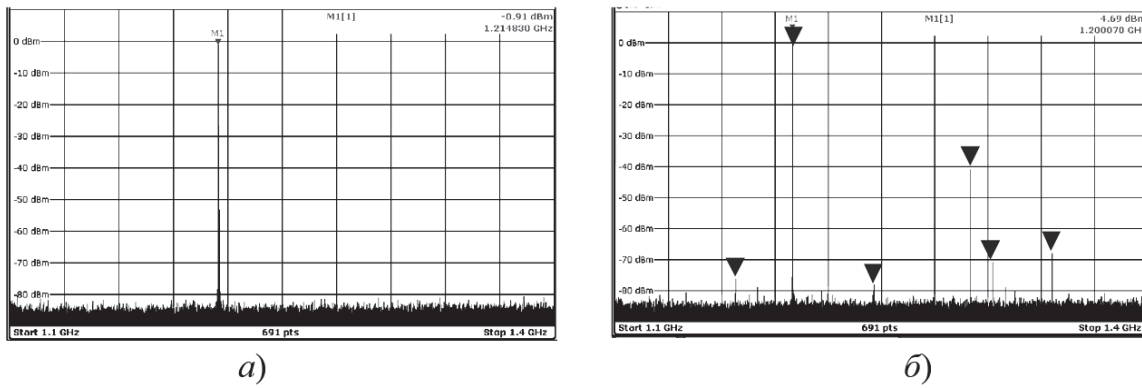
В настоящее время существуют компактные микросхемы синтезаторов частот на основе ПЦС, позволяющие формировать ЛЧМ-сигналы с полосой до 1,5 ГГц (AD9914, 12 бит, производитель Analog Devices [79]).

Синтезаторы ПЦС обеспечивают высокую линейность изменения частоты формируемого сигнала, точность задания начальной частоты и фазы, а также полное отсутствие переходных процессов. Уровень фазовых шумов определяется фазовым шумом опорного высокочастотного генератора, а чистота спектра выходного сигнала – свойствами ЦАП. В качестве опорного генератора в большинстве случаев используются синтезаторы на основе ФАПЧ с узкой полосой пропускания, что обеспечивает низкий уровень шумов выходного сигнала. В то же время, поскольку формирование сигнала в ПЦС-синтезаторах осуществляется с использованием ЦАП, таким устройствам присущи недостатки, обусловленные процессом дискретизации: наличие шумов квантования и паразитных составляющих в спектре сигнала, уровень которых определяются разрядностью ЦАП.



**Рисунок 4.7**

Схема синтезатора на основе прямого цифрового синтеза



**Рисунок 4.8**

Спектры монохроматического колебания, сформированного синтезаторами на основе ФАПЧ (а) и ПЦС (б)

Чистота сигнала в зарубежной литературе характеризуется динамическим диапазоном, свободным от паразитных частотных составляющих (SFDR – Spurious Free Dynamic Range). Для сравнения на рис. 4.8 приведены спектры монохроматического колебания, сформированного синтезаторами на основе ФАПЧ и ПЦС. В отличие от спектра сигнала, сформированного синтезатором на основе ПЦС (AD9914), в спектре сигнала, сформированного синтезатором на основе ФАПЧ (ADF4158), отсутствуют паразитные комбинационные составляющие.

Как видно из рис. 4.5, величина SFDR синтезатора на основе ФАПЧ составляет более 85 дБ, а на основе ПЦС – не более 40 дБ.

### ***Синтезатор частот на основе ФАПЧ***

*Достоинства:* малая стоимость, низкое энергопотребление, компактность; высокая чистота выходного сигнала; работа на высоких частотах без применения умножителей.

*Недостатки:* высокий уровень фазовых шумов; наличие переходных процессов.

### ***Синтезатор частот на основе ПЦС***

*Достоинства:* низкий уровень фазовых шумов; отсутствие переходных процессов.

*Недостатки:* высокая стоимость и энергопотребление; наличие в сигнале паразитных гармонических составляющих; работа на частотах, не превышающих единиц ГГц.

### 4.3. Приемное устройство

Приемное устройство предназначено для усиления принятых колебаний, их демодуляции, поддержания заданного уровня демодулированного сигнала и его частотной фильтрации для последующей оцифровки. Основными требованиями, определяющими качество работы приемника и РЛС в целом, являются: широкий динамический диапазон, линейность и низкий коэффициент шума.

Требования, предъявляемые к динамическому диапазону приемного устройства РЛС с непрерывным излучением, являются более жесткими по сравнению с требованиями, предъявляемыми к приемным устройствам импульсных радиолокаторов, что, в основном, обусловлено низкой развязкой между передающей и приемной антеннами.

Недостаточная ширина динамического диапазона приводит к перегрузке входных *малошумящих усилителей* (МШУ) и преобразователей частот, что обуславливает как появление паразитных частотных составляющих в спектре выходного сигнала, так и снижение чувствительности и дальности действия РЛС.

Приемные тракты строятся по гетеродинной схеме и, в подавляющем большинстве, являются приемниками прямого преобразования (гомодинного типа) [49], в которых перенос высокочастотного сигнала осуществляется на нулевую промежуточную частоту (рис. 4.9).

В качестве опорного используется сигнал с выхода передатчика. Несмотря на известные недостатки таких приемников [109], связанные с отсутствием подавления зеркального канала, высоким уровнем четных гармонических составляющих и наличием



**Рисунок 4.9**

Схема приемника прямого преобразования

постоянной составляющей на выходе смесителя, они широко применяются в РЛС с непрерывным излучением благодаря простоте демодуляции принимаемых широкополосных сигналов и сравнительно малой стоимости.

Отсутствие подавления зеркального канала приводит к увеличению шума выходного сигнала и, как следствие, коэффициента шума приемника  $K_{ш}$  на 3 дБ. Учитывая, что максимальная дальность действия радиолокатора  $R_{max} \sim 1/\sqrt[4]{K_{ш}}$ , то это приводит к ее снижению в 0,84 раза.

Наличие постоянной составляющей на выходе смесителя обусловлено просачиванием сигнала гетеродина (опорного сигнала) на его вход, переотражениями от входных элементов тракта с последующим повторным гетеродинированием.

Отсутствие постоянной составляющей на выходе смесителя критично в радиосвязи, когда необходимо ее подавление при одновременном пропускании сигналов низких частот, что требует применения режекторных фильтров высокого порядка. В РЛС с непрерывным излучением, напротив, стараются обеспечить подавление низкочастотных составляющих разностного сигнала, являющихся следствием просачивающегося между антеннами сигнала, а также сигнала, отраженного от близкорасположенных предметов и участков местности. Поэтому данный недостаток приемников прямого преобразования является несущественным при их использовании в РЛС НИ.

Тем не менее, исключить первые два недостатка, а также увеличить динамический диапазон приемного тракта (кроме входных каскадов) на 3 дБ можно за счет использования квадратурной схемы построения (рис. 4.10), обеспечивающей более высокую линейность приемного устройства.

Кроме того, использование квадратурного приемника позволяет уменьшить частоту дискретизации выходного сигнала в два раза, что может учитываться при проектировании цифровой части РЛС с непрерывным излучением. Однако общий объем регистрируемых при этом данных остается прежним, так как в ее состав включается уже не один, а два АЦП для синфазного и квадратурного каналов соответственно.

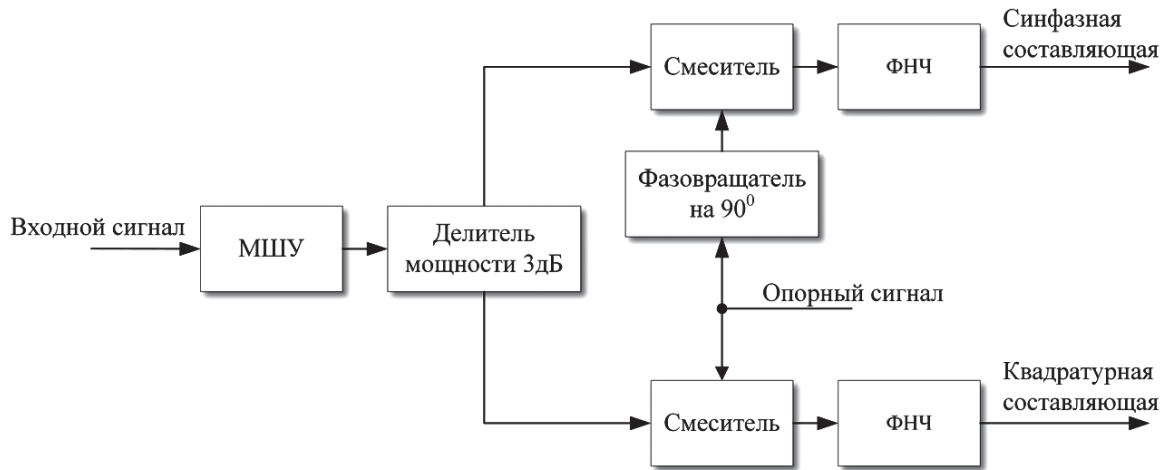
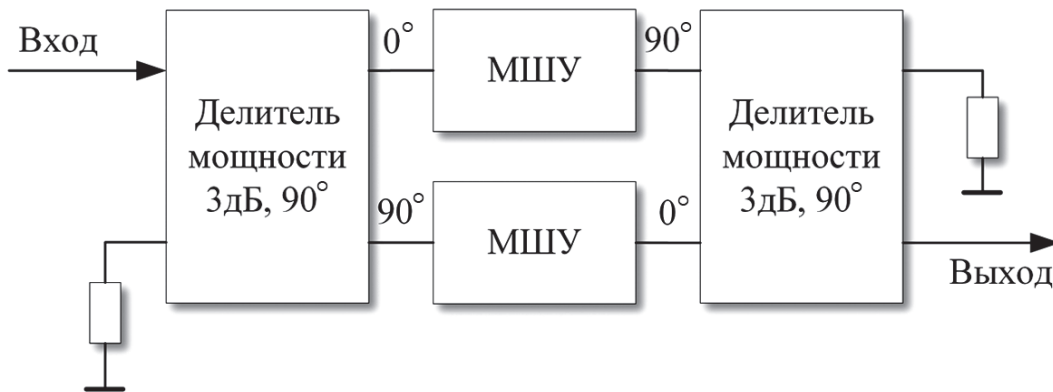
**Рисунок 4.10**

Схема приемника прямого преобразования

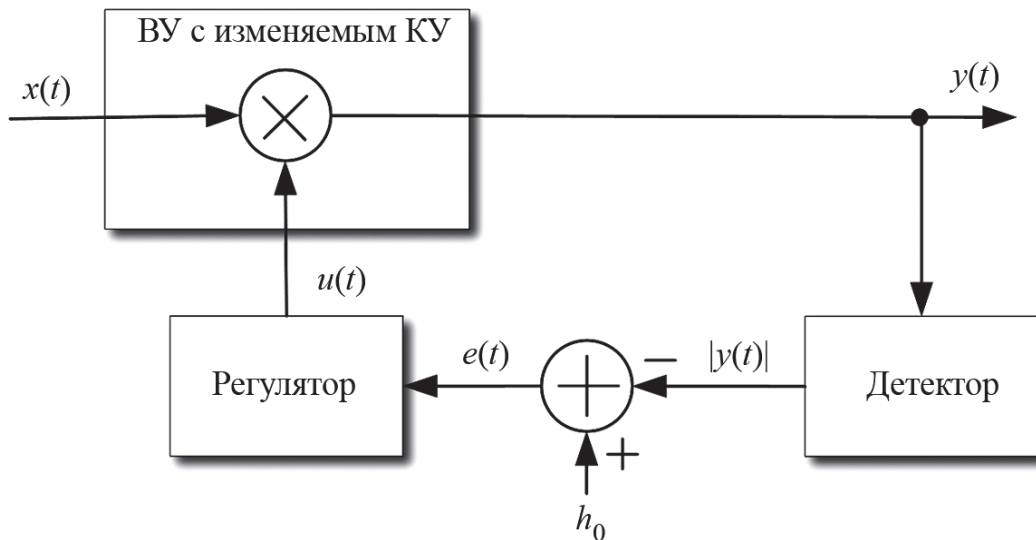
**Рисунок 4.11**

Балансная схема построения МШУ

Расширение динамического диапазона МШУ достигается за счет его построения по балансной схеме (рис. 4.11), обеспечивающей лучшее согласование по входу и выходу, а также подавление четных спектральных компонент комбинационных составляющих.

Для максимального использования динамического диапазона АЦП необходимо обеспечивать постоянство средней амплитуды сигнала на уровне  $h_0$ , определяемой опорным напряжением АЦП.

Для этого к выходу приемника подключают схему *автоматической регулировки усиления* (АРУ), представляющую собой



**Рисунок 4.12**

Схема линейной автоматической регулировки усиления

следящую систему (рис. 4.12), управление которой может быть реализовано как в аналоговом, так и цифровом виде. Схема АРУ включает *видеоусилитель* (ВУ) с изменяемым *коэффициентом усиления* (КУ), детектор, вычитающее устройство и регулятор (фильтр).

Детектор осуществляет вычисление абсолютных значений отсчетов выходного сигнала  $y(t)$ . Вычитающее устройство формирует сигнал рассогласования  $e(t)$  между заданным уровнем средней амплитуды выходного сигнала  $h_0$  и сигналом с выхода детектора

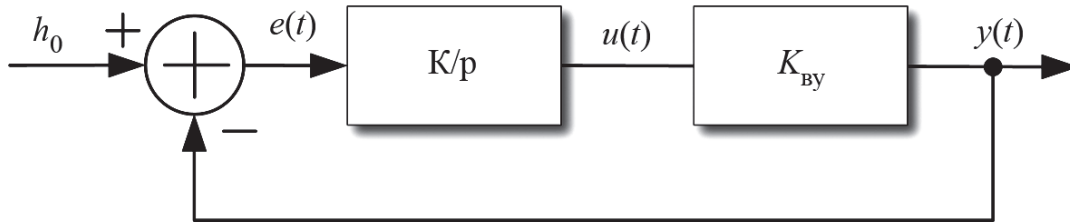
$$e(t) = h_0 - |y(t)|, \quad (4.1)$$

который подается на регулятор. Регулятор в большинстве случаев может описываться как интегратор с передаточной функцией вида

$$W(p) = K/p,$$

где  $K$  – коэффициент усиления;  $p$  – оператор Лапласа.

Определим постоянную времени схемы АРУ  $\tau_{ару}$  для случая, когда коэффициент усиления видеоусилителя линейно зависит от управляющего напряжения  $u(t)$ , т.е.  $y(t) = x(t)u(t)$ . Для этого представим схему АРУ в виде, показанном на рис. 4.13, в которой

**Рисунок 4.13**

Эквивалентная схема линейной автоматической регулировки усиления

видеоусилитель имеет постоянный коэффициент усиления, определяемый амплитудой входного сигнала  $A_0$ , т.е.  $K_{vy} = A_0$ .

Передаточная функция такой линейной цепи имеет вид

$$W(p) = \frac{y(p)}{h_0} = \frac{KK_{vy}}{p + KK_{vy}}, \quad (4.2)$$

а постоянная времени АРУ определяется выражением

$$\tau_{apy} = \frac{1}{KK_{vy}} = \frac{1}{KA_0}. \quad (4.3)$$

Изменение амплитуды сигнала на входе приемного устройства является достаточно медленным процессом, особенно при использовании антенн с широкой диаграммой направленности в азимутальной плоскости.

Для исключения искажений сигнала целесообразно выбрать время реакции схемы АРУ не менее времени когерентного накопления сигнала в РЛС  $T_c$ . Учитывая, что выходной уровень сигнала схемы АРУ достигает установившегося значения примерно за  $(3...4)\tau_{apy}$ , значение  $\tau_{apy}$  выбирается в пределах  $(0,25...0,3)T_c$ . Однако, как следует из (4.3), эта величина имеет обратную зависимость от амплитуды входного сигнала, что обусловлено наличием умножителя (ВУ с изменяемым КУ) в схеме. Это приводит к тому, что время реакции схемы может существенно меняться (на порядок и более) при изменении характера картографируемой поверхности, условий обзора и высоты полета носителя.

В случае, когда к РЛС предъявляются высокие требования по точности выдаваемой радиометрической информации, наличие такого эффекта может вызвать дополнительные трудности как в процессе калибровки аппаратуры, так и в ходе ее использования по целевому назначению.

Устранить влияние  $A_0$  на значение  $\tau_{\text{ару}}$  можно осуществив замену операции умножения суммированием в логарифмическом масштабе (рис. 4.14), т.е.

$$x(t)u(t) = \exp\{\ln(x(t)) + \ln(u(t))\}.$$

Передаточная функция такой схемы

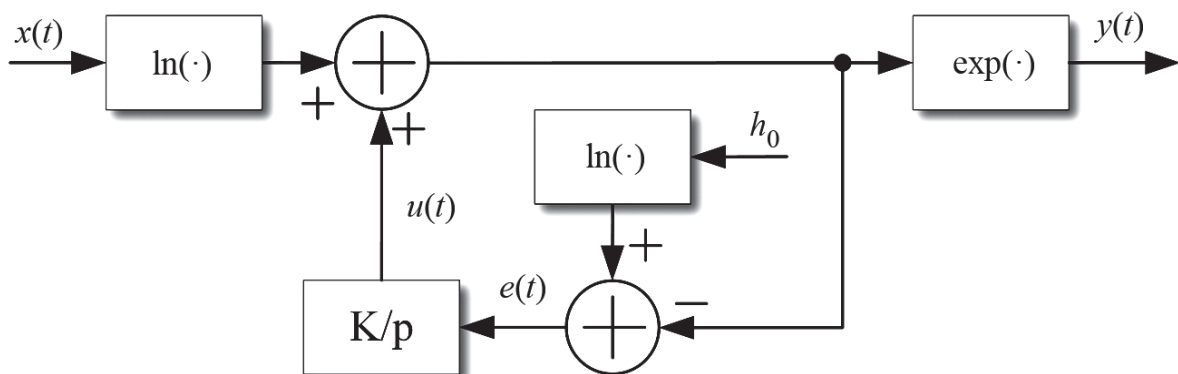
$$W(p) = \frac{p \ln A_0 + K \ln h_0}{K + p}, \quad (4.4)$$

а ее переходная функция и постоянная времени определяются выражениями:

$$h(t) = \ln h_0 + e^{-Kt} \ln A_0 / h_0, \quad (4.5)$$

$$\tau_{\text{ару}} = 1/K. \quad (4.6)$$

На практике применяют аналогичную схему (рис. 4.15), в которой операции логарифмирования и возведения в степень перенесены в контур обратной связи, что исключает искажение полезного сигнала и упрощает ее реализацию.



**Рисунок 4.14**

Схема логарифмической автоматической регулировки усиления

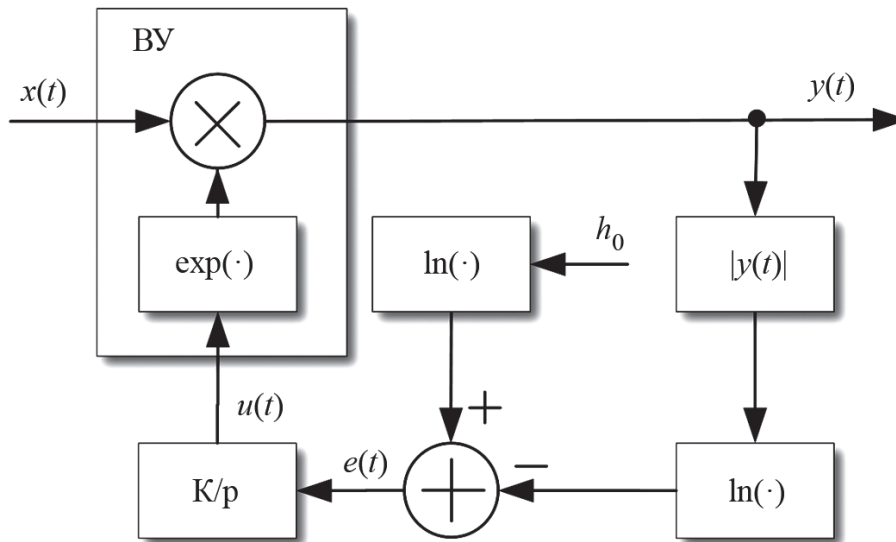
**Рисунок 4.15**

Схема логарифмической АРУ с видеоусилителем, имеющим линейную в логарифмическом масштабе зависимость КУ от управляющего напряжения

В такой схеме применяют ВУ с линейной в логарифмическом масштабе зависимостью усиления от управляющего напряжения  $y(t) = x(t)e^{u(t)}$ .

На рис. 4.16 приведены графики работы линейной и логарифмической схем АРУ при воздействии на вход сигнала со скачкообразным изменением амплитуды (рис. 4.16,а). Как видно, в отличие от линейной схемы АРУ (рис. 4.16,б,в) характер изменения амплитуды сигнала и управляющего напряжения на выходе логарифмической схемы (рис. 4.16,г,д) не зависит от амплитуды входного сигнала.

В качестве видеоусилителя могут быть использованы микросхемы как с аналоговым, так и цифровым управлением. Наиболее гибкое управление схемой АРУ реализуется в цифровом виде. В этом случае функции детектора, вычитающего устройства и регулятора реализует цифровая схема (например, функционально располагающаяся в цифровой части РЛС), которая выдает управляющее воздействие на видеоусилитель, изменяя его коэффициент усиления. Для расчета управляющего воздействия используются отсчеты оцифрованного сигнала с выхода схемы АРУ.

При цифровой реализации интегратор описывается передаточной функцией в  $z$ -области

$$W(z) = u(z)/e(z) = K/(1 - z^{-1}),$$

а операция интегрирования сигнала рассогласования на каждом  $k$ -м такте управления схемой АРУ реализуется на основе выражения

$$u_k = Ke_k + u_{k-1}, \quad (4.7)$$

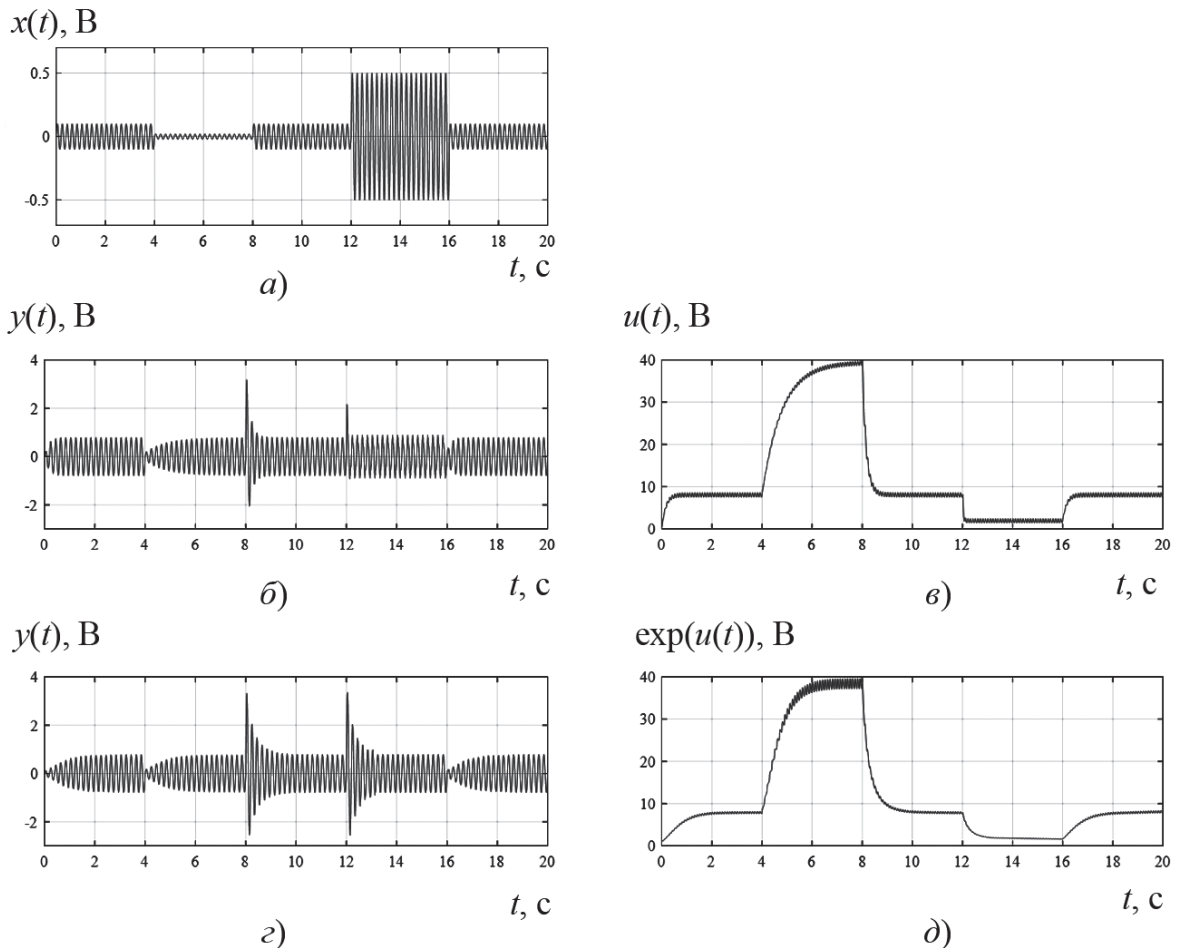
где  $e_k = h_0 - |y_k|$ ;  $y_k$  – отсчеты сигнала с выхода схемы АРУ.

Учитывая, что при отсутствии входного сигнала  $u_k$  будет бесконечно возрастать, необходимо принимать меры по ограничению ее уровня.

Постоянная времени цифровой схемы АРУ  $\tau_{\text{аруз}}$  определяется как

$$\tau_{\text{аруз}} = \tau_{\text{ару}} F_{\text{ару}}, \quad (4.8)$$

где  $F_{\text{ару}}$  – частота управления цифровой схемой АРУ.



**Рисунок 4.16**

Осциллограммы схем АРУ:  $a$  – сигнал  $x(t)$ ;  $b, v$  –  $y(t)$ ,  $u(t)$  в линейной АРУ (см. рис. 4.12);  $z, d$  –  $y(t)$ ,  $\exp(u(t))$  в логарифмической АРУ (см. рис. 4.15)

В случае, когда частота дискретизации АЦП превышает максимально допустимое значение частоты  $F_{\text{ару}}$ , определяемое конкретным типом используемых элементов схемы, расчет (4.7) на каждом такте управления схемой АРУ осуществляется по усредненному за  $N = F_s / F_{\text{ару}}$  отсчетов  $y_k$  значению

$$\bar{y} = \begin{cases} \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} |y_k - m_y| & \text{при скалярном сигнале,} \\ \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} \sqrt{\text{Im}(y_k)^2 + \text{Re}(y_k)^2} & \text{при комплексном сигнале,} \end{cases} \quad (4.9)$$

где  $m_y$  – среднее значение сигнала с выхода АЦП.

#### 4.4. Опорный генератор

Опорный генератор вырабатывает базовое стабильное колебание, из которого синтезатором частот формируются тактовые частоты для АЦП и формирователя зондирующего сигнала.

В качестве генератора опорной частоты могут применяться кварцевые резонаторы, а также *термокомпенсированные* (ТСХО – Temperature-compensated crystal oscillator) и *термостатированные* (ОСХО – Oven-controlled crystal oscillator) кварцевые генераторы, отличающиеся стабильностью частоты и малыми габаритами [127], допускающими возможность их применения в малогабаритных РЛС. Стабильность кварцевых кристаллов составляет около  $2 \cdot 10^{-5} \dots 5 \cdot 10^{-5}$ , термокомпенсированных кварцевых генераторов –  $1 \cdot 10^{-6} \dots 5 \cdot 10^{-6}$ , термостатированных кварцевых генераторов –  $2 \cdot 10^{-8} \dots 2,5 \cdot 10^{-7}$ .

Практика показывает, что применение термокомпенсированных генераторов опорной частоты в РЛС с непрерывным излучением дает вполне удовлетворительные результаты даже в сантиметровых и миллиметровых диапазонах длин волн при субметровой разрешающей способно-

сти. Это обусловлено тем, что частотный дрейф практически полностью компенсируется при перемножении принимаемых сигналов с опорным в процессе демодуляции.

При проектировании РЛС с непрерывным излучением следует использовать единый опорный генератор для синтезаторов частот передающего устройства и формирователя тактовых сигналов АЦП. При использовании отдельных генераторов (в том числе и термостатированных) наличие незначительного дрейфа частот каждого из них, обусловленного изменением температурного режима эксплуатации, оказывает существенное влияние на качество работы алгоритмов обработки сигналов, что приводит к необходимости их усложнения и проведения дополнительных калибровок.

## 4.5. Аналого-цифровой преобразователь

В настоящее время имеется широкая номенклатура АЦП, характеризующихся различной разрядностью, максимальной частотой дискретизации, количеством каналов и, соответственно, стоимостью.

К АЦП, используемым в РЛС с непрерывным излучением, предъявляются не столь жесткие требования как к АЦП для импульсных РЛС. Так, например, при решении задачи определения высоты полета носителя по альтиметровым отражениям вполне достаточно возможностей АЦП из состава недорогих микроконтроллеров таких производителей как Atmel, Microchip, STMicroelectronics, Texas Instruments и др., с разрядностью 8...12 бит и частотой оцифровки, не превышающей нескольких сотен кГц. Недорогие АЦП с аналогичными характеристиками могут использоваться и при реализации способа оценки дальности и радиальной скорости целей в условиях миграции отметок по каналам дальности (см. п. 3.3.5).

Однако при использовании АЦП в составе РЛС с синтезированием апертуры требования к ним существенно возрастают. В зависимости от разрешения, дальности действия и скорости полета

носителя РЛС требуемая частота оцифровки сигналов составляет десятки мегагерц. При этом разрядность АЦП (см. §5.5) может не превышать нескольких бит. В случае применения квадратурного приемного устройства или при реализации поляриметрической и однопроходной интерферометрической съемки целесообразно использование двухканальных АЦП. В табл. 4.3 приведена сравнительная характеристика некоторых типов АЦП.

**Таблица 4.3**

Характеристика некоторых аналого-цифровых преобразователей

| Разрядность, бит        | Число независимых каналов | Частота оцифровки, МГц | SFDR, дБ |
|-------------------------|---------------------------|------------------------|----------|
| В составе МК ATmega32   |                           |                        |          |
| 8, 10                   | 1                         | до 0,015               | –        |
| В составе МК AT32UC3A   |                           |                        |          |
| 8, 10                   | 1                         | до 0,8                 | –        |
| В составе МК TMS320F280 |                           |                        |          |
| 12                      | 3                         | до 3,45                | 79,2     |
| AD9231                  |                           |                        |          |
| 12                      | 2                         | 20, 40, 65, 80         | 93       |
| AD9215                  |                           |                        |          |
| 10                      | 1                         | 65, 80, 105            | 77       |

## 4.6. Система цифровой обработки сигналов и вычислительные устройства

В зависимости от характера решаемой задачи и вычислительной сложности реализуемых алгоритмов система ЦОС может строиться на базе микроконтроллеров, сигнальных процессоров, ПЛИС, систем с высокой степенью распараллеливания вычислений на базе графического процессора и т.д. Рассмотрим общие характеристики, преимущества и недостатки таких вычислителей.

## Микроконтроллеры

Представляют собой компьютеры миниатюрных размеров, выполненные на одной микросхеме, в состав которой входит разнообразная периферия (интерфейсы передачи данных SPI, I2C, UART, CAN, GPIO; АЦП; ЦАП и т.д.), оперативное и постоянное запоминающие устройства, выходы общего назначения и др. Дополнительным преимуществом является простота реализации алгоритмов благодаря применению языков программирования высокого уровня и стандартных библиотек. Несмотря на малые габариты, низкое энергопотребление и невысокую стоимость, микроконтроллеры обладают низкой производительностью по сравнению с DSP и ПЛИС и не подходят для решения задач, требующих сложных вычислений и высокоскоростной обработки больших объемов цифровых данных.

Тактовая частота работы микроконтроллеров в большинстве случаев не превышает нескольких десятков мегагерц, а их производительность – нескольких миллионов инструкций в секунду. Хотя на сегодня имеются многоядерные устройства с тактовой частотой до нескольких сотен мегагерц, их вычислительные возможности все же являются небольшими.

*Недостатки:* отсутствие интерфейсов, обеспечивающих подключение внешних АЦП.

Наиболее известные производители микроконтроллеров: Microchip, NXP, STMicroelectronics, Texas Instruments и др. (табл. 4.4).

**Таблица 4.4**

Сравнительная характеристика некоторых сигнальных процессоров

| Архитектура                  | Тактовая частота, МГц | Производительность, MIPS | Объем ОЗУ, Кбайт | Объем ПЗУ, Кбайт |
|------------------------------|-----------------------|--------------------------|------------------|------------------|
| Atmel (Microchip), ATmega    |                       |                          |                  |                  |
| 8 бит AVR, RISC              | 16                    | 16                       | 1...16           | 16...256         |
| Atmel (Microchip), AVR32     |                       |                          |                  |                  |
| 32 бит AVR, RISC             | 48...84               | 48...84                  | 16...128         | 64...512         |
| STM, STM32                   |                       |                          |                  |                  |
| 32 бит ARM, RISC             | 32...400              | 80...856                 | до 1000          | 256...2000       |
| Texas Instruments, TMS320F28 |                       |                          |                  |                  |
| –                            | 60...180              | 60...240                 | 6...100          | 64...512         |

## Сигнальные процессоры

Это специализированные микропроцессоры, ключевой особенностью которых является поточный характер обработки больших объемов данных в реальном масштабе времени. Они включают в свой состав широкую номенклатуру периферийных устройств, в том числе интерфейсы подключения скоростных АЦП, внешних запоминающих устройств и быстродействующей оперативной памяти (DDR, DDR2 и др.).

Благодаря архитектурным особенностям сигнальные процессоры оптимизированы для выполнения повторяющихся типовых процедур цифровой обработки сигналов (БПФ, фильтрации, комплексных умножений векторов отсчетов) и превосходят в этом отношении микропроцессоры общего назначения и микроконтроллеры.

*Достоинства:* работа на высоких частотах (до единиц гигагерц), многоядерная архитектура (до нескольких десятков ядер), высокая производительность, а также поддержка языков высокого уровня (С, С++ и др.).

*Недостатки:* специфичный набор команд и периферийных устройств для каждого типа процессора, что обуславливает необходимость использования библиотек исключительно его производителя. При этом набор функций этих библиотек часто жестко привязан к конкретной реализации периферии процессора и к его архитектуре. В результате переход на более совершенные модели процессоров связан со значительными трудозатратами на адаптацию программного обеспечения.

*Наиболее известные производители сигнальных процессоров:* Analog Devices, Texas Instruments, NXP и др.

В табл. 4.5 приведена сравнительная характеристика некоторых распространенных сигнальных процессоров.

**Таблица 4.5**

Сравнительная характеристика некоторых сигнальных процессоров

| Число ядер                      | Тактовая частота, ГГц | Производительность, GFLOPS на ядро | Потребляемая мощность, Вт |
|---------------------------------|-----------------------|------------------------------------|---------------------------|
| NXP, QorIQ Qonverge             |                       |                                    |                           |
| 1...24                          | 0,4...1,8             | до 18                              | 1,6...34                  |
| Texas Instruments, TMS320C66x   |                       |                                    |                           |
| 4...8                           | 1...1,4               | до 22                              | 6...10                    |
| Analog Devices, SHARK ADSP-21xx |                       |                                    |                           |
| 1...2                           | 0,2...0,5             | до 2,7                             | 4                         |

## Программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС)

Включают большой массив логических блоков и программируемых соединений между ними. Произвольное и программируемое соединение логических блоков позволяет создавать на основе ПЛИС цифровые устройства различного назначения.

*Ключевая особенность ПЛИС:* возможность высокой степени распараллеливания вычислений.

*Недостатки:* низкие реальные рабочие частоты; задержки сигналов, обусловленные недостатками трассировки при соединении отдельных логических блоков, и, как следствие, снижение быстродействия; сложность разработки и отладки схем, требующих от разработчика полного понимания архитектуры устройства, а также принципов работы всех его устройств и модулей. В результате при технологическом обновлении устройств или смене семейства ПЛИС требуется повторная процедура проектирования.

Высокая стоимость интегральных схем с большим количеством логических блоков затрудняет реализацию устройств со сложной логикой работы.

*Лидеры в области разработки ПЛИС:* Altera (Intel) и Xilinx. Altera представляет три семейства ПЛИС, отличающихся различной емкостью и производительностью. Младшим является семейство Cyclone, средним – Arria, а старшим семейством с максимальной производительностью – Stratix. Аналогичная градация по производительности имеется и у Xilinx: младшее семейство – Spartan, среднее – Artix, старшие – Virtex и Kintex.

## Системы на кристалле (SoC)

Представляют собой совмещенные в одной микросхеме ПЛИС и аппаратный процессор, сочетая их преимущества. На ПЛИС реализуются необходимые периферийные устройства, интерфейсы взаимодействия с различными высокоскоростными устройствами ввода/вывода, в том числе с АЦП.

На процессоре реализуется программная часть, написанная на языке высокого уровня C, C++ и обеспечивающая как управление периферийными устройствами и интерфейсами передачи данных, так и реализацию алгоритмов цифровой обработки сигналов. Ресурсы ПЛИС могут быть использованы для построения систем с высокой степенью распараллеливания вычислений. Кроме того,

большинство систем на кристалле обладают возможностью работы с операционными системами Linux, что облегчает разработку и настройку программного обеспечения.

*Преимущества SoC:* широкий спектр подключаемых периферийных устройств; большая производительность как в последовательных, так и в параллельных вычислениях; низкое энергопотребление; компактные размеры; запуск ОС Windows, Linux и др.; наличие большого числа недорогих отладочных плат, которые позволяют быстро освоить разработку проектов на данном типе вычислителей.

*Недостатки:* высокая стоимость высокопроизводительных микросхем.

Сравнительная характеристика некоторых SoC представлена в табл. 4.6.

**Таблица 4.6**

Сравнительная характеристика некоторых систем на кристалле

| Процессор                        | Тактовая частота процессора, МГц | Число линий ввода/вывода, шт.     | ПЛИС  |
|----------------------------------|----------------------------------|-----------------------------------|---|
| <b>Xilinx, Zynq-7000</b>         |                                  |                                   |   |
| ARM Cortex-A9, одно или два ядра | 667...1000                       | до 128                            | Artix-7 или Kintex-7, 23К-444К логических ячеек |
| <b>Altera (Intel), Cyclone V</b> |                                  |                                   |   |
| ARM Cortex-A9, одно или два ядра | 925                              | процессор – до 181, ПЛИС – до 288 | 25К-110К логических ячеек                       |
| <b>Altera (Intel), Arria V</b>   |                                  |                                   |   |
| ARM Cortex-A9, одно или два ядра | 1,05                             | процессор – до 208, ПЛИС – до 540 | 75К-504К логических ячеек                       |

### Вычислители на базе графических сопроцессоров

Благодаря наличию в своем составе большого количества вычислительных ядер способны решать ресурсоемкие задачи с высокой степенью распараллеливания обработки данных. Несмотря на то, что вычислительные ядра работают на относи-

тельно низких частотах, их большое количество обеспечивает значительное увеличение производительности вычислителя в целом.

*Особенность:* большие временные затраты на обмен данными между памятью графического ускорителя и памятью вычислительной системы, что требует дополнительной оптимизации программного обеспечения в ходе его разработки.

Сравнительная характеристика некоторых современных вычислителей представлена в табл. 4.7.

**Таблица 4.7**

Сравнительная характеристика графических вычислителей

| Частота ядра, ГГц           | Число процессоров                 | Объем памяти, ГБ | Пропускная способность памяти, ГБ/с | Разрядность шины памяти, бит | Производительность (двойная/одинарная/половинная), TFLOPS |
|-----------------------------|-----------------------------------|------------------|-------------------------------------|------------------------------|---|
| nVidia, Tesla P100          |                                   |                  |                                     |                              |   |
| 1,480                       | 3584                              | 12               | 540                                 | 3072                         | 4,6/9,3/21,2  |
| nVidia, Tesla V100          |                                   |                  |                                     |                              |   |
| 1,455                       | 5120                              | 32               | 900                                 | 4096                         | 7,5/15/–  |
| nVidia, Jetson TX2          |                                   |                  |                                     |                              |   |
| Cortex-A57 – 2<br>GPU – 1,3 | Четыре ARM Cortex-A57;<br>256 GPU | 8                | 58,3                                | 128                          | –/1,5/–   |
| nVidia, Jetson AGX Xavier   |                                   |                  |                                     |                              |   |
| –                           | Восемь ARM 64;<br>512 GPU         | 16               | 137                                 | 256                          | –/–/11  |
| AMD, FirePro S9150          |                                   |                  |                                     |                              |   |
| 0,9                         | 4608                              | 16               | 320                                 | 512                          | 2,53/5,07/–   |

На сегодняшний день имеются как открытые, так и проприетарные технологии, позволяющие получить доступ к аппаратным ресурсам графических ускорителей и значительно облегчающие разработку программ-

ного обеспечения благодаря использованию языков программирования высокого уровня. Такие вычислители завоевали большую популярность в научных вычислениях, медицине, обработке цифровых сигналов и мультимедийных данных, а также в других сферах, требующих быстрого выполнения большого количества повторяющихся операций.

Вычислители nVidia P100, V100, а также AMD FirePro обладают наивысшей производительностью и предназначены для установки в персональные компьютеры и серверные стойки.

Рассматривая эти устройства как составные компоненты систем формирования РЛИ, можно заметить, что такие вычислители целесообразно применять для обработки данных на наземных пунктах управления.

Вычислители nVidia Jetson TX2 и AGX Xavier являются малогабаритными с массой до 700 г и энергопотреблением менее 10...15 Вт, в связи с чем именно их целесообразно рассматривать в качестве бортовых ЭВМ для обработки сигналов и формирования РЛИ в реальном масштабе времени.

*Преимущества:* большая энергоэффективность; высокая производительность при параллельных вычислениях; поддержка языков программирования высокого уровня; большая разрядность шины памяти.

*Недостатки:* высокая стоимость вычислителей.

Несмотря на высокую заявленную производительность, на практике ее значение часто оказывается значительно меньшим. Это обусловлено, прежде всего, тем, что обработка больших объемов данных требует постоянного обмена информацией между процессором и оперативной памятью, пропускная способность которой, особенно при случайной (непоследовательной) выборке, является весьма низкой. Так как именно время доступа к памяти ограничивает быстродействие таких вычислительных систем, целесообразно использование вычислителей с большей разрядностью шины памяти.

## 4.7. Способы и устройства обеспечения развязки передающего и приемного трактов

Одной из трудностей при разработке РЛС с непрерывным излучением является обеспечение требуемой развязки между приемным и передающим устройствами, при недостаточности которой дальность действия РЛС существенно снижается (см. §5.4).

В импульсных РЛС развязка между приемным и передающим устройствами достигается за счет временного разделения циклов излучения и приема. Как отмечалось выше, в РЛС с непрерывным излучением используются отдельные антенны на передачу и прием, обеспечение развязки которых свыше 25...30 дБ без применения дополнительных мер (увеличение пространственного разнеса, применение радиопоглощающих материалов и др.) представляет собой весьма сложную задачу. Увеличение развязки до 40...60 дБ и более может быть достигнуто за счет применения специального устройства – компенсатора просачиваемой мощности, или применения зондирующих сигналов с длительностью, обеспечивающей возможность реализации временного разделения.

### 4.7.1. Компенсатор просачиваемой мощности

Компенсатор просачиваемой мощности может использоваться в конфигурации как с двумя антеннами (рис. 4.17,*а*), так и в конфигурации с одной антенной и циркулятором (рис. 4.17,*б*). За счет настройки фазовращателя и аттенюатора обеспечивается подавление просачиваемого сигнала передатчика непосредственно на входе первых каскадов приемного устройства.

Настройка аттенюатора и фазовращателя осуществляется таким образом, чтобы компенсирующий сигнал на входе приемного устройства был в противофазе с просачиваемым, а амплитуда сигналов была одинаковой. Это требует обеспечения высокой стабильности фазо-частотных характеристик трактов прохождения просачиваемого и компенсирующего сигналов, что, в свою очередь, требует проведения калибровок в процессе эксплуатации, особенно при использовании

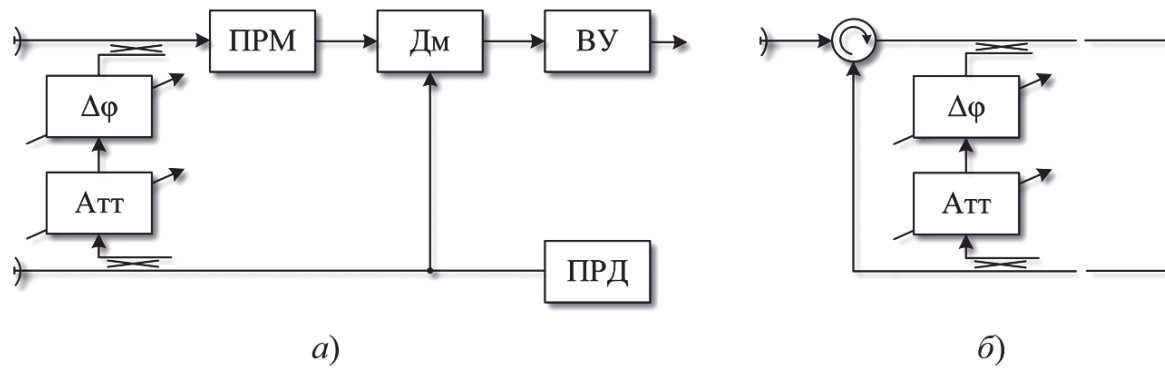
**Рисунок 4.17**

Схема амплитудно-фазового компенсатора: *а* – при работе с разделенными антеннами; *б* – с одной антенной на прием и передачу; Атт – управляемый аттенюатор

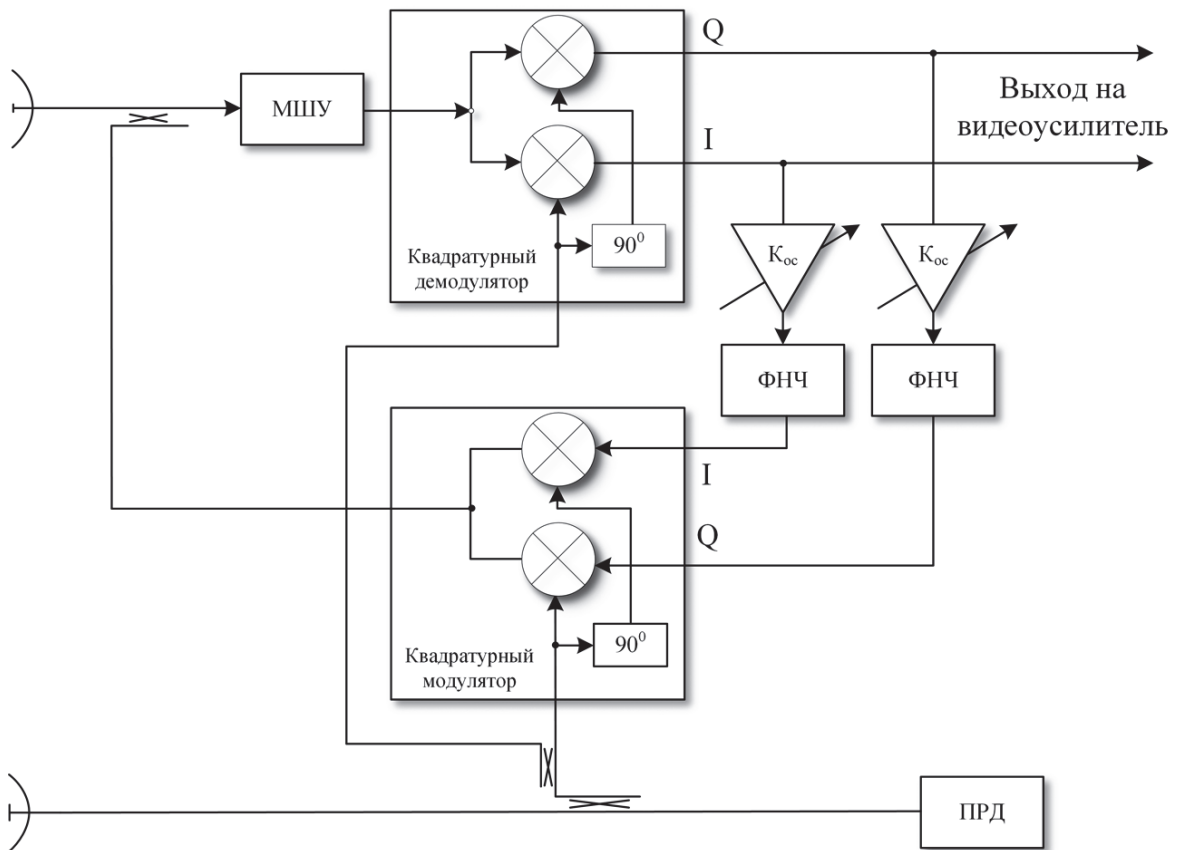
широкополосных зондирующих сигналов. Вследствие сложности настройки такой тип компенсаторов не нашел широкого применения на практике.

Указанные недостатки выражены слабее в адаптивных компенсаторах. Варианты аналоговой и цифровой реализации таких устройств описаны в работах [85, 103, 133]. Адаптивный компенсатор представляет собой замкнутую систему с отрицательной обратной связью и включает: квадратурный модулятор и демодулятор, усилители, ФНЧ и направленные ответвители (рис. 4.18). Использование квадратурных модуляторов и демодуляторов обеспечивает возможность переноса частоты с подавлением зеркального канала на входе приемного устройства. В направленном ответвителе на входе приемного устройства осуществляется вычитание компенсирующего сигнала.

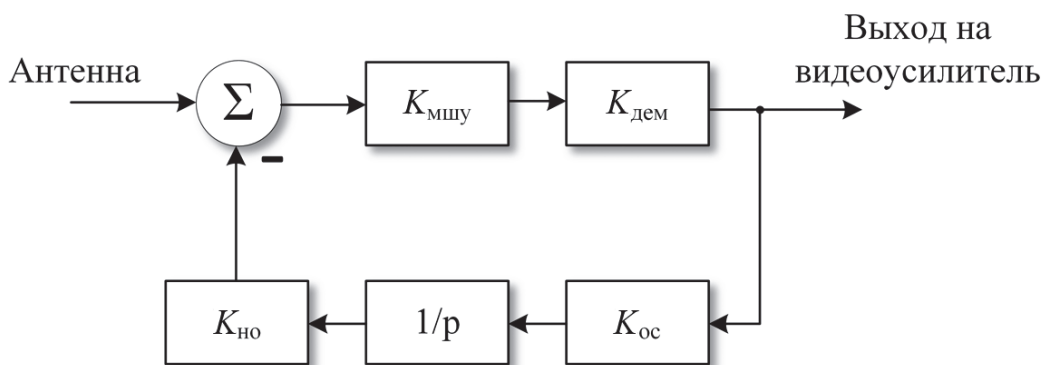
На рис. 4.19 представлена схема адаптивного компенсатора в виде передаточных звеньев. Его передаточная функция имеет вид

$$W(p) = \frac{pK_{\text{мшу}}K_{\text{дем}}}{p + K_{\text{мшу}}K_{\text{дем}}K_{\text{мод}}K_{\text{но}}K_{\text{ос}}}, \quad (4.10)$$

где  $K_{\text{но}}$ ,  $K_{\text{мшу}}$ ,  $K_{\text{дем}}$ ,  $K_{\text{ос}}$ ,  $K_{\text{мод}}$  – коэффициенты усиления (ослабления) направленного ответвителя, малошумящего усилителя, демодулятора, операционного усилителя в цепи обратной связи и модулятора соответственно.



**Рисунок 4.18**  
Схема адаптивного компенсатора



**Рисунок 4.19**  
Представление адаптивного компенсатора в виде передаточных звеньев

Амплитудно-частотная характеристика компенсатора описывается выражением

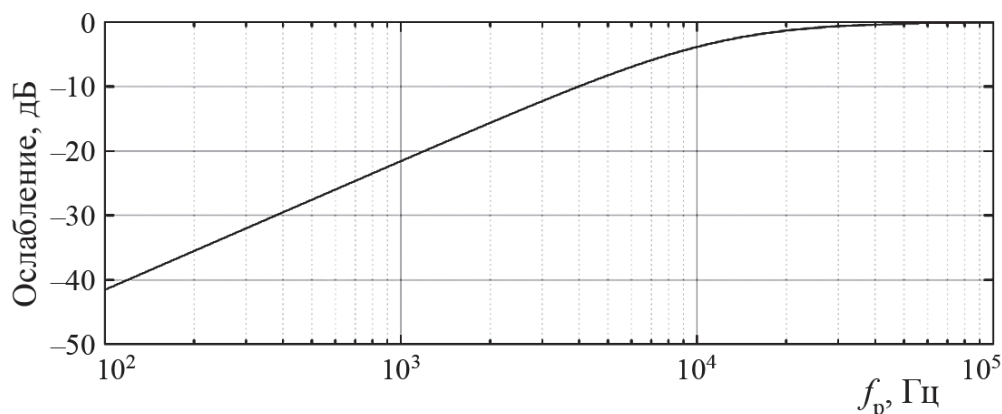
$$W(f) = \frac{2\pi K_{\text{мшу}} K_{\text{дем}} f}{\sqrt{(K_{\text{мшу}} K_{\text{дем}} K_{\text{мод}} K_{\text{но}} K_{\text{ос}})^2 + 4\pi^2 f^2}}, \quad (4.11)$$

при этом частота среза АЧХ по уровню 3 дБ определяется как

$$f_{3\text{дБ}} = \frac{K_{\text{мшу}} K_{\text{дем}} K_{\text{мод}} K_{\text{но}} K_{\text{ос}}}{2\pi \sqrt{2K_{\text{мшу}}^2 K_{\text{дем}}^2 - 1}}. \quad (4.12)$$

Учитывая, что на практике регулируемым параметром в компенсаторе является коэффициент усиления  $K_{\text{ос}}$ , то максимального подавления просачивающегося сигнала добиваются путем подбора его значения. Максимальное значение  $f_{3\text{дБ}}$ , как правило, определяется максимально возможным значением  $K_{\text{ос}}$ , которое, в свою очередь, ограничивается условиями устойчивой работы операционных усилителей.

На рис. 4.20 представлена АЧХ компенсатора при типовых значениях коэффициентов:  $K_{\text{но}} = -6$  дБ;  $K_{\text{мшу}} = 16,5$  дБ;  $K_{\text{дем}} = 7$  дБ;  $K_{\text{мод}} = 0$  дБ;  $K_{\text{ос}} = 70$  дБ.



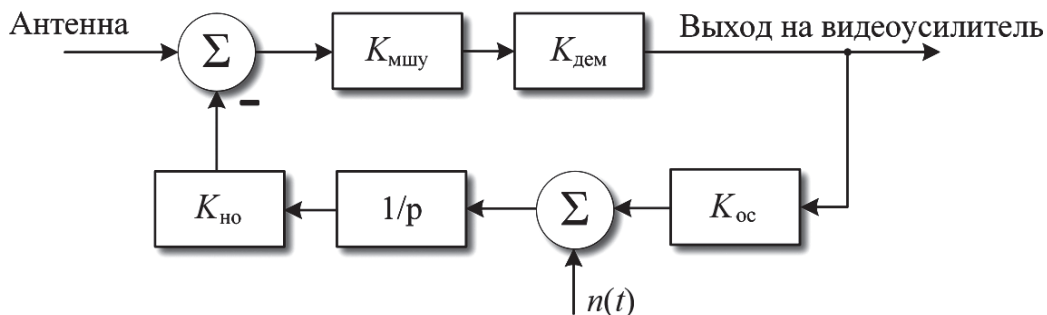
**Рисунок 4.20**

График зависимости ослабления просачивающейся мощности в компенсаторе от разностной частоты

Анализ зависимости на рис. 4.20 показывает, что, например, при разностной частоте  $f_{p \max} = 1$  кГц (что соответствует разному между антеннами с учетом суммарной протяженности фидерного тракта порядка 1 м и крутизне частотной модуляции зондирующего сигнала  $\mu = 1,5 \cdot 10^{11}$  Гц/с (2.11)) ослабление просачивающегося сигнала составляет около 22 дБ.

По данным, приведенным в [85], за счет применения компенсатора удалось обеспечить подавление просачивающегося сигнала более, чем на 35 дБ в диапазоне частот около 1 ГГц при значениях  $\mu = 0,5 \cdot 10^{10}$  Гц/с. При использовании зондирующего сигнала с большим периодом модуляции, например при реализации способа (см. п. 3.3.5), величина  $\mu$  характеризуется существенно меньшими (на несколько порядков) значениями, что позволяет достичь значительного ослабления. Кроме того, линейно нарастающий характер АЧХ (рис. 4.20) позволяет реализовать выравнивание амплитуды сигналов целей при изменении их дальности, аналогично схеме временной АРУ, применяемой в импульсных РЛС.

Как правило, в цепи обратной связи компенсатора включаются активные элементы (операционные усилители, модуляторы, демодуляторы), характеризующиеся довольно высоким уровнем теплового шума  $n(t)$ . Этот шум через направленный ответвитель также поступает на вход МШУ, однако на практике заметное ухудшение чувствительности приемного устройства не происходит в связи с его ослаблением в компенсаторе. Для определения степени ослабления рассмотрим эквивалентную схему компенсатора, представленную на рис. 4.21.



**Рисунок 4.21**

Эквивалентная схема адаптивного компенсатора для анализа степени подавления шума

Передаточная функция такой схемы имеет вид

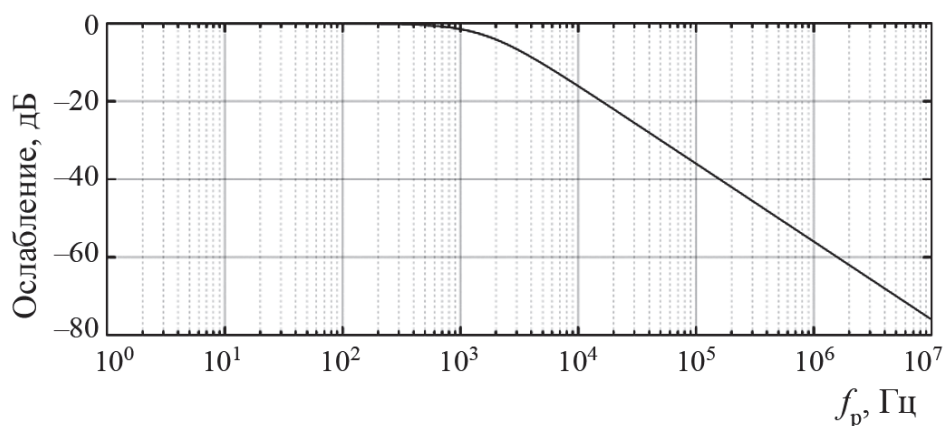
$$W(p) = \frac{K_{\text{мшу}} K_{\text{дем}} K_{\text{но}}}{p + K_{\text{мшу}} K_{\text{дем}} K_{\text{но}} K_{\text{ос}}}, \quad (4.13)$$

а ее АЧХ описывается выражением

$$W(f) = \frac{K_{\text{мшу}} K_{\text{дем}} K_{\text{но}}}{\sqrt{4\pi^2 f^2 + (K_{\text{мшу}} K_{\text{дем}} K_{\text{но}} K_{\text{ос}})^2}}. \quad (4.14)$$

На рис. 4.22 представлен вид АЧХ компенсатора, характеризующей степень ослабления шума активных элементов в цепи обратной связи. Значения параметров компенсатора аналогичны параметрам, использовавшимся при расчете зависимости на рис. 4.20.

Анализ зависимости (рис. 4.22) показывает, что по отношению к шуму, действующему в цепи обратной связи, компенсатор представляет собой фильтр низкой частоты. Степень подавления шума увеличивается с ростом разностной частоты, что благоприятно сказывается на отношении сигнал/шум по отношению к удаленным целям, уровень сигнала которых является незначительным.



**Рисунок 4.22**

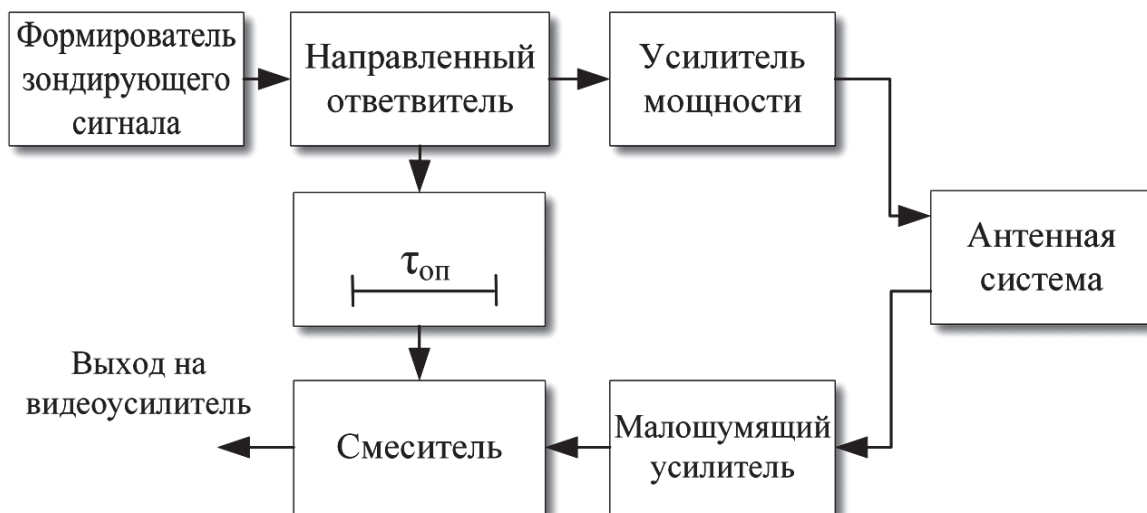
График зависимости ослабления шума в компенсаторе

### 4.7.2. Способ демодуляции эхосигналов на основе временного разделения передачи и приема

Подход, основанный на демодуляции эхосигналов путем их перемножения с зондирующим, может быть использован и при реализации временного разделения между циклами зондирования и приема эхосигналов. Такой подход назван *dechirp-on-receive* или *stretch processing* [72].

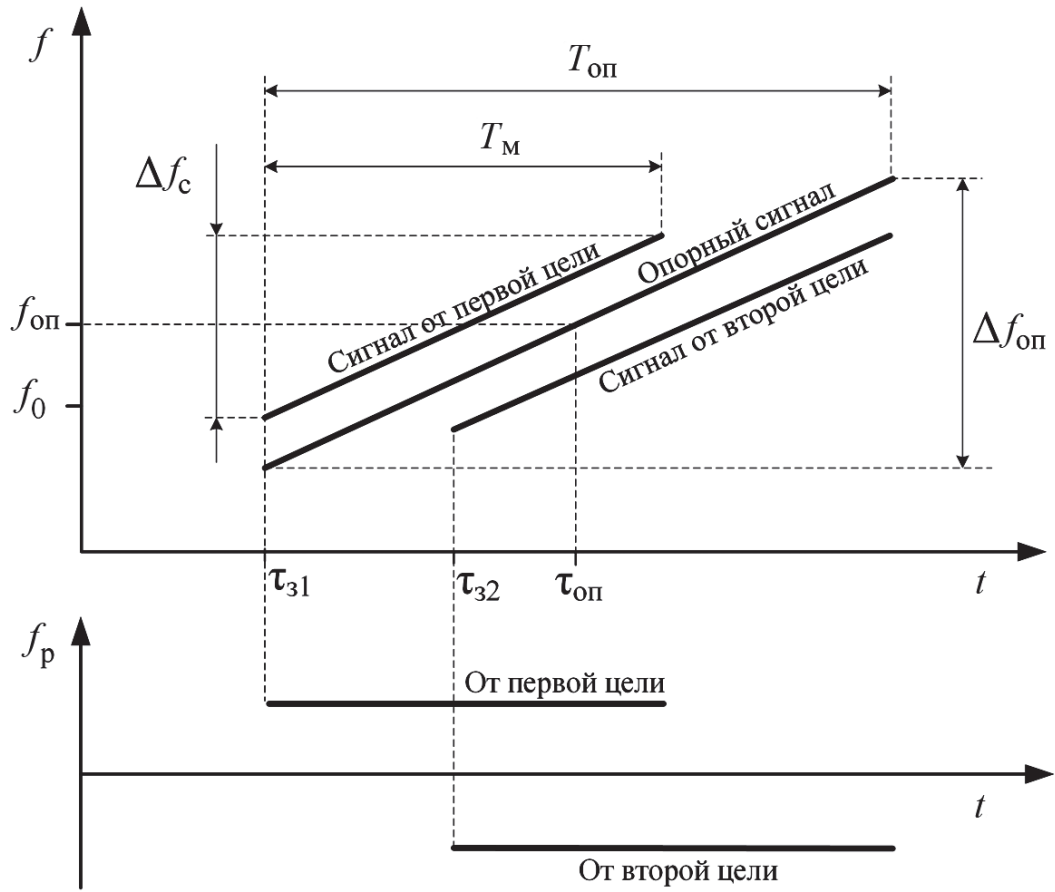
Схема приемопередающего тракта РЛС, реализующей такой подход, отличается от схемы РЛС с непрерывным излучением (см. рис. 4.1) тем, что опорный сигнал формируется с некоторой задержкой относительно зондирующего (рис. 4.23). На рис. 4.24 представлена временная зависимость, поясняющая процесс демодуляции при временном разделении.

При реализации такой схемы применяются зондирующие сигналы со скважностью больше двух, а задержка определяется дальностью до ближней границы зоны обзора  $R_{\text{бл}}$  (рис. 4.25). Длительность опорного сигнала выбирается больше длительности зондирующего и определяется размером зоны обзора по наклонной дальности.



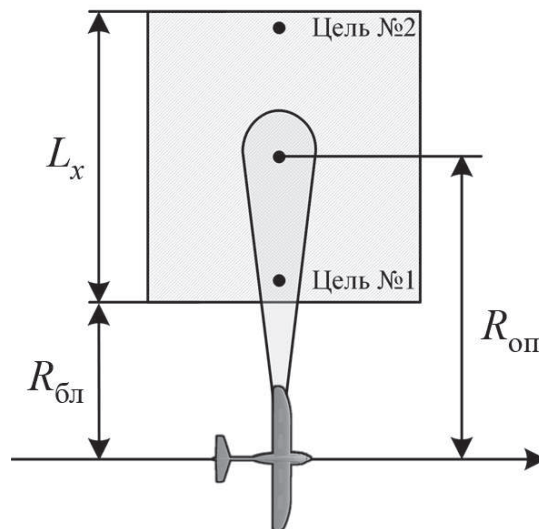
**Рисунок 4.23**

Схема РЛС, реализующая демодуляцию эхосигналов с временным разделением



**Рисунок 4.24**

Графики временной зависимости, поясняющие процесс демодуляции эхосигналов с временным разделением



**Рисунок 4.25**

Геометрия обзора при реализации демодуляции эхосигналов с временным разделением

Время задержки опорного сигнала определяется расстоянием до центра зоны обзора  $R_{\text{оп}}$  :

$$\tau_{\text{оп}} = \frac{2R_{\text{оп}}}{c}. \quad (4.15)$$

Длительность и ширина спектра опорного сигнала равна

$$T_{\text{оп}} = T_{\text{м}} + \frac{L_x}{c}, \quad (4.16)$$

$$\Delta f_{\text{оп}} = \mu T_{\text{оп}}. \quad (4.17)$$

Период модуляции зондирующего сигнала может быть выбран исходя из максимальной дальности действия РЛС при ее работе в режиме непрерывного излучения  $R_{\text{макс ни}}$  :

$$T_{\text{м}} = \frac{2R_{\text{макс ни}}}{c}. \quad (4.18)$$

Например, при  $R_{\text{макс ни}} = 5$  км,  $\Delta f_c = 500$  МГц,  $L_x = 5$  км параметры сигнала будут иметь значения  $T_{\text{м}} = 33,3$  мкс,  $\tau_{\text{оп}} = 50$  мкс,  $T_{\text{оп}} = 50$  мкс,  $\Delta f_{\text{оп}} = 750$  МГц.

Так как разностная частота сигнала на выходе демодулятора может иметь как положительный, так и отрицательный знак (в зависимости от времени прихода отраженного сигнала относительно опорного), то демодулятор выполняется по квадратурной схеме, а для оцифровки используется двухканальный АЦП.

## 4.8. Устройство амплитудной коррекции сигналов

Для выравнивания среднего уровня амплитуды отражений в импульсных РЛС применяются подходы, основанные на использовании антенн с косекансной ДН и схем *временной АРУ* (ВАРУ). Однако применение антенн с косекансной ДН в малогабаритных РЛС не всегда возможно из-за массогабаритных ограничений, а

использование схем ВАРУ – в силу частотного принципа измерения дальности (зондирующий сигнал имеет длительность, равную периоду зондирования).

Для выравнивания средней амплитуды отражений по наклонной дальности и снижения ДД сигналов перед АЦП может включаться дополнительная частотно-корректирующая цепь [8, 56], представляющая собой фильтр высокой частоты. Учитывая, что амплитуда сигнала уменьшается по мере увеличения дальности до цели по квадратичному закону, фильтр должен иметь квадратичную АЧХ.

В ряде практических случаев может применяться простой RC-фильтр (рис. 4.26), АЧХ которого

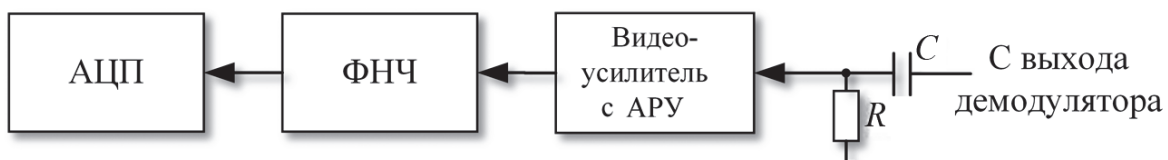
$$Z(f) = \frac{2\pi Rf}{\sqrt{(R + R_{\text{д вых}})^2 (2\pi f)^2 + 1}}, \quad (4.19)$$

где  $R_{\text{д вых}}$  – выходное сопротивление демодулятора.

Как правило, сопротивление  $R$  считается известным и принимается равным входному сопротивлению видеоусилителя. Тогда при  $f = 0,707 f_{p \text{ max}}$ , где  $f_{p \text{ max}}$  определяется в соответствии с (2.25), емкость конденсатора рассчитывается как

$$C = \frac{1}{2\pi f_{p \text{ max}} (R + R_{\text{д вых}})}. \quad (4.20)$$

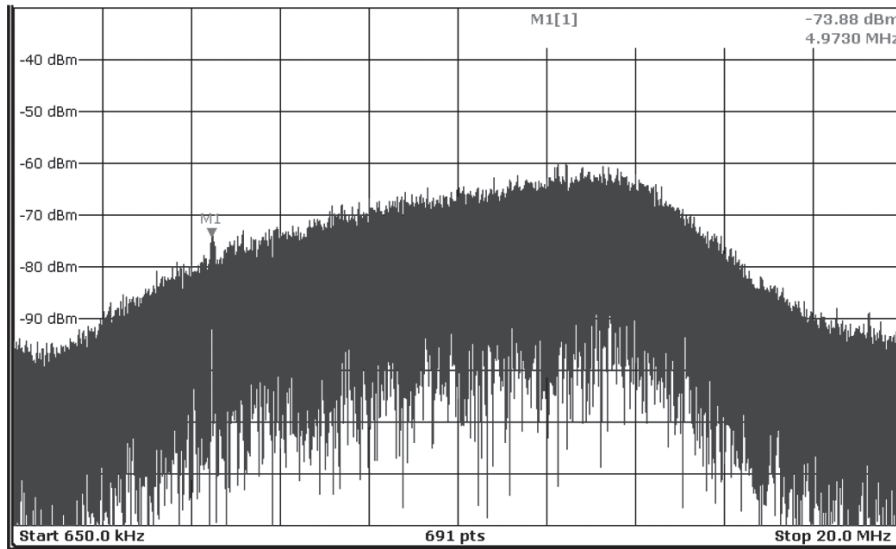
АЧХ фильтра обеспечивает подавление мощных отражений от близко расположенных объектов и участков земной поверхности с постепенным увеличением амплитуды по мере увеличения разностной частоты (дальности до объекта).



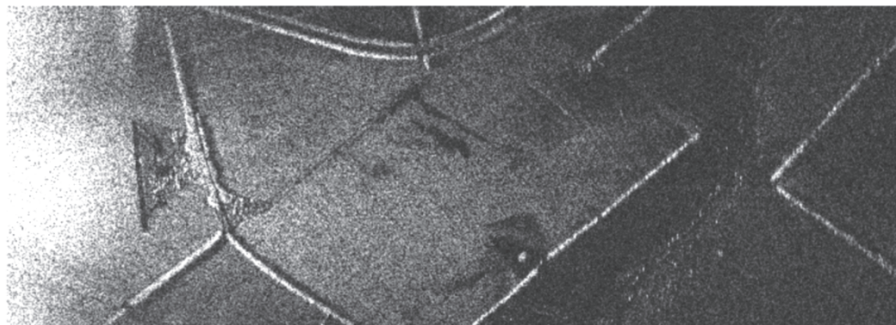
**Рисунок 4.26**

Применение RC-цепочки для коррекции среднего уровня амплитуды отражений

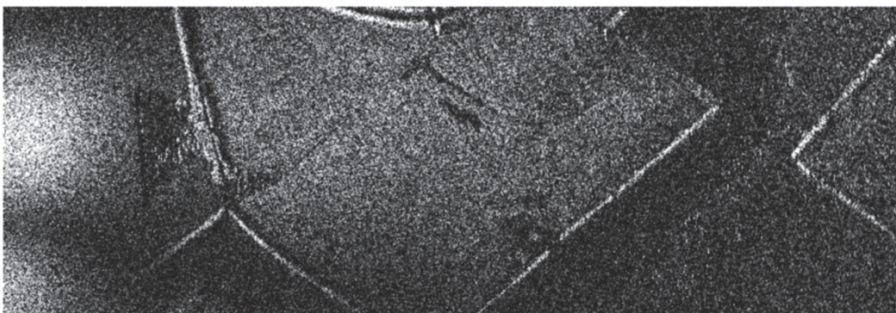
Для примера на рис. 4.27 показан вид частотной характеристики видеотракта с учетом корректирующей цепи РЛС с непрерывным излучением L-диапазона (см. прил. 1). Спад АЧХ на больших частотах обусловлен наличием антиалиазингового ФНЧ на входе АЦП. На рис. 4.28 представлены РЛИ участка местности без амплитудно-частотной коррекции и с ее использованием.



**Рисунок 4.27**  
Вид АЧХ корректирующей цепи РЛС L-диапазона



*a)*



*б)*

**Рисунок 4.28**  
РЛИ местности ( $51^{\circ}31'41''\text{N}$ ,  $38^{\circ}49'29''\text{E}$ ) в L-диапазоне: *a* – без амплитудно-частотной коррекции; *б* – с амплитудно-частотной коррекцией

При использовании корректирующей цепи (рис. 4.28,б) обеспечивается выравнивание средней яркости РЛИ по дальности и снижение уровня отражений от близкорасположенных участков местности.

## 4.9. Устройства оценки траекторных нестабильностей полета носителя РЛС

На сегодняшний день применение сигналов с шириной спектра 500 МГц и более в РЛС с непрерывным излучением не представляет особых сложностей с технической точки зрения и обеспечивает улучшение разрешения по дальности до нескольких десятков сантиметров. В то же время, достижение сопоставимой разрешающей способности по путевой дальности при формировании РЛИ является довольно трудной задачей.

Так, например, при скорости полета носителя  $V_n = 100$  км/ч и длине волны зондирующего сигнала  $\lambda = 5,5$  см для получения разрешения по путевой дальности порядка 0,5 м на удалении от трассы полета носителя около 5 км требуемое время когерентного накопления составляет  $T_c = 10$  с (см. (5.5)). При этом точность оценки пространственного положения носителя в течение всего интервала синтезирования не должна быть хуже  $\lambda/4 \dots \lambda/2$  [33], например, в С-диапазоне погрешность не должна превышать 1...3 см.

Для оценки координат носителя могут использоваться платформенные и бесплатформенные *инерциальные навигационные системы* (ИНС), а также системы спутниковой навигации.

Точность определения относительных координат с использованием ИНС часто характеризуется максимальной ошибкой измерения ускорения  $B_{\max}$ , в зарубежных источниках обычно указываемой в миллионных долях (ppm – parts per million).

В работе [96] представлен детальный анализ требований к характеристикам ИНС, обеспечивающих формирование РЛИ с

требуемой детальностью. В частности, рассмотрены ИНС HG9900 (Honeywell), LN-200 (Northrop Grumman) и HG1930 (Honeywell), характеризующиеся различными точностными параметрами.

### ИНС HG9900

Представляет собой высокоточную систему, предназначенную для задач навигации различных объектов военной техники, в том числе БЛА (рис. 4.29,*а*). Ее основу составляют три кольцевых лазерных гироскопа, три кварцевых акселерометра и связанная с ними электроника. Датчики размещены в герметичном корпусе на системе виброизоляции, обеспечивающей фильтрацию нежелательных возмущений.

|  |              |
|--|--------------|
| Габариты ИНС, см .....                             | 14×16,2×13,5 |
| Масса, кг .....                                    | менее 3      |
| Потребляемая мощность, Вт.....                     | менее 10     |
| Ошибка оценивания ускорения $B_{\max}$ , ppm ..... | менее 100    |



*а)*



*б)*



*в)*

### Рисунок 4.29

Внешний вид ИНС: *а* – HG9900; *б* – LN-200; *в* – HG1930

### ИНС LN-200

Представляет собой компактную навигационную систему, построенную на основе трехкоординатного твердотельного волоконно-оптического гироскопа и трех твердотельных кремниевых акселерометров (рис. 4.29,*б*). ИНС размещается в цилиндрическом корпусе.

|   |           |
|---|-----------|
| Диаметр корпуса, см.....                          | 8,89      |
| Высота корпуса, см.....                           | 8,51      |
| Масса ИНС, г.....                                 | около 750 |
| Потребляемая мощность, Вт.....                    | менее 12  |
| Ошибка оценивания ускорения $B_{\max}$ , ppm..... | около 300 |

### ИНС HG1930

Представляет собой навигационную систему с трехкоординатными гироскопом и акселерометром, выполненными по технологии *микроэлектромеханических систем* (МЭМС) (рис. 4.29,б).

|  |           |
|--|-----------|
| Объем корпуса ИНС, см <sup>3</sup> .....       | 82        |
| Масса, г .....                                 | менее 160 |
| Потребляемая мощность, Вт.....                 | менее 3   |
| Ошибка оценки ускорения $B_{\max}$ , ppm ..... | около 700 |

Максимальная ошибка оценки дальности до точечного отражателя через время  $T_c$  [94]

$$\Delta R = B_{\max} g \frac{T_c^2}{2} \cos \alpha, \quad (4.21)$$

где  $g \approx 9,8 \text{ м/с}^2$  – гравитационная постоянная;  $\alpha$  – угол визирования.

Так, если ИНС имеет значение  $B_{\max} = 300 \text{ ppm}$ , а угол визирования отражателя  $\alpha = 5^\circ$ , то максимальная ошибка оценки дальности через  $T_c = 10 \text{ с}$  составит около 0,013 м.

Также в работе [96] формулируются требования к ИНС для трех типов условий съемки поверхности.

#### **Условия съемки № 1**

|  |                 |
|--|-----------------|
| Диапазон .....   | Ku              |
| Расстояние до точечного отражателя, км .....                       | 10              |
| Разрешение, м.....   | 0,3             |
| Скорость носителя, м/с   |                 |
| – носитель – самолет Twin Otter .....                              | 70              |
| Время синтезирования апертуры, с.....                              | около 5         |
| Ширина ДН антенны по азимуту, град.....                            | 3,2             |
| Допустимое отклонение от направления<br>на центр зоны обзора ..... | 3% от ширины ДН |

### **Условия съемки № 2**

|  |                 |
|--|-----------------|
| Диапазон .....                               | Ku              |
| Расстояние до точечного отражателя, км ..... | 10              |
| Разрешение по путевой дальности, м.....      | 0,1             |
| Скорость носителя, м/с                       |                 |
| – БЛА Predator A .....                       | 36              |
| Время синтезирования, с .....                | около 30        |
| Ширина ДН антенны по азимуту, град .....     | 3,2             |
| Допустимое отклонение .....                  | 3% от ширины ДН |

### **Условия съемки № 3**

|  |                 |
|--|-----------------|
| Диапазон .....                                 | Ku              |
| Расстояние, км.....                            | 25              |
| Разрешение, м.....                             | 0,1             |
| Скорость носителя, м/с                         |                 |
| – БЛА Predator A .....                         | 36              |
| Время синтезирования, с .....                  | 104             |
| Ширина ДН в азимутальной плоскости, град ..... | 3,2             |
| Допустимое отклонение .....                    | 3% от ширины ДН |

Приведенные расчёты показывают, что для условий съемки № 1 может использоваться любая из трех ИНС, для условий № 2 – только HG-9900 соответствует требуемым точностным характеристикам, LN-200 может использоваться на грани своих возможностей, а применение HG-1930 следует считать неприемлемым. Для условий съемки № 3 применима только ИНС HG-9900.

В большинстве случаев подобные ИНС являются весьма дорогими и имеют довольно значительные массогабаритные показатели. Поэтому для решения оценки координат часто используются датчики глобальной спутниковой радио-навигационной системы (СРНС).

В автономном режиме типовые датчики обеспечивают оценку плоскостных координат носителя с точностью 2,5...4 м. Довольно низкая точность обусловлена наличием систематических и случайных ошибок [139].

### **Ошибки оценки координат СРНС**

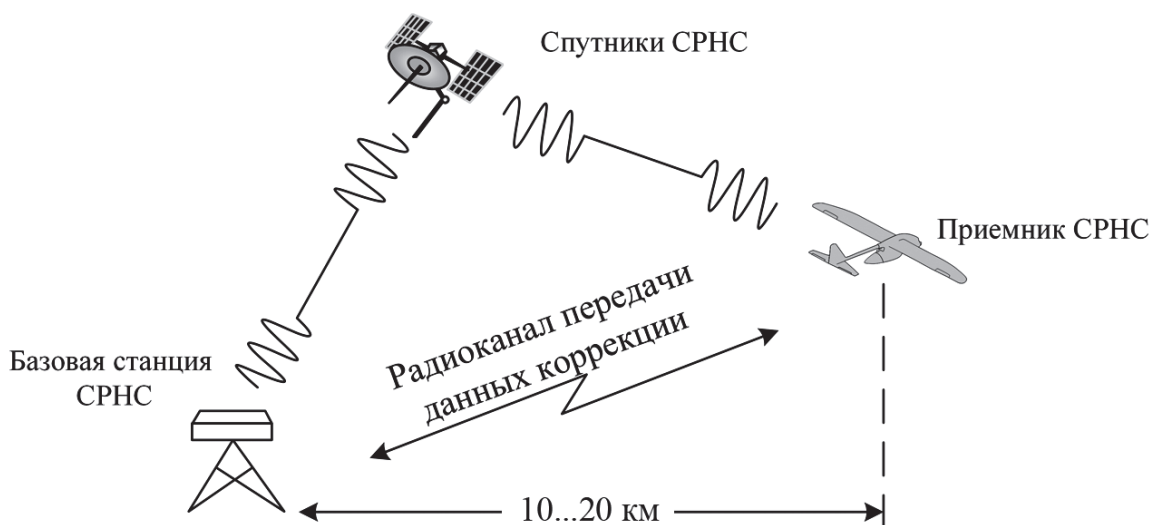
|                          |            |
|--------------------------|------------|
| <i>Источник ошибки</i>   | <i>СКО</i> |
| Данные эфемерид, м ..... | 1,5        |
| Спутниковые часы, м..... | 1,5        |

|   |     |
|---|-----|
| Искажения ионосферы, м.....               | 3,0 |
| Искажения тропосферы, м.....              | 0,7 |
| Многолучевое распространение, м.....      | 1,0 |
| Ошибки в приемнике, м.....                | 0,5 |
| Суммарная ошибка после фильтрации, м..... | 4,0 |

Значения ошибок в несколько метров не позволяют использовать датчики СРНС для оценки траекторных нестабильностей полета носителя. Для существенного повышения их точности в навигационных приемниках в настоящее время реализована поддержка режима RTK (Real Time Kinematics), обеспечивающая определение плановых координат и высоты с сантиметровой точностью.

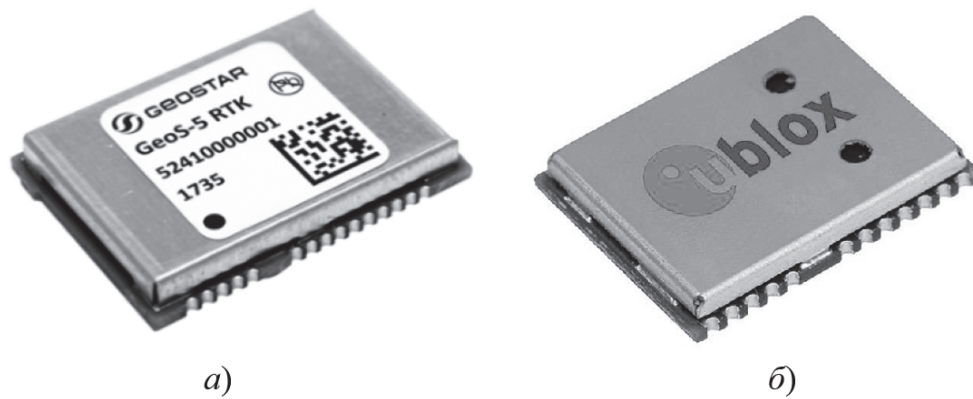
В отличие от дифференциального режима, в котором приемник использует дифференциальные поправки по дальномерному коду, получаемые от сети базовых станций, в режиме RTK используются дифференциальные поправки по фазе несущей, что позволяет получать данные местоположения с сантиметровой точностью.

Для формирования дифференциальных поправок в этом случае используется, как правило, аналогичный приемник (базовый), расположенный неподвижно в точке с известными координатами (рис. 4.30). Для передачи данных может использоваться низкоскоростной радиоканал. Недостатком режима RTK является ухудшение точности по мере удаления носителя от базового приемника. На практике обычно полагается, что высокая точность оценки сохраняется при удалении до 10...20 км.



**Рисунок 4.30**

Схема использования СРНС в режиме RTK



**Рисунок 4.31**

Внешний вид приемников СРНС с поддержкой режима RTK: *а* – GeoS-5 RTK; *б* – NEO/LEA-M8T

Ниже представлена сравнительная характеристика некоторых распространенных приемников СРНС, поддерживающих режим RTK.

### ***GeoS-5 RTK***

Разработан отечественным конструкторским бюро «ГеоСтар Навигация» (рис. 4.31,*а*).

|  |                    |
|--|--------------------|
| Поддерживаемые системы .....                         | GPS, GLONASS, SBAS |
| Погрешность определения плановых координат, м:       |                    |
| – в автономном режиме .....                          | не более 2,5       |
| – в режиме RTK .....                                 | не более 0,015     |
| Погрешность определения плановой скорости, м/с ..... | не более 0,02      |
| Погрешность определения высоты, м:                   |                    |
| – в автономном режиме .....                          | не более 4,0       |
| – в режиме RTK .....                                 | не более 0,02      |
| Потребляемая мощность, мВт:                          |                    |
| – обнаружение .....                                  | < 210              |
| – RTK решение .....                                  | < 160              |
| Частота выдачи данных, Гц .....                      | 1, 2 или 5         |
| Размеры, мм .....                                    | 22,1×15,9×2,8      |

### ***NEO/LEA-M8T***

Является разработкой швейцарской компании U-blox (рис. 4.31,*б*). Приемник поддерживает все существующие системы навигации, реализует практически все известные режимы работы: автономный, дифференциальный, RTK, Assisted-GPS и др.

|  |                      |
|--|----------------------|
| Поддерживаемые системы .....                   | GPS, GLONASS, BeiDou |
| Погрешность определения плановых координат, м: |                      |
| – в автономном режиме .....                    | не более 2,5         |

|  |                |
|--|----------------|
| – в режиме RTK<br>(удаление от базовой станции < 10 км)..... | не более 0,025 |
| Погрешность определения плановой скорости, м/с .....         | не более 0,05  |
| Погрешность определения высоты, м:                           |                |
| – в автономном режиме .....                                  | не более 4,0   |
| – в режиме RTK.....  | не более 0,02  |
| Потребляемая мощность, мВт:                                  |                |
| – обнаружение .....  | < 220          |
| – работа .....   | < 100          |
| Максимальная частота выдачи данных, Гц .....                 | 5              |
| Размеры, мм:   |                |
| – NEO .....  | 12,2×16×2,4    |
| – LEA .....  | 22,4×17×2,4    |

Отличия NEO-M8T от LEA-M8T заключаются в том, что NEO-M8T имеет дополнительный МШУ на входе приемника, а в LEA-M8T реализована возможность работы с активной антенной. Кроме того, NEO-M8T характеризуется несколько меньшими размерами. В остальном их характеристики являются сопоставимыми.

## 4.10. Перспективные технологии создания малогабаритных РЛС

### Технология программно-определяемого радио

Применение технологии программно-определяемого радио обеспечивает возможность улучшения характеристик приемопередатчиков, массогабаритных показателей и снижения энергопотребления проектируемых на ее основе радиолокационных систем. Кроме того, достигается существенное расширение функциональности аппаратуры цифровой обработки сигналов, заключающееся в возможности реализации новых режимов работы РЛС с минимальными изменениями аппаратной части. Такая технология на сегодняшний день активно применяется в области радиосвязи (например, известные проекты HackRF [104], bladeRF [86], Ettus USRP [131] и др.) и носит название *программно-определяемого* (программно-конфигурируемого) радио (Software-Defined Radio – SDR) [16]. Основные характеристики устройств, выполненных по технологии SDR, приведены в табл. 4.8.

**Таблица 4.8**

Основные характеристики SDR-платформ

| Частотный диапазон | Макс. ширина спектра, МГц | Стоимость, \$ США |
|--------------------|---------------------------|-------------------|
| hackRF One         |                           |                   |
| 1 МГц ... 6 ГГц    | 20                        | 300               |
| bladeRF x40        |                           |                   |
| 300МГц ... 3,8ГГц  | 28                        | 420               |
| USRP N300/310      |                           |                   |
| 10 МГц ... 6 ГГц   | 100                       | 6500/10000        |

Суть технологии заключается в том, что операции обработки сигналов, традиционно осуществлявшиеся аналоговыми устройствами (демодуляция, фильтрация, перенос частоты), выполняют или на сигнальных процессорах или, в большинстве случаев, на ПЛИС.

Основными элементами программно-определяемого приемного устройства являются маломощный усилитель, демодулятор, АЦП, сигнальный процессор или ПЛИС.

В настоящее время программно-определяемые системы в основном применяются в области радиосвязи и беспроводной передачи информации. Результаты их использования в радиолокации в основном имеют частный характер [105, 112, 116], а устройства характеризуются небольшой дальностью действия, не превышающей нескольких сотен метров, и низкой разрешающей способностью. Прежде всего, это связано с такими особенностями радиолокационных систем, как:

использование сигналов с шириной спектра до нескольких сотен мегагерц и малыми периодами повторения для обеспечения высокого разрешения и однозначного измерения доплеровских частот;

большие объемы регистрируемых данных и, как следствие, высокие требования к системе цифровой обработки сигналов;

отсутствие алгоритмов и программного обеспечения цифровой обработки сигналов, реализующих различные режимы работы программно-определяемых РЛС;

отсутствие единого научно-методического аппарата разработки таких систем.

Высокоскоростные АЦП с полосой частот до единиц гигагерц, хотя и обеспечивают оцифровку широкополосных сигналов даже на несущей частоте, все же не находят широкого применения в SDR-платформах по причине сложности их использования и высокой стоимости готовых решений. Поэтому демодуляцию сигнала и его перенос на нулевую промежуточную частоту в РЛС целесообразно осуществлять все еще аналоговым способом.

Передающая часть программно-определяемой РЛС может строиться на цифровых синтезаторах частот на основе схем с ФАПЧ или прямого цифрового синтеза (см. §4.1).

Применение SDR-технологии обеспечивает возможность изменения структуры обработки сигналов в приемном тракте РЛС только за счет изменения программного обеспечения. Также стоит отметить, что при реализации программно-аппаратных РЛС не всегда целесообразно реализовывать элементы обработки сигналов непосредственно в цифровой форме. В настоящее время промышленностью выпускается широкий спектр электронных схем с цифровым управлением, например усилителей и аналоговых фильтров. Примером усилителя с цифровым управлением является микросхема AD8370 с возможностью программного изменения коэффициента усиления в диапазоне 44 дБ в полосе частот до 750 МГц. Примером аналогового фильтра с цифровым управлением является микросхема ADRF6510, представляющая собой фильтр низкой частоты с полосой пропускания от 1 до 30 МГц и шагом перестройки 1 МГц.

#### Технологии вычислительных систем с высокой степенью распараллеливания вычислений

Обработка радиолокационных данных, особенно при работе РЛС в режиме синтезирования апертуры, связана с большими вычислительными затратами. Причем одни и те же алгоритмы обработки информации могут выполняться как на малых ЭВМ, установленных на борту БЛА, так и на мощных ЭВМ наземных пунктов управления.

Если в прошлом для перехода на новые, более совершенные вычислительные устройства требовалась существенная переработка всего программного обеспечения, то в настоящее время применяются новые программно-аппаратные технологии, поддерживающие возможность перехода на новые вычислители без существенного изменения программ.

К числу таких технологий можно отнести стандарты OpenCL и CUDA, ориентированные на разработку программ с высокой степенью распараллеливания вычислений на языках высокого уровня C++, Python, Fortran и др. В настоящее время технология CUDA активно поддерживается средой математического моделирования Matlab.

Стандарт OpenCL не привязан к конкретному типу вычислителей, является открытым и ориентированным как на многоядерные процессоры общего назначения, так и на сигнальные процессоры, ПЛИС и вычислители на базе графических сопроцессоров.

Отличие стандарта CUDA заключается в его привязке только к вычислителям nVidia. В отличие от OpenCL, CUDA более проста в использовании, лучше документирована и более качественно поддерживается. С другой стороны, OpenCL работает с большим количеством различного оборудования. Учитывая, что nVidia является успешно развивающейся коммерческой компанией, следует ожидать более быстрого развития технологии CUDA по сравнению с технологией OpenCL.

Несмотря на то, что эти программные технологии обеспечивают существенный прирост производительности вычислений, их применение требует достаточно высокого уровня знаний и опыта в области разработки и отладки многопоточных приложений. Существенное упрощение и возможность их использования даже начинающими программистами дает использование высокоуровневых библиотек и шаблонов таких, как ArrayFire и др., реализующих в том числе и базовые операции цифровой обработки сигнала.

Использование технологий OpenCL и CUDA является современной особенностью разработки кроссплатформенного высокоэффективного программного обеспечения.

В малогабаритных РЛС для формирования широкополосных зондирующих сигналов целесообразно использование синтезаторов частот, построенных на основе схем с фазовой автоподстройкой частоты или прямого цифрового синтеза. Схемы на основе ФАПЧ обладают малой стоимостью и высокой «чистотой» спектра формируемого колебания, однако характеризуются продолжительными переходными процессами при скачкообразных изменениях частоты, ограничиваю-

щих их использование при формировании широкополосных сигналов с малыми (до нескольких сотен микросекунд) периодами модуляции.

Схемы прямого цифрового синтеза практически лишены этого недостатка, однако в спектре формируемых ими сигналов присутствуют выраженные комбинационные составляющие. Кроме того, они являются более дорогостоящими.

Приемные устройства РЛС с непрерывным излучением обычно выполняются по схеме прямого преобразования (гомодинного типа). При использовании квадратурной схемы обеспечивается возможность увеличения динамического диапазона приемных устройств на 3 дБ и двукратного снижения частоты дискретизации демодулированного сигнала. Однако при этом возникают сложности в обеспечении идентичности амплитудных и фазовых характеристик квадратурных каналов.

Проанализированы различные варианты построения схемы медленной временной АРУ, обеспечивающей стабилизацию уровня суммарного эхосигнала зоны обзора на входе АЦП в процессе непрерывной съемки. Показано, что для исключения влияния амплитуды сигнала на постоянную времени целесообразно использование логарифмической схемы АРУ.

Особенностью проектирования РЛС с непрерывным излучением является необходимость использования единого опорного генератора для синтезаторов частот передающего устройства и формирователя тактовых сигналов АЦП. При использовании отдельных генераторов, даже термостатированных, незначительный дрейф частот каждого из них способен оказать существенное негативное влияние на качество работы алгоритмов обработки сигналов и требует проведения дополнительных калибровок.

Антенные системы малогабаритных РЛС целесообразно выполнять на основе микрополосковой технологии. Применение многослойных антенн обеспечивает расширение полосы их рабочих частот до 10...25%, применение элементов Вивальди – до 60%.

Увеличение развязки между приемным и передающим устройствами может достигаться как за счет временного разделения циклов зондирования и приема (Stretch Processing), так и за счет применения компенсаторов просачивающейся мощности. И в первом, и во втором случае (при использовании циркуляторов) обеспечивается улучшение массогабаритных характеристик РЛС за счет использования одной антенны на передачу и прием. Тем не менее, наиболее существенного улучшения развязки можно добиться только за счет совместного применения отдельных антенн и компенсаторов.

Степень компенсации просачивающийся мощности увеличивается с уменьшением скорости изменения частоты зондирующего сигнала, т.е. с этой точки зрения применение «длинных» широкополосных зондирующих сигналов, рассмотренных в третьей главе, является предпочтительным.

Использование схем быстрой временной АРУ для выравнивания среднего уровня эхосигналов целей (разрешаемых элементов поверхности) в зоне обзора, характерное для импульсных систем, в случае РЛС с непрерывным излучением становится невозможным. Показано, что для этой цели целесообразно подключение к выходу демодулятора частотно-корректирующей цепи, в простейшем случае представляющей собой RC-цепь (фильтр верхних частот).

Установлено, что использование высокоточных ИНС для оценки траекторных нестабильностей полета носителей малогабаритных РЛС в большинстве случаев является нерациональным вследствие их недостаточной компактности и высокой стоимости. При действии БЛА на удалении порядка нескольких десятков километров от наземного пункта управления более целесообразным представляется использование информации, получаемой от приемников сигналов СРНС, поддерживающих режим RTK и обеспечивающих определение пространственных координат носителя с сантиметровой точностью.

Анализ современных технологий создания радиоэлектронной аппаратуры показал, что наиболее перспективно рассматривать малогабаритные РЛС как программно-определяемые системы, в которых изменение режимов работы, параметров сигналов и алгоритмов их обработки реализуется за счет изменения специального программного обеспечения без изменения аппаратной части. Замена традиционных аппаратных решений на программные обеспечивает дополнительное улучшение массогабаритных показателей и существенно расширяет спектр задач, решаемых системами, построенными на одной и той же аппаратной платформе.

Рассмотрены преимущества и недостатки различных вариантов построения системы цифровой обработки сигналов – на основе сигнальных процессоров, ПЛИС, систем на кристалле, а также графических процессоров. Из их сравнения следует, что в малогабаритных РЛС, реализующих обработку в реальном масштабе времени, целесообразно применение систем на кристалле или графических процессоров, так как именно они обеспечивают достаточную производительность (за счет высокой степени распараллеливания вычислений при использовании технологий CUDA и OpenCL) при приемлемых массогабаритных характеристиках и стоимости.

---

## **ГЛАВА 5**

---

# ***Методический аппарат обоснования облика и требований к функциональным устройствам РЛС с непрерывным излучением***

---

### **5.1. Методика обоснования параметров зондирующего сигнала РЛС с непрерывным излучением**

В РЛС с непрерывным линейным частотно-модулированным сигналом дальность до цели связана со значением разностной частоты  $f_p$  ее эхосигнала на выходе демодулятора соотношением

$$R_{\text{то}} = \frac{c\tau_z}{2} = \frac{cf_p}{2\mu}. \quad (5.1)$$

В свою очередь, максимальная разностная частота  $f_{p \text{ max}}$ , определяющая требования к АЦП по частоте дискретизации, определяется максимальной дальностью действия РЛС  $R_{\text{max}}$

$$f_{p \text{ max}} = \frac{2\mu R_{\text{max}}}{c}. \quad (5.2)$$

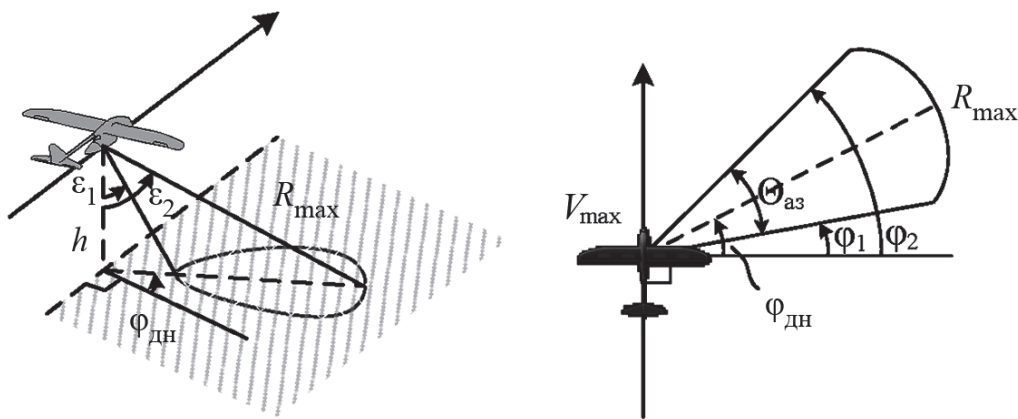
Ширина спектра зондирующего сигнала рассчитывается исходя из требуемой разрешающей способности радиолокатора  $\delta r$  по наклонной дальности как

$$\Delta f_c = \frac{c}{2\delta r}, \quad (5.3)$$

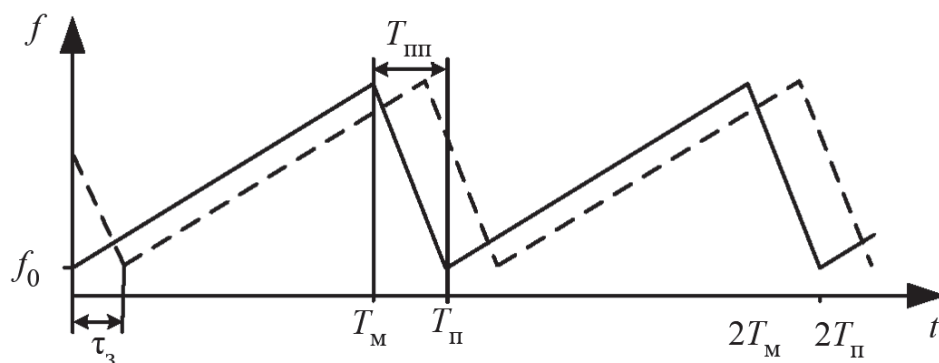
а период повторения выбирается из условия обеспечения однозначности измерения доплеровских частот в пределах зоны обзора (рис. 5.1)

$$T_{\Pi} = T_{\text{М}} + T_{\text{ШП}} = \frac{1}{2f_{\text{д max}}} = \frac{\lambda}{4V_{r \text{ max}}} = \frac{\lambda}{4V_{\text{H}} \sin(\Theta_{\text{аз}}/2 + \varphi_{\text{дн}})}, \quad (5.4)$$

где  $T_{\text{ШП}}$  – время переходных процессов (рис. 5.2);  $V_{r \text{ max}}$  и  $f_{\text{д max}}$  – максимальная радиальная скорость и доплеровский сдвиг эхосигнала



**Рисунок 5.1**  
Геометрия обзора пространства



**Рисунок 5.2**  
Закон изменения частоты зондирующего сигнала

отражателя с угловым смещением, равным половине ширины ДН по азимуту  $\Theta_{аз}$ ;  $\varphi_{дн}$  – азимутальное смещение оси ДН антенны относительно перпендикуляра к вектору скорости носителя.

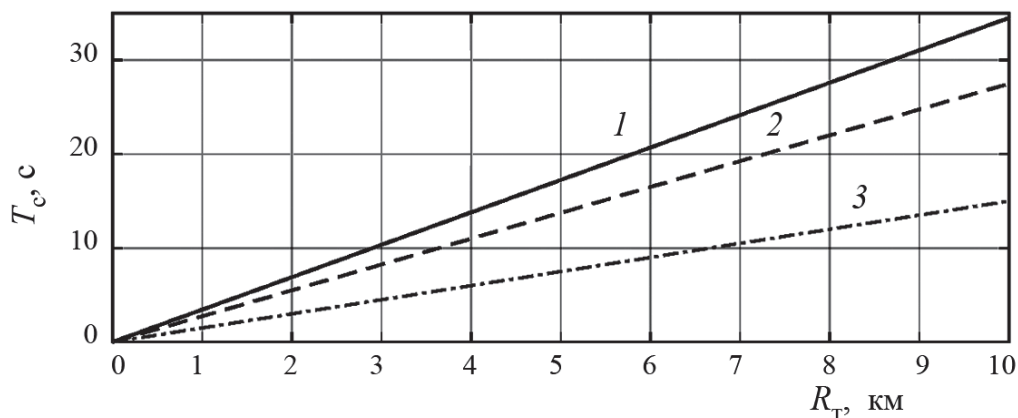
Использование антенн с широкими азимутальными диаграммами направленности приводит к расширению спектра доплеровских частот эхосигнала зоны обзора, что требует уменьшения  $T_{п}$  для исключения неоднозначности по азимуту. Это, в свою очередь, ужесточает требования к синтезаторам частот, формирующим широкополосные зондирующие ЛЧМ-сигналы, по скорости перестройки и времени переходных процессов.

По сути, выбор  $T_{п}$  во многом является результатом поиска компромисса между размерами антенн, определяющими ширину ДН, и требованиями к синтезатору частот, определяющему максимальную скорость перестройки по частоте при формировании ЛЧМ-сигнала.

Время синтезирования апертуры определяется исходя из условий съемки (скорости полета  $V_{н}$  и дальности до цели  $R_{т}$  (рис. 3.2)) и требуемого разрешения по путевой дальности  $\delta\ell$  как (2.21):

$$T_c = \frac{\lambda R_{т}}{2V_{н} \delta\ell \cos \varphi}. \quad (5.5)$$

На рис. 5.3 приведена зависимость требуемого  $T_c$  от дальности для различных частотных диапазонов и разрешения по путевой дальности при  $V_{н} = 120$  км/ч.



**Рисунок 5.3**

Графики зависимости  $T_c$  от  $R_{т}$  для различных значений  $\lambda$  и  $\delta\ell$ :

1 –  $\lambda = 23$  см,  $\delta\ell = 1$  м; 2 –  $\lambda = 5,5$  см,  $\delta\ell = 0,3$  м; 3 –  $\lambda = 3$  см,  $\delta\ell = 0,3$  м

При расчете  $T_c$  можно принять  $R_T$ , соответствующее середине кадра РЛИ. Практический опыт съемок свидетельствует о том, что если методы компенсации траекторных нестабильностей полета при синтезе РЛИ не применяются, то накопление сигнала дольше 1–2 с в сантиметровых и 3 с в дециметровом диапазонах почти не приводит к улучшению разрешения РСА по путевой дальности.

Объем регистрируемой информации в байтах определяется разрядностью АЦП  $N_{\text{ацп}}$  и частотой оцифровки сигнала, которая выбирается из условия  $F_s \geq 2f_{\text{pmax}}$ :

$$M_{\text{и}} = T_c F_s N_{\text{ацп}} / 8. \quad (5.6)$$

Эта величина, особенно при работе РСА в режиме высокого разрешения, часто оказывается весьма значительной и достигает сотен мегабайт на один кадр РЛИ. Передача такого объема информации в реальном масштабе времени с борта носителя на наземный пункт управления является практически невыполнимой задачей.

Уменьшение объема данных может достигнуто за счет адаптивного изменения параметров зондирующего сигнала исходя из текущей скорости полета носителя, максимальной дальности обзора и разрешающей способности, а также путем уменьшения разрядности АЦП за счет учета эффекта сверхдискретизации [60], подробно описанного в §5.5.

Мощность излучаемого сигнала рассчитывается исходя из требуемого отношения сигнал/шум на выходе системы обработки (т.е. на РЛИ)

$$q_{\text{тр}} = \frac{2E_c}{N_0}, \quad (5.7)$$

где  $E_c = T_M N_{\text{п}} P_c / 2$ ,  $P_c = \frac{P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 R_{\text{max}}^4 L}$  – энергия и мощность

принятого сигнала, соответственно;  $N_{\text{п}} = T_c / T_M$  – число периодов зондирования;  $P_{\text{прд}}$  – средняя мощность зондирующего сигнала;  $G_{\text{прд}}$ ,  $G_{\text{прм}}$  – коэффициент усиления передающей и приемной антенны соответственно;  $\sigma_{\text{ц}}$  – ЭПР цели;  $L$  – суммарные потери в

антенно-фидерном тракте и на трассе распространения радиоволн;  $N_0$  – спектральная плотность шума.

Отсюда дальность обнаружения цели

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{T_M N_{\Pi} P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \lambda^2 \sigma_{\text{ц}}}{(4\pi)^3 q_{\text{тр}} N_0 L}}. \quad (5.8)$$

При ограничениях на уровень эквивалентной излучаемой мощности  $P_{\text{прд}} G_{\text{прд}}$  требуемое значение  $R_{\max}$  может быть достигнуто за счет увеличения  $G_{\text{прм}}$ .

При решении задач картографирования земной поверхности с удельной ЭПР  $\sigma_{\phi}$  за ЭПР цели принимают ЭПР элемента разрешения  $\sigma_{\phi} \delta l \delta r$ , и тогда

$$R_{\max} = \sqrt[4]{\frac{T_M N_{\Pi} P_{\text{прд}} G_{\text{прд}} G_{\text{прм}} \lambda^2 \sigma_{\phi} \delta l \delta r}{(4\pi)^3 q_{\text{тр}} N_0 L}}. \quad (5.9)$$

Суммарный шум приемного канала обусловлен воздействием как внешних, так и внутренних источников. К внешним шумам относятся атмосферные и промышленные помехи, помехи, создаваемые тепловым движением частиц среды, окружающей приемную антенну, космические шумы, а также преднамеренные помехи. Внутренние шумы обусловлены тепловым шумом электронных элементов с активным сопротивлением, дробовым шумом полупроводниковых элементов, фазовым шумом опорных генераторов и синтезаторов частот.

Спектральная плотность шума в приемном канале определяется суммарной спектральной плотностью внутренних (теплового  $N_T$ , дробового  $N_d$ , фазового  $N_{\phi}$ ) и внешних  $N_{\text{внеш}}$  шумов:

$$N_0 = N_T + N_{\phi} + N_d + N_{\text{внеш}}. \quad (5.10)$$

Характерной особенностью теплового и дробового шумов является равномерность их спектральной плотности мощности во всем диапазоне радиочастот. Фазовый шум, напротив, явля-

ется узкополосным и присутствует в окрестности основной гармоники опорных генераторов или генераторов зондирующего сигнала.

Следствием использования цифровых устройств формирования и обработки сигналов является необходимость учета также шумов дискретизации.

Любое активное сопротивление, входящее в состав приемного устройства, представляет собой источник шумового напряжения. Причем мощность шума пропорциональна температуре этого элемента и распределена равномерно по всей полосе радиочастотного спектра. Спектральная плотность теплового шума в приемном устройстве определяется формулой Найквиста:

$$N_0 = kT_{\text{прм}} K_{\text{ш}}, \quad (5.11)$$

где  $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$  Дж/К – постоянная Больцмана;  $T_{\text{прм}}$  – температура и коэффициент шума приемника соответственно.

Коэффициент шума приемника, содержащего несколько последовательно соединенных усилительных каскадов, определяется как [54]

$$K_{\text{ш}} = K_{\text{ш}1} + \frac{K_{\text{ш}2} - 1}{K_1} + \frac{K_{\text{ш}3} - 1}{K_1 K_2} + \dots + \frac{K_{\text{ш}m} - 1}{K_1 \dots K_{m-1}}, \quad (5.12)$$

где  $K_{\text{ш}m}$  и  $K_m$  – коэффициент шума и коэффициент усиления  $m$ -го каскада соответственно.

Из выражений (5.11) и (5.12) следует, что выходной уровень теплового шума приемного устройства определяется, в основном, шумами первых его каскадов. Кроме того, наличие потерь во входных цепях приводит к пропорциональному увеличению  $K_{\text{ш}}$ .

При использовании идеального приемника ( $K_{\text{ш}} = 0$ ) спектральная плотность шума при  $T_{\text{прм}} = 290$  К составит минус 174 дБм/Гц, которое является предельным для данной температуры.

## 5.2. Методика обоснования требований к передающему устройству по уровню фазового шума

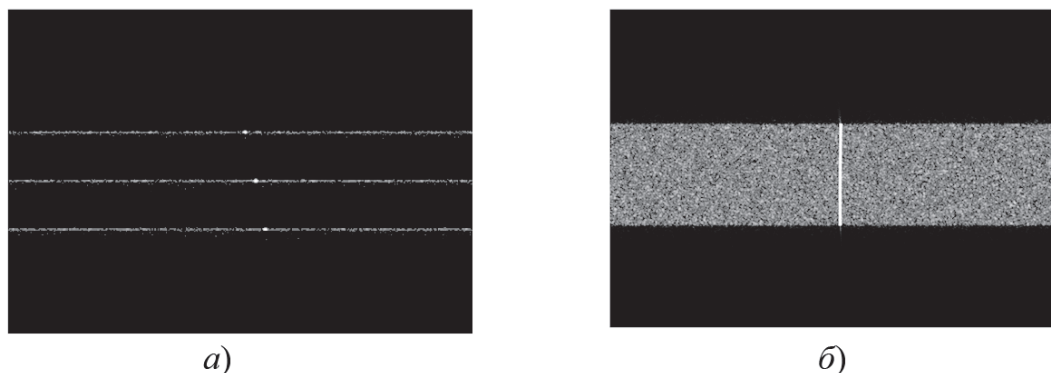
Все опорные генераторы и формирователи зондирующих сигналов характеризуются нестабильностью частоты, обусловленной как медленными изменениями температурного режима работы радиоэлементов и питающих напряжений, так и быстрыми случайными флуктуациями теплового шума.

Нестабильность частоты, как и траекторные нестабильности полета носителя РСА, нарушает когерентность принимаемого сигнала и, в итоге, ухудшает качество формируемого РЛИ.

При этом «медленная» нестабильность выражается, в основном, в расфокусировке РЛИ (снижение амплитуды отметок и разрешающей способности), а «быстрая» – в ухудшении отношения сигнал/шум на РЛИ (снижение вероятности обнаружения объектов с малой ЭПР).

Уровень фазового шума формируемого сигнала определяется не только характеристиками ГУН, но и характеристиками элементов схемы ФАПЧ (опорного источника колебаний, фазового детектора, делителя частоты, петлевого фильтра). Спектральная плотность фазового шума характеризуется отношением мощности шума в полосе 1 Гц к мощности сигнала на основной гармонике и определяется передаточной функцией схемы ФАПЧ. Зависимость  $N_{\text{фш}}$ , как правило, указывается изготовителем генераторов и формирователей, а также может быть измерена с помощью анализатора спектра.

Ширина полосы частот фазового шума обычно не превышает нескольких десятков или сотен килогерц. При значительном уровне его спектральной плотности он может проявляться на РЛИ в виде протяженных по путевой дальности шумовых полос в местах нахождения ярких точечных отражателей и протяженных объектов (рис. 5.4). Учитывая, что  $\Delta f_{\text{фш}} \gg 2/T_{\text{п}}$  (условие теоремы Котельникова не выполняется), то фазовый шум распределяется во всей полосе доплеровских частот и, соответственно, по всей азимутальной строке РЛИ.

**Рисунок 5.4**

Проявление фазового шума на РЛИ от точечных отражателей (а) и от протяженного объекта (б)

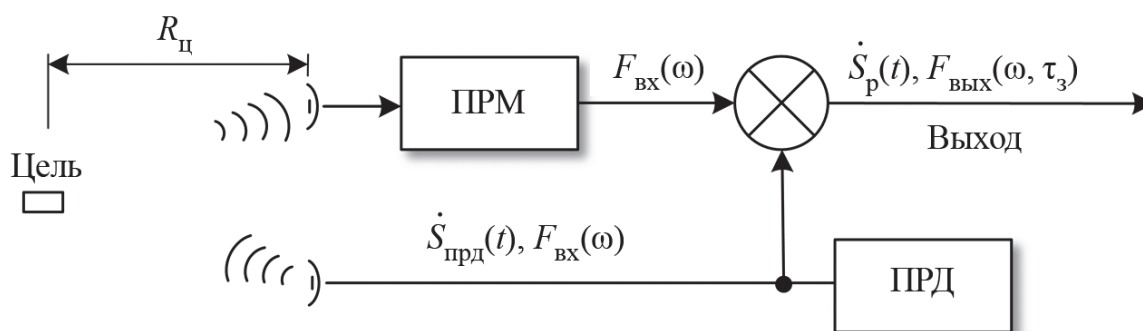
**Рисунок 5.5**

Схема РЛС с непрерывным излучением как автокорреляционного приемника

Наличие фазового шума обуславливает повышение уровня боковых лепестков интенсивных отражателей, что, в свою очередь, приводит к снижению качества обнаружения расположенных вблизи них малозаметных объектов [9].

РЛС с непрерывным излучением можно рассматривать как автокорреляционный приемник (рис. 5.5), время задержки в котором определяется временем распространения сигнала до цели и обратно  $\tau_3 = 2R_{ц}/c$ , где  $R_{ц}$  – дальность до цели. Так как при перемножении сигналов в смесителе их фазы вычитаются, а при малых  $\tau_3$  их фазовые шумы являются коррелированными, то в результирующем демодулированном сигнале уровень фазового шума будет существенно снижен по сравнению с фазовыми шумами принятого и опорного колебаний. Следствием этого является существенное снижение уровня боковых полос спектров демодулированных эхосигналов отдельных отражателей. И, наоборот,

при значительном  $\tau_3$  фазовые шумы принятого и опорного сигналов являются некоррелированными, что обуславливает двукратное увеличение мощности фазового шума демодулированного сигнала [64].

Для определения зависимости степени подавления фазовых шумов демодулированного сигнала от дальности до цели зондирующий сигнал, формируемый передающим устройством, целесообразно представить в виде колебания с заданным законом изменения частоты  $f_3(t)$  и дополнительной случайной частотной модуляцией, обусловленной фазовым шумом синтезатора частот [9]:

$$\dot{S}_{\text{прд}}(t) = e^{j2\pi f_3(t) + j\varphi_N(t)}, \quad (5.13)$$

где  $\varphi_N(t) = \beta_{\text{чм}} \int_0^t n(t) dt$  – случайные флуктуации фазы;  $\beta_{\text{чм}}$  – крутизна характеристики частотного модулятора;  $n(t)$  – нормальный стационарный процесс со спектральной плотностью  $N_0/2$ .

Связь энергетического спектра  $F_\varphi(\omega)$  процесса  $\varphi_N(t)$  с энергетическим спектром модулирующего процесса  $n(t)$  определяется соотношением  $F_\varphi(\omega) = \frac{\beta_{\text{чм}} N_0}{\omega^2} \frac{N_0}{2}$ , а его корреляционная функция и дисперсия – выражениями

$$\sigma_\varphi^2 R_\varphi(\tau) = \beta_{\text{чм}} \frac{N_0}{2} \int_0^\infty \frac{\cos(\omega\tau)}{\omega^2} d\omega, \quad (5.14)$$

$$\sigma_\varphi^2 = \beta_{\text{чм}} \frac{N_0}{2} \int_0^\infty \frac{1}{\omega^2} d\omega \quad (5.15)$$

соответственно [39].

В свою очередь, энергетический спектр фазового шума на входе смесителя  $F_{\text{вх}}(\omega)$  соответствует энергетическому спектру шумовой составляющей сигнала (5.13), корреляционная функция

которой определяется как  $K_{\text{вх}}(\tau) = e^{\sigma_\varphi^2 (R_\varphi(\tau_3) - 1)} = e^{-\frac{\alpha}{2} |\tau|}$  [40] и, отсюда, на основании теоремы Винера–Хинчина,

$$F_{\text{вх}}(\omega) = \frac{4\alpha}{\alpha^2 + 4\omega^2}, \quad (5.16)$$

где  $\alpha = \frac{N_0}{2} \beta_{\text{чм}} \pi$ .

Выражение (5.16) представляет собой энергетический спектр белого шума на выходе низкочастотного фильтра с частотой среза  $\Delta f_{\text{вх}} = \alpha/2$ .

Наглядной характеристикой степени подавления фазовых шумов является отношение энергетического спектра фазового шума на входе смесителя  $F_{\text{вх}}(\omega)$  к энергетическому спектру на его выходе  $F_{\text{вых}}(\omega)$ :

$$C(\omega, \tau_3) = \frac{F_{\text{вых}}(\omega, \tau_3)}{F_{\text{вх}}(\omega)}. \quad (5.17)$$

Сигнал на выходе смесителя РЛС с непрерывным излучением представляет собой результат перемножения сигнала (5.13) с его копией, задержанной на время  $\tau_3$  [58]:

$$\dot{S}_p = e^{j2\pi f_p t + j\varphi_N(t) - j\varphi_N(t - \tau_3)}, \quad (5.18)$$

где  $f_p = \mu \tau_3$  – частота разностного сигнала (сигнала биений), определяемая дальностью до цели;  $\mu$  – скорость изменения частоты ЛЧМ зондирующего сигнала.

Для получения выражения, описывающего энергетический спектр  $F_{\text{вых}}(\omega)$  сигнала (5.18), необходимо определить явное выражение для его автокорреляционной функции на основе общего соотношения, имеющего вид

$$\begin{aligned} K_{\text{вых}}(\tau) &= \text{Re} \left( E \left\{ \dot{S}_p(t) \dot{S}_p^*(t - \tau) \right\} \right) = \\ &= \text{Re} \left( e^{j2\pi f_p t} E \left\{ e^{j(\varphi_N(t) - \varphi_N(t - \tau_3) - \varphi_N(t - \tau) + \varphi_N(t - \tau_3 - \tau))} \right\} \right), \end{aligned} \quad (5.19)$$

где  $E\{\cdot\}$  – операция усреднения по ансамблю реализаций.

Первый комплексный множитель (5.19) не влияет на форму спектра  $F_{\text{вых}}(\omega, \tau_3)$  и обуславливает только его смещение по

оси частот, вследствие чего может быть исключен из дальнейшего анализа. Исходя из этого, (5.19) можно рассматривать как многомерную характеристическую функцию  $\Theta_4(v_1, v_2, v_3, v_4)$  совокупности зависимых центрированных случайных величин  $\varphi_1, \varphi_2, \varphi_3, \varphi_4$ , где  $v_1 = 1, v_2 = -1, v_3 = -1, v_4 = 1$ . С использованием обозначений  $\varphi_1 = \varphi_N(t), \varphi_2 = \varphi_N(t - \tau_3), \varphi_3 = \varphi_N(t - \tau), \varphi_4 = \varphi_N(t - \tau_3 - \tau)$  выражение для характеристической функции можно переписать как

$$\Theta_4(\mathbf{V}) = e^{-\frac{1}{2} \mathbf{V}^T \mathbf{M} \mathbf{V}}, \quad (5.20)$$

где  $\mathbf{V} = [1, -1, -1, 1]^T$ ;  $\mathbf{M}$  – матрица ковариаций случайных величин с элементами  $m_{11} = m_{22} = m_{33} = m_{44} = \sigma_\varphi^2, m_{12} = m_{21} = m_{34} = m_{43} = \sigma_\varphi^2 R_\varphi(\tau_3); m_{13} = m_{31} = m_{24} = m_{42} = \sigma_\varphi^2 R_\varphi(\tau); m_{14} = m_{41} = \sigma_\varphi^2 R_\varphi(\tau_3 + \tau); m_{23} = m_{32} = \sigma_\varphi^2 R_\varphi(\tau - \tau_3)$ .

С учетом (5.20) выражение (5.19) примет вид

$$K_{\text{ВЫХ}}(\tau) = \text{Re} \left( e^{\sigma_\varphi^2 (2R_\varphi(\tau_3) + 2R_\varphi(\tau) - R_\varphi(\tau_3 + \tau) - R_\varphi(\tau - \tau_3) - 2)} \right). \quad (5.21)$$

И, с учетом (5.14) и (5.15), в итоге, может быть записано как

$$K_{\text{ВЫХ}}(\tau, \tau_3) = \text{Re} \left( \exp \left\{ -\frac{\alpha}{2} (2|\tau| + 2|\tau_3| - |\tau - \tau_3| - |\tau + \tau_3|) \right\} \right). \quad (5.22)$$

Также учитывая, что на практике всегда выполняется условие  $\tau_3 > 0$ , выражение (5.22) можно представить в более компактной форме:

$$K_{\text{ВЫХ}}(\tau, \tau_3) = \begin{cases} e^{-\alpha|\tau|} & \text{при } |\tau| \leq \tau_3; \\ e^{-\alpha\tau_3} & \text{при } |\tau| > \tau_3. \end{cases} \quad (5.23)$$

Результатом прямого фурье-преобразования от корреляционной функции (5.23) является искомое выражение для энергетического спектра шумовой составляющей сигнала (5.18) на выходе смесителя:

$$F_{\text{ВЫХ}}(\omega, \tau_3) = F_1(\omega, \tau_3) + F_2(\omega, \tau_3), \quad (5.24)$$

где

$$F_1(\omega, \tau_3) = 2 \int_0^{\tau_3} e^{-\alpha\tau} \cos(\omega\tau) d\tau =$$

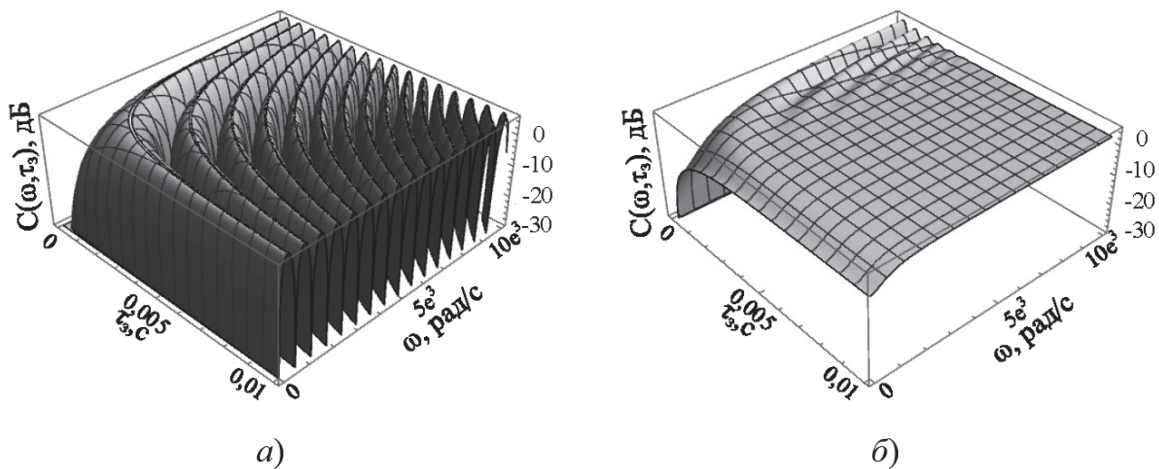
$$= \frac{2e^{-\alpha\tau_3} (\alpha e^{\alpha\tau_3} - \alpha \cos(\omega\tau_3) + \omega \sin(\omega\tau_3))}{\alpha^2 + \omega^2};$$

$$F_2(\omega, \tau_3) = 2 \int_{\tau_3}^{\infty} e^{-\alpha\tau} \cos(\omega\tau) d\tau = 2\pi e^{-\alpha\tau_3} \delta(\omega) - \frac{2e^{-\alpha\tau_3} \sin(\omega\tau_3)}{\omega}.$$

Получение явного аналитического соотношения для  $F_{\text{ВЫХ}}(\omega, \tau_3)$  позволяет переписать (5.17) в виде

$$C(\omega, \tau_3) = -\frac{e^{-\alpha\tau_3} (\alpha^2 + 4\omega^2) (\alpha \sin(\omega\tau_3) + \omega \cos(\omega\tau_3) - \omega e^{\alpha\tau_3})}{2\omega (\alpha^2 + \omega^2)}. \quad (5.25)$$

Характер влияния времени задержки  $\tau_3$  и частотной отстройки  $\omega$  на степень подавления фазовых шумов иллюстрирует зависимость на рис. 5.6. В общем случае она представляет собой затухающие по закону  $2e^{-\alpha\tau_3}$  гармонические колебания с началь-



**Рисунок 5.6**

Вид зависимости  $C(\omega, \tau_3)$ :  $a - \alpha = 0,01$ ;  $b - \alpha = 1000$

ным и средним значениями, равными двум. При  $\tau_3 \rightarrow \infty$  шумы на входах смесителя становятся некоррелированными и при малых значениях  $\alpha$  функция  $C(\omega, \tau_3)$  стремится к уровню 3 дБ.

При увеличении  $\alpha$  предельное значение функции уменьшается и при  $\alpha \rightarrow \infty$  стремится к уровню минус 3 дБ. При уменьшении отстроек по  $\omega$  и  $\tau_3$  степень компенсации фазовых шумов увеличивается и при нулевых  $\omega$  и  $\tau_3$  наблюдается их полная компенсация.

Для высококачественных синтезаторов частот с малым уровнем фазовых шумов (т.е. при  $\alpha \ll \omega$ ) выражение (5.25) существенно упрощается:

$$C(\omega, \tau_3) = 2 \left( 1 - e^{-\alpha \tau_3} \cos(\omega \tau_3) \right). \quad (5.26)$$

Наибольший практический интерес вызывает исследование зависимостей  $F_{\text{вх}}(\omega)$ ,  $F_{\text{вых}}(\omega, \tau_3)$  и  $C(\omega, \tau_3)$  в области отстроек  $f = \omega/2\pi$  относительно  $f_p$  в пределах полосы спектра фазовых шумов синтезатора частот, где их уровень в зондирующем сигнале является достаточно высоким. Значение отстройки соответствует удалению от цели, расположенной на дальности  $R_{\text{ц}}$ , на расстояние  $R = cf/(2\mu)$ .

Спектр фазовых шумов  $F_{\text{вх}}(\omega)$  реальных синтезаторов частот, как правило, указывается в технической документации, а также может быть оценен с использованием специализированных программ [81] или измерен анализатором спектра. Учитывая сложный вид спектра фазовых шумов (рис. 5.7,а), его удобно характеризовать с помощью такого параметра как среднеквадратическая (эффективная) ширина [74]

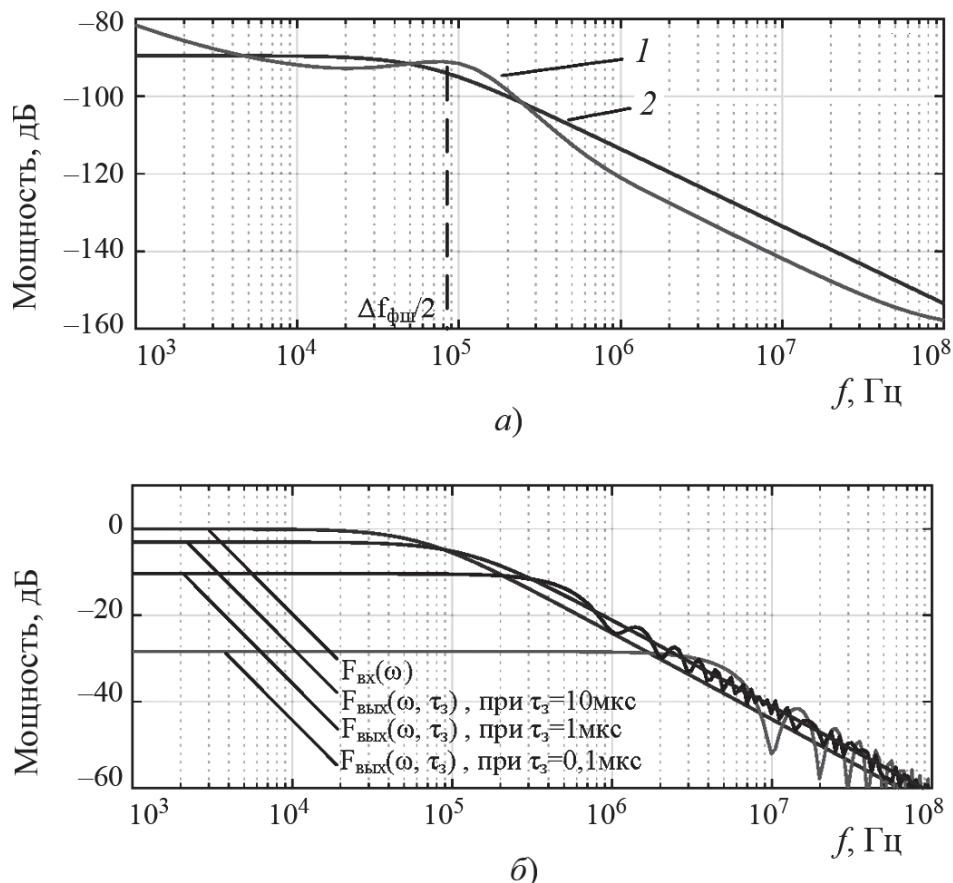
$$\Delta f_{\text{фш}} = \frac{\int_0^{\infty} \omega F_{\text{вх}}(\omega) d\omega}{\pi \int_0^{\infty} F_{\text{вх}}(\omega) d\omega}. \quad (5.27)$$

Тогда, принимая  $\alpha = \Delta f_{\text{фш}}$ , энергетический спектр фазовых шумов реального синтезатора частот можно аппроксимировать выражением (5.16). На рис. 5.7,б представлен вид нормированных

к  $F_{\text{вх}}(\omega)$  спектров  $F_{\text{вых}}(\omega, \tau_3)$  при  $\Delta f_{\text{фш}}/2 = 7,8 \cdot 10^5$  Гц и различных значениях времени задержки  $\tau_3 = 0,1, 1$  и  $10$  мкс, соответствующих дальности до цели  $R_{\text{ц}}$ , равной  $15$  м,  $150$  м и  $1,5$  км соответственно. Принятое значение  $\Delta f_{\text{фш}}/2$  соответствует характеристикам синтезаторов частот ADF4158 и ADF4159, часто используемых в малогабаритных РЛС НИ (см. прил. 1 и 2).

Анализ зависимостей, приведенных на рис. 5.7,б, показывает, что степень ослабления фазовых шумов передающего устройства на малых дальностях достигает  $10 \dots 30$  дБ и более.

Таким образом, в основе методики оценки уровня ослабления фазовых шумов на выходе приемного устройства РЛС с непрерывным излучением при заданных характеристиках синтезатора частот и дальности действия радиолокатора лежит использование выражений (5.13)–(5.27).



**Рисунок 5.7**

Энергетические спектры: *а* – на входе; *б* – на выходе приемного устройства РЛС с непрерывным излучением: *1* – реальный спектр; *2* – аппроксимация

Суть методики заключается в следующем. Реальный энергетический спектр синтезатора частот аппроксимируется с использованием выражения (5.16), причем параметр  $\alpha$  принимается равным среднеквадратической ширине спектра  $\Delta f_{\text{фш}}$ , рассчитываемой в соответствии с (5.27). При  $\alpha \ll \Delta f_{\text{фш}}$  степень подавления фазового шума оценивается с использованием выражения (5.26), а при невыполнении этого условия – выражения (5.25), причем значение отстройки  $\omega$  выбирается в пределах интервала  $(0, \pi \Delta f_{\text{фш}})$ .

Так, например, при  $\alpha = \Delta f_{\text{фш}}/2 = 7,8 \cdot 10^5$  Гц и при временной задержке  $\tau_3 = 0,1$  мкс оценка степени подавления фазового шума для цели, удаленной от РЛС с непрерывным излучением на  $R_{\text{ц}} = 15$  м, составит минус 28 дБ, а при  $\tau_3 = 1$  мкс ( $R_{\text{ц}} = 150$  м) – около 10 дБ.

Тот факт, что следствием эффекта подавления является снижение уровня фазового шума демодулированного эхосигнала цели на 10...30 дБ и более в зависимости от ее удаления, позволяет прийти к выводу о возможности использования относительно простых и дешевых синтезаторов частот в составе РЛС с непрерывным излучением, что, в свою очередь, позволяет упростить ее конструкцию, снизить массогабаритные показатели и стоимость. Кроме того, полученные результаты могут быть использованы при исследовании воздействия частотно-модулированных помех на автокорреляционные приемники, применяемые, например, в качестве устройств для оценки параметров радиосигналов с линейной частотной модуляцией в системах радиотехнической разведки.

### 5.3. Методика обоснования требований к синтезатору частот

Как уже отмечалось, несмотря на недостаток синтезаторов с ФАПЧ, состоящий в наличии переходных процессов в моменты смены частоты, их существенными преимуществами по сравне-

нию с системами прямого цифрового синтеза являются малый уровень паразитных гармонических составляющих в формируемом сигнале, простота, низкая стоимость и малое энергопотребление.

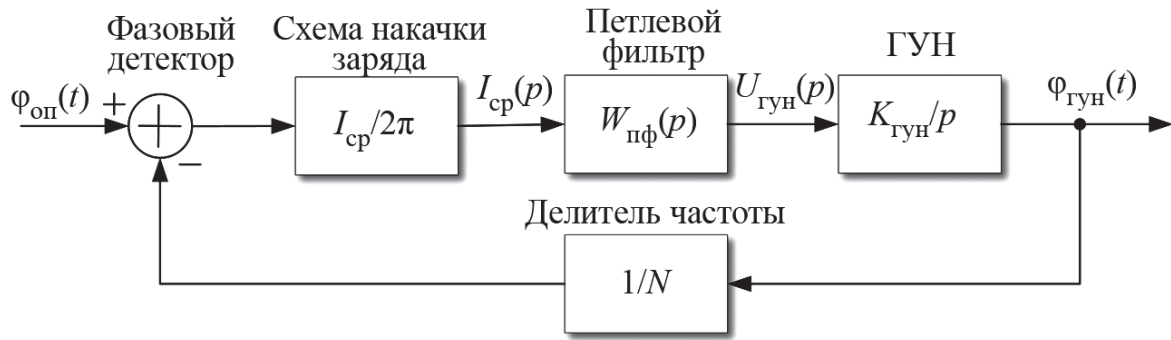
Синтезатор с ФАПЧ является системой с обратной связью, в которой время переходных процессов  $T_{\text{пн}}$  в начале каждого периода зондирования, уровень фазовых шумов формируемого сигнала [37], а также линейность закона изменения частоты, в основном, определяются полосой пропускания  $\Delta f_{\text{фпч}}$  разомкнутой системы. Расширение полосы пропускания ведет к уменьшению  $T_{\text{пн}}$ , однако приводит к увеличению уровня фазовых шумов выходного сигнала, поэтому выбор ее значения носит компромиссный характер [39].

Это обусловлено тем, что как высокий уровень фазовых шумов, так и большое время переходных процессов оказывают существенное негативное влияние на качество формируемых РЛИ, снижают вероятность обнаружения целей, ухудшают точность оценки их координат и параметров движения [64]. На практике величина  $T_{\text{пн}}$  обычно выбирается из условия  $T_{\text{пн}} \leq (0,01 \dots 0,1) T_{\text{м}}$ .

Для облегчения расчета параметров синтезаторов производители обычно предоставляют специальное программное обеспечение (FracNWizard от Linear Technology [100], PLLatinum Sim от Texas Instruments [117], ADISimPLL от Analog Devices [81] и др.).

Общим недостатком таких программ является их ориентированность на расчет параметров синтезаторов с ФАПЧ для формирования монохроматических колебаний, в то время как для формирования ЛЧМ-сигнала требуется дополнительный учет параметров и вида закона модуляции (симметричный или несимметричный).

Качество формируемого зондирующего сигнала и время переходных процессов определяются характеристиками составных элементов синтезатора: схемы накачки заряда, петлевого фильтра, ГУН и делителя частоты (рис. 5.8).



**Рисунок 5.8**  
Схема синтезатора с ФАПЧ

Передаточная функция  $W_{\text{ф апч}}(p)$  синтезатора (рис. 5.8) имеет вид

$$W_{\text{ф апч}}(p) = \frac{\mathcal{L}\{\varphi_{\text{гун}}(t)\}}{\mathcal{L}\{\varphi_{\text{оп}}(t)\}} = \frac{A(p)}{1 + A(p)W_{\text{дч}}(p)}, \quad (5.28)$$

где  $\mathcal{L}\{\cdot\}$  – операция преобразования Лапласа;  $A(p) = W_{\text{нз}}(p) \times W_{\text{пф}}(p)W_{\text{гун}}(p)$ ;  $W_{\text{нз}}(p) = I_{\text{ср}}/(2\pi)$ ,  $W_{\text{гун}}(p) = 2\pi K_{\text{гун}}/p$ ,  $W_{\text{дч}}(p) = 1/N$  – передаточные функции схемы накачки заряда, ГУН и делителя частоты соответственно;  $W_{\text{пф}}(p)$  – передаточная функция петлевого фильтра, определяемая его топологией;  $I_{\text{ср}}$  – ток схемы накачки заряда;  $K_{\text{гун}}$  – крутизна рабочей характеристики ГУН;  $N = f_0/f_{\text{фд}}$  – коэффициент деления частоты в петле обратной связи;  $f_0$  – частота формируемого сигнала;  $f_{\text{фд}}$  – опорная частота фазового детектора.

Ключевым элементом синтезатора, определяющим качество формируемого сигнала и устойчивость схемы ФАПЧ, является петлевой фильтр.

В настоящее время в синтезаторах частот нашли распространение петлевые фильтры второго, третьего и четвертого порядка [100, 117], выполненные по схеме 5.9.

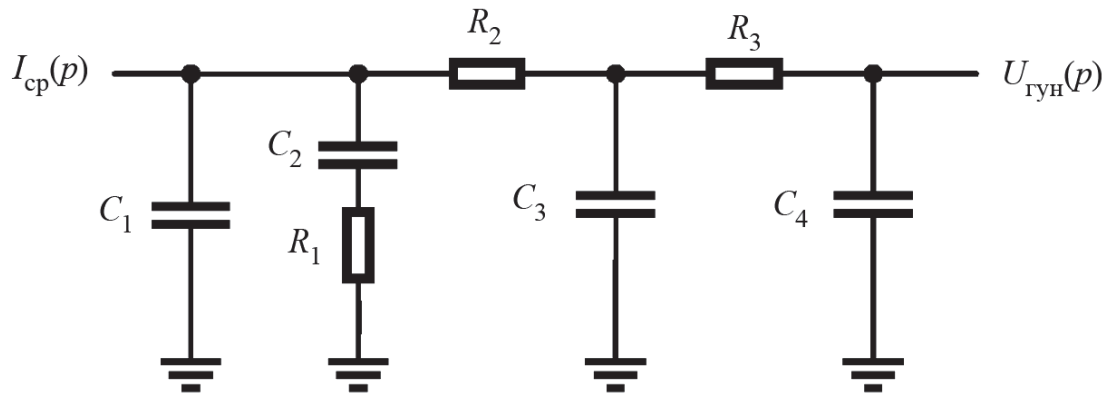
**Рисунок 5.9**

Схема петлевого фильтра четвертого порядка

При  $R_2 = R_3 = 0$  и  $C_3 = C_4 = 0$  схема соответствует фильтру второго порядка, а при  $R_3 = 0$  и  $C_4 = 0$  – третьего. Передаточная функция фильтра, представленного на рис. 5.9, имеет вид

$$W_{\text{пф}}(p) = \frac{U_{\text{гун}}(p)}{I_{\text{ср}}(p)} = \frac{pT_2 + 1}{A_4 p^4 + A_3 p^3 + A_2 p^2 + A_1 p}, \quad (5.29)$$

где  $T_1$ ,  $A_1$ ,  $A_2$ ,  $A_3$ ,  $A_4$  – коэффициенты, связанные с номиналами элементов схемы (рис. 5.9) выражениями:

$$T_2 = R_1 C_2, \quad (5.30)$$

$$A_1 = C_1 + C_2 + C_3 + C_4, \quad (5.31)$$

$$A_2 = C_2 R_1 (C_1 + C_3 + C_4) + R_2 (C_1 + C_2)(C_3 + C_4) + C_4 R_3 (C_1 + C_2 + C_3), \quad (5.32)$$

$$A_3 = C_1 C_2 R_1 R_2 (C_3 + C_4) + C_4 R_3 (C_2 C_3 R_2 + C_1 C_3 R_2 + C_1 C_2 R_1 + C_2 C_3 R_1), \quad (5.33)$$

$$A_4 = C_1 C_2 C_3 C_4 R_1 R_2 R_3. \quad (5.34)$$

Расчет коэффициентов передаточной функции (5.29) может быть выполнен на основе методики, представленной в [84], и состоит в решении системы линейных уравнений относительно  $T_1$ ,  $T_3$  и  $T_4$ :

$$\left\{ \begin{array}{l} \varphi_{\text{фАПЧ}} = \arctg \left( \frac{\gamma}{\omega_{\text{фАПЧ}} T_1 (1 + T_{31} + T_{43} T_{31})} \right) - \\ \quad - \arctg(\omega_{\text{фАПЧ}} T_1) - \arctg(\omega_{\text{фАПЧ}} T_3) - \arctg(\omega_{\text{фАПЧ}} T_4); \quad (5.35) \\ T_3 = T_1 T_{31}; \\ T_4 = T_3 T_{43}; \end{array} \right.$$

с последующим вычислением на основе полученного решения значений коэффициентов

$$T_2 = \gamma / (\omega_{\text{пф}}^2 (T_1 + T_3 + T_4)), \quad (5.36)$$

$$A_0 = I_{\text{ср}} K_{\text{гун}} / (\omega_{\text{пф}}^2 N) \times \sqrt{(1 + \omega_{\text{пф}}^2 T_2^2) / ((1 + \omega_{\text{пф}}^2 T_1^2)(1 + \omega_{\text{пф}}^2 T_3^2)(1 + \omega_{\text{пф}}^2 T_4^2))}, \quad (5.37)$$

$$A_1 = A_0 (T_1 + T_3 + T_4), \quad (5.38)$$

$$A_2 = A_0 (T_1 T_3 + T_1 T_4 + T_3 T_4), \quad (5.39)$$

$$A_3 = A_0 T_1 T_3 T_4. \quad (5.40)$$

Исходными данными для расчета коэффициентов передаточной функции (5.29) являются запас устойчивости по фазе  $\varphi_{\text{фАПЧ}}$ , величины  $\omega_{\text{фАПЧ}} = 2\pi\Delta f_{\text{фАПЧ}}$ ,  $I_{\text{ср}}$ ,  $K_{\text{гун}}$  и  $N$ . Коэффициенты  $\gamma$ ,  $T_{31}$  и  $T_{43}$ , входящие в (5.35) и (5.36) и также являющиеся исходными данными, рассчитываются в соответствии с методикой, приведенной в [84]. Коэффициент  $\gamma$  определяет время переходных процессов и зависит от  $\varphi_{\text{фАПЧ}}$ . Оптимальные значения  $T_{31}$ ,  $\varphi_{\text{фАПЧ}}$  и  $\gamma$ , обеспечивающие минимальное время переходных процессов и устойчивую работу схемы ФАПЧ, представлены в табл. 5.1 [84]. Значения коэффициента  $T_{43}$  выбираются из условия  $T_{31} + T_{43} \leq 1$ .

**Таблица 5.1**

Оптимальные параметры  $T_{31}$ ,  $\Phi_{\text{филт}}$ ,  $\gamma$ , обеспечивающие минимальное время  $T_{\text{шт}}$

| $T_{31}$ | $\Phi_{\text{филт}}$ , град | Значения $\gamma$ |
|----------|-----------------------------|-------------------|
| 0        | 50,8                        | 1,006             |
| 0,1      | 49,8                        | 1,045             |
| 0,2      | 49,0                        | 1,075             |
| 0,3      | 48,2                        | 1,098             |
| 0,4      | 47,8                        | 1,115             |
| 0,5      | 47,4                        | 1,127             |
| 0,6      | 47,1                        | 1,136             |
| 0,7      | 47,0                        | 1,141             |
| 0,8      | 47,0                        | 1,144             |
| 0,9      | 46,7                        | 1,147             |
| 1,0      | 46,8                        | 1,147             |

Значения номиналов элементов петлевого фильтра (рис. 5.8) определяются исходя из вычисленных значений коэффициентов:

$$C1 = (c_{1T3} + c_{1T4})/2, \quad (5.41)$$

$$C2 = \left( -b + \sqrt{b^2 - 4ac} \right) / (2a), \quad (5.42)$$

$$C3 = \frac{T_2 A_3 C1}{R3 \left( k_0 T_2 A_3 C1 - C2 \left( A_3 - R_3 T_2^2 C1^2 \right) \right)}, \quad (5.43)$$

$$C4 = A_0 - C1 - C2 - C3, \quad (5.44)$$

$$R1 = T_2 / C2, \quad (5.45)$$

$$R2 = (r_{3T3} + r_{3T4})/2, \quad (5.46)$$

$$R3 = A_2 / (T_2 R2 C1 C3 C4), \quad (5.47)$$

где  $a = A_3 / (T_2 C1)^2$ ;

$$b = T_2 + R3(C1 - A_0) + A_3 / (T_2 C1)(1/T_2 - k_0); \quad c = k_1 - k_0 A_3 / T_2;$$

$$k_0 = A_2/A_3 - 1/T_2 - 1/(C_1 R_3) - (A_0 - C_1) T_2 R_3 C_1/A_3 ;$$

$$k_1 = A_1 - T_2 A_0 - A_3/(T_2 R_3 C_1) - (A_0 - C_1) R_3 C_1 ;$$

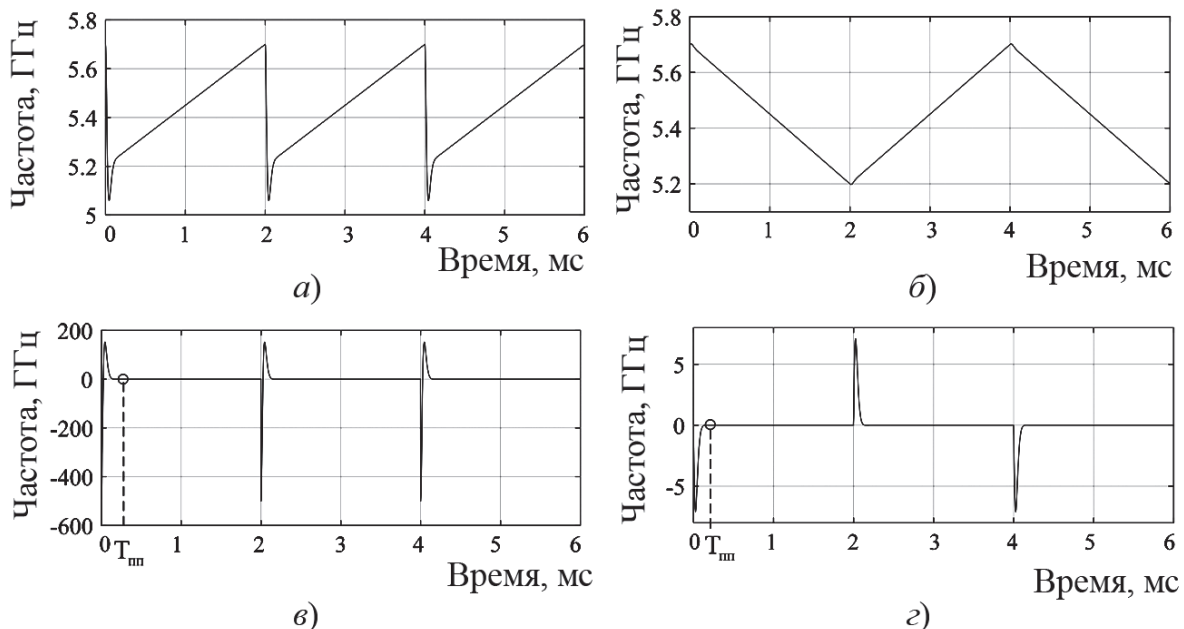
$$r_{3T_3} = a_{2T_3} / (c_{1T_3} c_{3T_3} T_2) ;$$

$$c_{1T_3} = a_{2T_3} \left( 1 + \sqrt{1 + T_2 (T_2 A_0 - a_{1T_3}) / a_{2T_3}} \right) / T_2^2 ;$$

$$c_{3T_3} = \left( -T_2^2 c_{1T_3}^2 + T_2 a_{1T_3} c_{1T_3} - a_{2T_3} A_0 \right) / \left( T_2^2 c_{1T_3} - a_{2T_3} \right) ;$$

$$a_{1T_3} = A_0 (T_1 + T_3) ; a_{2T_3} = A_0 T_1 T_3 .$$

На рис. 5.10 приведена временная зависимость частоты ЛЧМ-сигнала с несимметричным и симметричным законами изменения частоты на выходе синтезатора с ФАПЧ с передаточной функцией (5.28), а также показаны соответствующие ошибки отклонения от линейного закона, полученные на основе моделирования его работы в MATLAB. В качестве параметров зондирующего сигнала принимались следующие значения:  $f_0 = 5,2$  ГГц;



**Рисунок 5.10**

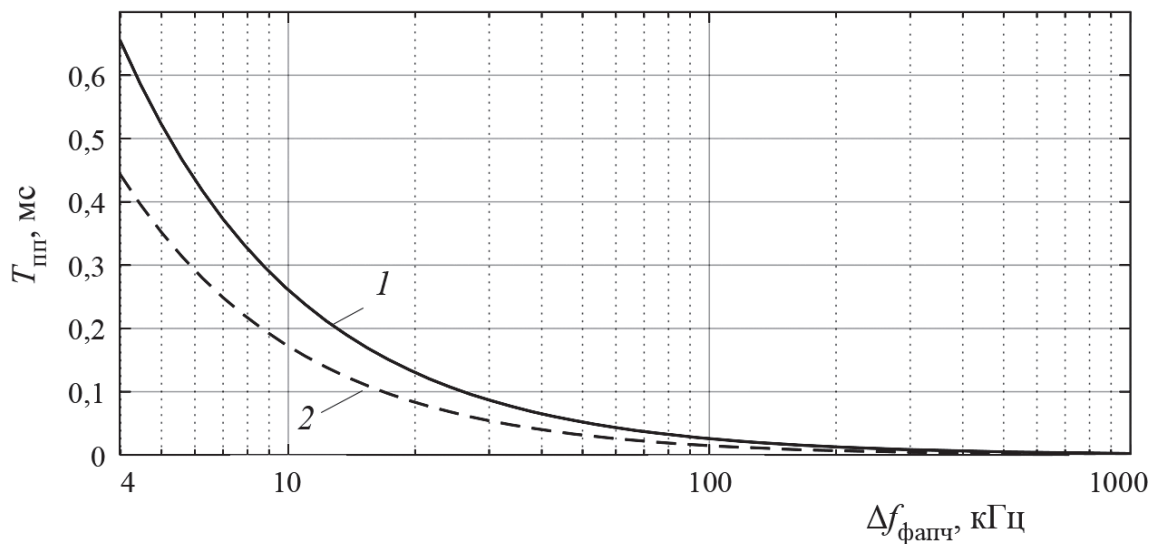
Временная зависимость закона изменения частоты сигнала:

*а* – при симметричном законе; *б* – при несимметричном законе ЛЧМ;

*в*, *г* – соответствующие ошибки отклонения от линейного закона

$\Delta f_c = 300$  МГц;  $T_M = 2$  мс. Коэффициенты передаточной функции (5.28) вычислены в соответствии с (5.35)–(5.40) при следующих исходных данных:  $\varphi_{\text{фапч}} = 47^\circ$ ;  $\Delta f_{\text{фапч}} = 10$  кГц;  $I_{\text{ср}} = 5$  мА;  $K_{\text{гун}} = 40$  МГц/В;  $N = 260$ , являющихся типовыми для синтезатора РЛС С-диапазона, выполненного на микросхемах ADF4159 и НМС586, а также при значениях  $\gamma = 1,141$ ,  $T_{31} = T_{43} = 0,4$ . Номиналы элементов петлевого фильтра, вычисленные в соответствии с (5.41)–(5.47), составили:  $C_1 = 26$  нФ;  $C_2 = 516$  нФ;  $C_3 = 5$  нФ;  $C_4 = 3,3$  нФ;  $R_1 = 85$  Ом;  $R_2 = 220$  Ом;  $R_3 = 555$  Ом. Моделирование ЛЧМ-колебания осуществлялись путем линейного изменения частоты опорного колебания на входе синтезатора в диапазоне частот от  $f_0/N$  до  $(f_0 + \Delta f_c)/N$ .

На рис. 5.11 представлена зависимость  $T_{\text{пп}}$  от  $\Delta f_{\text{фапч}}$  для симметричного и несимметричного законов ЛЧМ для схемы ФАПЧ с параметрами, описанными выше. В табл. 5.2 приведены абсолютные и относительные (по отношению к периоду модуляции  $T_M$ ) значения продолжительности переходных процессов. В качестве окончания переходных процессов принимался момент



**Рисунок 5.11**

Графики зависимости времени переходных процессов от полосы пропускания ФАПЧ для симметричного и несимметричного законов ЛЧМ: 1 – несимметричная ЛЧМ; 2 – симметричная ЛЧМ

**Таблица 5.2**

Продолжительность переходных процессов

| $\Delta f_{\text{фапч}}$ , кГц | $T_{\text{пп}}$ при несимметричной ЛЧМ, с | $T_{\text{пп}}$ при симметричной ЛЧМ, с |
|--------------------------------|---|---|
| 5                              | 0,535 (26,7%)                             | 0,424 (21,2%)                           |
| 10                             | 0,267 (13,3%)                             | 0,196 (9,8%)                            |
| 50                             | 0,053 (2,6%)                              | 0,029 (1,4%)                            |
| 100                            | 0,026 (1,3%)                              | 0,014 (0,7%)                            |
| 1000                           | 0,002 (0,1%)                              | 0,001 (0,05%)                           |

времени  $T_{\text{пп}}$  (рис. 5.10, в, г), при котором ошибка по частоте становилась меньше разрешения по частоте  $\delta f_p = 1/T_m$ , определяющего, в свою очередь, разрешение РЛС по дальности (см. (2.14)).

Анализ результатов моделирования, представленных на рис. 5.11 и в табл. 5.2, показывает, что время переходных процессов при несимметричном законе модуляции в 1,28...2 раз больше, чем при симметричном. Кроме того, из анализа рис. 5.10, в, г видно, что ошибка частоты в случае несимметричного закона модуляции имеет значительно большую амплитуду выбросов, что является дополнительным существенным фактором при выборе вида закона модуляции (симметричного или несимметричного) в ходе проектирования малогабаритных РЛС.

С учетом изложенного, методика расчета параметров синтезатора с ФАПЧ с минимально возможной шириной полосы пропускания при заданных законе и параметрах модуляции ЛЧМ-сигнала и ограничениях на время переходных процессов включает выполнение следующей последовательности действий.

**Этап 1.** Задание исходных данных, включающих требуемые характеристики формируемого сигнала  $f_0$ ,  $T_m$ ,  $\Delta f_c$ , применяемых микросхем  $I_{\text{ср}}$ ,  $K_{\text{гун}}$ ,  $f_{\text{фд}}$ , параметры схемы ФАПЧ:  $\varphi_{\text{фапч}}$ ,  $\gamma$ ,  $T_{31}$  и  $T_{43}$  с использованием данных табл. 5.1, а также набор значений  $\Delta f_{\text{фапч}}$  в пределах допустимого диапазона.

**Этап 2.** Расчет коэффициентов передаточной функции (5.29) для каждого значения  $\Delta f_{\text{фапч}}$  из набора с использованием выражений (5.35)–(5.40).

**Этап 3.** Расчет на основе полученных передаточных функций (5.28) и (5.29) отклика схемы ФАПЧ на входное воздействие ЛЧМ-сигнала с начальной частотой  $f_0/N$  и девиацией  $\Delta f_c/N$ , который может быть выполнен, например, с использованием MATLAB-функции `lsim` (рис. 5.9, а, б).

**Этап 4.** Оценка величины  $T_{\text{пт}}$  (рис. 5.10, в, г) по виду временной зависимости ошибки отклонения от линейного закона модуляции.

**Этап 5.** Построение зависимости  $T_{\text{пт}}$  от  $\Delta f_{\text{фапч}}$ .

**Этап 6.** Определение по построенной зависимости максимального значения  $\Delta f_{\text{фапч}}$ , при котором длительность переходных процессов еще не превышает заданного значения  $T_{\text{пт}}$ .

Следует отметить, что полоса замкнутой схемы ФАПЧ в 1,5...2 раза больше полосы разомкнутой системы  $\Delta f_{\text{фапч}}$ .

Предложенная методика позволяет произвести расчет параметров синтезатора с ФАПЧ, обеспечивающих минимальную полосу пропускания при заданном времени переходных процессов, законе и параметрах модуляции ЛЧМ-сигнала. Минимизация полосы пропускания схемы ФАПЧ обеспечивает снижение уровня фазовых шумов формируемого зондирующего сигнала и, как следствие, повышение качества формируемых РЛИ, вероятности обнаружения целей и точности оценки их координат и параметров движения.

## 5.4. Методика обоснования динамического диапазона приемного устройства

*Динамический диапазон (ДД)* определяется отношением максимальной мощности сигнала  $P_{\text{вх макс}}$  к минимальной  $P_{\text{вх мин}}$  на входе приемного устройства:

$$D_{\text{вх}} = \frac{P_{\text{вх макс}}}{P_{\text{вх мин}}} . \quad (5.48)$$

Исходя из динамического диапазона задаются требования к приемному устройству и его структурным элементам. В импульсных РЛС величина  $P_{\text{вх макс}}$  определяется мощностью сигнала, отраженного от объекта с максимальной заданной ЭПР и находящегося на наименьшем удалении  $R_{\text{мин}}$  (на ближней границе зоны обзора), а  $P_{\text{вх мин}}$  – мощностью сигнала, отраженного от объекта с минимальной заданной ЭПР (элемента разрешения) и расположенного на максимальном удалении  $R_{\text{макс}}$  (на дальней границе зоны обзора).

В отличие от импульсных РЛС в РЛС НИ применяются зондирующие сигналы с длительностью, существенно превышающей время их распространения до дальней границы зоны обзора и обратно (единицы миллисекунд и более). В результате на вход приемника одновременно поступают сигналы, отраженные от всех элементов разрешения в пределах зоны обзора.

Мощность эхосигнала отдельного элемента разрешения

$$P_{\vartheta}(\varepsilon, \varphi) = K \frac{G^2(\varepsilon, \varphi) \sigma_{\phi} \delta l \delta r}{R^4(\varepsilon, \varphi)}, \quad (5.49)$$

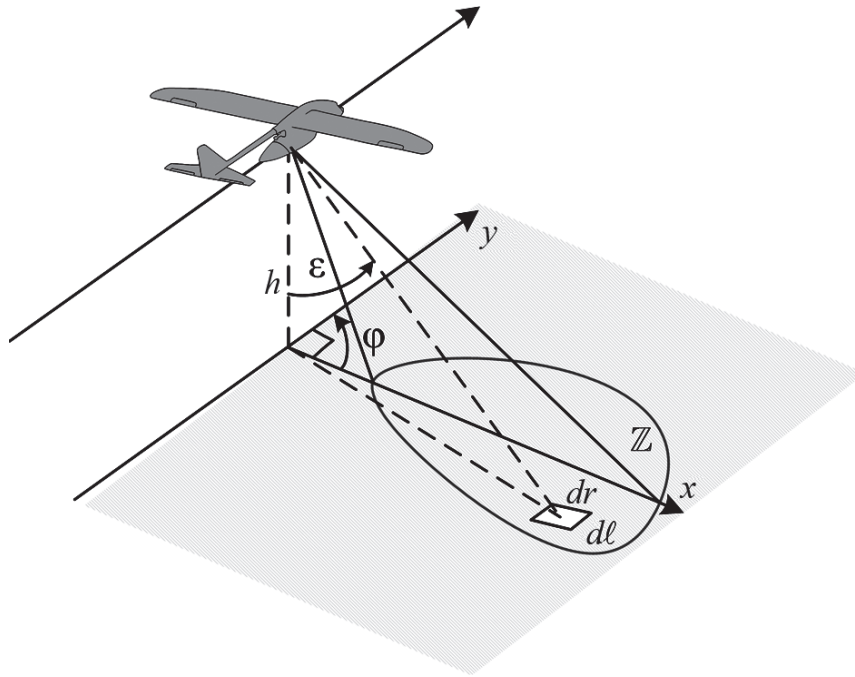
где  $K = P_{\text{прд}} \lambda^2 / (4\pi)^3$ ;  $\varepsilon, \varphi$  – угол места и азимут соответственно.

Суммарная мощность сигнала, отраженного от поверхности в пределах зоны обзора  $\mathbb{Z}$  (рис. 5.12) при  $G_{\text{прм}} = G_{\text{прд}} = G$ ,

$$\begin{aligned} P_{\text{вх макс}} &= \iint_{\mathbb{Z}} P_{\vartheta}(\varepsilon(l, r), \varphi(l, r)) dldr = \\ &= K \sigma_{\phi} \iint_{\mathbb{Z}} \frac{G^2(\varepsilon(l, r), \varphi(l, r))}{R^4(\varepsilon(l, r))} dldr. \end{aligned} \quad (5.50)$$

Границы зоны обзора определяются шириной ДН антенны в угломестной и азимутальной плоскостях. В этом случае нахождение (5.50) удобнее осуществлять в сферической системе координат. Применяя метод замены переменных, получаем

$$P_{\text{вх макс}} = K \sigma_{\phi} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \int_{\varepsilon_1}^{\varepsilon_2} \frac{G^2(\varepsilon, \varphi)}{R^4(\varepsilon)} \|F_J(\varepsilon, \varphi)\| d\varepsilon d\varphi, \quad (5.51)$$

**Рисунок 5.12**

Геометрия зоны обзора

где  $F_J(\varepsilon, \varphi) = J \left( \begin{bmatrix} R(\varepsilon) \sin(\varepsilon) \cos(\varphi) \\ R(\varepsilon) \sin(\varepsilon) \sin(\varphi) \end{bmatrix} \right)$  – якобиан преобразования

из сферической системы координат в прямоугольную;  $\|\cdot\|$  – определитель матрицы;  $R(\varepsilon) = h_H / \cos(\varepsilon)$ ;  $\varphi_1, \varphi_2, \varepsilon_1, \varepsilon_2$  – границы пределов интегрирования по азимуту и углу места, определяемые шириной ДН в соответствующей плоскости.

Учитывая, что  $\|F_J(\varepsilon, \varphi)\| = h_H^2 \sin(\varepsilon) / \cos^3(\varepsilon)$ , запишем

$$P_{\text{вх макс}} = \frac{K \sigma_\phi}{h_H^2} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \int_{\varepsilon_1}^{\varepsilon_2} G^2(\varepsilon, \varphi) \sin(\varepsilon) \cos(\varepsilon) d\varepsilon d\varphi. \quad (5.52)$$

Если местность в пределах зоны обзора представляет собой лесистую поверхность или травяной покров, то  $\sigma_\phi$  имеет слабую зависимость от угла облучения. Если же поверхность является относительно гладкой (пашня, песчаная пустыня, снежный покров), то удельная ЭПР фона зависит от угла облучения пропорционально  $\sin(\varepsilon)$ . При этом

$$P_{\text{вх макс}} = \frac{K \sigma_{\phi}}{h_{\text{н}}^2} \int_{\varphi_1}^{\varphi_2} \int_{\varepsilon_1}^{\varepsilon_2} G^2(\varepsilon, \varphi) \sin^2(\varepsilon) \cos(\varepsilon) d\varepsilon d\varphi. \quad (5.53)$$

В большинстве случаев зависимость  $G(\varepsilon, \varphi)$  может быть аппроксимирована с достаточной точностью функцией вида

$$G(\varepsilon, \varphi) = G_0 f_{\text{бл}} + G_0 (1 - f_{\text{бл}}) \exp \left\{ -2,78 \left( \frac{\varepsilon^2}{\Theta_{\varepsilon}^2} + \frac{\varphi^2}{\Theta_{\varphi}^2} \right) \right\}, \quad (5.54)$$

где  $f_{\text{бл}}$  – средний уровень боковых лепестков ДН;  $\Theta_{\varphi}$  и  $\Theta_{\varepsilon}$  – ширина ДН по уровню 0,5 в азимутальной и угломестной плоскостях соответственно;  $G_0$  – коэффициент усиления антенны в направлении максимума диаграммы направленности.

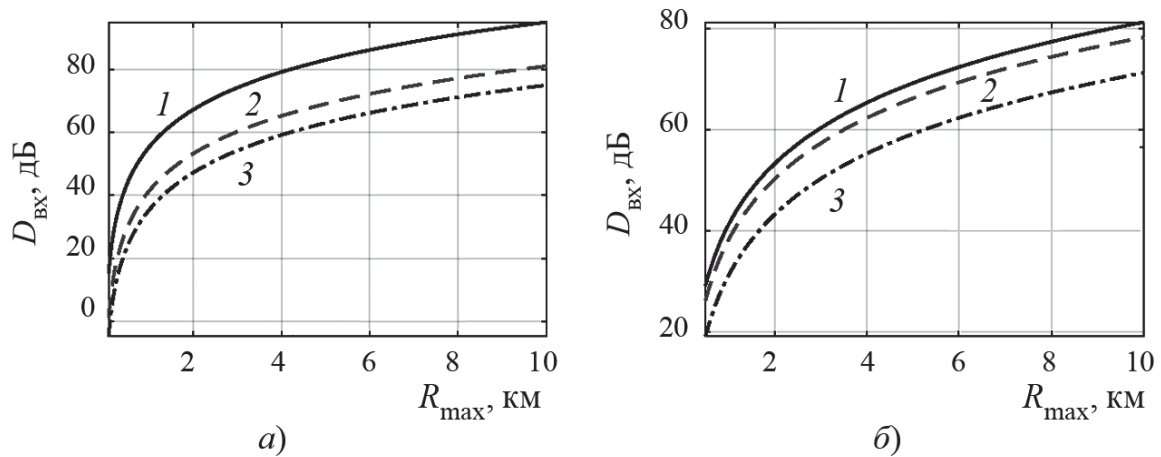
Минимальная мощность входного сигнала  $P_{\text{вх мин}}$  определяется с учетом специфики решаемой задачи. Так, при решении задачи обнаружения цели с минимальной ЭПР  $\sigma_{\text{ц}}$

$$P_{\text{вх мин}} = K G_0^2 \frac{\sigma_{\text{ц}}}{R_{\text{мах}}^4}, \quad (5.55)$$

а при картографировании поверхности

$$P_{\text{вх мин}} = K G_0^2 \frac{\sigma_{\phi} \delta l \delta r}{R_{\text{мах}}^4}. \quad (5.56)$$

На рис. 5.13,а приведена зависимость  $D_{\text{вх}}$  от  $R_{\text{мах}}$  для различных значений  $h_{\text{н}}$ , рассчитанная для следующих условий съемки земной поверхности:  $\sigma_{\phi} = -15$  дБ (степь),  $\sigma_{\text{ц}} = 20$  м<sup>2</sup>,  $\varepsilon_1 = 0$ ,  $\varepsilon_2 = \arccos(h_{\text{н}}/R_{\text{мах}})$ ,  $\varphi_1 = -30^\circ$ ,  $\varphi_2 = 30^\circ$ ,  $G(\varepsilon, \varphi) = G_0 = 1$ , величина  $\sigma_{\phi}$  не зависит от угла облучения. На рис. 5.13,б показана аналогичная зависимость для различных  $\sigma_{\text{ц}}$  при  $h_{\text{н}} = 500$  м. Как видно, величина  $D_{\text{вх}}$  достигает значений 60...90 дБ, причем большие значения соответствуют меньшей высоте полета носителя РСА. В случае ведения съемки в условиях городской застройки величина  $D_{\text{вх}}$  может достигать значений 100 дБ и более.



**Рисунок 5.13**

Графики зависимости  $D_{\text{вх}}$  от  $R_{\text{max}}$ : а – для 1 –  $h = 100$  м; 2 –  $h = 500$  м; 3 –  $h = 1000$  м; б – для 1 –  $\sigma_{\text{ц}} = 5$  м<sup>2</sup>; 2 –  $\sigma_{\text{ц}} = 10$  м<sup>2</sup>; 3 –  $\sigma_{\text{ц}} = 50$  м<sup>2</sup>

В РЛС с непрерывным излучением, в отличие от импульсных, динамический диапазон сигналов на входе приемника, в основном определяется степенью развязки приемной и передающей антенн  $\gamma_{\text{ант}}$ . В этом случае

$$D_{\text{вх}} = \frac{P_{\text{вх макс}} + P_{\text{прд}}/\gamma_{\text{ант}}}{P_{\text{вх мин}}}. \quad (5.57)$$

Учитывая, что уровень сигналов на выходе приемника ограничивается ДД его первых каскадов  $D_{\text{прм}}$ , а также если принять, что  $P_{\text{вх макс}} \ll P_{\text{прд}}/\gamma_{\text{ант}}$  и в пределах углового сектора  $[\varphi_1; \varphi_2]$ ,  $[\Theta_1; \Theta_2]$  значение  $G^2(\varepsilon, \varphi)$  меняется незначительно, т.е.  $G^2(\varepsilon, \varphi) = G_0 = \text{const}$ , то, с учетом (5.51), (5.55), (5.57), максимальная дальность действия РЛС НИ определяется как

$$R_{\text{max}} = \sqrt[4]{\frac{\lambda^2 G_0^2 \sigma_{\text{ц}} \gamma_{\text{ант}} D_{\text{прм}}}{(4\pi)^3}}. \quad (5.58)$$

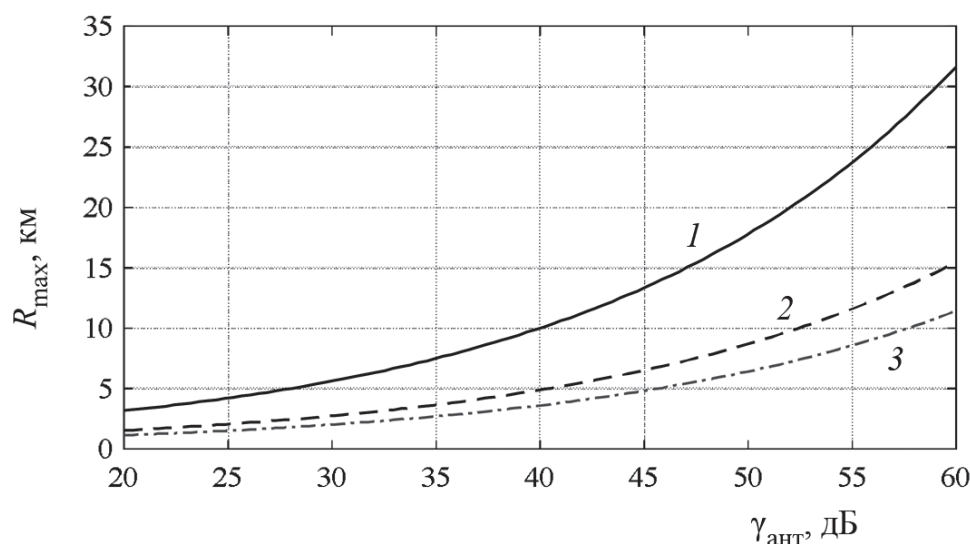
Анализ (5.58) показывает, что увеличение динамического диапазона приемного устройства на 3 дБ обеспечивает увеличение максимальной дальности действия РЛС приблизительно в 1,2 раза. Увеличение мощности передатчика в РЛС с непрерывным излу-

нием не приводит к увеличению максимальной дальности действия, в связи с чем она должна выбираться исходя из заданного значения  $R_{\max}$  с использованием выражений (5.8) или (5.9).

На рис. 5.14 представлена зависимость  $R_{\max}$  от  $\gamma_{\text{ант}}$  для L-, С- и Х-диапазонов при следующих значениях:  $\sigma_{\text{ц}} = 150 \text{ м}^2$ ;  $G_0 = 17 \text{ дБ}$ ;  $D_{\text{прм}} = 110 \text{ дБ}$ .

Из анализа зависимостей следует, что для обеспечения максимальной дальности действия радиолокатора порядка 5 км развязка между антеннами должна быть не менее 27...30 дБ для L-диапазона и более 40...45 дБ для С- и Х-диапазонов. При  $R_{\max} = 10 \text{ км}$  величина  $\gamma_{\text{ант}}$  должна быть более 40 дБ для L- и более 50...57 дБ для С- и Х-диапазонов.

Необходимо отметить, что в РЛС с непрерывным излучением схемы ВАРУ неприменимы вследствие частотного метода измерения дальности, а возможности по использованию антенн с косекансной ДН существенно ограничены их массогабаритными характеристиками [55]. В результате это приводит к ужесточению требований к динамическому диапазону, что необходимо учитывать при проектировании приемных устройств РЛС с непрерывным излучением.



**Рисунок 5.14**

Графики зависимости  $R_{\max}$  от  $\gamma_{\text{ант}}$ : 1 —  $\lambda = 0,23 \text{ м}$ ; 2 —  $\lambda = 0,055 \text{ м}$ ; 3 —  $\lambda = 0,03 \text{ м}$

В качестве примера, иллюстрирующего влияние развязки на дальность действия, рассмотрим РЛС с непрерывным излучением С-диапазона со следующими характеристиками:  $T_c = 3$  с;  $P_{\text{прд}} = 30$  дБм;  $G_{\text{прм}} = G_{\text{прд}} = 17$  дБ;  $\lambda = 5,5$  см;  $\sigma_{\text{ц}} = 150$  м<sup>2</sup>;  $q_{\text{тр}} = 10$  дБ;  $T_{\text{прм}} = 293$  К;  $K_{\text{ш}} = 7$  дБ.

В соответствии с (5.8) максимальная дальность РЛС составляет  $R_{\text{max}} \approx 54$  км, однако с учетом  $\gamma_{\text{ант}} = 35$  дБ и  $D_{\text{прм}} = 110$  дБ не превышает даже 4 км (5.58), что подтверждается опытом практических съемок с использованием РЛС (см. прил. 1).

Для поддержания заданного уровня сигнала на выходе приемника применяют схемы автоматической регулировки усиления. Для расчета ДД схемы АРУ необходимо знать диапазон изменения суммарной мощности эхосигнала зоны обзора  $P_{\text{вх макс}}$ , которая может меняться в процессе картографирования при изменении как условий съемки, так и средней удельной ЭПР поверхности в пределах зоны обзора.

Наибольшие значения  $P_{\text{вх макс}}$  достигаются при меньших значениях  $h_{\text{н}}$  и больших значениях  $\sigma_{\text{ф}}$ , а наименьшие – при больших  $h_{\text{н}}$  и меньших  $\sigma_{\text{ф}}$ .

В общем случае при  $h_{\text{н}} \in [h_{\text{min}}; h_{\text{max}}]$  и  $\sigma_{\text{ф}} \in [\sigma_{\text{ф min}}; \sigma_{\text{ф max}}]$  ДД схемы АРУ определяется как

$$D_{\text{ару}} = \frac{\sigma_{\text{ф max}} h_{\text{max}}^2}{\sigma_{\text{ф min}} h_{\text{min}}^2}. \quad (5.59)$$

Так, например, при  $h \in [10^2; 10^3]$  м и  $\sigma_{\text{ф}} \in [-30; -10]$  дБ динамический диапазон схемы АРУ  $D_{\text{ару}}$  должен быть не менее 20 дБ.

## 5.5. Методика обоснования разрядности аналого-цифрового преобразователя

В ходе разработки РСА с непрерывным излучением выбор разрядности АЦП осуществляется исходя из ДД эхосигналов на выходе приемного устройства, который, как показано в §5.4, достигает 70...80 дБ и более (рис. 5.13), что предполагает использование АЦП с разрядностью 12...14 бит.

В ходе проведения исследований, направленных на уменьшение объема регистрируемой информации в интересах реализации возможности ее передачи по радиоканалу с борта БЛА на наземный пункт управления, было отмечено, что последовательное уменьшение разрядности АЦП с 16 до 8, 4, 2 и 1 бит практически не приводило к заметному визуальному ухудшению качества формируемых РЛИ и их дешифровочных свойств (рис. 5.15).



а)



б)

### Рисунок 5.15

Фрагменты РЛИ земной поверхности ( $51^{\circ}48'33''\text{N}$ ,  $39^{\circ}08'25''\text{E}$ )

в 3 см-диапазоне при различных значениях  $n_{\text{ацп}}$ : а – 16 бит; б – 1 бит

Это свидетельствует о том, что изначальные требования к разрядности АЦП оказались избыточными, так как при оценке требуемой разрядности не учитывался эффект сверхдискретизации [60]. Такой эффект используется в цифровой обработке сигналов и состоит в том, что за счет увеличения частоты дискретизации АЦП и последующей низкочастотной фильтрации возможна оцифровка сигналов, амплитуда которых намного меньше *единицы младшего разряда* (ЕМР) АЦП [2]. При этом обязательным условием наступления эффекта является наличие в сигнале аддитивной шумовой составляющей со среднеквадратическим отклонением, превышающем значение ЕМР [2]. Аналогичный эффект может быть достигнут в частотной области при выполнении *дискретного фурье-преобразования* (ДПФ) над выборкой зашумленного сигнала, содержащей достаточно большое число отсчетов.

Так как процесс формирования РЛИ в РСА с непрерывным излучением при условии качественной коррекции миграции дальности и фокусировки траекторного сигнала, по сути, сводится к вычислению его двумерного ДПФ [33], а суммарный эхосигнал зоны обзора носит выраженный шумоподобный характер, то условия наступления эффекта сверхдискретизации можно полагать выполняющимися. Отсюда следует, что при обосновании требований к разрядности АЦП РСА НИ необходимо принимать во внимание возможность ее снижения за счет учета описанного эффекта сверхдискретизации.

В то же время, чрезмерное снижение разрядности АЦП приводит к появлению в спектре квантованного сигнала паразитных частотных составляющих, проявляющихся на РЛИ в виде ложных отметок. Значит, при определении разрядности АЦП  $n_{\text{ацп}}$  необходимо учитывать не только значение ДД эхосигналов на выходе приемника, но и зависимость уровня ложных отметок на РЛИ, появление которых обусловлено малым числом уровней квантования.

### Выбор разрядности АЦП, обеспечивающего оцифровку сигналов в заданном ДД

Аналогично тому, как во временной области увеличение частоты дискретизации с последующей низкочастотной фильтрацией обуславливает снижение мощности шумов квантования, за счет чего достигается выделение более слабого сигнала на их фоне [2], так и большое количество отсчетов в выборке при выполнении ДПФ приводит к аналогичному эффекту за счет перераспределения их энергии в большем количестве отсчетов спектральных составляющих. В этом случае спектральная плотность шумов квантования определяется как

$$N_0^2 = \frac{2n_0^2}{M}, \quad (5.60)$$

где  $n_0^2 = \frac{1}{12} \left( \frac{A_0}{2^{n_{\text{ацп}}}} \right)^2$  – средняя мощность шума квантования [2];

$M$  – общее число отсчетов, над которыми выполняется ДПФ;  
 $A_0$  – амплитуда сигнала.

Из (5.60) следует, что при уменьшении  $n_{\text{ацп}}$  на некоторое количество  $w$  бит обеспечение постоянного значения  $N_0^2$  может быть достигнуто за счет использования выборки из  $M$  отсчетов, т.е. учитывая, что

$$M \left( 2^{n_{\text{ацп}}} \right)^2 = 2^{n_{\text{ацп}} + 0,5 \log_2(M)}, \quad (5.61)$$

использование выборки из  $M$  отсчетов при выполнении ДПФ эквивалентно увеличению разрядности АЦП на величину, определяемую выражением

$$w = 0,5 \log_2(M). \quad (5.62)$$

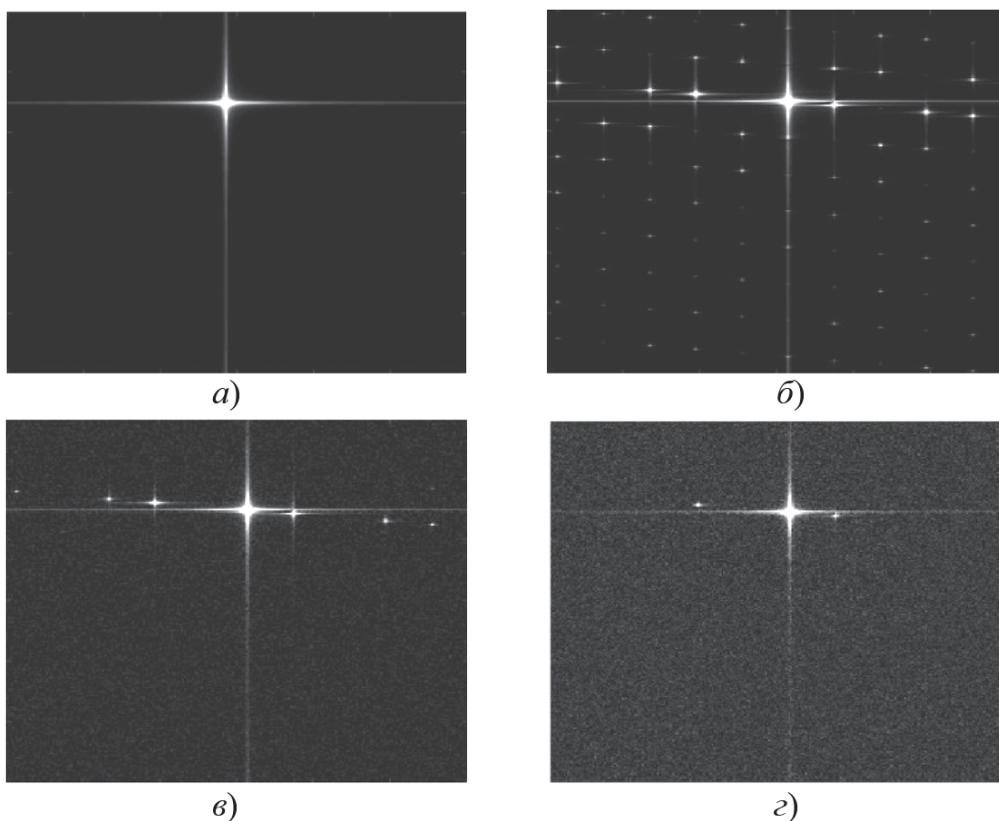
Тогда с учетом полученной оценки  $D_{\text{вх}}$   $n_{\text{ацп}}$  можно определить как

$$n_{\text{ацп}} \geq \begin{cases} \log_2(D_{\text{вх}}) - w & \text{при } \log_2(D_{\text{вх}}) > w; \\ 1 & \text{при } \log_2(D_{\text{вх}}) \leq w. \end{cases} \quad (5.63)$$

Так, например, при частоте оцифровки  $f_{\text{ацп}} = 12$  МГц и времени синтезирования апертуры  $T_c = 3$  с общее число отсчетов  $M = f_{\text{ацп}} T_c = 36 \cdot 10^6$ , что эквивалентно увеличению разрядности АЦП  $w$  на 12 бит. Тогда из (5.63) следует, что для обеспечения оцифровки сигналов с ДД  $D_{\text{вх}} = 80$  дБ разрядность АЦП должна составлять  $n_{\text{ацп}} \geq \log_2(10^{80/20}) - 12 \geq 2$  бит.

### Выбор разрядности АЦП, обеспечивающего заданный уровень искажений на РЛИ

Следствием процесса дискретизации сигнала является появление дополнительных ложных отметок на РЛИ, обусловленных конечной разрядностью АЦП (рис. 5.16, *а, б*). Однако при наличии шума в оцифровываемом сигнале даже при малой разрядности АЦП возможно значительное уменьшение их уровня [37].



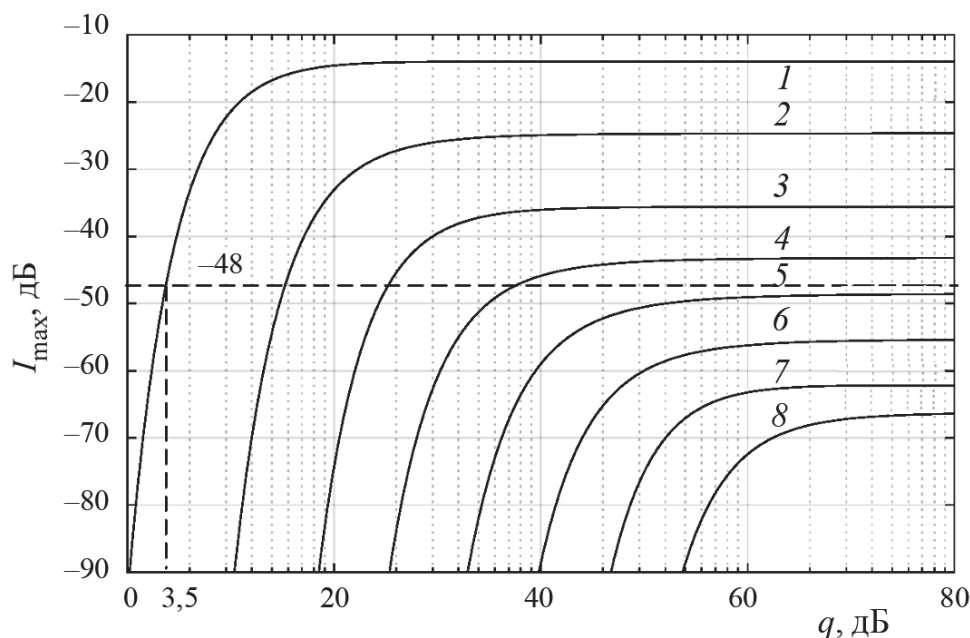
**Рисунок 5.16**

РЛИ точечной цели при различных значениях  $q$ : *а* – неквантованное, без шума; *б* –  $n_{\text{ацп}} = 1$ ,  $q = 40$  дБ; *в* –  $n_{\text{ацп}} = 1$ ,  $q = 20$  дБ; *з* –  $n_{\text{ацп}} = 1$ ,  $q = 10$  дБ

На рис. 5.16,в,г представлены РЛИ отметки точечного отражателя при различных отношениях сигнал/шум  $q$  на входе АЦП. При увеличении шума (уменьшении  $q$ ) наблюдается значительное уменьшение уровня ложных отметок, при этом уменьшение их уровня на РЛИ обусловлено не маскированием шумовой составляющей, а именно снижением их амплитуды.

Степень выраженности негативного эффекта от дискретизации наглядно характеризует показатель  $I_{\max} = I_{\text{и}}/I_{\text{л}}$ , где  $I_{\text{и}}$  и  $I_{\text{л}}$  – значения амплитуды истинной отметки (основной гармоники) и максимальной ложной (паразитной гармоники) соответственно. Показатель  $I_{\max}$  является аналогом характеристики АЦП, известной как SFDR – Spurious-free dynamic range.

Для определения влияния  $n_{\text{ацп}}$  и  $q$  на показатель  $I_{\max}$  проведено численное моделирование процесса формирования РЛИ по отсчетам аддитивной смеси траекторного сигнала точечной цели и шума, результаты которого иллюстрирует зависимость на рис. 5.17.



**Рисунок 5.17**

Графики зависимости уровня гармонических составляющих от  $q$  :

1 –  $n_{\text{ацп}} = 1$ ; 2 –  $n_{\text{ацп}} = 2$ ; 3 –  $n_{\text{ацп}} = 3$ ; 4 –  $n_{\text{ацп}} = 4$ ; 5 –  $n_{\text{ацп}} = 5$ ; 6 –  $n_{\text{ацп}} = 6$ ;  
7 –  $n_{\text{ацп}} = 7$ ; 8 –  $n_{\text{ацп}} = 8$

Характер зависимости на рис. 5.17 практически не меняется при изменении размера выборки  $M$ . Снижение относительного уровня эхосигнала точечной цели на входе АЦП до уровня  $q < 6(2^{n_{\text{ацп}}} - 1)$  и менее приводит к быстрому снижению уровня искажений  $I_{\text{max}}$ , характер изменения которого становится близким к линейному (в логарифмическом масштабе) при  $q < 3(2^{n_{\text{ацп}}} - 1)$ .

Из анализа зависимости следует, что при  $n_{\text{ацп}} = 1$  и использовании для отображения сформированных РЛИ дисплеев с ДД, не превышающим 48 дБ, ложные отметки будут отсутствовать при  $q < 3,5$  дБ. Учитывая, что  $q = 1/D_{\text{вх}}$ , это означает отсутствие ложных отметок на дисплее в том случае, когда уровень эхосигнала отражателя более, чем на 3,5 дБ слабее суммарного эхосигнала зоны обзора. Так как при обзоре земной поверхности это условие выполняется практически всегда, то возможно применение бинарного квантования сигнала. Однако, например при формировании РЛИ объектов или при других условиях съемки отображения, требования к  $n_{\text{ацп}}$  могут быть выше.

Таким образом, методика обоснования требований к АЦП в РСА с непрерывным излучением включает следующие этапы.

**Этап 1.** Определение ДД сигналов  $D_{\text{вх}}$  на входе АЦП исходя из заданных условий съемки и характеристик РСА.

**Этап 2.** Вычисление на основе полученного значения  $D_{\text{вх}}$  минимального значения  $n_{\text{ацп}}$  с использованием (5.63), обеспечивающего оцифровку сигналов в требуемом ДД.

**Этап 3.** Определение минимального значения  $n_{\text{ацп}}$ , обеспечивающего заданный уровень искажений на РЛИ на основе полученного значения  $q = 1/D_{\text{вх}}$  с помощью зависимостей, представленных на рис. 5.17.

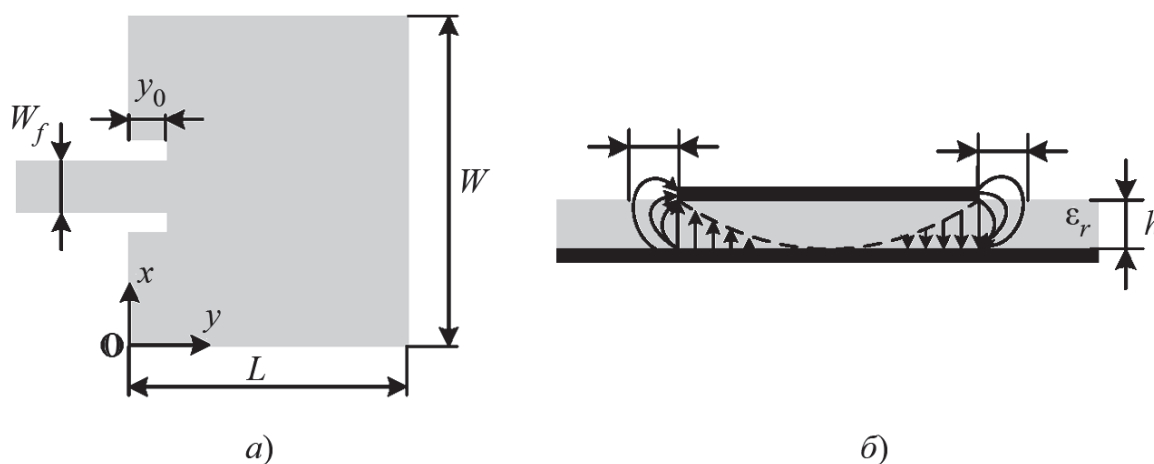
**Этап 4.** Выбор разрядности АЦП, удовлетворяющей условиям оцифровки сигналов в требуемом ДД и обеспечения заданного уровня искажений на РЛИ.

Полученные результаты свидетельствуют о возможности существенно уменьшения разрядности АЦП (вплоть до бинарного квантования) практически без потери качества формируемых РЛИ. Кроме того, уменьшение объема регистрируемой информации в процессе работы РСА с непрерывным излучением позволяет снизить требования к вычислителю при синтезе РЛИ (в том числе, на борту носителя) и к пропускной способности радиоканала при передаче зарегистрированного сигнала на наземный пункт управления в количестве раз, пропорциональное снижению разрядности АЦП.

## 5.6. Методика расчета широкополосных микрополосковых антенн

Широкое применение в малогабаритных РЛС находят антенные решетки, выполненные в виде наборов прямоугольных микрополосковых излучателей (см. §4.6).

Геометрические размеры прямоугольного излучателя (рис. 5.18) выбираются исходя из заданного значения резонансной частоты  $f_{r0}$  для основной моды электромагнитной волны, распространяющейся в диэлектрике. Эффективная длина  $L_{эф}$  из-



**Рисунок 5.18**

Вид прямоугольного излучателя: *a* – сверху; *б* – сбоку

лучателя в этом случае определяется эффективной диэлектрической проницаемостью материала  $\varepsilon_{r\text{эф}}$  и  $f_{r0}$  [83]:

$$L_{\text{эф}} = \frac{c}{2f_{r0}\sqrt{\varepsilon_{r\text{эф}}}}. \quad (5.64)$$

При расчете параметров излучателя использование эффективного значения  $\varepsilon_{r\text{эф}}$  обусловлено неоднородностью поля под излучателем (в диэлектрике) и над ним (в свободном пространстве). Для излучателя с одним слоем диэлектрика

$$\varepsilon_{r\text{эф}} = \frac{\varepsilon_r + 1}{2} + \frac{\varepsilon_r - 1}{2\sqrt{1 + 12h/W}}, \quad (5.65)$$

где  $W$  – размер микрополоскового излучателя по оси  $Ox$ ;  $h$  – толщина диэлектрика.

При бесконечном увеличении отношения  $W/h$  все поле концентрируется в диэлектрике и  $\varepsilon_{r\text{эф}} \rightarrow \varepsilon_r$ .

Использование эффективной длины  $L_{\text{эф}}$  обусловлено эффектом укорочения, который обусловлен выходом поля за границы излучающих кромок на расстояние  $\Delta L$ . Зная эффективную длину, нетрудно определить реальный размер излучателя:

$$L = L_{\text{эф}} - 2\Delta L, \quad (5.66)$$

$$\Delta L = 0,412h \frac{(\varepsilon_{r\text{эф}} + 0,3)(W/h + 0,264)}{(\varepsilon_{r\text{эф}} - 0,258)(W/h + 0,8)}. \quad (5.67)$$

Сопrotивление излучателя определяется его шириной  $W$ , с увеличением которой оно снижается. Одновременно увеличение  $W$  приводит к снижению КПД излучателя вследствие нарастания потерь в диэлектрике. Максимальный КПД излучателя обеспечивается при

$$W = \frac{c}{2f_0} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}}. \quad (5.68)$$

Для исключения возникновения мод высших порядков, приводящих к раздваиванию и деградации формы диаграммы направленности, необходимо обеспечить выполнение условия  $W < 2L_{\text{эф}}$ .

Выбор толщины диэлектрика  $h$  является компромиссом между шириной полосы рабочих частот и эффективностью антенны. Увеличение  $h$  расширяет полосу рабочих частот, однако чрезмерное увеличение толщины приводит к увеличению степени взаимодействия излучателей и снижению эффективности антенны вследствие увеличения доли энергии поверхностных волн. На практике значение  $h$  выбирается из условия  $h/\lambda < 0,023 \dots 0,07$ .

Нижняя граница соответствует  $\varepsilon_r = 10,2$ , а верхняя –  $\varepsilon_r = 2,2$ . Кроме того, ширина полосы рабочих частот  $\Delta f_a$  обратно пропорциональна  $\varepsilon_r$ . В табл. 5.3 приведена зависимость  $\Delta f_a$  от  $h/\lambda$  и  $\varepsilon_r$  [99].

Входное сопротивление (на кромке) микрополоскового прямоугольного излучателя определяется как

$$Z_{\text{вх}} = 90 \frac{\varepsilon_r^2}{\varepsilon_r - 1} \frac{L}{W}, \quad (5.69)$$

и на практике обычно составляет сотни ом.

**Таблица 5.3**

Зависимость полосы рабочих частот от  $h/\lambda$  и  $\varepsilon_r$  (КСВН < 2)

| $h/\lambda$ | Полоса рабочих частот, % |                        |                       |                        |
|-------------|--------------------------|------------------------|-----------------------|------------------------|
|             | $\varepsilon_r = 1,00$   | $\varepsilon_r = 2,55$ | $\varepsilon_r = 4,7$ | $\varepsilon_r = 10,2$ |
| 0,005       | 1,16                     | 0,85                   | 0,76                  | 0,50                   |
| 0,020       | 3,55                     | 1,96                   | 1,38                  | 0,79                   |
| 0,040       | 7,14                     | 3,84                   | 2,62                  | 1,47                   |
| 0,060       | 10,85                    | 5,86                   | 3,93                  | 2,27                   |
| 0,080       | 14,61                    | 7,96                   | 5,45                  | 3,18                   |
| 0,100       | 18,42                    | 10,15                  | 7,02                  | 4,17                   |

Согласование излучателя с подводющим фидером осуществляют подбором положения точки питания. Сопротивление излучателя максимально на его кромке и изменяется до нуля в точке  $y = L/2$  пропорционально  $\cos^2(\pi y/L)$ . Поэтому смещение точки питания от кромки излучателя при заданном сопротивлении подводящего фидера  $Z_0$  определяют как

$$y_0 = \frac{L}{\pi} \arccos \left( \sqrt{\frac{Z_0}{Z_{ex}}} \right). \quad (5.70)$$

В случае применения в качестве фидера микрополосковой линии ее сопротивление определяется шириной  $W_f$ , которая находится из уравнения

$$Z_0 = \begin{cases} \frac{60}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}}}} \ln \left( \frac{8h}{W_f} + \frac{W_f}{4h} \right), & \frac{W_f}{h} \leq 1; \\ \frac{120\pi}{\sqrt{\epsilon_{\text{reff}} \left( \frac{W_f}{h} + 1,393 + 0,667 \ln \left( \frac{W_f}{h} + 1,444 \right) \right)}}, & \frac{W_f}{h} > 1. \end{cases} \quad (5.71)$$

В табл. 5.4 приведены геометрические размеры прямоугольного излучателя, рассчитанные в соответствии с (5.66)–(5.71), а также полученные в ходе решения оптимизационной задачи в среде CST Microwave Studio в частотной (Frequency Domain) и временной (Time Domain) областях при следующих условиях:  $f_{r0} = 5,5$  ГГц;  $\epsilon_r = 3,48$  (RO4350),  $Z_0 = 50$  Ом;  $h = 1,5$  мм. Анализ данных табл. 5.4 показывает, что разброс значений параметров  $W$ ,  $W_f$  и  $L$  не превышает единиц процентов от их средних значений. Разброс значений параметра  $y_0$  является несколько большим. На рис. 5.19 приведена зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$  от частоты, из которой следует, что ширина рабочей полосы частот по уровню минус 10 дБ (т.е. при КСВН < 2) составляет около 2,2%. При этом коэффициент усиления прямоугольного излучателя составляет 7...8 дБ.

**Таблица 5.4**

Сравнительные значения размеров прямоугольного излучателя

| Параметр | Аналитическое значение, мм | CST Time Domain Solver, мм | CST Frequency Domain Solver, мм |
|----------|----------------------------|----------------------------|---------------------------------|
| $W$      | 18,22                      | 19,02                      | 18,37                           |
| $L$      | 14,02                      | 13,91                      | 14,11                           |
| $y_0$    | 5,25                       | 4,07                       | 4,53                            |
| $W_f$    | 3,43                       | 3,33                       | 3,22                            |

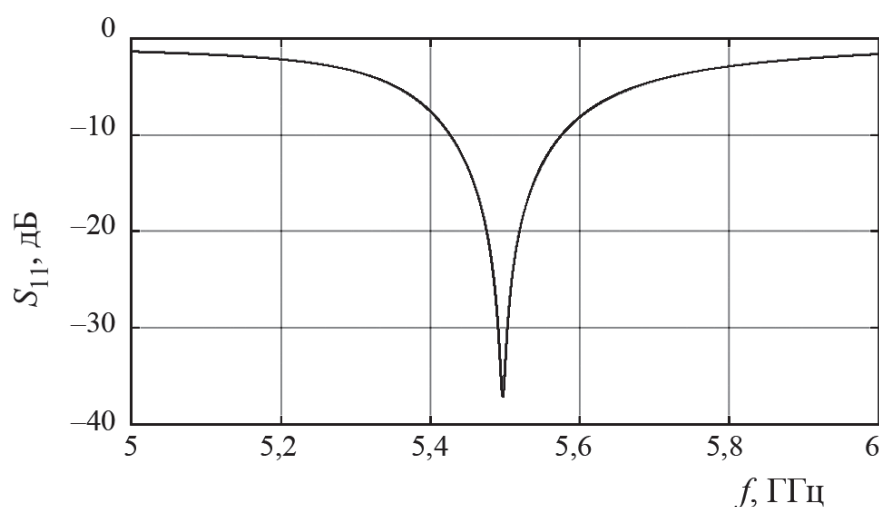
**Рисунок 5.19**

График зависимости коэффициента отражения прямоугольного микрополоскового излучателя от частоты

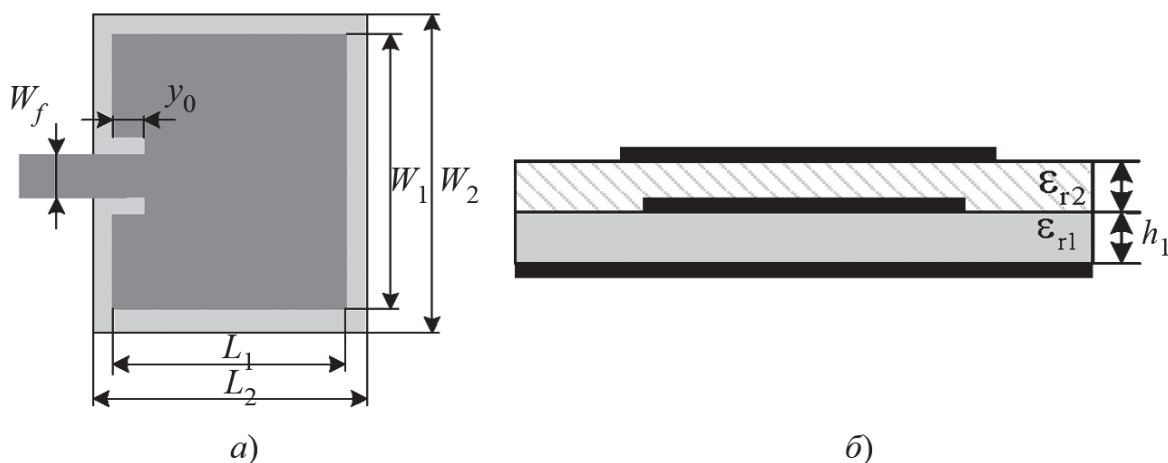
Для расширения полосы рабочих частот МПА применяют многослойные структуры с несколькими (чаще двумя) резонаторами (рис. 5.20). Такие структуры отличаются от однослойных наличием второго *паразитного резонатора*, отделенным от первого диэлектриком. Ширина полосы рабочих частот двухслойного излучателя  $\Delta f_a$ , как и в связанных LC-контурах [45], определяется резонансными частотами  $f_{p1}$  и  $f_{p2}$  каждого резонатора, степенью электромагнитной связи  $K_{св}$  между резонаторами и добротностью структуры  $Q$ .

При  $K_{св}Q < 1$  (слабая связь) зависимость коэффициента отражения  $S_{11}$  от частоты имеет один резонансный минимум. При

$K_{\text{св}}Q > 1$  (сильная связь между резонаторами) наблюдаются два резонансных минимума. При  $K_{\text{св}}Q = 1$  (критическое значение) зависимость имеет наиболее плоский характер в области резонанса. Увеличение  $K_{\text{св}}$ , с одной стороны, приводит к увеличению расстояния между резонансными минимумами и к увеличению  $\Delta f$ , с другой, – к увеличению  $S_{11}$  (снижению эффективности излучателя). Коэффициент связи подбирается путем изменения толщины диэлектрика  $h_2$ . Положения резонансных минимумов  $f_1$  и  $f_2$  в случае  $f_{p1} = f_{p2} = f_0$  определяются как

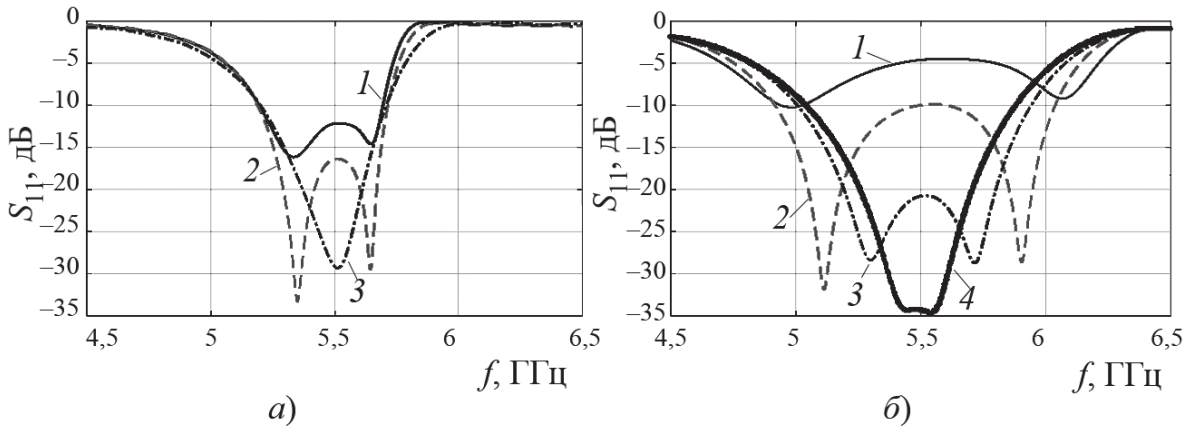
$$f_{1,2} = f_0 / \sqrt{1 \pm \sqrt{K_{\text{св}}^2 - 1/Q^2}}. \quad (5.72)$$

Для достижения больших значений  $\Delta f$  предпочтительно выбрать материал диэлектрика второго слоя с меньшими значениями диэлектрической проницаемости (рис. 5.21). Так, при  $\epsilon_{r2} = 2,2$  ширина полосы рабочих частот излучателя не превышает 10% (вследствие малых значений  $Q$ ), в то время как при  $\epsilon_{r2} = 1,2$  она достигает уже 20%. Коэффициент усиления микрополоскового излучателя с двумя резонаторами аналогичен коэффициенту усиления прямоугольного микрополоскового излучателя с одним резонатором и составляет 7...8 дБ.



**Рисунок 5.20**

Прямоугольный двухслойный излучатель с двумя резонаторами: *a* – вид сверху; *b* – вид сбоку



**Рисунок 5.21**

Графики зависимости  $S_{11}$  от частоты: *a* – при  $\epsilon_{r2} = 2,2$  ( $l - h_2 = 1,5$  мм;  $2 - h_2 = 2,0$  мм;  $3 - h_2 = 3,0$  мм); *б* – при  $\epsilon_{r2} = 1,2$  ( $l - h_2 = 2,0$  мм;  $2 - h_2 = 3,0$  мм;  $3 - h_2 = 4,0$  мм;  $4 - h_2 = 4,5$  мм)

Расчет геометрии резонаторов двухслойного излучателя может быть осуществлен путем решения оптимизационной задачи с использованием САПР электродинамического моделирования Antenna Magus, CST Microwave Studio, FEKO и др., в которых реализованы различные строгие и приближенные методы решения электродинамических задач.

Методика расчета включает следующие этапы [57].

**Этап 1.** Расчет начальных размеров  $L_{10}$ ,  $L_{20}$  первого и второго резонатора на основе заданного значения входного импеданса  $Z_0$ , а также значений  $f_0$ ,  $\epsilon_1$ ,  $\epsilon_2$ ,  $h_1$  и  $h_2$ , путем решения уравнений [135]

$$f_{p1} = \frac{c}{2(L_{10} + 2\Delta L_1)\sqrt{\epsilon_{r\ \text{эф1}}}}, \tag{5.73}$$

$$f_{p2} = \frac{c}{2(L_{20} + 2\Delta L_2)\sqrt{\epsilon_{r\ \text{эф2}}}}, \tag{5.74}$$

где  $f_{p1}$ ,  $f_{p2}$  – резонансные частоты первого и второго резонатора соответственно;  $\epsilon_{r\ \text{эф1}} = \epsilon_{r1}q_1 + \epsilon_{r2}(1 - q_1)^2 / (\epsilon_{r2}(1 - q_1 - q_2) + q_2)$ ;

$\epsilon_{r\ \text{эф1}} = \frac{\epsilon_{r2} + 1}{2} + \frac{\epsilon_{r2} - 1}{2} \left(1 + \frac{12h_2}{W_2}\right)^{-1/2}$ ;  $W_2$  – ширина второго резона-

тора; выражения для  $\Delta L'_1$ ,  $\Delta L_2$ ,  $q_1$ ,  $q_2$ ,  $q_3$  представлены в [135] и здесь не приводятся в силу своей громоздкости.

Значения  $f_{p1}$  и  $f_{p2}$  принимаются равными  $f_0$ . Ширина первого и второго резонаторов принимается равной  $W_1 = (1, 0 \dots 1, 4)L_{10}$  и  $W_2 = (1, 0 \dots 1, 4)L_{20}$  соответственно.

**Этап 2.** Решение оптимизационной задачи с целью поиска таких параметров  $y_0$  и  $L_{10}$ , при которых обеспечивается минимальное значение  $S_{11}$  на частоте  $f_0$ . Оптимизация на данном этапе проводится без учета верхнего резонатора.

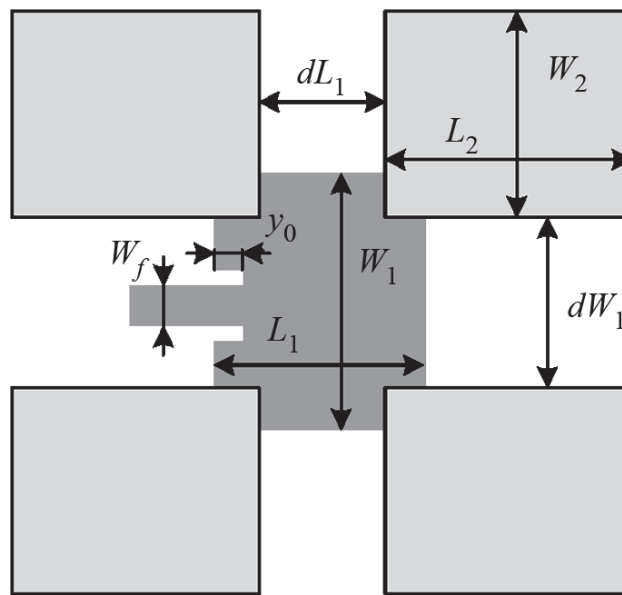
**Этап 3.** Расчет зависимости  $S_{11}$  от частоты для различной длины второго резонатора в диапазоне  $0,8L_{10} \dots 1,2L_{10}$  с некоторым шагом, выбираемым исходя из требуемой точности. По рассчитанной зависимости  $S_{11}$  выбирается такое значение длины второго резонатора  $L_{20}$ , при котором зависимость  $S_{11}$  имеет два выраженных резонансных минимума с наиболее близкими значениями параметра  $S_{11}$ .

**Этап 4.** Поиск значения  $y_0$ , при котором зависимость  $S_{11}$  имеет минимальные значения во всей рабочей полосе частот.

**Этап 5.** По положениям резонансных минимумов  $f_1$  и  $f_2$  на зависимости  $S_{11}$  определяется отклонение  $\alpha$  полученной центральной рабочей частоты излучателя от заданной, в соответствии с которым определяются размеры  $L_1$  и  $L_2$  обоих излучателей:  $L_1 = \alpha L_{10}$  и  $L_2 = \alpha L_{20}$ , где  $\alpha = |f_2 + f_1|/2f_0$ .

Более высокий коэффициент усиления можно получить при использовании четырех резонаторов на втором слое (рис. 5.22). Такая структура излучателя, по сути, представляет собой решетку из четырех элементов, которые возбуждаются полем нижнего резонатора. Коэффициент усиления такого излучателя достигает 11...13 дБ.

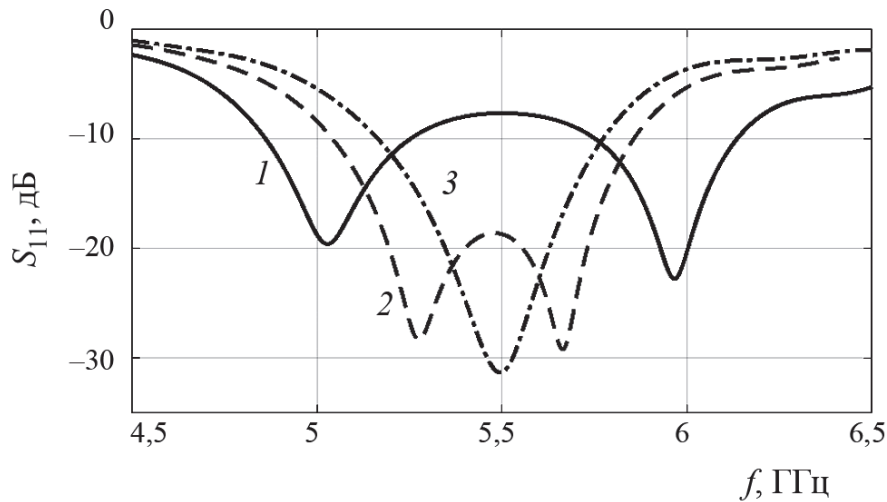
Методика расчета геометрических размеров такого излучателя аналогична методике расчета для двухслойного микрополоскового излучателя с двумя резонаторами.

**Рисунок 5.22**

Прямоугольный двухслойный излучатель с четырьмя резонаторами на втором слое

При этом следует учитывать, что коэффициент связи резонаторов первого и второго слоя зависит не только от высоты диэлектрика второго слоя, но и от степени перекрытия поверхности нижнего излучателя верхними. Это несколько упрощает подбор оптимального коэффициента связи при фиксированной толщине диэлектрика верхнего слоя. Кроме того, ширина верхних резонаторов  $W_2$  должна быть меньше критического значения (т.е.  $W_2 < L_1$ ), чтобы исключить возникновение в верхних излучателях электромагнитных колебаний с поляризацией, противоположной основной. В противном случае происходит снижение коэффициента усиления и разрушение формы ДН излучателя.

Зависимость  $S_{11}$  от частоты для различных  $d$  (рис. 5.22) приведена на рис. 5.23. Уменьшение  $d$  приводит к росту коэффициента связи верхних резонаторов с нижним и, как следствие, к расширению полосы рабочих частот. Ширина полосы частот такого излучателя приблизительно соответствует полосе двухслойного излучателя с двумя резонаторами.



**Рисунок 5.23**

Графики зависимости  $S_{11}$  от частоты для различных  $d$  при  $h_1 = 1,5$  мм,  $h_2 = 2,0$  мм,  $W_1 = 1,3L_1$ ,  $W_2 = 0,9L_1$ : 1 —  $d = 0,6$ ; 2 —  $d = 0,75$ ; 3 —  $d = 0,8$

В ходе проведенного теоретического анализа установлено, что уровень фазового шума демодулированного эхосигнала цели в значительной степени определяется ее удалением от РЛС. Показано, что при временных задержках, меньших интервала корреляции фазового шума опорного генератора и, в большинстве случаев, соответствующих дальностям до десятков-сотен метров, наблюдается эффект его ослабления на 10...30 дБ и более. Это позволило прийти к выводу о возможности использования в РЛС с непрерывным излучением относительно простых и дешевых синтезаторов частот, что, в свою очередь, позволяет упростить ее конструкцию и снизить стоимость.

Установлено, что при формировании зондирующих сигналов с использованием схемы ФАПЧ продолжительность переходных процессов при несимметричном законе изменения частоты в 1,3...2 раза больше, чем при симметричном, и достигает 27% от периода модуляции. При этом ошибка частоты в случае несимметричного закона имеет значительно большую амплитуду выбросов, что является дополнительным существенным фактором, обуславливающим выбор вида закона модуляции (симметричного или несимметричного) в ходе проектировании малогабаритных РЛС.

Приведена методика расчета параметров синтезатора с ФАПЧ, позволяющая минимизировать ширину полосы пропускания петлевого фильтра при заданных ограничениях на время переходных процессов для конкретного вида и параметров модуляции частоты зондирующего сигнала.

Разработана методика оценки требований к динамическому диапазону приемного устройства и уровню развязки между приемным и передающим устройствами для обеспечения заданной дальности действия РЛС.

Показана методика обоснования требований к динамическому диапазону схемы АРУ для различных условий съемки земной поверхности. Установлено, диапазон уровней сигналов на входе приемника достигает 60...90 дБ, при этом дальность действия РЛС до 5 км обеспечивается при развязке не менее 27...30 дБ в L- и 40...45 дБ в С- и Х-диапазоне, а до 10 км – не менее 40 дБ и 50...57 дБ в L- и С-, Х-диапазонах соответственно. Динамический диапазон схемы медленной временной АРУ при этом должен составлять не менее 20 дБ.

Установлено, что благодаря эффекту сверхдискретизации заметного ухудшения качества формируемых радиолокационных изображений практически не наблюдается даже при одно- или двухбитном квантовании демодулированного сигнала в АЦП. Отсюда следует возможность существенного уменьшения (практически на порядок) объема регистрируемой информации и сокращения времени передачи радиоголограмм на наземные пункты управления и обработки.

Показано, что в части конструкции антенной системы представляется целесообразным использование двухслойных микрополосковых структур, характеризующихся малыми массой и габаритами, а также диапазонными свойствами, достаточными для излучения и приема сигналов с полосой до сотен мегагерц...единиц гигагерц без значительных искажений.

С помощью разработанной методики проектирования показано, что ширина полосы рабочих частот отдельного двухслойного микрополоскового излучателя может достигать 20% от несущей при коэффициенте усиления 11...13 дБ.

В целом, приведенные методики позволяют обосновать требования и осуществить расчет характеристик функциональных устройств малогабаритных РЛС с учетом особенностей их применения в том или ином режиме.

## ***Приложение 1***

### **Малогобаритная РЛС с синтезированной апертурой антенны (АО «НИИ СТТ», г. Смоленск)**

В период 2012–2016 гг. авторским коллективом при тесном взаимодействии с промышленностью наработан значительный научно-технический задел в области создания малогобаритных РСА с непрерывным излучением. Так, совместно с АО «НИИ СТТ» (г. Смоленск) и АО «НТЦ РЭБ» (г. Москва) в 2016 г. создана линейка опытных образцов малогобаритных РСА (табл. П.1), функционирующих в L-, С- и Х-диапазонах. Особенностью комплектов L- и С-диапазонов является реализация режима полной поляризационной съемки.

**Таблица П.1**

Основные характеристики РСА

| Параметр  | Диапазон       |        |                   |
|---|----------------|--------|-------------------|
|   | L              | C      | X                 |
| Длина волны   | 23 см          | 5,5 см | 3 см              |
| Мощность излучаемого сигнала  | 200 мВт        | 1 Вт   |                   |
| Максимальная дальность действия   | 5 км           | 4 км   | 4 км              |
| Разрешающая способность (реальная)  | 1,2 м          | 0,5 м  | 0,4 м<br>(0,15 м) |
| Время формирования на борту кадра изображения с площадью 0,3 км <sup>2</sup> с реальным разрешением, не более | 1 с            | 4 с    | 9 с               |
| Масса комплекта (с антеннами)   | 4 кг           | 3 кг   |                   |
| Максимальная длительность записи  | 2 ч            | 1 ч    |                   |
| Скорость полета носителя  | 80...150 км/ч  |        |                   |
| Поляризация   | ГГ, ВВ, ВГ, ГВ |        | ГГ, ВВ            |

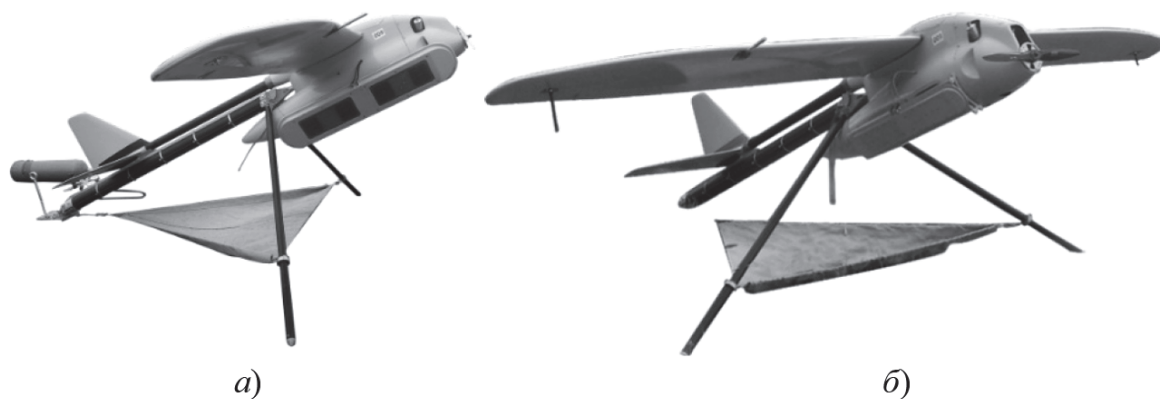
РСА построены по модульному принципу и включают: бортовую ЭВМ, модуль цифровой обработки сигналов, аналоговый приемопередающий модуль и антенную систему. Бортовая ЭВМ и модуль цифровой обработки сигналов являются унифицированными для всех диапазонов. Смена рабочего диапазона осуществляется путем установки соответствующей антенной системы и аналогового приемопередающего модуля.

На рис. П.1 показан внешний вид аппаратуры, а на рис. П.2 – внешний вид носителя (БЛА «Мерлин-21Б» производства АО «НИИ СТТ») с установленными комплектами L- и С-диапазонов соответственно. Комплекты X- и С-диапазонов внешне не отличаются.



► Рисунок П.1

Внешний вид РСА в транспортном контейнере



► Рисунок П.2

БЛА «Мерлин-21Б» с РСА L- (а) и С- (б) диапазонов длин волн

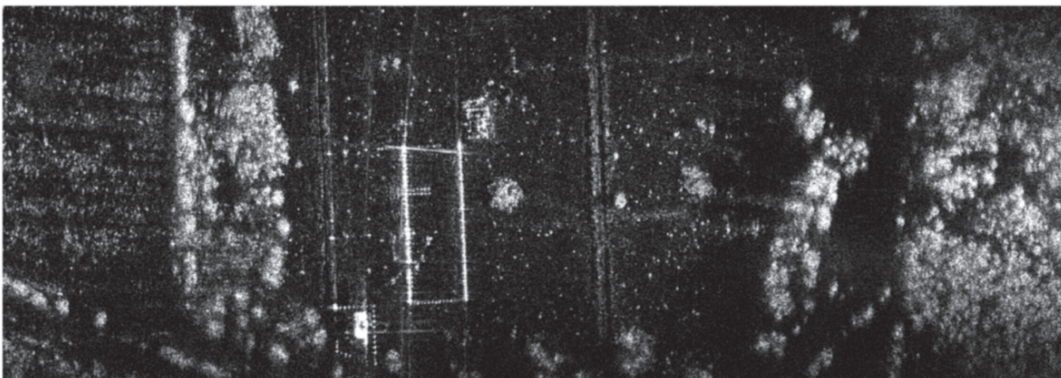
В аппаратуре реализована возможность формирования РЛИ в процессе выполнения полетного задания непосредственно на борту БЛА с их последующей передачей по радиолинии на наземный пункт управления в масштабе времени, близком к реальному. Примеры изображений различных диапазонов приведены на рис. П.3–П.5.

Примеры изображений, сформированных в результате полной поляризационной съемки, приведены на рис. П.6 в псевдоцветовом RGB-кодировании (Red – HH, Green – HV+VH, Blue – VV). Характерной особенностью поляриметрических изображений является более выраженный вклад составляющих на согласованной поляризации для искусственных объектов и сооружений, и на кроссовой – для естественных участков, покрытых растительностью вследствие их выраженных деполяризующих свойств.



**Рисунок П.3**

Радиолокационное изображение (L-диапазон)

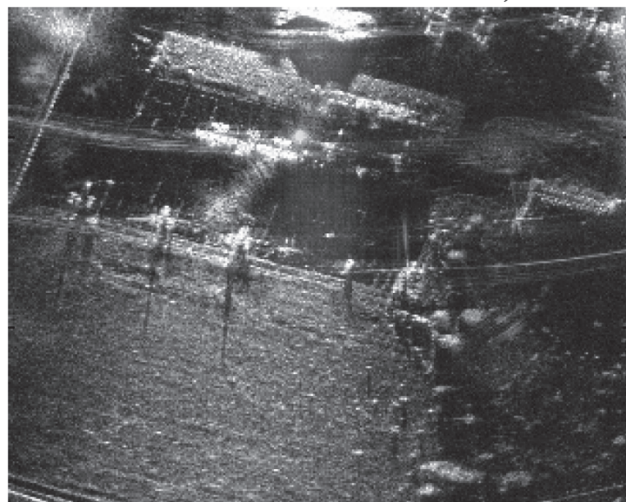
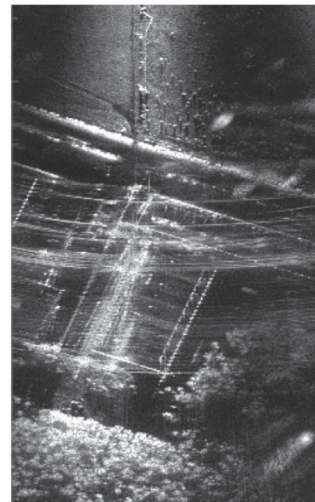


**Рисунок П.4**

Радиолокационное изображение (С-диапазон)

**Рисунок П.5**

Радиолокационное изображение (X-диапазон)

*a)**б)**в)***► Рисунок П.6**

Поляриметрические изображения, полученные в L- (*a*) и C-диапазонах (*б, в*)

Кроме задач видовой радиолокационной разведки, разработанная РЛС использовалась для практического исследования при разработке алгоритмов автомобильных РЛС систем помощи водителю, а также алгоритмов обнаружения и оценки параметров движения малогабаритных БЛА.

## Приложение 2

### Малогобаритная программно-определяемая РЛС (ВУНЦ ВВС «ВВА», АО «НПП «Радар ммс»)

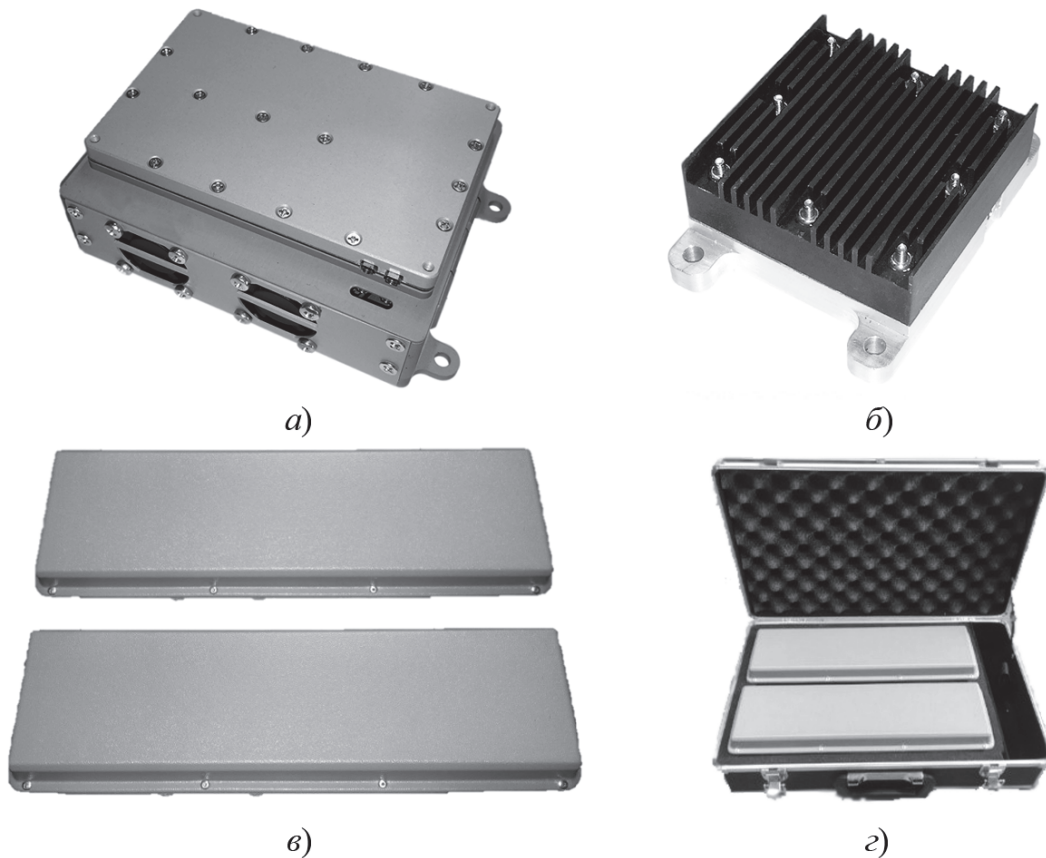
Накопленный опыт проектирования и практического применения РСА БЛА «Мерлин-21Б», а также полученное на его основе представление об основных проблемах и рациональных путях их решения позволили перейти к следующему этапу разработки малогобаритных РСА, в ходе которого они рассматривались уже как программно-определяемые (SDR – Software Defined Radio) системы. Достоинством таких систем является возможность изменения режимов работы, параметров формируемых сигналов и алгоритмов их обработки только за счет конфигурирования программного обеспечения без изменения аппаратной части.

Внешний вид аппаратуры показан на рис. П.7. В состав РЛС входит: радиолокационный модуль, усилитель мощности, антенная система, радиоканал передачи данных. Масса радиолокационного модуля составляет всего 0,16 кг.

#### *Основные характеристики программно-определяемой РСА (создана совместно с АО «НПП «Радар ммс»)*

|   |        |
|---|--------|
| Длина волны, см.....                        | 5,5    |
| Мощность излучаемого сигнала, Вт .....      | 1      |
| Максимальная дальность действия, км.....    | 9...11 |
| Разрешающая способность (реальная), м ..... | 0,5    |
| Масса комплекта, кг:                        |        |
| – радиолокационного модуля .....            | 0,33   |
| – антенны .....                             | 2×0,45 |
| Максимальная длительность записи, ч.....    | 1      |
| Поляризация .....                           | ГГ, ВВ |

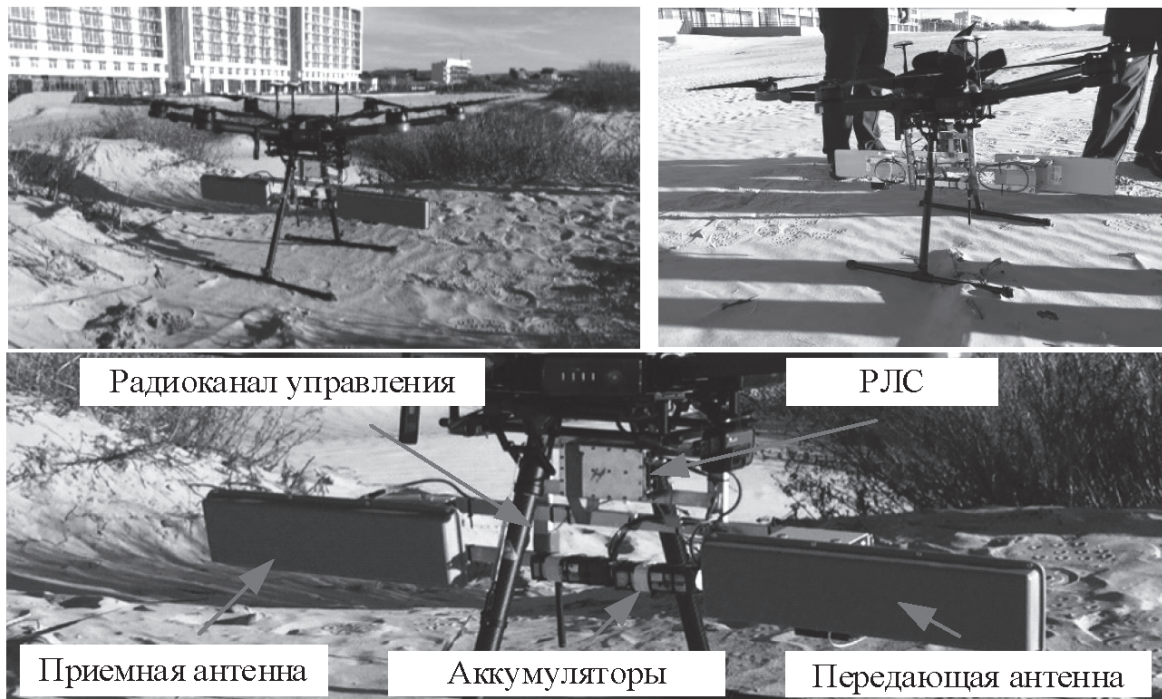
С целью исследования возможности применения мультикоптеров в качестве носителей РСА, не оборудованных дополнительной навигационной аппаратурой, опытный образец монтировался на БЛА DJI Matrice 600. Размещение основных функциональных устройств аппаратуры на носителе иллюстрирует рис. П.8.



► **Рисунок П.7**

Внешний вид аппаратуры программно-определяемой РСА:

*а* – радиолокационный модуль в составе платы системы ЦОС, платы АЦП, приемопередающего устройства (масса – 330 г, размер 125×80×40 мм); *б* – усилитель мощности С-диапазона (выходная мощность 1 Вт, масса – 50 г, размер 55×40×20 мм); *в* – приемная и передающая антенны (ширина диаграммы направленности 10×60 °, коэффициент усиления – 17 дБ, масса – 2×0,45 кг, размер 360×110×30 мм); *г* – внешний вид комплекта в транспортировочном кейсе

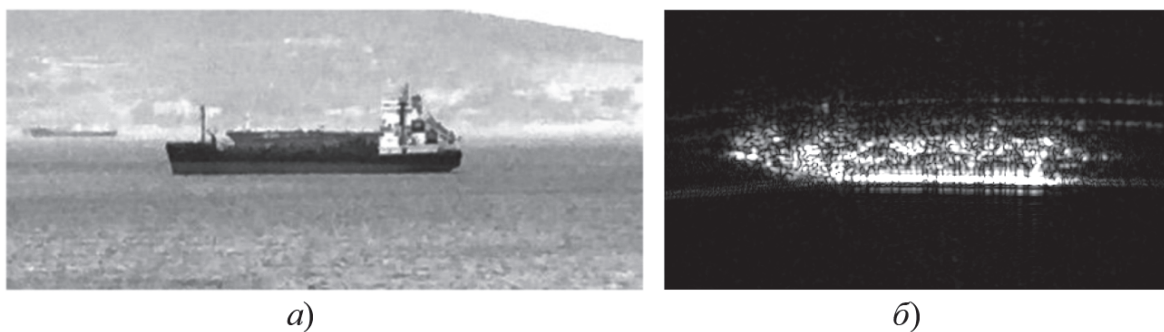


### ► Рисунок П.8

Внешний вид РЛС, установленной на БЛА DJI Matrice 600

РЛС является полностью программно-определяемой. Все параметры сигнала (начальная частота, период повторения, ширина спектра), коэффициент усиления приемника и его полоса пропускания, частота оцифровки АЦП изменяются программно на уровне конфигурационных файлов. На платформе развернута ОС Linux (Ubuntu). Имеется графический интерфейс (LXDE) с доступом по VNC.

Примеры радиолокационных изображений представлены на рис. П.9–П.11.

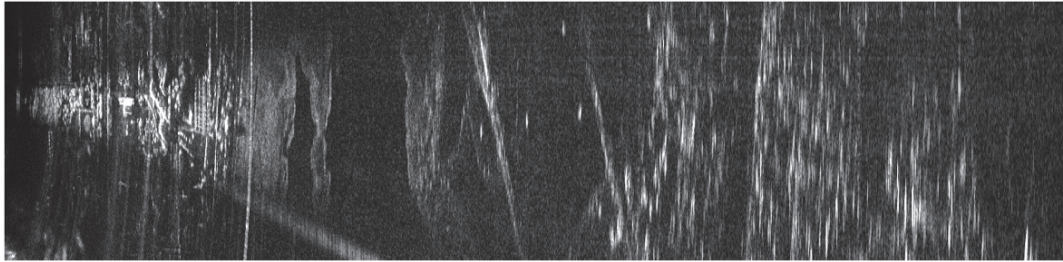


### Рисунок П.9

Оптическое (а) и радиолокационное (б) изображения морского судна



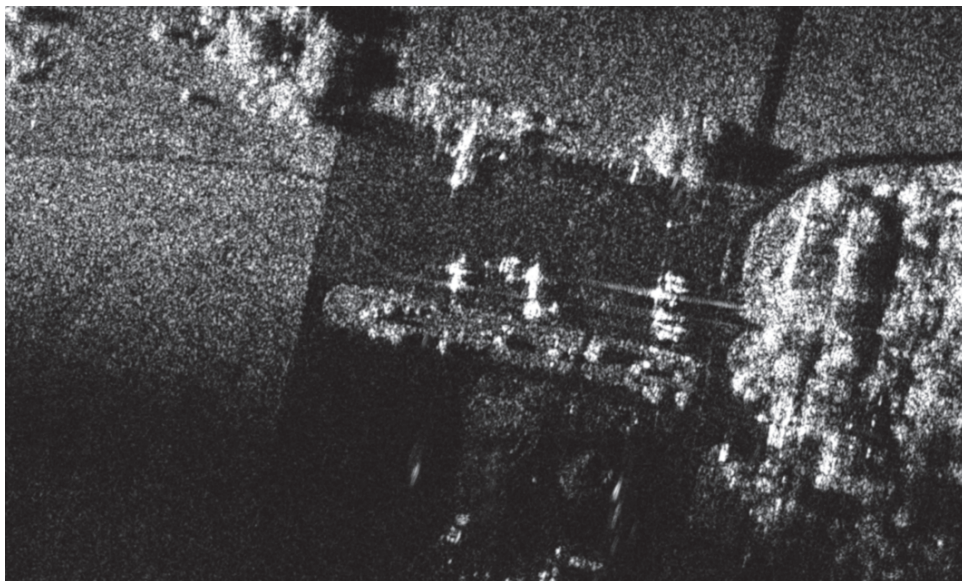
а)



б)

**Рисунок П.10**

Оптическое (а) и радиолокационное (б) изображения района съемки ( $44^{\circ}56'44.86''\text{С}$ ,  $37^{\circ}19'54.67''\text{В}$ ), дальняя граница кадра – 6 км

**Рисунок П.11**

Радиолокационное изображение самолетов на стоянке (аэропорт Чертовицкое, г. Воронеж)

РЛС также использовалась для отработки алгоритмов обнаружения и оценки параметров движения малогабаритных БЛА и формирования детального профиля рельефа местности.

---

## *Литература*

---

1. *Авиационные системы радиовидения. Монография / Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника. 2015. с. 648.*
2. *Аналого-цифровое преобразование / Под ред. У. Кестера. М.: Техносфера. 2007. 1016 с.*
3. *Антипов В.Н., Горяинов В.Т., Кулин А.Т. и др. Радиолокационные станции с цифровым синтезированием апертуры антенны / Под ред. В.Т. Горяинова. М.: Радио и связь. 1988. 304 с.*
4. *Антипов В.Н., Колтышев Е.Е., Мухин В.В., Печенников А.В., Фролов А.Ю., Янковский В.Т. Радиолокационная система беспилотного летательного аппарата // Радиотехника. 2006. № 7. С. 14–20.*
5. *Асхабов Х.Ш., Купряшкин И.Ф., Рязанцев Л.Б., Сидоренко С.В. Способ определения скорости полета носителя радиолокационной станции с синтезированием апертуры антенны на основе оценки пространственного сдвига пары радиолокационных изображений // Сб. науч. ст. по материалам V Всерос. науч.-практ. конф. «Академические Жуковские чтения». Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА». 2018. С. 20–25.*
6. *Антипов В.Н., Колтышев Е.Е., Мухин В.В., Фролов А.Ю., Янковский В.Т. и др. Устройство радиолокационной станции с непрерывным линейно-частотно-модулированным сигналом и синтезом апертуры. Патент на изобретение РФ № 2660450. Опубликовано 06.07.2018 бюллетень № 19.*
7. *Беляев, В.В., Кирьянов, О.Е., Понькин, В.А. Радиолокационные, антенные и радиофизические измерения: монография. Воронеж: Научная книга. 2013.*
8. *Беляев В.В., Купряшкин И. Ф., Лихачев В. П., Рязанцев Л.Б. Способ цифровой обработки сигналов в радиолокационных станциях с синтезированной апертурой антенны непрерывного излучения и устройство для его осуществления. Патент на изобретение РФ № 2624630. Опубликовано 05.07.2017 бюллетень № 19.*
9. *Бельчиков С. Фазовый шум: как спуститься ниже –120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы // Компоненты и технологии. 2009. № 5. С. 139–146.*
10. *Богомолов А.В., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б. Малогабаритная двухдиапазонная РСА для беспилотного авиаци-*

- онного комплекса / Труды XXIX Всерос. симпозиума «Радиолокационное исследование природных сред». СПб.: ВКА имени А.Ф. Можайского. 2015. Вып. 11. С. 237–242.
11. *Боков А. С., Важенин В. Г., Дядьков Н.А., Иофин А.А., Мухин В.В., Щербаков Д.Е.* Оценка качественных характеристик бортовых радиовысотометров / Надежность и качество. Труды междунар. симпозиума. Пенза: Изд-во ПГУ. 2010. Т. 1. С. 16–18.
  12. *Болкунов А.А., Рязанцев Л.Б., Сидоренко С.В.* К вопросу оценки радиолокационной заметности вооружения, военной и специальной техники с применением беспилотных летательных аппаратов // Военная мысль. 2017. № 9. С. 70–73.
  13. *Буренин Н.И.* Радиолокационные станции с синтезированной антенной. М.: Сов. радио. 1972. 160 с.
  14. *Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э.* Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. В.С. Вербы. М.: Радиотехника. 2010. 680 с.
  15. *Виницкий А.С.* Очерк основ радиолокации при непрерывном излучении радиоволн. М.: Сов. радио. 1961. 495 с.
  16. *Галкин В.А.* Основы программно-конфигурируемого радио. М.: Горячая линия – телеком. 2015. 372 с.
  17. *Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С.* Цифровая обработка изображений в среде Matlab. М.: Техносфера. 2006. 616 с.
  18. *Гончаров В.С., Пеливан М.А.* Обоснование требований к производительности системы цифровой обработки сигналов в РЛС с синтезированной апертурой антенны для различных режимов работы / Сб. науч. ст. по материалам V Всерос. науч.-практ. конф. «Академические Жуковские чтения». Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА». 2018. С. 76–78.
  19. *Гриценко С.А., Рязанцев Л.Б., Склярова О.Н., Чередников И.Ю.* Дезорганизации управления незаконными вооруженными формированиями в ходе контртеррористической операции // Военная мысль. 2016. № 5. С. 22–27.
  20. *Гриценко С.А., Рязанцев Л.Б., Чередников И.Ю.* Оценка эффективности способов дезорганизации управления незаконными вооруженными формированиями // Военная мысль. 2016. № 7. С. 41–48.
  21. *Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М.* Радиотехнические системы / Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Высшая школа. 1992.
  22. *Дудник П.И.* Многофункциональные радиолокационные системы. М.: Дрофа. 2007. 283 с.
  23. *Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. и др.* Радиотехнические системы / Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Высшая школа. 1990. 496 с.

24. *Зайцев Н.А., Платов А.В., Потапов В.А.* Радиолокационные станции разведки наземных движущихся целей. Современный уровень и основные направления развития // Вестник Концерна ПВО «Алмаз – Антей». 2014. № 1.
25. *Казьмин А.И., Рязанцев Л.Б., Федюнин П.А.* Антенные решетки для широкополосных радиоэлектронных систем // Техника и безопасность объектов уголовно-исполнительной системы. Сб. материалов Междунар. науч.-практ. межведомст. конф. Воронеж: ФКОУ ВО «Воронежский институт ФСИН России». 2016. С. 245–248.
26. *Казьмин А. И., Рязанцев Л. Б., Федюнин П.А.* Совершенствование военно-технических свойств антенных систем беспилотных летательных аппаратов // Охрана, безопасность, связь. 2017. № 1–3. С. 184–191.
27. *Колчинский В.Е., Мандуровский И.А., Константиновский М.И.* Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов / Под ред. В.Е. Колчинского. М.: Сов. радио. 1975. 432 с.
28. Комплексы с беспилотными летательными аппаратами. В 2-х кн.: Кн. 1. Принципы построения и особенности применения комплексов с БЛА. Монография / Под ред. В.С. Вербы, Б.Г. Татарского. М.: Радиотехника. 2016. 512 с.
29. Комплексы с беспилотными летательными аппаратами. В 2-х кн.: Кн. 2. Роботехнические комплексы на основе БЛА. Монография / Под ред. В.С. Вербы, Б.Г. Татарского. М.: Радиотехника. 2016. 824 с.
30. *Кондратенков Г.С., Фролов А.Ю.* Радиовидение. Радиолокационные системы дистанционного зондирования Земли / Под ред. Г.С. Кондратенкова. М.: Радиотехника. 2005. 368 с.
31. *Коростелев, А.А., Клюев, Н.Ф., Мельник, Ю.А.* Теоретические основы радиолокации. М.: Сов. радио. 1978. 608 с.
32. *Кузнецов В.А., Гончаров С.А.* Структурно-параметрический синтез малогабаритной радиолокационной станции с синтезированной апертурой беспилотного летательного аппарата ближнего действия // Системы управления, связи и безопасности. 2017. № 3. С. 28–72.
33. *Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П.* Космическая радиолокационная съемка земной поверхности в условиях помех: Монография. Воронеж: Научная книга. 2014.
34. *Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Митрофанов Д.Г., Рязанцев Л.Б., Растрьгин Ю.В.* Многофункциональный малогабаритный беспилотный авиационный комплекс «Флибустьер» // Известия Российской академии ракетных и артиллерийских наук. 2018. № 4. Вып. 104. С. 102–110.

35. *Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б., Яковенков В.В.* Способ формирования радиолокационного изображения в радиолокационной станции с синтезированной апертурой антенны. Патент на изобретение РФ № 2632898. Опубликовано 11.10.2017. Бюл. № 29.
36. *Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б., Яковенков В.В.* Устройство формирования радиолокационного изображения в радиолокационной станции с синтезированной апертурой антенны. Патент на изобретение РФ № 2619771. Опубликовано 18.05.2017. Бюл. № 14.
37. *Лайонс Р.* Цифровая обработка сигналов. М.: ООО «Бином-Пресс». 2006.
38. *Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В.* Определение спектра шумов помех дробности в непрерывной нелинейной модели системы фазовой автоподстройки // Телекоммуникации. 2017. № 12. С. 2–6.
39. *Леньшин А.В., Тихомиров Н.М., Шаталов Е.В., Попов С.А.* Влияние нелинейности частотно-фазового детектора на спектр помех в системе автоподстройки с дробным делителем частоты // Телекоммуникации. 2017. № 6. С. 2–9.
40. *Левин Б.Р.* Теоретические основы статистической радиотехники. М.: Сов. радио. 1969.
41. *Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б., Чередников И.Ю.* Применение беспилотных летательных аппаратов для ведения тактической радиолокационной разведки // Военная мысль. 2016. № 3. С. 24–29.
42. *Лихачев В.П., Пасмуров А.Я.* Формирование радиолокационных изображений летательных аппаратов методом обращенного синтеза апертуры в условиях частичной когерентности сигнала // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44. № 3. С. 294–300.
43. *Лихачев В.П., Сидоренко С.В., Самойленко А.В.* Алгоритм формирования видеорадиолокационного изображения / Сб. статей по материалам XVI Междунар. конф. «Информатика: проблемы, методология, технологии». Воронеж: ВГУ. 2016. Т. 3. С. 175–179.
44. *Лихачев В.П., Пугач Е.Е., Рязанцев Л.Б., Шатовкин Р.Р.* Принципы построения и применения радиолокационного модуля системы автоматической посадки беспилотных летательных аппаратов / Труды военно-научной конф. «Роботизация Вооруженных Сил Российской Федерации». М., 2016. С. 238–241.
45. *Мигулин В.В., Медведев В.И., Мустель Е.Р., Парыгин В.Н.* Основы теории колебаний. М.: Наука. 1978.
46. *Наумов А.И., Кичигин Е.К., Сафонов И.А., Мох А.М.* Бортовой комплекс высокоточной навигации с корреляционно-экстремальной навигационной системой и цифровой картой рельефа

- местности // Вестник Воронежского государственного технического университета. 2019. Т. 9. Вып. 6–1. С. 51–55.
47. *Папулис А.* Теория систем и преобразований в оптике. М.: Мир. 1971.
  48. *Подстригаев А.С., Лихачев В.П., Рязанцев Л.Б.* Технология настройки полосковых СВЧ-устройств // Измерительная техника. 2016. № 5. С. 66–68.
  49. *Поляков В.Т.* Радиолюбителям о технике прямого преобразования. М.: Патриот. 1990. 264 с.
  50. *Пономаренко Н.Н., Кравчук А.С., Рубель А.С., Еремеев О.И.* Метод оценки горизонтальной скорости полета беспилотного летательного аппарата по последовательности видеокадров // Авиационно-космическая техника и технология. 2012. Вып. №1 (88). С. 100–108.
  51. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. *Л.А. Школьного*. М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского. 2008. 531 с.
  52. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов. Т. 3. Вычислительные системы РЛС многофункциональных самолетов // Под ред. *А.И. Канащенкова и В.И. Меркулова*. М.: Радиотехника. 2007. 280 с.
  53. Радиолокационные характеристики объектов. Методы исследования. Монография / Под ред. *С.М. Нестерова*. М.: Радиотехника. 2015. 312 с.
  54. *Раушер К.* Основы спектрального анализа. М.: Горячая линия – телеком. 2006.
  55. *Рязанцев Л.Б.* Обоснование конструкции антенной системы РЛС с синтезированной апертурой для БЛА малого класса // Антенны. 2016. № 5. С. 49–56.
  56. *Рязанцев Л.Б.* Обоснование требований к системе цифровой обработки сигналов в малогабаритных РСА непрерывного излучения с учетом амплитудночастотной коррекции сигналов и сверхдискретизации // Успехи современной радиоэлектроники. 2017. № 7. С. 33–38.
  57. *Рязанцев Л.Б., Бабич О.А.* Методика расчета многослойных микрополосковых широкополосных СВЧ антенн для малогабаритных РЛС с синтезированной апертурой // Сб. науч. ст. по материалам V Всерос. науч.-практ. конф. «Академические Жуковские чтения». Воронеж: ВУНЦ ВВС «ВВА». 2018. 406 с.
  58. *Рязанцев Л.Б., Лихачев В.П.* Оценка дальности и радиальной скорости объектов широкополосной радиолокационной станцией в условиях миграции отметок по каналам дальности // Измерительная техника. 2017. № 11. С. 61–64.

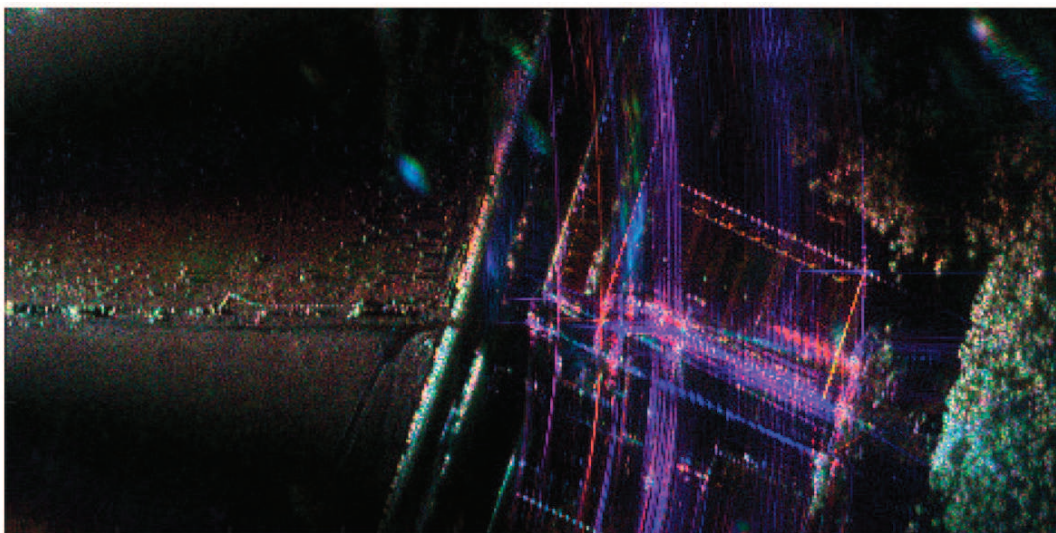
59. *Рязанцев Л.Б., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Гнездилов М.В.* Алгоритм формирования радиолокационных изображений с субметровым разрешением в малогабаритных РЛС с синтезированной апертурой // *Цифровая обработка сигналов*. 2018. № 2. С. 53–58.
60. *Рязанцев Л.Б., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П.* Методика обоснования требований к аналого-цифровому преобразованию в РЛС с синтезированной апертурой непрерывного излучения // *Цифровая обработка сигналов*. 2017. № 2. С. 49–52.
61. *Рязанцев Л.Б., Лихачев В.П., Купряшкин И.Ф., Беляев В.В., Сидоренко С.В.* Способ определения координат летательного аппарата по радиолокационному изображению. Патент на изобретение РФ № 2656366. Опубликовано 05.06.2018. Бюл. № 16.
62. *Рязанцев Л.Б.* Алгоритм формирования оценок высот рельефа местности для автономной навигации беспилотных летательных аппаратов с использованием малогабаритной РЛС // *Материалы XIX Междунар. науч.-метод. конф. «Информатика: проблемы, методология, технологии»*. Воронеж: ВГУ. 2019. С. 550–556.
63. *Рязанцев Л.Б., Лихачев В.П., Купряшкин И.Ф., Беляев В.В.* Способ определения дальности и радиальной скорости цели в РЛС с непрерывным излучением и устройство его реализующее. Патент на изобретение РФ № 2635366. Опубликовано 13.10.2017. Бюл. № 32.
64. *Рязанцев Л.Б., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П.* Анализ энергетического спектра фазовых шумов сигнала на выходе приемника радиолокатора с непрерывным частотно-модулированным сигналом // *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2018. № 6.
65. *Рязанцев Л.Б., Сидоренко С.В.* Формирование радиолокационных изображений в устройстве дистанционного зондирования Земли с широкой диаграммой направленности антенны, установленной на БЛА малого класса // *Материалы Междунар. науч.-техн. конф. «Intermatic – 2016»*. М.: МИРЭА. 2016. Ч. 5. С. 276–279.
66. *Рязанцев Л.Б., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Пеливан М.А., Прохорский Р.А.* Способ определения координат цели в РЛС с непрерывным излучением. Заявка на изобретение № 2018114362 от 18.04.2018.
67. *Дробот И.С., Рязанцев Л.Б., Купряшкин И.Ф., Лихачев В.П., Кокков Р.Р., Гареев М.Ш.* Способ формирования детальных радиолокационных изображений в РЛС с синтезированной апертурой антенны. Заявка на изобретение № 2018140351 от 15.11.2018.
68. *Сидоренко С.В.* Использование радиолокационной станции с цифровым синтезированием апертуры антенны для оценки интегральной радиолокационной заметности // *Материалы Междунар. науч.-техн. конф. «Intermatic – 2017»*. М.: МИРЭА. 2017. Ч. 4. С. 1108–1110.

69. *Силин А.* Технология Software Defined Radio. Теория, принципы и примеры аппаратных платформ // Беспроводные технологии. 2007. № 7. С. 22–27.
70. *Смирнов Ю.А.* Радиотехническая разведка. М.: Воениздат. 2001. 456 с.
71. Справочник по радиолокации / Под ред. *М.И. Сколника*. Кн. 1. М.: Техносфера. 2015. 680 с.
72. Справочник по радиолокации / Под ред. *М.И. Сколника*. Кн. 2. М.: Техносфера. 2015. 680 с.
73. *Тихонов В.И.* Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь. 1982. 624 с.
74. *Тихонов В.И.* Оптимальный прием радиосигналов. М.: Радио и связь. 1983. 320 с.
75. *Тихонов В.И., Харисов В.Н.* Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. М.: Радио и связь. 2004.
76. *Фалькович С.Е.* Оценка параметров сигнала. М.: Сов. радио. 1970.
77. *Фитасов Е.С.* Пространственно-временная обработка сигналов в малогабаритных мобильных радиолокационных системах обнаружения низколетящих воздушных объектов. Дисс. на соискание ученой степени доктора технических наук. М., 2018.
78. *Шурман Я.Д.* Теоретические основы радиолокации. М.: Сов. радио. 1970. 560 с.
79. AD9914 – 3.5 GSPS Direct Digital Synthesizer with 12-bit DAC. <https://www.analog.com/en/products/ad9914.html>
80. ADF4159 – синтезатор сетки частот до 13 ГГц с дробным коэффициентом деления и функциями модуляции/формирования сигналов. URL: <https://www.analog.com/ru/products/adf4159.html>
81. ADIsimPLL. Analog Devices. URL: [https://form.analog.com/form\\_pages/rfcomms/adisimpll.aspx](https://form.analog.com/form_pages/rfcomms/adisimpll.aspx)
82. Antidrone. HARRIER Drone Surveillance Radar. URL: <http://www.anti-drone.eu/products/radar-systems/harrier-drone-surveillance-radar.html>
83. Balanis C. Antenna Theory. Analysis and Design. John Wiley & Sons, Inc. 2016. P. 1072.
84. Banerjee D. PLL Performance, Simulation and Design Handbook. 5-th Edition. Texas Instruments. 2017.
85. *Beasley P.D.L., Stove A.G., Reits B.J., As B.* Solving the problems of a single antenna frequency modulated CW radar // IEEE International Conference on Radar. 1990.
86. BladeRF. URL: <http://www.nuand.com/bladerf-1/>
87. *Brich G.C., Griffin J.C., Erdman M.K.* UAS Detection, Classification, and Neutralization: Market Survey 2015. Sandia National Laboratories. 2015.

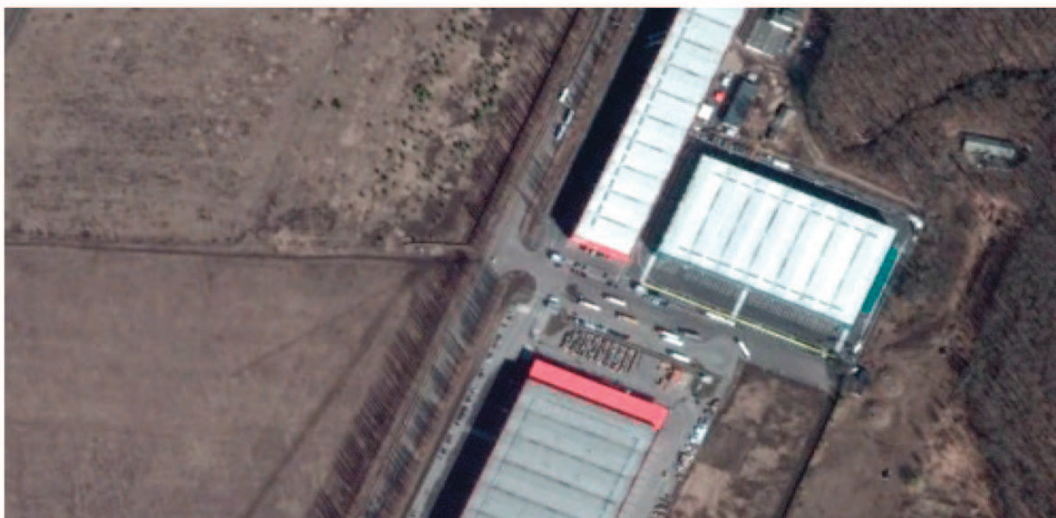
88. Blighter. Anti-UAV Defense System. URL: <http://www.blighter.com/products/auds-anti-uav-defence-system.html>
89. BYU Microwave Earth Remote Sensing. Dissertations and Master's Theses. URL: <http://mers.byu.edu/Papers4.html>
90. Constant False Alarm Rate (CFAR) Detection. URL: <https://www.mathworks.com/help/phased/examples/constant-false-alarm-rate-cfar-detection.html>
91. *Cumming I., Wong F., Raney K.* A SAR Processing Algorithm with No Interpolation // Proc. of IGARSS. 1992. P. 376–379.
92. *Damini A., Balaji B., Parry C.* et al. A videoSAR mode for X-band wideband experimental airborne radar // SPIE Defence, Security and Sensing. 2011.
93. *Doerry A.* Basics of Backprojection Algorithm for Processing Synthetic Aperture Radar Images. Sandia National Laboratories. 2016.
94. *Doerry A.* Clutter in the GMTI Range-Velocity Map. Sandia National Laboratories. 2009.
95. Doerry A. Introduction to Moving Target Indicator Radar. URL: [https://icerm.brown.edu/materials/Slides/sp-f17-offweeks/Discussion\\_of\\_Radar\\_and\\_Moving\\_Targets\\_\]\\_Armin\\_Doerry,\\_Sandia\\_National\\_Laboratories.pdf](https://icerm.brown.edu/materials/Slides/sp-f17-offweeks/Discussion_of_Radar_and_Moving_Targets_]_Armin_Doerry,_Sandia_National_Laboratories.pdf)
96. *Doerry A.* Motion Measurement for Synthetic Aperture Radar. Sandia National Laboratories. 2015.
97. *Doerry A.* Basics of Polar-Format Algorithm for Processing Synthetic Aperture Radar Images. Sandia National Laboratories. 2012.
98. *Duersch M.I.* BYU micro-SAR: A very small, low-power LFM-CW Synthetic Aperture Radar. Brigham Young University. All Theses and Dissertations. 2004. P. 728.
99. *Fang D.G.* Antenna Theory and Microstrip Antennas. CRC Press. 2010.
100. FracNWizard // Analog Devices. URL: <http://www.analog.com>
101. *Genz A., Bretz F.* Methods for the Computation of Multivariate t-Probabilities. URL: <http://www.math.wsu.edu/faculty/genz/papers/mvtempn.pdf>
102. *Gettinger D.* Drones In The Defense Budget // Navigating the Fiscal Year 2018 Budget Request. 2017.
103. *Grazzini G., Pieraccini M., Parrini F., Atzeni C.A.* Clutter Canceller for Continuous Wave GPR // 2007 4th International Workshop on, Advanced Ground Penetrating Radar. 27–29 June 2007.
104. HackRF, an open source SDR platform. URL: <https://www.kickstarter.com/projects/mossmann/hackrf-an-open-source-sdr-platform/ports/758974>
105. *Hegazy M.A., Hassan A.M., Mosaad M.* FMCW Software Defined Radar for Range and Speed Estimation // First International Undergraduate Research Conference (IUGRC-2016). 2016.

106. HMC769 – Fractional-N PLL with Integrated VCO SMT, 9.05–10.15 GHz. URL: <https://www.analog.com/en/products/hmc769.html>
107. ImSAR LLC. URL: <http://www.imsar.com>
108. *Lancome P.* Air and Spaceborne Radar Systems: An Introduction. William Andrew, 2001.
109. *Laskar J., Matinpour D., Chakraborty S.* Modern Receiver Front-Ends: Systems, Circuits, and Integration. John Wiley & Sons, Inc. 2004. 221 p.
110. *Linnehan R., Miller J., Bishop E., Horndt V.* An autofocus technique for video-SAR // Proc. SPIE 8746. Algorithms for Synthetic Aperture Radar Imagery. 2013.
111. *Long D.* The BYU microSAR System// Microwave Earth Remote Sensing. URL: [http://www.mars.byu.edu/yinsar/microSAR\\_descrip3.pdf](http://www.mars.byu.edu/yinsar/microSAR_descrip3.pdf)
112. *Lopez-Martinez C., Vidal-Morera M.* Simulation of FMCW Radar Systems Based on Software Defined Radio // In Proceedings of the 6th GNU Radio Conference. 2016.
113. *Mittermayer J., Moreira A., Loffeld O.* Spotlight SAR Data Processing Using the Frequency Scaling Algorithm // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing. 1999. V. 37. № 5.
114. *McCaney K.* Army to put high-quality radar into smaller drones // DefenseSystems. URL: <https://defensesystems.com/articles/2014/09/02/army-synthetic-aperture-radar-smal-uavs.aspx>
115. NRA24 millimeter wave radar. URL: <http://www.nanoradar.cn/english/pdf/nra24/nra24sc.pdf>
116. *Pančík J., Pančík M.* Hardware and software front-end based on the USRP for experimental X-band Synthetic Aperture Radar // 25th International Conference Radioelektronika. 2015.
117. PLLatinum Simulator Tool // Texas Instruments. URL: <http://www.ti.com/tool/PLLATINUMSIM-SW>
118. *Podstrigaev A.S., Likhachev V.P., Ryazantsev L.B.* Technique for tuning microwave strip devices // Measurement Techniques Springer August 2016. V. 59. Issue 5. P. 547–550.
119. *Ryazantsev L.B., Likhachev V.P.* Assessment of Range and Radial Velocity of Objects of a Broadband Radar Station Under Conditions of Range Cell Migration // Measurement Techniques. February 2018. V. 60. Issue 11. P. 1158–1162.
120. Report to Congress on Future Unmanned Aircraft Systems Training, Operations, and Sustainability. Department of Defense. 2012. URL: <http://fas.org/irp/program/collect/uas-future.pdf>
121. *Rohling H., Meinecke M.* Waveform Design Principles for Automotive Radar Systems // CIE International Conference on Radar Proceedings. 2001.

122. *Runge H., Bamler R.* A Novell High Precision SAR Focusing Algorithm Based on Chirp Scaling // Proc. of IGARSS. 1992. P. 372–375.
123. *Samotsvet N.A., Panychev S.N., Ryazantsev L.B., Samotsvet D.A., Likhachev V.P.* Method and device for radar determination of the coordinates and speed of objects. Patent PCT № WO2018194477. Publication date 25.10.2018.
124. Sandia National Laboratories. URL: <http://www.sandia.gov>
125. Smartmicro Airborne Radar. URL: <http://www.smartmicro.de/airborne-radar/micro-radar-altimeter/>
126. Synthetic Aperture Radar (SAR) at BYU. URL: <http://www.mers.byu.edu/yinsar/index.html>
127. The Connor-Winfield Corporation. URL: <http://www.conwin.com>
128. *Thompson D.G., Arnold D.V., Long D.G.* YSAR: a compact, low-cost synthetic aperture radar // IEEE International Geoscience and Remote Sensing Symposium IGARSS '96. 1996.
129. *Tsunoda S., Pace F., Stence J., Woodring M.* Lynx: A high-resolution synthetic aperture radar // IEEE Aerospace Conference Proceedings. 2000.
130. Unmanned Systems Integrated Roadmap 2013-2038. URL: <http://www.defense.gov/pubs/DOD-USRM-2013.pdf>
131. Universal Software Radio Peripheral (USRP). URL: <http://www.ettus.com>
132. Van Trees. Optimum Array Processing. John Wiley & Sons. 2002.
133. *Venkatamuni T., Sudhakara Sarma L.S., Kalghatgi A.T.* Adaptive reflected power canceller for single antenna FMCW radar // Asia Pacific Microwave Conference. 2009.
134. Video Synthetic Aperture Radar (ViSAR), Federal Contract Opportunity DARPA-BAA-12-41. URL: <https://govtribe.com/opportunity/federal-contract-opportunity/video-synthetic-aperture-radar-visar-darpa-baa1241>
135. Vijay K Pandey, Babau R Vishvakarma Theoretical analysis of linear array antenna of stacked patches // Indian Journal of Radio & Space Physics. 2005. V. 34. P. 125–130.
136. *Zaugg E., Edwards M., Long D., Stringham C.* Developments in Compact High-Performance Synthetic Aperture Radar Systems for Use on Small Unmanned Aircraft // IEEE Aerospace Conference. 2011.
137. *Zaugg E.* Generalized Image Formation for Pulsed and LFM-CW Synthetic Aperture Radar. Brigham Young University. All Theses and Dissertations. 2010.
138. *Zhang C., Xie M., Fu X., Liu S., Wang W.* GPU-based bistatic ISAR real-time imaging // IEEE 5-th Asia-Pacific Conference on Synthetic Aperture Radar (APSAR). Singapore. 2015.
139. *Zogg J.M.* GPS: Essentials of Satellite Navigation. U-blox AG, 2009. 175 p.



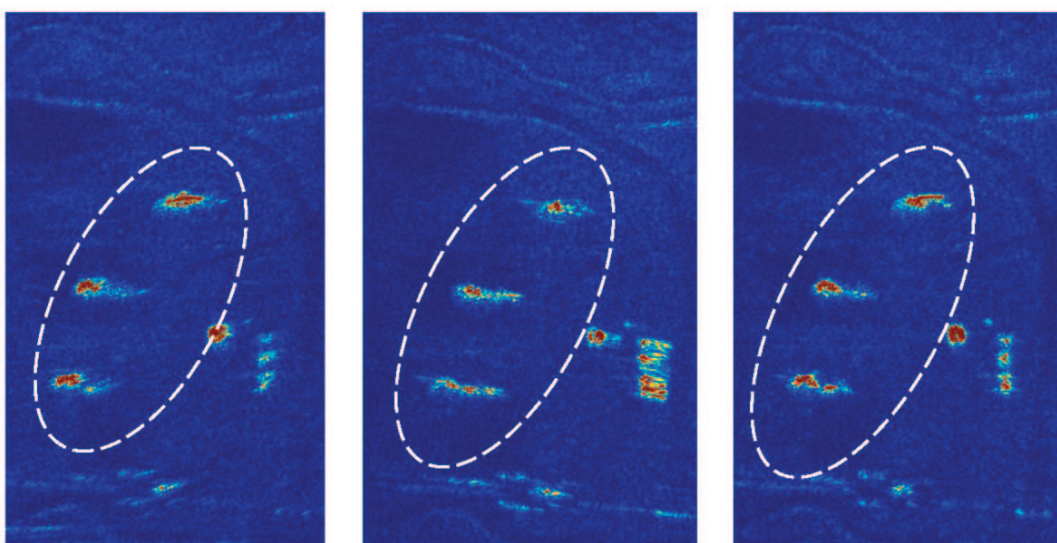
*a)*



*б)*

**Рисунок 1.10**

Примеры поляриметрического радиолокационного (*a*) и оптического (*б*) изображений



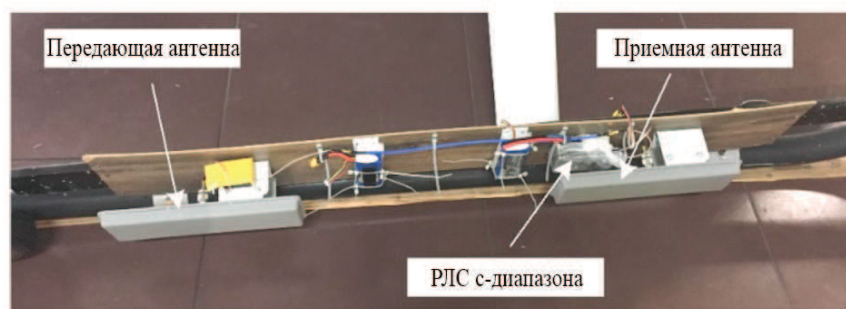
**Рисунок 3.21**

Изменения РЛИ трех вертолетов Ми-8 (выделено овалом) на трех кадрах видеоряда, сформированных РСА С-диапазона БЛА «Мерлин-21Б» модифицированным алгоритмом ВР, через 0,6 с и 1,6 с относительно первого кадра



**Рисунок 3.23**

БЛА «Мерлин-21Б» с установленной РЛС L-диапазона



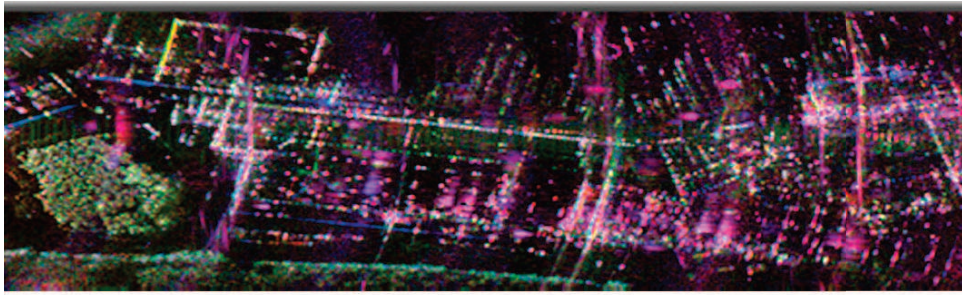
**Рисунок 3.29**  
Вид установленной РЛС С-диапазона на вертолете Robinson R44



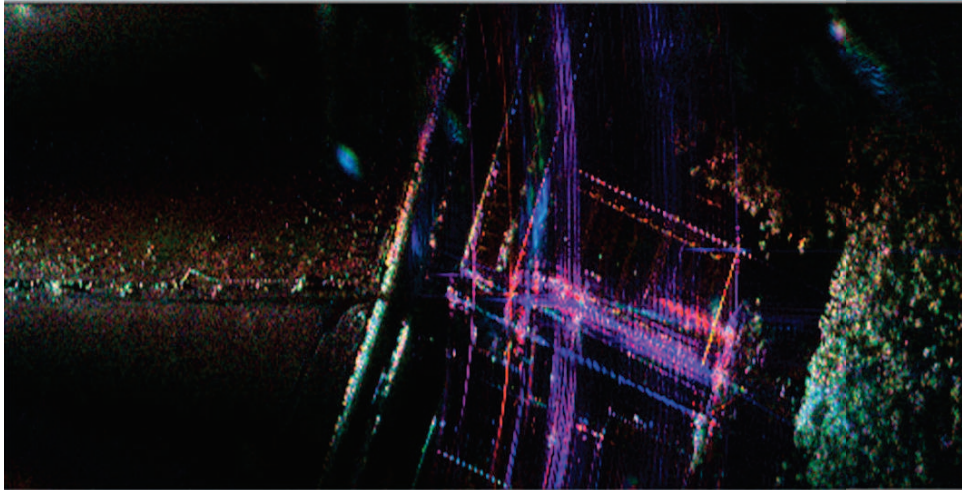
**Рисунок П.1**  
Внешний вид РСА в транспортном контейнере



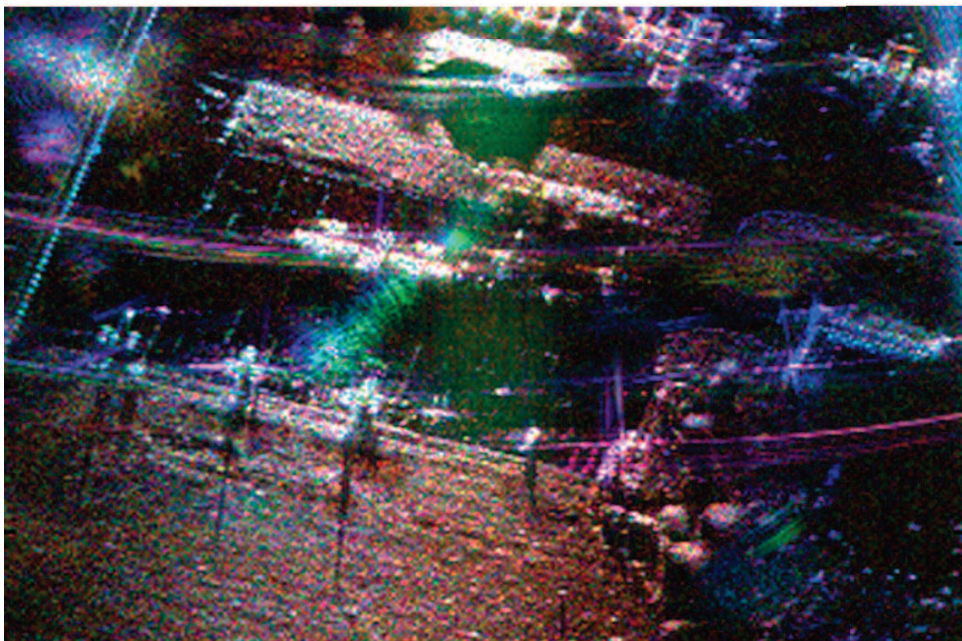
**Рисунок П.2**  
БЛА «Мерлин-21Б» с РСА L- (а) и С- (б) диапазонов длин волн



a)



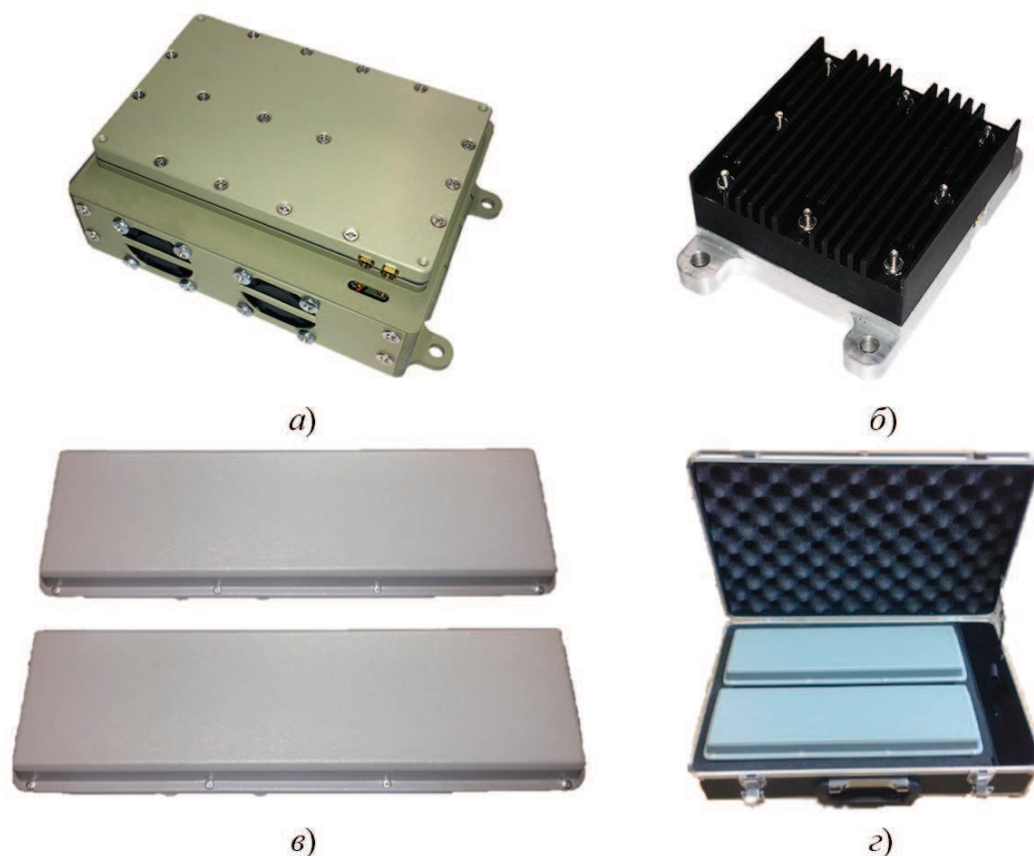
б)



в)

**Рисунок П.6**

Поляриметрические изображения, полученные в L- (a) и C-диапазонах (б, в)



**Рисунок П.7**

Внешний вид аппаратуры программно-определяемой РСА:

*а* – радиолокационный модуль в составе платы системы ЦОС, платы АЦП, приемопередающего устройства (масса – 330 г, размер 125×80×40 мм); *б* – усилитель мощности С-диапазона (выходная мощность 1 Вт, масса – 50 г, размер 55×40×20 мм); *в* – приемная и передающая антенны (ширина диаграммы направленности 10×60 °, коэффициент усиления – 17 дБ, масса – 2×0,45 кг, размер 360×110×30 мм); *г* – внешний вид комплекта в транспортировочном кейсе



**Рисунок П.8**

Внешний вид РЛС, установленной на БЛА DJI Matrice 600



Контейнер с радиолокационным модулем и приемной антенной

Контейнер с усилителем мощности и передающей антенной

Размещение аппаратуры программно-определяемой РСА на внешних подвесках самолета ИЛ-114лл (АО «НПП «Радар ммс»)