

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

На правах рукописи



Козлов Роман Юрьевич

**ОБРАБОТКА СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В
РАДИОЛОКАТОРАХ ОБНАРУЖЕНИЯ И СОПРОВОЖДЕНИЯ
ЛЮДЕЙ В ПОМЕЩЕНИИ ЧЕРЕЗ СТЕНУ**

Специальность: 2.2.16

Радиолокация и радионавигация
(технические науки)

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, доцент
Гаврилов Константин Юрьевич

Москва

2024

Содержание

Список сокращений	4
Введение	6
Глава 1. Принципы работы радиолокаторов контролирования помещений через стену	13
1.1 Назначение и особенности радиолокаторов зондирования помещений через стену	13
1.2 Сигналы со ступенчатой частотной модуляцией и их обработка в РЗЧС	14
1.3 Характеристики целей	20
1.4 Описание макета радиолокатора зондирования помещений через стену	21
1.4.1 Структурная схема радиолокатора и принцип его работы	21
1.4.2 Обработка принимаемого сигнала	24
1.4.3 Результаты натурных экспериментов	30
1.5 Разделение каналов приема по азимутальным направлениям	32
1.6 Влияние стен на точность фокусировки по дальности и по азимуту	36
1.7 Выводы к главе 1	37
Глава 2. Моделирование радиолокационных сигналов движущихся целей в РЗЧС	39
2.1 Цели и задачи разработки моделей сигналов в РЗЧС и неподвижных людей	39
2.2 Модели сигналов, отраженных от движущихся и неподвижных людей	40
2.3 Алгоритм обработки сигналов и его анализ.....	51
2.4 Выводы к главе 2	53

Глава 3. Межпериодная обработка сигналов в РЗЧС	55
3.1 Предварительная обработка и выделение сигналов движущихся целей	55
3.1.1 Алгоритм на основе череспериодного вычитания.....	60
3.1.2 Алгоритм на основе локальной дисперсии.....	62
3.1.3 Алгоритм на основе нормировки разностных отсчетов СЧМ-сигнала.....	63
3.1.4 Результаты компьютерного моделирования.....	66
3.1.5 Результаты натуральных экспериментов.....	68
3.2 Формирование первичных отметок, обнаружение целей и построение траекторий движения целей.....	73
3.2.1 Формирование первичных отметок целей на основе пороговой обработки сигналов	74
3.2.2 Кластеризация двумерных областей целей	80
3.2.3 Обнаружение целей и передача их на сопровождение	85
3.2.4 Построение траекторий перемещения целей	86
3.3 Выводы к главе 3.....	95
Глава 4. Результаты натуральных экспериментов по обнаружению и сопровождению целей в РЗЧС	99
4.1. Описание методики проведения эксперимента	99
4.2. Показатели качества обнаружения и сопровождения целей в РЗЧС ..	100
4.3. Результаты экспериментов и их анализ	101
4.4. Выводы к главе 4.....	115
Заключение	117
Список литературы	125

Список сокращений

АКФ	– автокорреляционная функция
АФД	– амплитудно-фазовый детектор
АЧХ	– амплитудно-частотная характеристика
АЦП	– аналого-цифровой преобразователь
БПФ	– быстрое преобразование Фурье
БС	– балансный смеситель
ВИ	– видеоимпульс
ДН	– диаграмма направленности
ДНА	– диаграмма направленности антенны
ДПФ	– дискретное преобразование Фурье
ДСЧ	– датчик случайных чисел
ИХ	– импульсная характеристика
КД	– квадратурный детектор
КИХ	– конечная импульсная характеристика
ЛАР	– линейная антенная решетка
ЛД	– локальная дисперсия
НРО	– нормировка разностных отсчетов
ОДПФ	– обратное ДПФ
ОС	– операционная система
ОСП	– отношение сигнал-помеха
ОСШ	– отношение сигнал-шум
ПГ	– преобразование Гильберта
ППИ	– период повторения импульсов
ПУЛТ	– постоянный уровень ложных тревог
РЗЧС	– радиолокатор зондирования через стену
СЧМ	– ступенчатая частотная модуляция
УБЛ	– уровень боковых лепестков
ФНЧ	– фильтр нижних частот

ФОЦ	– функция отклика цели
ФЧХ	– фазо-частотная характеристика
ЧМН	– частотная манипуляция
ЧПВ	– череспериодное вычитание
ЭПР	– эффективная площадь рассеяния
CA	– Cell Averaging
CFAR	– Constant False Alarm Rate
SFM	– Step Frequency Modulation

Введение

Актуальность темы. Диссертационная работа посвящена разработке и исследованию алгоритмов обработки сигналов с целью обнаружения живых людей в помещениях с помощью радиолокаторов зондирования через стену (РЗЧС). Задачи обнаружения людей через оптически непрозрачные преграды – стены, перегородки, потолочные и напольные перекрытия и др., представляют большой интерес для различных спецслужб и силовых структур. При этом важным является не только факт обнаружения людей, но также определение их числа, расположения в помещении и траектории перемещения в процессе наблюдения.

Работы в этом направлении начались несколько десятилетий назад и в настоящее время имеются серийно выпускаемые РЗЧС как в России – РО-900, РО-400/2В, Данник-5, так и в других странах – Xaver 100 (400/800) (Израиль), СЕМ-400 (200) (Китай), Prism 200 (Великобритания). Однако проблема улучшения тактико-технических характеристик подобных радиолокаторов остается актуальной и в настоящее время. На этом пути возникают трудности, связанные со спецификой работы РЗЧС, которые до сих пор преодолены не полностью.

Во-первых, это особенности сигналов, отраженных от людей. Возможность обнаружения этих сигналов может существенно меняться не только от того движется ли человек или нет, но также и от его положения (положение стоя, сидя, лежа) и от направления зондирования – спереди, сзади, сбоку, сверху, снизу. Во-вторых, это особенности радиолокационного зондирования помещений, при котором возникает множество интерференционных помех, приводящих не только к существенному ослаблению полезных сигналов, вплоть до их полного пропадания, но также и к скачкообразным (аномальным) изменениям значений измеряемых координат по дальности и направлению прихода сигналов.

Степень проработанности темы. Существует большое количество работ, направленных на решение указанных проблем и связанных с вопросами первичной и вторичной обработки сигналов в РЗЧС. Среди отечественных ученых – это работы Иммореева И.Я., Ивашова С.И., Бугаева А.С., Чапурского В.В., Вовшина Б.М., среди зарубежных ученых – это Amin M.G., Aftanas M.I., Martone A.F., Ranney K., Lubecke V., Boric-Lubecke O.

Однако наиболее сложной и на сегодняшний день неудовлетворительно решенной является задача одновременного обнаружения подвижных и неподвижных людей, что связано с существенным отличием сигналов для этих двух случаев. Один из путей решения этой проблемы заключается в повышении значения отношения сигнал-шум (ОСШ) при первичной обработке сигналов.

Другая проблема, обусловленная влиянием интерференционных помех на точность измерения координат целей, решается с помощью методов вторичной обработки радиолокационной информации. Здесь следует отметить различные подходы, основанные на использовании как традиционных методов калмановской фильтрации, так и нетрадиционные подходы, в частности, метод описания целей с помощью множества признаков, предложенный в работах Игониной Ю.В.

В диссертационной работе используется комплексный подход к решению задачи обнаружения людей с помощью РЗЧС, основанный на разработке алгоритмов первичной и вторичной обработки радиолокационных данных. При этом рассматривается случай использования в качестве зондирующих сверхширокополосных сигналов со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ) (англ. Step Frequency Modulation – SFM).

Объект исследования – радиолокаторы зондирования помещений через стену, использующие в качестве зондирующего сверхширокополосные сигналы.

Предмет исследования – алгоритмы первичной и вторичной обработки радиолокационной информации в радиолокаторах зондирования помещений через стену.

Цель работы – разработка эффективных алгоритмов обнаружения людей в помещении с помощью радиолокатора зондирования через стену, позволяющих повысить качество обнаружения целей в условиях действия интерференционных помех.

Повышение вероятности правильного обнаружения достигается путем применения разработанных алгоритмов обработки и фильтрации СЧМ сигналов, позволяющих повысить значение ОСШ для подвижных и неподвижных людей.

Для достижения поставленной цели сформулирована **научная задача**: разработка алгоритмов, позволяющих повысить значение отношения сигнал-шум для подвижных и неподвижных людей при использовании сверхширокополосных сигналов со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ) и точность измерения координат обнаруженных целей.

Декомпозиция научной задачи определила частные **задачи работы**:

1. Разработка алгоритмов предварительной обработки СЧМ сигналов, позволяющая скомпенсировать амплитудно-частотные искажения сигнала при его приеме в условиях зондирования помещений через стену.

2. Разработка модели сигнала с учетом дыхания и перемещения частей тела человека на основе анализа экспериментальных данных, характеризующего форму и основные свойства сигналов, отраженных от людей.

3. Разработка алгоритма согласованной фильтрации сигналов на основе разработанной модели сигналов, отраженных от людей, который реализован в виде программы обработки отсчетов межпериодного зондирования.

4. Разработка алгоритма сглаживания траектории движения цели, позволяющего значительно повысить точность измерения координат обнаруженных целей за счет исключения аномальных выбросов.

Методы исследования

При решении поставленных задач использовались методы математического анализа, теории обработки сигналов, математического и натурального моделирования.

Научная новизна работы

В рамках исследования получены следующие новые результаты:

1. Алгоритм предварительной обработки СЧМ сигналов, использующий нелинейное преобразование амплитуд комплексных отсчетов и позволяющий скомпенсировать амплитудно-частотные искажения сигнала при его приеме в условиях зондирования помещений через стену

2. Модель сигнала, характеризующего форму и основные свойства сигналов, отраженных от людей с учетом дыхания и движения различными частями тела человека.

3. Алгоритм согласованной фильтрации сигналов на основе разработанной модели сигналов, отраженных от людей.

4. Алгоритм сглаживания траектории движения цели, учитывающий влияние интерференционных помех на точность измерения координат и позволяющий значительно повысить точность измерения координат обнаруженных целей.

Практическая ценность результатов работы

Полученные результаты могут быть использованы для улучшения тактико-технических характеристик существующих радиолокаторов зондирования помещений через стену с целью обнаружения, измерения координат и параметров движения людей, находящихся внутри помещения.

Разработанные модели сигналов, отраженных от людей, позволяют проектировать фильтры, обеспечивающие повышение значения отношения сигнал-шум. Алгоритмы сглаживания траекторий целей позволяют существенно повысить точность измерения их координат.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Алгоритм обработки сигнала со ступенчатой частотной модуляцией, основанный на выравнивании амплитуд дискретных значений сигнала на выходе квадратурного детектора путем их нормировки по абсолютному значению, позволяет скомпенсировать неравномерность амплитудно-частотной характеристики входного тракта приемника и получить выигрыш в значении отношения сигнал-шум (ОСШ) в зависимости от входного значения ОСШ и условий зондирования в пределах 1...5 дБ.

2. Разработанная модель сигнала, отраженного от человека, основана на описании амплитудно-дальностного портрета, оптимизация параметров которой по критерию максимума ОСШ позволяет построить согласованный фильтр, обеспечивающий увеличение выходного значения ОСШ на 1...3 дБ.

3. Алгоритм вычисления текущих координат целей в радиолокаторах зондирования помещений через стену в условиях воздействия интерференционных помех, основанный на использовании робастной оценки, позволяет уменьшить влияние аномальных оценок и повысить точность измерения координат целей в 1,5...2, 5 раза.

Публикации

Основные результаты по теме исследования изложены в 8 работах, из которых 3 статьи опубликованы в журналах, рекомендованных ВАК РФ и 5 работ опубликованы в тезисах докладов научных конференций.

Апробация работы

Материалы диссертационной работы обсуждались на 5-ти конференциях: XII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» 2018 г., Международная конференция «Авиация и космонавтика» 2018 г., Международная конференция «Гагаринские чтения» 2020 г., Международная конференция «Авиация и космонавтика» 2022 г., Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» 2022 г.

Реализация и внедрение результатов

Результаты диссертационной работы внедрены в научно-исследовательские работы АО «Корпорация «Фазотрон-НИИР» и в учебный процесс кафедры 410 «Радиолокация, радионавигация и бортовое радиоэлектронное оборудование» МАИ (НИУ), что подтверждено актами о внедрении.

Объем и структура работы

Диссертация имеет объем 131 машинописную страницу, состоит из введения, четырех глав, заключения и списка литературы. Иллюстративный материал состоит из 42 рисунков и 2 таблиц. Список литературы содержит 86 наименований, включая работы автора.

В первой главе рассмотрены назначение и принципы работы радиолокаторов зондирования помещений через стену. Описан метод обработки сигналов со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ), имеющих наибольшее распространение в РЗЧС. Описан макет радиолокатора малой дальности, который использован при проведении натуральных экспериментов с целью исследования различных алгоритмов первичной и вторичной обработки сигналов в радиолокаторах зондирования помещений через стену. Описаны методы разделения сигналов, принимаемых с различных угловых направлений

при использовании многоканального приема сигналов с помощью нескольких приемных антенн.

Во второй главе приведено описание разработанных моделей сигналов, наблюдаемых при отражении от людей. На основе этих моделей получены характеристики фильтров согласованной фильтрации сигналов. Представлены результаты компьютерного моделирования и натуральных экспериментов при исследовании различных алгоритмов обработки сигналов в РЗЧС при наблюдении подвижных и неподвижных людей.

В третьей главе рассмотрены вопросы межпериодной обработки сигналов в РЗЧС. Эта обработка включает в себя предварительную обработку, первичную обработку СЧМ сигналов, формирование первичных отметок и построение траекторий целей.

Описан предложенный в диссертационной работе алгоритм нормировки дискретных отсчетов СЧМ сигнала, образованных на выходе квадратурного детектора. Проведена оценка его эффективности и сравнение с известными алгоритмами. Представлены результаты компьютерного моделирования и натуральных экспериментов различных алгоритмов обработки сигналов в РЗЧС при наблюдении подвижных и неподвижных людей.

При формировании первичных отметок целей используются методы пороговой обработки сигналов и кластерного анализа. Для построения траекторий перемещения целей используется аппроксимация траектории кусочно-ломаной линией.

С учетом анализа влияния интерференции помех в диссертационной работе предложен алгоритм вычисления текущих координат целей на основе медианной оценки последовательности координат, полученных в серии кадров.

В четвертой главе приведено описание результатов натуральных экспериментов по обнаружению и сопровождению людей, выполненных с помощью макета разработанного радиолокатора.

Глава 1

Принципы работы радиолокаторов контролирования помещений через стену

1.1.1 Назначение и особенности РЛС зондирования помещений через стену

В настоящее время области применения радиолокаторов зондирования через стену (РЗЧС) весьма разнообразны, однако в каждой из областей применения подобных радиолокаторов одной из ключевых задач является обнаружение людей, находящихся в помещении, с определением их числа, а также сопровождение траектории перемещения людей внутри помещения в течение времени наблюдения. При этом находящиеся в помещении люди могут двигаться или находиться в неподвижном состоянии – стоя, сидя, лежа и др.

Анализ известных работ [1-7, 10-12, 25, 29, 36-38, 41-43, 57-62, 76-84], а также исследования, проведенные в ходе работы над диссертацией, показывают, что наиболее сложной с точки зрения определения числа людей является ситуация, когда в помещении находятся как подвижные, так и неподвижные люди. Сложность такой ситуации объясняется весьма существенным отличием разностных сигналов (как по амплитуде, так и по фазе) от подвижных и неподвижных людей, что приводит к «маскированию» последних и к снижению вероятности их обнаружения.

Разработанные в диссертации алгоритмы обработки сигналов позволяют решить указанную проблему, что подтверждается результатами натуральных экспериментов, проведенных с использованием макета РЗЧС (см. Главу 4).

Задача обнаружения подвижных и неподвижных людей сводится к обнаружению сигналов, характеризующихся наличием микродоплеровского эффекта [54]. При этом, в отличие от «традиционных» радиолокационных

целей, микроперемещения частей тела людей, рассматриваемых в качестве целей, не носят регулярный характер (это относится также и к процессу дыхания человека), поэтому известные подходы на основе спектрального анализа Фурье или других преобразований оказываются либо малоэффективными, либо вообще не пригодными.

В любом случае обнаружение микроперемещений у людей возможно лишь при использовании сверхширокополосных сигналов, обеспечивающих значение разрешающей способности по дальности от нескольких десятков сантиметров и менее. Последнее обстоятельство обусловило применение в РЗЧС сверхширокополосных сигналов с полосой частот от 0,5 до единиц ГГц, среди которых наиболее широкое распространение получили видеоимпульсные (ВИ) сигналы и сигналы со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ). Достоинства сигналов последнего вида подробно рассмотрены в литературе (см., например [11, 29, 38, 70]) и связаны с возможностью обеспечения большого энергетического потенциала за счет существенно большей длительности СЧМ сигналов по сравнению с видеоимпульсными сигналами.

Далее рассмотрим свойства СЧМ сигналов и особенности их обработки в РЗЧС.

1.2. Сигналы со ступенчатой частотной модуляцией и их обработка в РЗЧС

Методы обработки и свойства СЧМ сигналов подробно описаны в литературе [5, 30, 43]. Далее рассмотрим особенности применения СЧМ сигналов в РЗЧС с учетом их сжатия по дальности при прохождении через стены при использовании углового разрешения по азимуту.

СЧМ-сигнал, иногда называемый в литературе также сигналом с частотной манипуляцией (ЧМН) [47] представляет собой последовательность радиоимпульсов одинаковой длительности τ_n , частоты которых в течение

длительности одного импульса фиксированы, а от импульса к импульсу увеличиваются на постоянную величину Δf – шаг изменения частоты. Как правило, между импульсами вводят небольшой временной интервал τ_k ($\tau_k \ll \tau_n$), необходимый для обработки сигнала текущего импульса до момента прихода следующего отраженного импульса.

Введем функцию прямоугольного временного окна

$$a_n(t) = \text{rect}(t / \tau_n) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \in [0, \tau_n], \\ 0 & \text{при } t \notin [0, \tau_n]. \end{cases} \quad (1.1)$$

и обозначим частоту n -го радиоимпульса как

$$f_n = f_0 + n\Delta f, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (1.2)$$

где f_0 – начальное значение частоты СЧМ-сигнала (частота первого радиоимпульса); N – общее число импульсов. Тогда, с учетом введенных обозначений выражение для СЧМ сигнала может быть представлено в виде

$$s(t) = u_0 \sum_{n=0}^{N-1} a_n(t - nT) \cos(2\pi f_n(t - nT)), \quad (1.3)$$

где u_0 – амплитуды радиоимпульсов; $T = \tau_n + \tau_k$ – интервал времени между началами соседних радиоимпульсов. Схематическое изображение СЧМ-сигнала представлено на рис. 1.1.

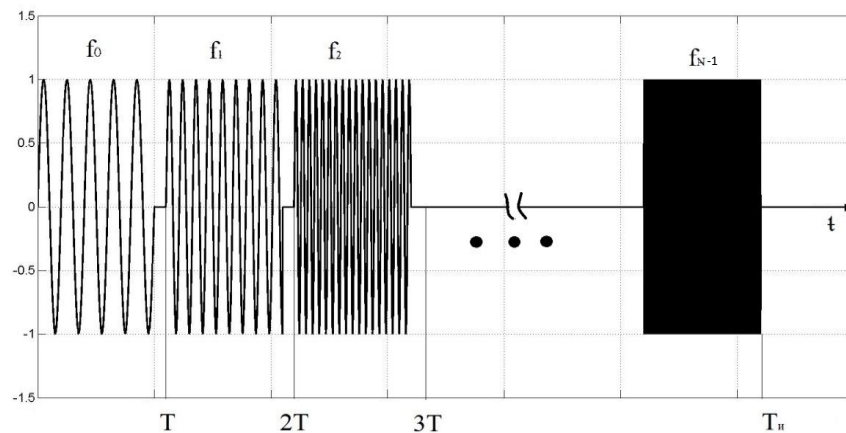


Рис. 1.1 – Вид СЧМ-сигнала, состоящего из N импульсов

СЧМ сигнал имеет ширину спектра $\Delta F = N \Delta f$ и среднюю частоту $f_{cp} = (f_0 + f_{N-1})/2$. Разрешающая способность ΔR по дальности СЧМ сигнала определяется огибающей его нормированной комплексной автокорреляционной функции (АКФ), вид которой не зависит от значения межимпульсного интервала τ_k , и может быть вычислена на основании выражения [47]:

$$\Delta R = \frac{c}{2N \Delta f} = \frac{c}{2 \Delta F}, \quad (1.4)$$

где c – скорость распространения радиоволн, при этом максимальное значение однозначно измеряемой дальности равно

$$R_{max} = \frac{c \tau_{max}}{2} = \frac{c}{2 \Delta f}, \quad (1.5)$$

$\tau_{max} \leq \tau_k$ – максимально допустимое время задержки.

Сжатие СЧМ-сигнала по дальности (т.е. согласованная фильтрация) выполняется с помощью операции обратного дискретного преобразования Фурье, выполняемого над дискретными значениями комплексной огибающей (подробный вывод алгоритма сжатия СЧМ сигнала приведен в [13, 62]). При этом дискретные отсчеты комплексной огибающей СЧМ сигнала имеют шаг дискретизации, равный интервалу следования импульсов T .

Поскольку значения T обычно находится в пределах от единиц до десятков микросекунд, то для оцифровки комплексной огибающей СЧМ сигнала можно использовать бюджетные АЦП с частотой дискретизации менее 1 МГц. Для выделения комплексной огибающей СЧМ сигнала используется комплексный опорный сигнал вида (см. также [37]):

$$\tilde{s}_{on}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_0(t-nT) \exp\{-j2\pi f_n(t-nT)\}, \quad t \in [0, NT], \quad (1.6)$$

где

$$a_0(t) = \text{rect}(t/T) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \in [0, T], \\ 0 & \text{при } t \notin [0, T], \end{cases} \quad (1.7)$$

– прямоугольная огибающая радиоимпульса; j – мнимая единица.

Отсчеты комплексной огибающей принимаемого сигнала получают на выходе квадратурного детектора (КД). Для сигнала точечной цели с задержкой τ без учета помех и шумов получим отсчеты комплексной огибающей СЧМ-сигнала, которые имеют вид

$$s_{\text{фд}}(t_n) = u_1 \exp(-j2\pi f_n \tau), \quad t_n = nT, \quad n = 1, \dots, N \quad (1.8)$$

где u_1 – амплитуда принимаемого сигнала, зависящая от дальности до цели и ее эффективной площади рассеяния (ЭПР).

Сжатие СЧМ-сигнала по дальности выполняется с помощью операции обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) [62]. После сжатия СЧМ сигнала на выходе фильтра сжатия получаем функцию отклика, которая для точечной цели повторяет вид автокорреляционной функции (АКФ) СЧМ сигнала (см. [11, 38, 43]). Эту операцию будем записывать в виде:

$$s_{\text{сф}}(f_{n_p}) = \mathfrak{F}_N^{-1}\{s_{\text{фд}}(t_n)\}, \quad (1.9)$$

где частотные отсчеты $s_{\text{сф}}(f_{n_p})$ соответствуют развертке дальности, т.е.

$s_{\text{сф}}(f_{n_p}) = s_r(R_{n_p})$; \mathfrak{F}_N^{-1} – операция обратного N -точечного ДПФ.

Таким образом, схема преобразования СЧМ сигнала, выполняемого в приемной части радиолокатора с целью выделения комплексной огибающей и сжатия по дальности, имеет вид, представленный на рис. 1.2. Через n_t обозначен шумовой процесс, аддитивно добавляющийся к полезному сигналу, а полезный сигнал во времени $s(t - \tau)$, где τ – задержка.

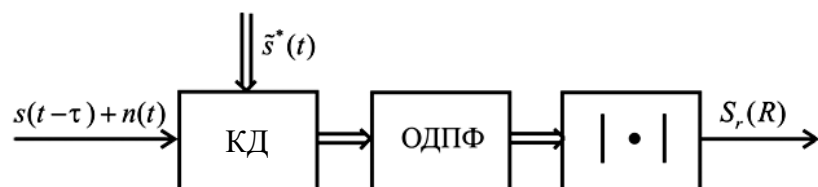


Рис. 1.2 – Блок-схема алгоритма корреляционного приема СЧМ-сигнала

На рис. 1.3 представлен типичный вид огибающей нормированной АКФ СЧМ-сигнала при разрешении по времени задержки $\Delta t = 10^{-9}$ с (ширина полосы частот равна 1 ГГц), т.е. разрешение по дальности равно $\Delta R = 0,15$ м. Форма пиков повторяет форму функции $\text{sinc}(\cdot)$. При сжатии сигнала использовано прямоугольное окно, поэтому уровень боковых лепестков АКФ составляет примерно 13 дБ.

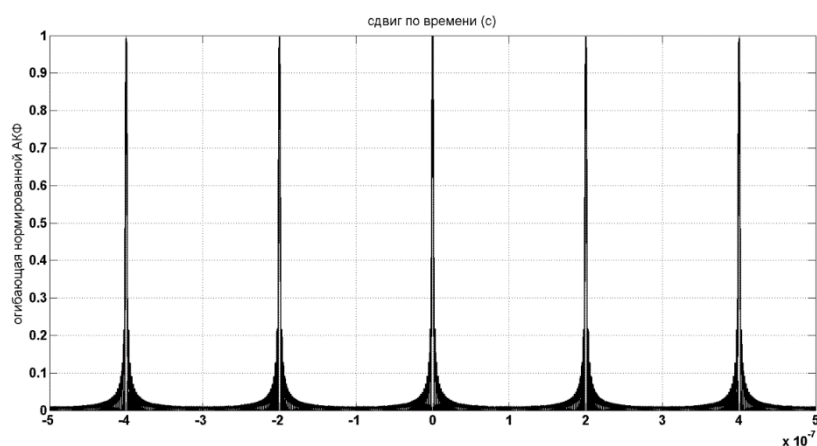


Рис. 1.3 – Нормированная АКФ СЧМ-сигнала

При наблюдении точечной цели, отраженный сигнал повторяет форму зондирующего сигнала с меньшей амплитудой и задержкой во времени τ_n . Здесь для рассматриваемых медленно перемещающихся целей эффектом Доплера вполне можно пренебречь. После операции обратного ДПФ (ОДПФ) амплитуды частотных отсчетов характеризуют интенсивность сигнала точечной цели, соответствующей расстоянию до нее

$$R_{n_p} = \frac{c\tau_{n_p}}{2} = \frac{cn_p}{2N_p\Delta f}, n_p = 0, \dots, N_p - 1, \quad (1.10)$$

и могут рассматриваться как развертка по дальности в пределах дискретных значений дальности $\{R_0, \dots, R_{N_p-1}\}$.

Описанная последовательность преобразований входного сигнала $s(t-\tau)$ (см. рис. 1.2) с задержкой по времени τ позволяет сформировать функцию развертки по дальности. При этом функция отклика точечной цели, представленная в дискретные моменты времени $t_n, n_p = 1, \dots, N_p$ (здесь предполагается, что число частотных отсчетов $N_p = 2^p > N$ в силу использования быстрого преобразования Фурье (БПФ) вместо ДПФ) характеризуется выражением [17, 37]:

$$s_{c\phi}(f_{n_p}) = \frac{u_0\tau_u}{2} \exp(j\vartheta) \frac{\sin\left(N\pi\left(\Delta f\tau - \frac{n}{N}\right)\right)}{N \sin\left(\pi\left(\Delta f\tau - \frac{n}{N}\right)\right)}, \quad (1.11)$$

где $\vartheta = 2\pi f_0\tau + \pi(N-1)\left(\Delta f\tau - \frac{n}{N}\right)$ – начальная фаза сигнала, зависящая от значений $f_0, \Delta f, \tau$. Таким образом, согласно (1.11), зависимость значений $s_{c\phi}(f_{n_p})$ от номера n имеет вид функции Дирихле порядка N с аргументом $x = 2\left(\Delta f\tau - \frac{n}{N}\right)$. Типичный вид этой функции (для наглядности функция представлена в кусочно-непрерывном виде) представлен на рис. 1.4 для параметров сигнала: $f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f = 10$ МГц, $N = 500$, $\tau_u = 10^{-5}$ с при расположении точечной цели на дальности 10 м.

Заметим, что для выбранных параметров сигнала максимальная однозначная дальность составляет $R_{\max} = 15$ м, а разрешающая способность по дальности $\Delta R = 0,15$ м. На рис. 1.4 *а* – сигнал без шумов, на рис. 1.4 *б* – при наличии гауссовых шумов и отношении сигнал-шум 20 дБ (по мощности). В обоих случаях при сжатии по дальности использовано окно Кайзера.

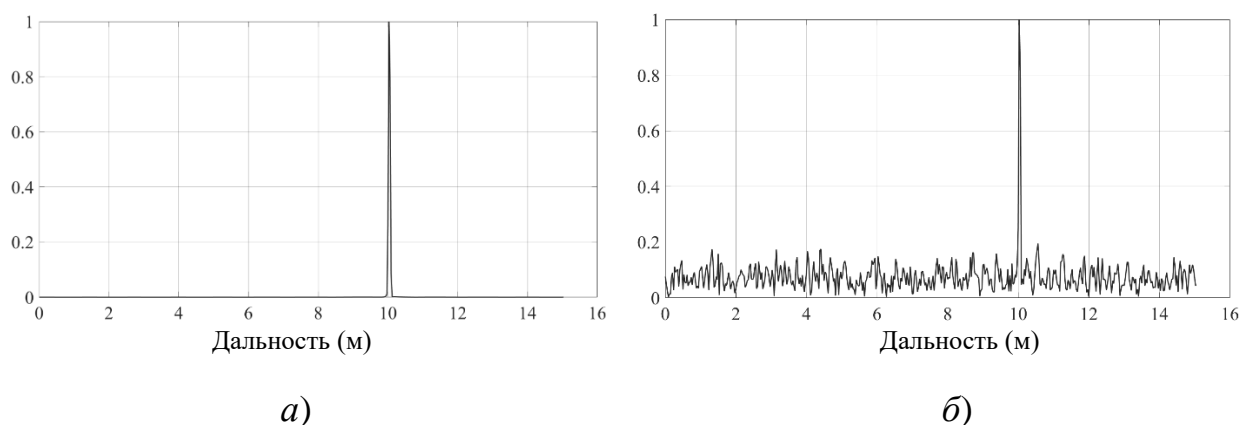


Рис. 1.4 – Функция отклика точечной цели после сжатия СЧМ сигнала по дальности: *а)* без шумов; *б)* при наличии шумов, ОСШ 20 дБ

Для ускорения вычислений и повышения детальности спектра вместо ДПФ применяют БПФ с различными окнами для уменьшения эффекта растекания спектра, эквивалентного уменьшению уровня боковых лепестков (УБЛ). Как видно из рис. 1.4 а, использование окна Кайзера позволило практически полностью устранить боковые лепестки (их уровень стал менее 30 дБ).

1.3 Характеристики целей

В качестве радиолокационных целей рассматриваются живые люди, характеризующиеся наличием сердцебиения, дыхания, шевеления частями тела (головой, руками, ногами, туловищем). Основные свойства людей как радиолокационных целей, рассмотрены в [13]:

ЭПР человека	– 0,5...1 м ²
частота дыхания	– 0,2...0,5 Гц
амплитуда дыхания	– 0,5...1,5 см
частота сердцебиения	– 0,8...2,5 Гц
амплитуда сердцебиения	– 0,01...0,05 см

Другие частоты колебаний, обусловленные жизненной активностью человека (артикуляция, прием пищи, работа на компьютере и др.) составляют значения в пределах 0,1...4 Гц. Предполагается, что время наблюдения целей

существенно превышает минимальное значение периода колебаний какого-либо из указанных видов, и, как правило, больше 1... 2 с.

В случае движущихся людей минимальное время их обнаружения обычно не превышает десятых долей секунд – как правило, 3...5 периодов зондирования (кадров). Для неподвижных людей это время может быть существенно больше и составляет единицы или десятки секунд.

1.4 Описание макета РЛС зондирования помещения через стену

1.4.1 Структурная схема радиолокатора и принцип его работы

Структурная схема разработанного радиолокатора представлена на рис. 1.5, где показаны также эшюры напряжений в характерных точках. В состав передающей части радиолокатора входят генератор, усилитель и передающая антенна, а в состав приемной части – приемная антенна, амплитудно-фазовый детектор (АФД) с фильтром нижних частот (ФНЧ), аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) и цифровой сигнальный процессор (ЦСП). С выхода АЦП оцифрованные сигналы поступают на ЦСП для последующей обработки сигналов и визуализации радарограммы – зависимости профиля дальности от времени. Подобная архитектура радиолокатора рассмотрена в [57, 76].

Следует отметить, что использование АФД не позволяет получить комплексный сигнал ввиду ограниченной разности фаз сигналов на его входах – в пределах 180° . Поэтому для формирования комплексного сигнала необходимо дополнительно выполнить преобразование Гильберта.

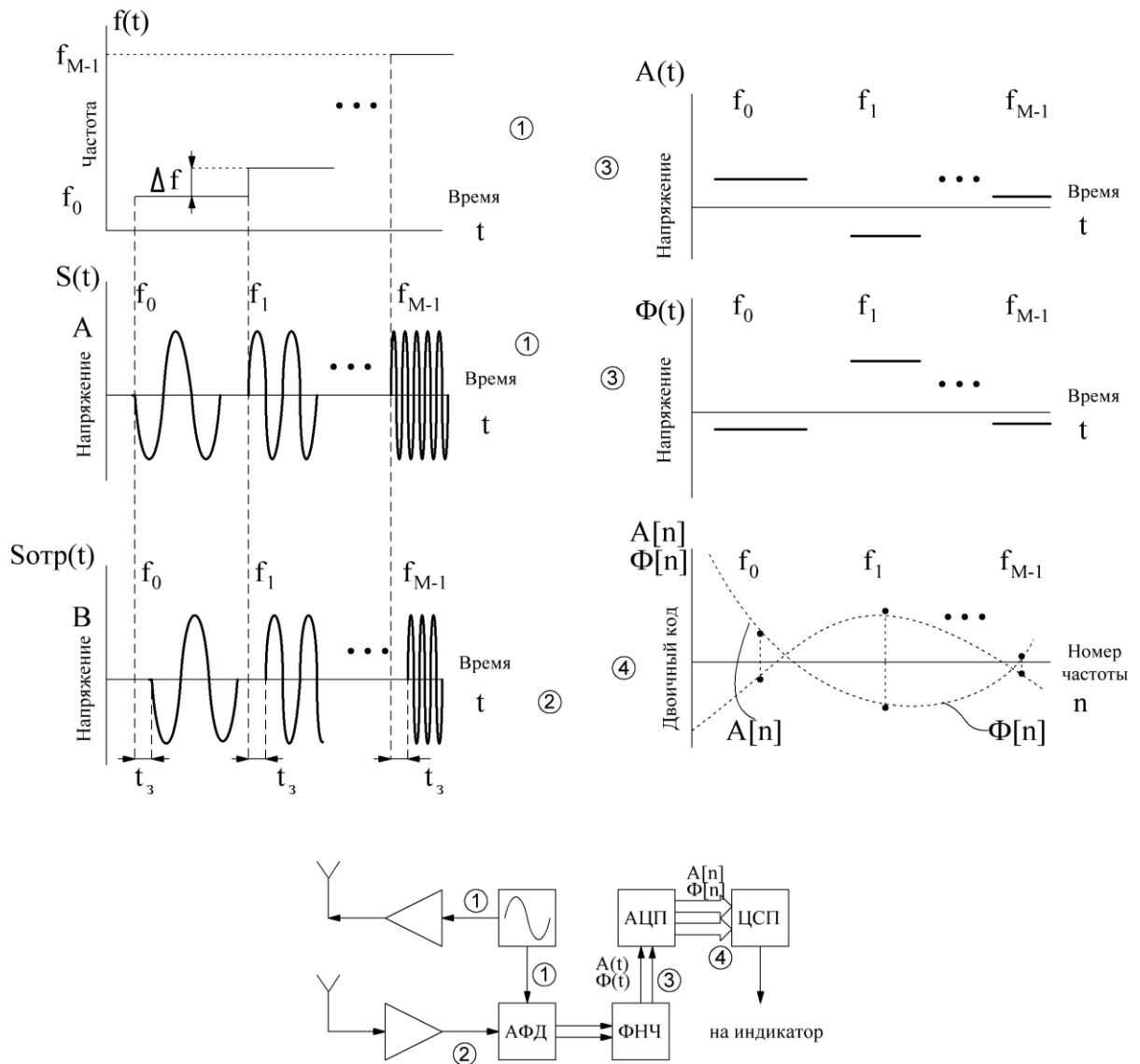


Рис. 1.5 – Структурная схема радиолокатора малой дальности с зондирующим СЧМ сигналом

Радиолокатор собран по модульному принципу. Ядром радиолокатора является перестраиваемый генератор узкополосных сигналов. Он формирует последовательность радиоимпульсов разной частоты $S(t)$ по линейно возрастающему закону $f(t)$, как показано на рис. 1.5 (два верхних графика слева). При этом шаг перестройки частоты Δf выбирается в зависимости от максимального однозначного расстояния (см. (1.5)), а ширина спектра зондирующего сигнала выбирается с учетом заданного разрешения по дальности согласно формулам (1.4).

Радиоимпульсы усиливаются и поступают на антенну. Эхо-сигнал $S_{\text{отр}}(t)$ принимается антенной, а затем детектируются постоянные составляющие: разность амплитуд $A(t)$ и разность фаз $\Phi(t)$ принятого и опорного сигналов (два верхних графика справа на рис. 1.5). Они пропорциональны набегу фазы сигнала. Постоянная составляющая от каждого радиоимпульса оцифровывается и сохраняется в памяти ЦСП.

После того, как все радиоимпульсы будут излучены и оцифрованы от начальной до конечной частоты, происходит передача последовательности цифровых отсчетов амплитуды $A[n]$ и фазы $\Phi[n]$ на вычислительное устройство для дальнейшей обработки (нижний график справа на рис. 1.5). В качестве вычислительного устройства может быть использован универсальный компьютер, работающий на ОС Windows или Android.

На рис. 1.9 приведена фотография макета радиолокатора в сборе.

Характеристики разработанного макета радиолокатора имеют значения:

- Рабочий диапазон частот (ΔF): 600...3000 МГц
- Минимальный шаг перестройки частоты (Δf): 1 МГц
- Минимальная однозначная дальность (R_{max}): 5 м
- Мощность излучения: 20 дБм
- Максимальное разрешение по дальности (ΔR): 0,08 м
- Скорость сканирования: 10 кадров/с
- Потребляемая мощность (питание по USB кабелю): 5 Вт
- Длительность работы от аккумулятора: 1 ч
- Масса без аккумулятора: 300 г
- Габариты: 50 x 40 x 5 см

Характеристики радиолокатора допускают его многофункциональное использование для зондирования помещений через стену, подповерхностное зондирование плотных сред, проведение научных исследований, анализ алгоритмов обработки сигналов и др.

1.4.2 Обработка принимаемого сигнала

После аналоговой обработки сигнала, показанной на рис. 1.5, сигнал оцифровывается. На выходе АЦП формируются отсчеты $A[n]$ и $\Phi[n]$, $n = 0, \dots, N-1$ – номер отсчета, соответствующий номеру частоты радиоимпульса.

Дискретные значения $A[n] = A[f_n]$ и $\Phi[n] = \Phi[f_n]$ можно рассматривать как амплитудный и фазовый спектр отраженного сигнала соответственно. При этом некомплексный спектр $S[f_n]$ сигнала можно определить с помощью соотношения:

$$S[f_n] = 10^{A[f_n]/20} \cos(\Phi[f_n]), \quad (1.12)$$

где $A[f_n]$ – амплитудный спектр, изменяющийся в пределах от -60 до 0 дБ (с учетом разрядности АЦП); $\Phi[f_n]$ – фазовый спектр, изменяющийся в пределах от 0 до π ; $f_n \in \{600, 610, \dots, 2980, 2990\}$ МГц – сетка частот при шаге изменения частоты $\Delta f = 10$ МГц.

Для получения комплексного спектра $\dot{S}[f_n]$ необходимо выполнить преобразование Гильберта

$$\dot{S}[f_n] = S[f_n] + jH[f_n] \quad (1.13)$$

где $H\{\}$ – оператор преобразования Гильберта (ПГ).

Для антенн, которые имеют равномерную ФЧХ, формула (1.13), как показано в [16] (см. рис. 1.3), может быть использована для вычисления развертки по дальности. В случае же использования антенн с частотно-зависимой характеристикой необходимо провести корректирование спектра. Дело в том, что выбранные в макете директорные антенны имеют неравномерную ФЧХ. Это связано с тем, что на каждой частоте резонируют определенные директоры, расположенные на разных расстояниях от

питающего разъема. Поэтому и сигнал на разных частотах проходит соответствующий путь до резонатора, что приводит к неравномерности ФЧХ. Такой эффект проиллюстрирован с помощью рис. 1.7. На рис. 1.8 представлены спектры сигнала точечного отражателя до и после коррекции. Амплитудный и фазовый спектры без коррекции показаны на рис. 1.8 а, б. Для фазового спектра (рис. 1.8 б) видно, что с ростом частоты период его повторения растет, т.к. с ростом частоты сигнал проходит меньший путь. В идеале период повторения спектра должен быть постоянным.

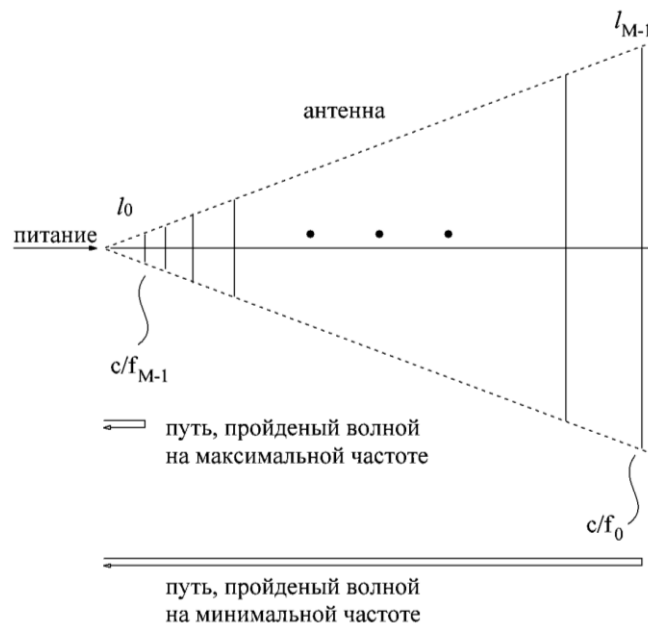


Рис. 1.7 – Иллюстрация прохождения волной разного расстояния в зависимости от ее длины

Для того, чтобы скомпенсировать неравномерность ФЧХ, необходимо добавить в фазовый спектр поправки, соответствующие пройденному волной пути. Эти поправки $\Delta\varphi[f_n]$ рассчитываются по следующей формуле:

$$\Delta\varphi[f_n] = 2 \cdot 2\pi l_n \cdot f_n / c, \quad (1.14)$$

где коэффициент 2 означает двукратное прохождение сигнала; $l_n = l_0, l_1, \dots, l_{N-1}$ – вектор длин антенны с шагом приращений $\Delta l = (l_{N-1} - l_0) / N$,

соответствующий вектору частот сигнала; l_0 – длина самого короткого директора, расположенного ближе всех остальных к питающему разьему. Для выбранной в макете радиолокатора конструкции антенны величина $l_0 = 1$ см, а длина самого длинного директора $l_{N-1} = 15$ см.

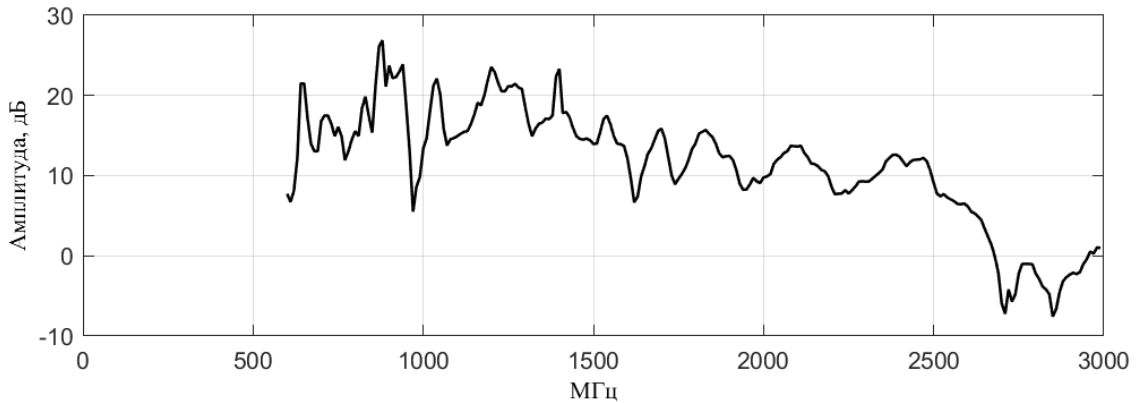


Рис. 1.8 а – Амплитудный спектр сигнала $A[f_n]$

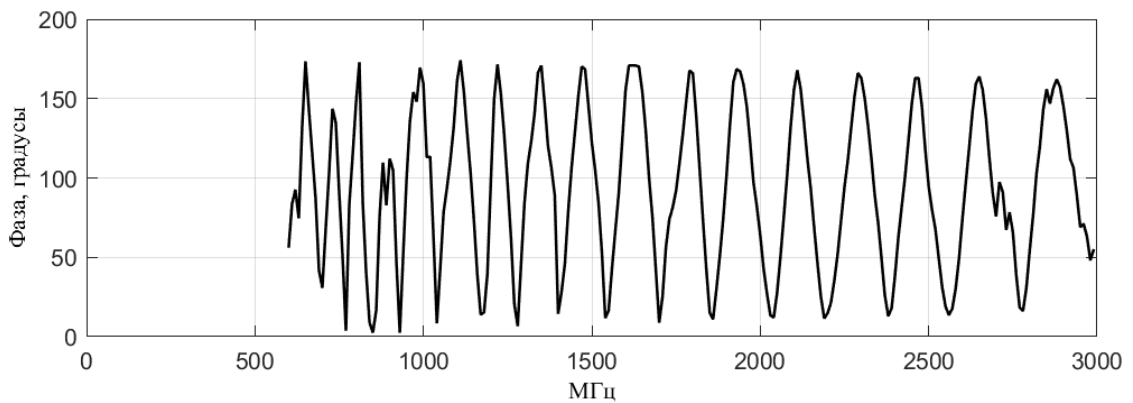


Рис. 1.8 б – Фазовый спектр сигнала $\Phi[f_n]$

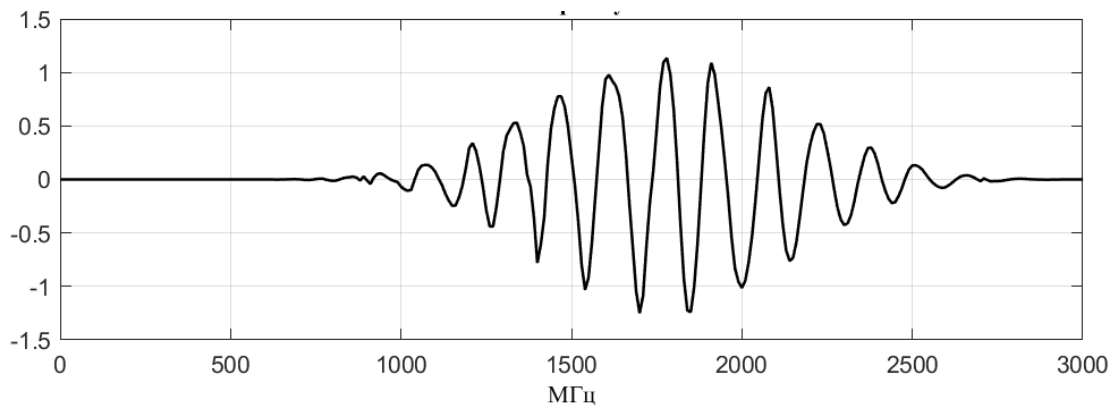


Рис. 1.8 в – Действительная часть комплексного спектра $\hat{S}[f_n]$ после коррекций по формуле (1.14)

Комплексный спектр позволяет получить фазовый спектр $\varphi[f_n]$ в пределах значений $[0, 2\pi]$

$$\varphi[f_n] = \arg(\dot{S}[f_n]). \quad (1.15)$$

С целью уменьшения уровня боковых лепестков, появляющихся в результате сжатия сигнала после операции обратного ДПФ, необходимо произвести оконное взвешивание сигнала во временной области. В качестве весового окна выбрана функция Блэкмана-Харриса, которая достаточно эффективно подавляет боковые лепестки. С учетом 4-х кратного прохождения сигнала по двум антеннам, необходимо амплитудный спектр сигнала умножить на корень 4-й степени от оконной функции. Так как обе антенны идентичны, то фазовые поправки $\Delta\varphi[f_n]$ вычитаются дважды. В случае использования различных по конструкции антенн, необходимо корректирующие поправки для каждой антенны вычислять отдельно.

Итоговая формула для вычисления комплексного спектра с учетом всех поправок имеет вид

$$\dot{S}[f_n] = \sqrt[4]{W[f_n]} \cdot 10^{A[f_n]/20} \exp\{j \arg[\cos(\Phi[f_n]) + jH\{\cos(\Phi[f_n])\}] - 4\Delta\varphi[f_n]\} \quad (1.16)$$

где $\sqrt[4]{W[f_n]}$ – функция Блэкмана-Харриса с поправкой на 4-х кратное прохождение пути по антенне.

Для пояснения описанных выше преобразований проведен эксперимент с макетом радиолокатора и характеристиками сигнала, описанными в п. 1.4.1. В ходе эксперимента макет радиолокатора лежал на краю стола, см. рис. 1.9. Зондирование происходило в воздушной среде, на удалении 5 см от макета располагался металлический экран. Частота сигнала менялась в пределах 600...3000 МГц с шагом 10 МГц.

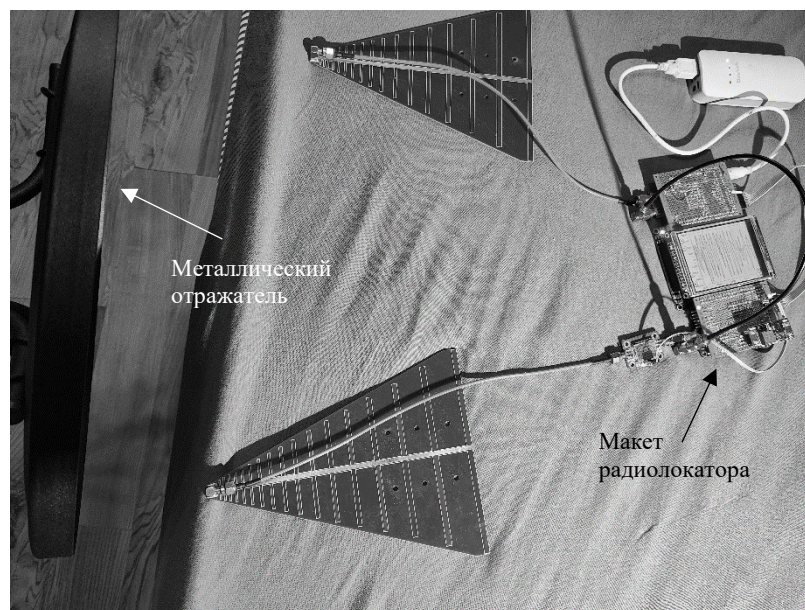


Рис. 1.9 – Макет радиолокатора при исследовании отражений от металлического экрана в воздушной среде

Как видно на рис. 1.8 *а*, амплитудный спектр отраженного сигнала с ростом частоты падает. На рис. 1.8 *б* видно, что фазовый спектр имеет пилообразный вид, т.к. фаза изменяется от 0 до 180 градусов. После достижения 180 градусов, фаза не изменяется скачком, а линейно убывает. Также заметно влияние логопериодических директорных антенн – с ростом частоты период повторения фазового спектра увеличивается, что было описано ранее.

После описанных выше коррекций график спектра сигнала $\dot{S}[f_n]$, представленный на рис. 1.8 *в* (действительная часть), не имеет недостатков, связанных с неравномерностью ФЧХ, период повторения спектра постоянен на всем частотном диапазоне. Применение весовой обработки привело к плавному спадаению спектра на краях, что необходимо для снижения уровня боковых лепестков.

Для перехода к развертке по дальности $s_r(R_n)$ необходимо выполнить операцию ОДПФ (см. (1.9)):

$$s_r(R_n) = \mathfrak{F}_N^{-1}\{\dot{S}[f_n]\} \quad (1.17)$$

Заметим, что значения $s_r(R_n)$, $n=1, \dots, N_p$ являются комплексными, амплитудные значения которых характеризуют интенсивность отражения сигнала от точечных объектов, расположенных на дальности R_n . Значения R_n определяются согласно (1.10) и в случае использования БПФ имеем $N_p > N$. Далее значения комплексных отсчетов одного k -го кадра будем обозначать

$$\mathbf{S}_m^{(k)} = [s_{m1}^{(k)}, s_{m2}^{(k)}, \dots, s_{mN}^{(k)}], \quad (1.17a)$$

где верхний индекс будет использоваться для обозначения номера кадра (не используется при рассмотрении отсчетов одного кадра), первый нижний индекс – для обозначения номера азимутального канала (не используется при рассмотрении только одного канала). С учетом обозначений (1.17a) для произвольного кадра k и произвольного канала m имеем $s_{mn}^{(k)} \equiv s_r(R_n)$, $n=1, \dots, N$.

Пример развертки сигнала по дальности (действительная часть) при отражении от точечного отражателя в свободном пространстве показан на рис. 1.9. Цель находится на расстоянии 10 см. Очевидно, что после сжатия СЧМ сигнала его вид практически совпадает с формой сверхширокополосного видеоимпульсного сигнала, содержащего 2...3 периода несущего колебания.

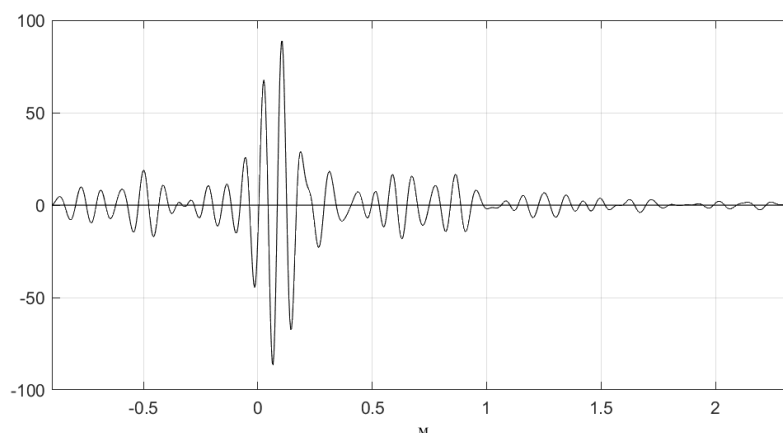


Рис. 1.9 – Развертка по дальности сигнала точечного отражателя, полученная в эксперименте с макетом радиолокатора

1.4.3 Результаты натуральных экспериментов

Для проверки правильности формирования развертки проведен натуральный эксперимент с макетом разработанного радиолокатора. В качестве цели-отражателя использован металлический экран, который перемещался в пределах расстояний от 5 до 75 см туда-обратно. В силу небольшого изменения расстояния до цели, форма импульса и его фаза остались неизменными во всем диапазоне изменения дальностей. Шаг изменения частот выбран $\Delta f = 10$ МГц (т.е. максимальная однозначная дальность равна $R_{\max} = 15$ м), ширина спектра СЧМ сигнала равна $\Delta F = 2400$ МГц, что соответствует разрешающей способности $\Delta R = 0,08$ м (с учетом расширения функции отклика цели за счет использования весового окна при обработке сигнала).

На рис. 1.10 показано изменение развертки по дальности во времени (за счет периодического перемещения «вперед-назад» отражающего экрана) в виде двумерной матрицы градаций серого цвета. По горизонтальной оси отложено расстояние в метрах, по вертикальной – номера кадров (медленное время с интервалом периода повторения кадров, равного 0,1 с).

Рис. 1.10 является характерным для случая наблюдения одиночной перемещающейся цели, который сохраняет свой вид также при наблюдении целей через стену. В реальных условиях зондирования помещения через стену, как будет показано в следующих главах, происходит расширение функции отклика цели (за счет многоточечного отражения от реальных целей) и сильные флуктуации амплитуды сигнала от кадра к кадру за счет изменения интерференционной картины при перемещении цели.

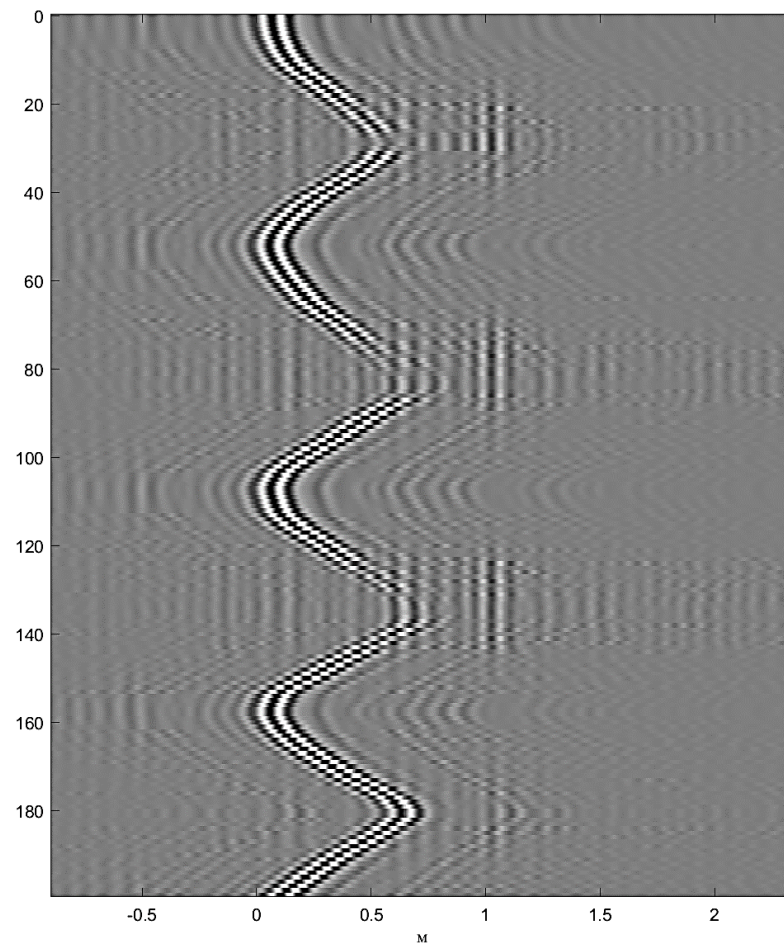


Рис. 1.10 – «Водопад» развертки по дальности: дальность до цели (горизонтальная ось в м) – номер кадра (вертикальная ось)

1.5 Разделение каналов приема по азимутальным направлениям

Разделение каналов приема по различным направлениям азимута имеет особенности при использовании в качестве зондирующего СЧМ сигнала. Эти особенности связаны с тем, что фазовые сдвиги сигналов разнесенных в пространстве антенных элементов будут зависеть не только от выбранного угла направления луча, но также и от номера частоты очередного импульса СЧМ сигнала.

Методика пространственного разделения лучей с помощью многоэлементной приемной антенной решетки в случае использования СЧМ сигнала описана в [17]. Здесь отметим, что в результате такой обработки в каждом периоде зондирования может быть получена двумерная матрица комплексных отсчетов СЧМ сигнала, соответствующая координатам «азимут – дальность».

Для обеспечения углового разрешения по азимуту используется L приемных антенн, разнесенных в горизонтальной плоскости на расстояние d . Передающая антенна одна, а каждую приемную антенну с номером $l = 1, \dots, L$ будем считать независимым каналом приема сигналов.

Обозначим через $\mathbf{G}(l)$ вектор отсчетов комплексной огибающей l -го канала:

$$\mathbf{G}(l) = (s_{l1}, s_{l2}, \dots, s_{lN}), \quad (1.18)$$

где $s_{ln} = s_{\phi d}(t_n)$ - отсчеты комплексной огибающей сигнала в l -м канале (антенне). Объединение данных от всех приемных каналов приводит к двумерной матрице комплексных отсчетов, которая принимает вид

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1N} \\ s_{21} & s_{22} & \dots & s_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{L1} & s_{L2} & \dots & s_{LN} \end{bmatrix}. \quad (1.19)$$

Разделение сигналов, приходящих с различных направлений азимута, основано на использовании фазосдвигающих фильтров, настроенных на соответствующий угловой канал приема сигналов [14]. Введем M азимутальных направлений (заметим, что $M \geq L$), каждое из которых характеризуется дискретным значением направления угла главного луча диаграммы направленности антенны (ДНА), равного

$$\theta_m = \frac{90^\circ}{M}(2m-1) \text{ (град)}, \quad m=1, \dots, M. \quad (1.20)$$

При этом форма луча определяется числом и размерами антенной решетки, образуемой L приемными антеннами. Значения углов $\theta_m \in [0, 180^\circ]$ отсчитываются относительно оси Ox в направлении по часовой стрелке (см. рис. 1.11).

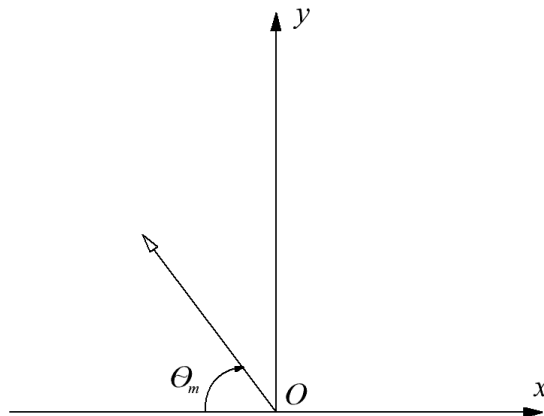


Рис. 1.11 – Принцип отсчета углов θ_m (т. O – точка расположения РЛПЗ)

Вектор фазовых сдвигов, определяющий фокусировку луча на направление θ_m имеет вид [14]:

$$\mathbf{B}_n^{(m)} = (b_{1n}^{(m)}, b_{2n}^{(m)}, \dots, b_{Ln}^{(m)})^T, \quad (1.21)$$

где фазовые коэффициенты

$$b_{ln}^{(m)} = \exp\{-jk_n d(l - 0,5(L+1))\cos \theta_m\}, \quad l=1, \dots, L, \quad (1.22)$$

$k_n = 2\pi / \lambda_n$ - волновое число, соответствующее импульсу СЧМ сигнала с частотой $f_n = c / \lambda_n$.

Если n -й столбец матрицы \mathbf{G} обозначить как

$$\mathbf{G}_n = (s_{1n}, s_{2n}, \dots, s_{Ln})^T, \quad n = 1, \dots, N, \quad (1.23)$$

то процедуры пространственного разделения приемных каналов (т.е. пространственной фильтрации) можно представить с помощью следующего матричного преобразования:

$$\hat{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1^T \mathbf{B}_1^{(1)} & \mathbf{G}_2^T \mathbf{B}_2^{(1)} & \dots & \mathbf{G}_N^T \mathbf{B}_N^{(1)} \\ \mathbf{G}_1^T \mathbf{B}_1^{(2)} & \mathbf{G}_2^T \mathbf{B}_2^{(2)} & \dots & \mathbf{G}_N^T \mathbf{B}_N^{(2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}_1^T \mathbf{B}_1^{(M)} & \mathbf{G}_2^T \mathbf{B}_2^{(M)} & \dots & \mathbf{G}_N^T \mathbf{B}_N^{(M)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{S}}_1 \\ \hat{\mathbf{S}}_2 \\ \vdots \\ \hat{\mathbf{S}}_M \end{bmatrix}. \quad (1.24)$$

В (1.24) каждая строка $\hat{\mathbf{S}}_m = [\hat{s}_{m1}, \hat{s}_{m2}, \dots, \hat{s}_{mN}]$ матрицы $\hat{\mathbf{S}}$ представляет собой комплексные отсчеты СЧМ сигнала, принимаемого с m -го направления (т.е. с направления угла θ_m). Далее для каждого m -го углового направления, т.е. строки $\hat{\mathbf{S}}_m = [\hat{s}_{m1}, \hat{s}_{m2}, \dots, \hat{s}_{mN}]$ выполняется процедура сжатия по дальности, описанная в п. 1.2. Поскольку сжатие по дальности выполняется с помощью операции ОДПФ, то окончательно матрица отсчетов в координатах «азимут-дальность» может быть получена путем преобразования:

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} \mathfrak{F}_{Np}^{-1}(\hat{\mathbf{S}}_1) \\ \mathfrak{F}_{Np}^{-1}(\hat{\mathbf{S}}_2) \\ \vdots \\ \mathfrak{F}_{Np}^{-1}(\hat{\mathbf{S}}_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{11} & s_{12} & \dots & s_{1N} \\ s_{21} & s_{22} & \dots & s_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{M1} & s_{M2} & \dots & s_{MN} \end{bmatrix}, \quad (1.25)$$

где $s_{mn} = s_{\text{сф}}^{(m)}(t_n)$ – комплексные отсчеты развертки по дальности в m -м угловом канале, $m = 1, \dots, M$. В (1.25) символом $\mathfrak{F}_{Np}^{-1}(\cdot)$ обозначена операция N -точечного обратного дискретного преобразования Фурье.

На рис. 1.5 приведен пример одного кадра данных (абсолютные значения матрицы \mathbf{S}), полученные путем компьютерного моделирования сигналов трех точечных целей с последующей обработкой при разделении на азимутальные каналы и сжатие по дальности. Использовано число $M = 25$ угловых каналов при числе приемных антенн $L=20$ (разнос антенн $d=0,05$ м, общая длина решетки 0,95 м). Параметры сигнала такие же, как и при рассмотрении примера в п. 1.2, но шаг изменения частоты уменьшен до $\Delta f = 5$ МГц, таким образом максимальная однозначная дальность составляет 30 м.

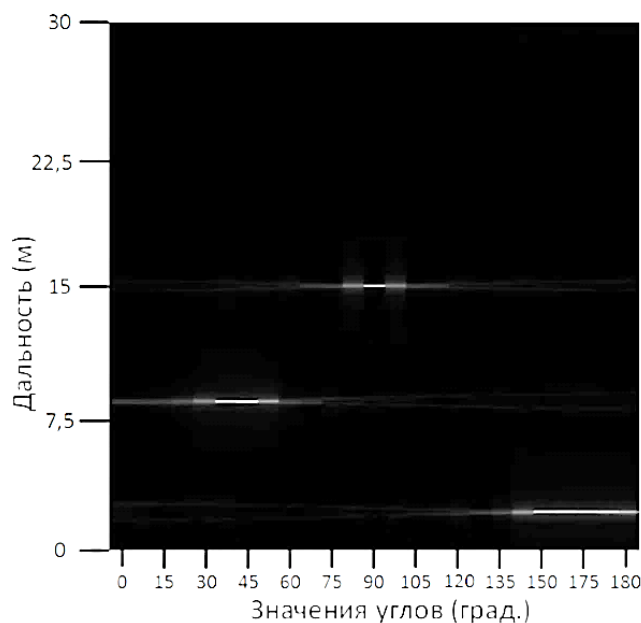


Рис. 1.12 – Отображение матрицы \mathbf{S} комплексных отсчетов (абсолютные значения) одного кадра при наличии трех точечных целей

Изображение на рис. 1.12 получено для случая отсутствия помех, шумов. Видно, что в силу существенного отличия линейного разрешения по дальности и по скорости, отметки целей выглядят в виде вытянутых по угловой координате прямоугольников.

1.6 Влияние стен на точность фокусировки по дальности и азимуту

В РЗЧС зондирование помещений проводится как через капитальные стены, так и через относительно тонкие стены или перегородки – межкомнатные перекрытия, деревянные или стеклянные стены, перегородки или двери, не являющиеся несущими конструкциями. Фазовые изменения сигналов, проходящих через тонкие перекрытия (менее 20 см), весьма малы и могут не учитываться при фокусировке как по дальности, так и по углу (см. результаты [15, 30, 51]).

Для более толстых стен толщиной до 0,5 м и более происходят искажения направления и скорости распространения радиоволн, приводящие к расфокусировке радиолокационного изображения. Эти искажения заключаются в «расширении» функции отклика цели и смещении ее центра по дальности и по углу.

Исследования, проведенные в [15, 51], показали, что для кирпичных и бетонных стен толщиной 0,5... 1 м искажения положения центра функции отклика цели (ФОЦ) составляют значения порядка 0,5 м по дальности и не более 1...3 град по углу. Для рассматриваемых в диссертации задач обнаружения и сопровождения целей такие погрешности не являются принципиальными и при разработке соответствующих алгоритмов могут либо не учитываться, либо учитываться путем введения поправок с учетом априорных сведений о толщине стены и материале ее изготовления.

1.7 Выводы к главе 1

Описаны назначение и особенности радиолокаторов зондирования помещений через стену (РЗЧС). Приведено описание метода обработки сигналов со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ), обеспечивающего сжатие сигнала по дальности и формирование развертки дальности. В основе этой обработки лежит выделение комплексной огибающей СЧМ сигнала и процедура согласованной фильтрации, которая выполняется с помощью операции обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ).

Приведены характеристики целей, в качестве которых рассматриваются живые люди. Сигналы, отраженные от таких целей, характеризуются небольшим значением эффективной площади рассеяния (ЭПР) порядка $0,5 \dots 1 \text{ м}^2$ и микроперемещениями элементов целей, обусловленными наличием дыхания, сердцебиения человека и шевелением отдельных частей тела.

Описан разработанный макет РЗЧС, с помощью которого получены основные результаты натуральных экспериментов. Приведена структурная схема радиолокатора, его тактико-технические характеристики, описан принцип работы. Обработка сигналов в разработанном макете сводится к формированию комплексного спектра принимаемого сигнала путем применения преобразования Гильберта (ПГ) и согласованной фильтрации с помощью операции ОДПФ.

Показано, что в случае использования антенн с частотно-зависимой характеристикой, необходима фазовая коррекция принимаемого сигнала, которая позволяет получить сигнал, имеющий спектр с равномерной АЧХ и линейной ФЧХ. Для уменьшения уровня боковых лепестков (УБЛ) используется весовое окно Блэкмана-Хариса. Полученные результаты нашли подтверждение при натуральных испытаниях макета радиолокатора. В результате описанной обработки при использовании в качестве зондирующего СЧМ

сигнала с шириной спектра в 2400 МГц в макете радиолокатора удалось получить разрешение по дальности порядка 0,08 м.

В случае использования в качестве приемной антенны линейной антенной решетки (ЛАР) становится возможен отдельный прием сигналов, приходящих с различных азимутальных направлений. Описана методика обработки сигналов при многоканальном по азимуту приеме сигналов в РЗЧС.

Показано, что влиянием погрешностей определения дальности и азимута в РЗЧС можно пренебречь. Так, при зондировании стен толщиной 0,1...0,5 м линейные значения этих погрешностей находятся в примерно в таких же пределах или менее, в зависимости от значения азимута наблюдения цели и материала изготовления стены – бетон, кирпич и др.

Глава 2.

Моделирование радиолокационных сигналов движущихся целей в РЗЧС

2.1 Цели и задачи разработки моделей сигналов в РЗЧС

Во многих практических приложениях живые люди или группы людей рассматриваются в качестве радиолокационных целей, подлежащих обнаружению, измерению их координат и параметров движения. Особыми случаями таких приложений являются задачи радиолокационного наблюдения – обнаружения и построения траекторий перемещения людей внутри помещений, контролируемых через оптически непрозрачные препятствия в виде стен, потолочных перекрытий и др. [1-24].

Особенностями этих случаев, отличающих их от задач обнаружения людей в «традиционной» радиолокации, являются, во-первых, необходимость достижения высокой разрешающей способности по дальности (порядка единиц сантиметров) и, во-вторых, сильная интерференция сигналов из-за отражений от близкорасположенных предметов – стен, пола, потолка, мебели и др. Обеспечение высокой разрешающей способности по дальности обусловлено необходимостью обнаружения не только подвижных, но также и неподвижных живых людей, что возможно за счет наличия у них микроперемещений – сердцебиения, дыхания, шевеления частями тела, имеющих порядок от единиц до долей сантиметров.

Указанные особенности приводят к тому, что для разработки эффективных алгоритмов обнаружения людей с помощью радиолокаторов зондирования через стену (РЗЧС) необходимо создание адекватных моделей сигналов, поступающих на вход приемника РЗЧС при различных динамических характеристиках целей и параметрах контролируемых помещений. Разработанные модели позволят оптимизировать алгоритмы обнаружения полезных сигналов, наблюдаемых в течение характерных для

таких задач интервалов времени, принимающих значения от долей до единиц или десятков секунд.

2.2 Модели сигналов, отраженных от движущихся и неподвижных людей

Разработанные модели сигналов получены путем обобщения результатов многочисленных экспериментов с макетом РЗЧС при различных условиях проведения экспериментов. Эксперименты с макетом радиолокатора проводились в помещении размером 8х6 м при отсутствии и наличии подвижных и неподвижных людей. Зондирование проводилось через кирпичную стену толщиной 0,5 м, схема эксперимента приведена на рис. 4.1. При проведении эксперимента выбраны параметры СЧМ сигнала, обеспечивающие разрешение по дальности 15 см (ширина полосы сигнала 1 ГГц) при максимальной однозначной дальности $R_{\max} = c / (2\Delta f) = 15$ м.

При выделении сигналов подвижных и неподвижных людей используется сигнал разности двух соседних кадров, который имеет вид

$$\tilde{\mathbf{S}}^{(k)} = \mathbf{S}^{(k)} - \mathbf{S}^{(k-1)}, \quad (2.1)$$

где $\mathbf{S}^{(k)}$ – вектор-столбец отсчетов принятых сигналов одного кадра, структура которого и принцип формирования подробно изложены в главе 1 (см. п. 1.2 и 1.4.2).

Подобное преобразование сигналов с нахождением разности кадров (или вычитанием среднего фона, полученного путем усреднения сигналов нескольких кадров), используется практически во всех радиолокаторах зондирования через стену (см., например, [30, 31, 39]). Отметим, что сигнал $\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}$ k -го кадра вычисляется как разность комплексных отсчетов сигналов соседних кадров (когерентная разность), что связано с изменением как фаз, так и амплитуд сигналов от целей с микроперемещениями. Возможно также вычисление некогерентной разности кадров, как, например, в [20].

Дальнейшая обработка сигналов $\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}$ может выполняться с различными целями: обнаружение подвижных и малоподвижных объектов, оценка частоты микроперемещений (например, частоты дыхания человека), определение скорости перемещения и др. [12, 13, 17, 27, 37, 38]. При этом используются различные методы обработки, такие как БПФ, накопление амплитуд череспериодных разностей или вычисление их дисперсий, вейвлет-анализ, метод эмпирических мод и др. [19, 23, 24]. Такая обработка выполняется обычно на интервалах времени от 0,5 с и более при использовании не менее трех кадров.

Для построения моделей сигналов пустого помещения (т.е. без присутствия людей) и помещения с людьми был проведен анализ сигналов двумерных матриц $\mathbf{S}^{(k)}$ и $\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}$. Представим типичные виды этих матриц, которые позволили составить такие модели и определить их параметры.

На рис. 2.1 представлены результаты зондирования пустого помещения: *a* – кадр $|\mathbf{S}^{(k)}|$ без вычитания; *б* – кадр $|\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}|$ с вычитанием отсчетов двух соседних кадров. На рис. 2.1 *в, г* представлены соответствующие сечения матриц сигналов верхних кадров по дальности для центрального канала азимута при значении $x = 3$ м.

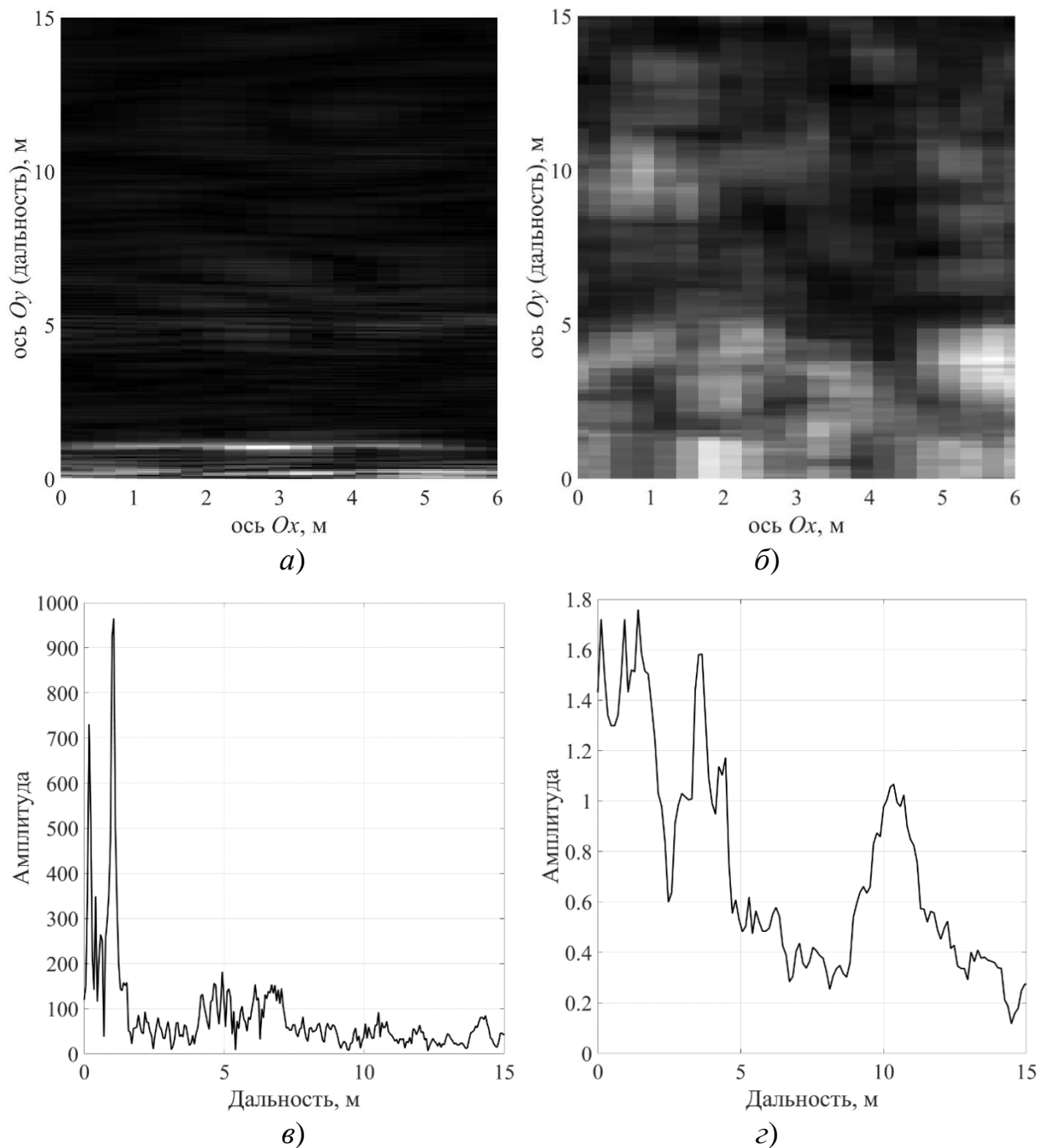


Рис. 2.1 – Изображения двумерных матриц (*a*, *б*) и значений амплитуд для центрального сечения кадра (*в*, *г*) при зондировании пустого помещения

Анализ подобных сигналов, соответствующих случаям зондирования пустого помещения, показывает, что наиболее сильные отражения имеют место от передней и задней границ стены, через которую происходит зондирование (два наибольших пика на рис. 2.1 *в*). Использование разностных сигналов в виде матриц $\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}$ позволяет устранить данный недостаток. Кроме

того, разностный сигнал позволяет подавить также сигналы от всех неподвижных объектов помещения. Это хорошо видно на рис. 2.1 *з*, где диапазон изменения амплитуд в пределах всей зоны очень мал (в пределах 1,5...2 раз от среднего уровня фона) и соответствует уровню аппаратных шумов и внешних помех.

Важной отличительной особенностью сигналов соседних кадров, полученных при зондировании пустого помещения, является их практически полное равенство, при этом небольшие отличия от кадра к кадру связаны с влиянием внутренних шумов аппаратуры. Это свойство лежит в основе выделения сигналов от целей, характеризующихся микроперемещениями.

Анализ сигналов помещения при отсутствии подвижных целей показывает, что их моделирование в виде аддитивного белого шума неверно отражает истинную картину двумерной матрицы сигналов. Это связано с тем, что в двумерной матрице сигналов наблюдается существенная пространственная корреляция амплитудных значений сигналов в соседних элементах дальности и азимута, которую необходимо учитывать при моделировании сигналов. Влияние же внутренних тепловых шумов аппаратуры проявляется в виде аддитивной составляющей белого шума, действующей в каждом элементе разрешения и принимающей независимые значения в каждом кадре зондирования.

Таким образом, подходящей моделью сигналов РЗЧС при зондировании пустого помещения, является следующая модель для некоторого k -го кадра

$$|s_{nm}^{(k)}| = \frac{1}{3} \left(\xi^{(k)}(n-1, m-1) + \xi^{(k)}(n-1, m) + \xi^{(k)}(n-1, m+1) \right) + a_{ш} \xi^{(k)}(n, m), \quad (2.2)$$

где $\xi^{(k)}(n, m)$ – независимые гауссовские случайные величины, $n = 0, \dots, N+1$, $m = 0, \dots, M+1$, формируемые на каждом k -м кадре. На рис. 2.2 *а* приведен пример компьютерного моделирования матрицы $|\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}|$ на основе соотношения (2.2), на рис. 2.2 *б* – пример шумовой матрицы

$\{\xi(n,m), n=1,\dots,N, m=1,\dots,M\}$. Рис. 2.2 б (его следует сравнить с рис. 2.1 б) демонстрирует полную непригодность использования независимых шумовых отсчетов для моделирования сигналов одного кадра. Сравнение рис. 2.2 а и 2.1 б показывают их визуальное сходство. Как будет показано далее, имеет место также и схожесть статистических характеристик реальных (экспериментальных) и модельных кадров сигналов двумерных матриц.

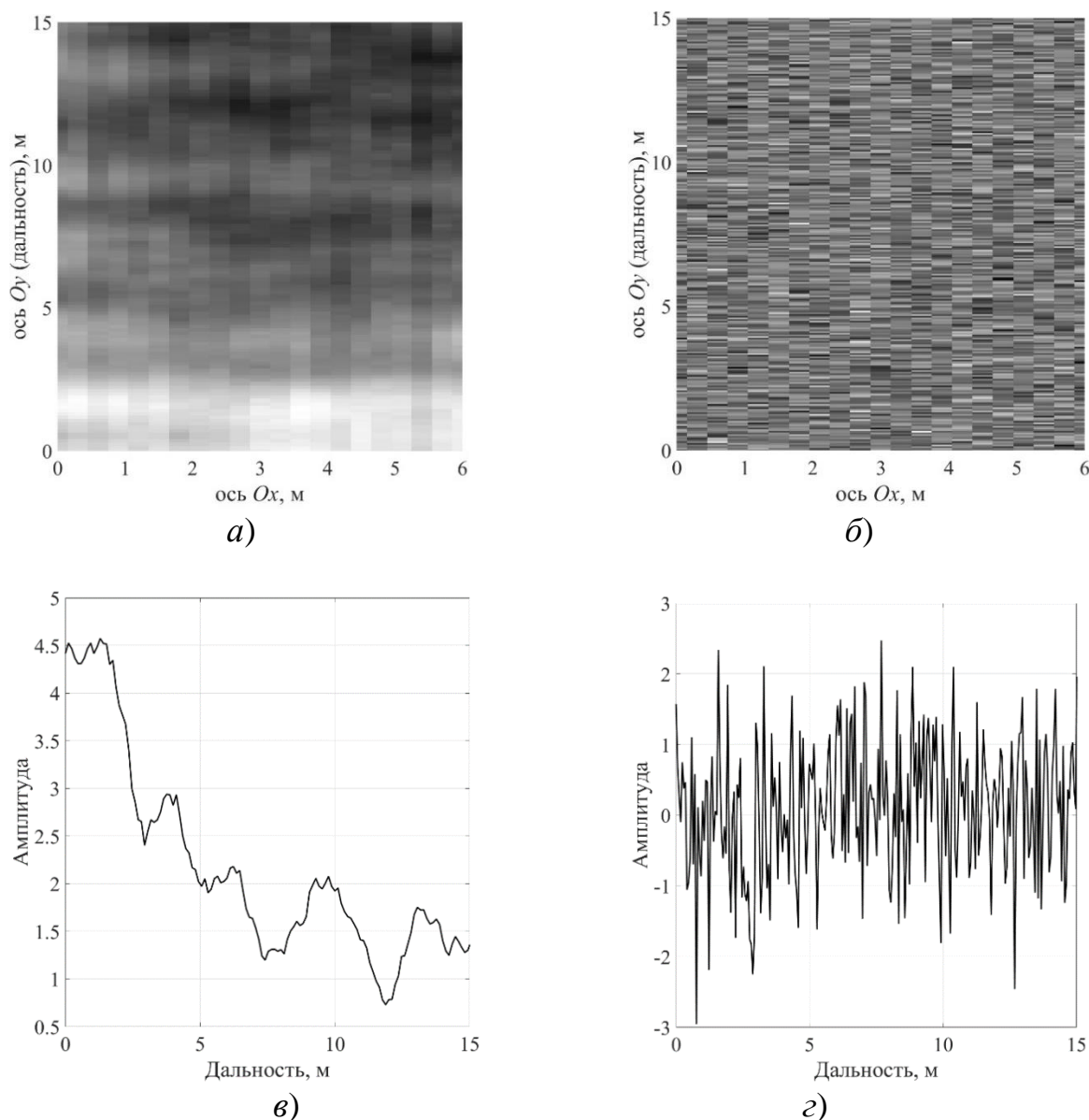


Рис. 2.2 – Результаты моделирования сигналов одного кадра для помещения без подвижных целей: а), в) – модель сигналов на основе соотношения (2.2); б), г) – отсчеты белого шума.

Рассмотрим принципы формирования компьютерной модели сигналов РЗЧС при наличии людей, которая была разработана на основе анализа экспериментальных сигналов матриц $|\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}|$ при различных положениях и видах движения человека.

На рис. 2.3 *a* приведен пример реального кадра $|\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}|$ при наличии в контролируемом помещении неподвижно стоящего человека, на рис. 2.3 *b, d* – сечения этого кадра вдоль оси Ox и Oy соответственно. Координаты человека в системе координат помещения (см. рис. 4.1) составляют $x=1$ м, $y=8$ м. Представленные примеры кадра и его сечений отражают два важных свойства подобных сигналов:

- 1) огибающая отраженного сигнала описывается гауссовской кривой;
- 2) за полезным сигналом (на большей дальности) всегда наблюдается его ослабленная копия.

Первый результат – гауссовская форма огибающей сигнала – получается в результате сложения сигналов от множества точек отражения (ноги, руки, голова, живот и др.), имеющих различное удаление от радиолокатора. Эти сигналы характеризуются различными фазами и амплитудами, и при сложении они и образуют функцию, описываемую кривой Гаусса.

Таким образом, для формирования подходящей модели полезного сигнала необходимо выбрать параметры этой кривой – амплитуду и протяженность. Кроме того, необходимо учесть свойство флуктуации амплитуды сигнала от кадра к кадру, которое можно смоделировать путем мультипликативного наложения помехи с коэффициентом корреляции по времени порядка $0,1 \dots 0,5$ с.

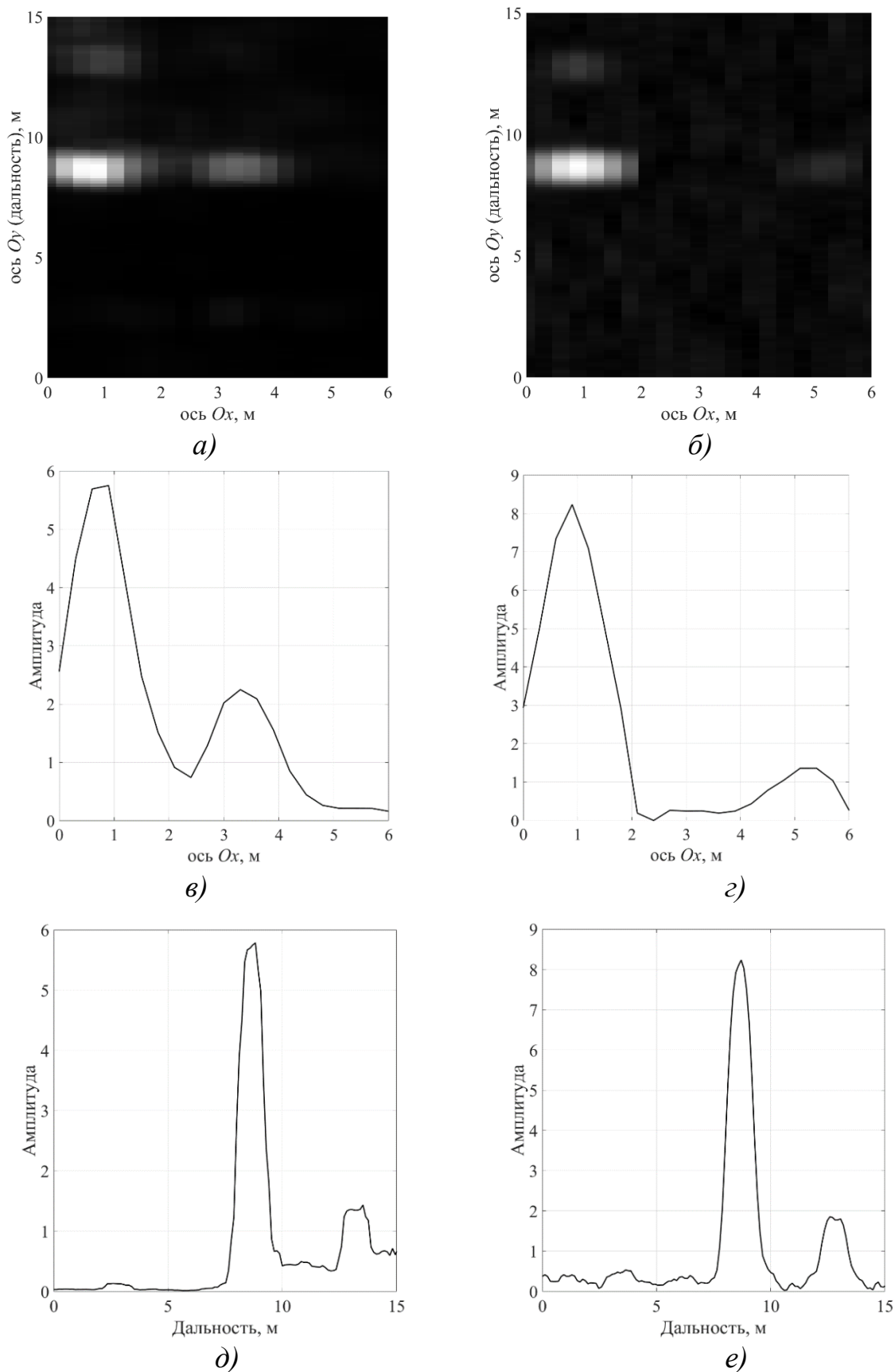


Рис. 2.3 – Двумерные матрицы кадров (верхние рисунки) и их сечения: *a)*, *в)*, *д)* – результаты натуральных экспериментов; *б)*, *г)*, *е)* – результаты моделирования

Второй результат объясняется наличием точки или точек зеркального отражения, имеющих случайное расположение. Как правило, точка зеркального отражения расположена на полу (аналогично эффекту подстилающей поверхности в традиционной радиолокации), но она может быть также расположена на задней или боковых стенах помещения. Возможна ситуация, когда таких помеховых переотражений несколько. При моделировании это свойство можно учесть путем добавления к полезному сигналу его копии со случайной медленно меняющейся во времени задержкой и случайной существенно меньшей (примерно на 5...10 дБ) амплитудой.

Таким образом, на основе анализа реальных сигналов разработана модель сигнала цели, которая имеет вид:

$$s(n, m) = [1 + a_{ш} \eta(n, m)] \left[G(n \Delta x - x_0, m \Delta y - y_0, \sigma_{x0}, \sigma_{y0}) + \sum_{i=1}^L a_i G(n \Delta x - x_i, m \Delta y - y_i, \sigma_{xi}, \sigma_{yi}) \right], \quad (2.3)$$

где

$$G(x, y, \sigma_x, \sigma_y) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x\sigma_y}} \exp \left\{ -\frac{x^2}{2\sigma_x^2} - \frac{y^2}{2\sigma_y^2} \right\} \quad (2.4)$$

– двумерная функция Гаусса с параметрами формы σ_x, σ_y ; $\eta(n, m)$ – независимые гауссовские случайные величины, $n = 0, \dots, N + 1$, $m = 0, \dots, M + 1$; L – число точек зеркального отражения, которое выбирается равным 1...5 (обычно используются две точки, соответствующие отражениям от задней стенки помещения и пола); $a_i (i = 1, \dots, L)$, $a_{ш} < 1$ – амплитуды помеховых и шумового сигнала соответственно; (x_0, y_0) , (x_i, y_i) – координаты цели и точек переотражения ($i = 1, \dots, L$); Δx , Δy – размеры элементов разрешения по осям Ox и Oy соответственно. Значения параметров $\sigma_{x_0}, \sigma_{y_0}$ ($\sigma_{x_i}, \sigma_{y_i}$) выбираются из условия протяженности сигнала, соответствующего размеру цели около 0,5 м.

Вид модельного сигнала, полученного на основе модели (2.3), (2.4) при $L=2$, представлен на рис. 2.3 б, г, е, которые соответствуют одному кадру $|\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}|$ и двум его сечениям вдоль осей Ox и Oy .

Модель полезного сигнала (2.3), (2.4) остается справедливой для произвольного числа людей, как неподвижных, так и движущихся. Примеры реальных и модельных сигналов при одинаковом расположении движущихся людей представлены на рис. 2.4: а, б – один человек движется в сторону от радиолокатора; в, г – два человека идут навстречу друг к другу. Левые (а, в) и правые (б, г) изображения на рис. 2.4 представляют реальные и модельные сигналы соответственно.

Модели сигналов, полученные с помощью соотношений (2.3) и (2.4), соответствующих пустому помещению и сигналам целей, имеют большое визуальное сходство с соответствующими реальными сигналами. Для определения объективной оценки адекватности предложенных моделей использованы количественные показатели сходства двумерных сигналов, основанные на их статистических характеристиках. Такие характеристики были получены путем вычисления среднего числа ложных тревог и правильных обнаружений за фиксированное число кадров.

Записи реальных и модельных сигналов выполнялись для $K=500$ кадров. Эксперименты проводились для четырех случаев:

- 1) пустое помещение;
- 2) наличие одного стоящего человека;
- 3) наличие одного ходящего человека;
- 4) наличие двух ходящих людей.

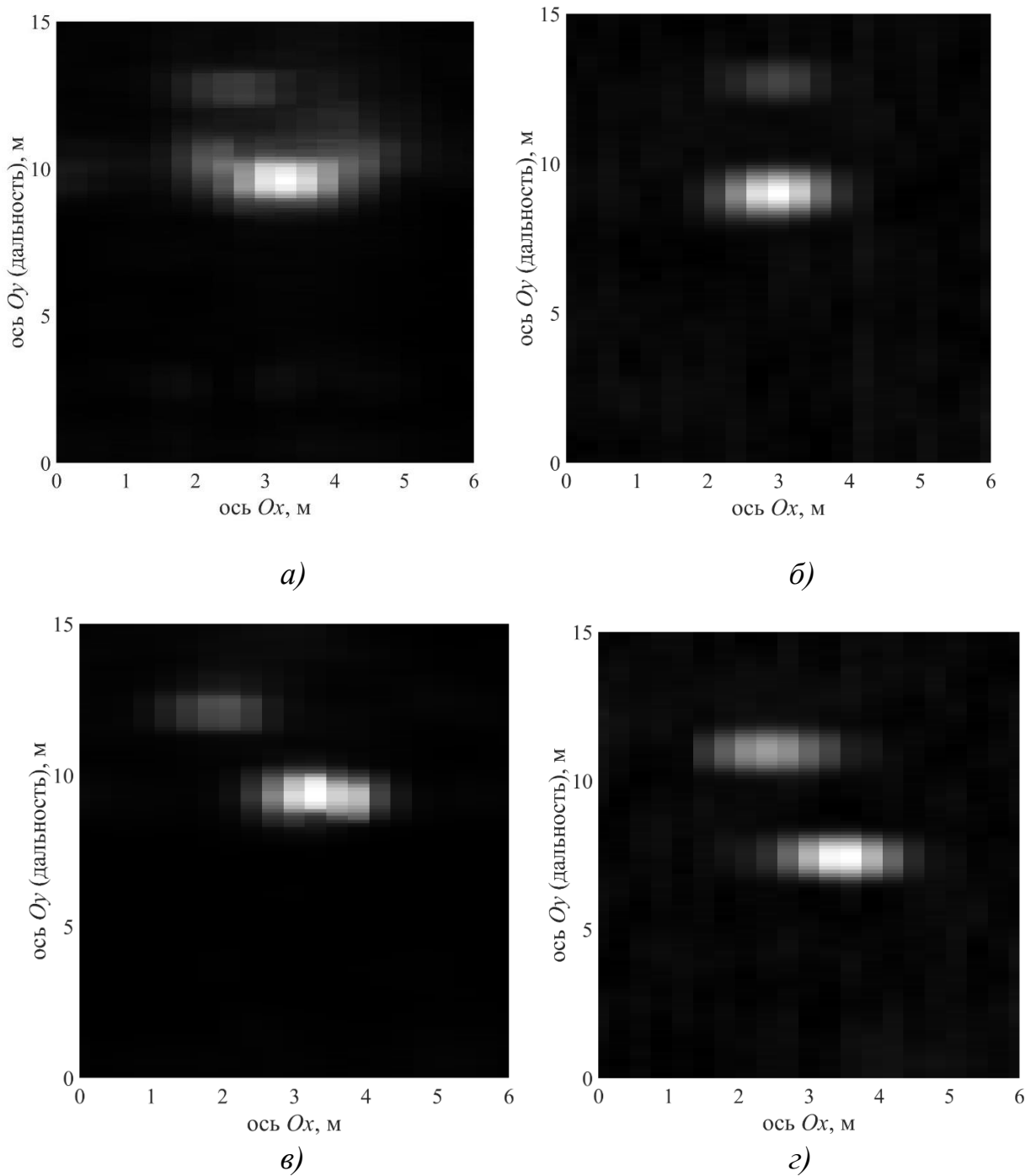


Рис. 2.4 – Двумерные матрицы $|\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}|$ для реальных (слева) и модельных (справа) сигналов: *а, б* – случай движения одного человека от радиолокатора; *в, г* – случай движения двух людей навстречу друг к другу

Факт обнаружения человека определялся путем пороговой обработки сигналов каждого кадра. Алгоритм обработки для всех рассматриваемых случаев одинаков. Средние значения числа ложных тревог (в случае пустого

помещения) и числа правильных обнаружений (при наличии в помещении людей) определялись согласно формуле:

$$n_1 = \frac{k_1}{K}, \quad (2.5)$$

где k_1 – число превышений порога $h^{(k)}$ в K кадрах. Для определения порога использована известная процедура его вычисления на основе среднего

значения фона, т.е. $h^{(k)} = \frac{c_0}{MN} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |\tilde{y}_{nm}^{(k)}|$, где коэффициент $c_0 > 5$ выбирается

эмпирическим путем и принимает одинаковое значение для всех кадров.

Результаты оценочных значений вероятностей ложных тревог и правильных обнаружений приведены в Таблице 2.1.

Таблица 2.1. Оценки вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения

Вид эксперимента	Значение n_1 для реального сигнала	Значение n_1 для модельного сигнала
Пустое помещение	0,0	0,0
Один человек стоит	0,91	0,94
Один человек ходит	0,97	0,98
Два человека ходят	0,92	0,94

Сравнение результатов таблицы 2.1 показывает, что статистические характеристики модели близки к характеристикам реальных сигналов. Таким образом, предложенные модели могут быть использованы для анализа более сложных алгоритмов обработки сигналов, связанных как с первичной, так и со вторичной обработкой сигналов в РЗЧС.

В следующем разделе модель полезного сигнала будет использована для формирования согласованного фильтра при первичной обработке данных.

2.3 Алгоритм обработки сигналов и его анализ

Полученная на основе анализа экспериментальных данных модель сигнала при отражении от человека, позволяет разработать оптимальный фильтр обработки сигналов в РЗЧС, основанный на методе согласованной фильтрации. При этом фильтрации подвергается видеосигнал, представляющий собой модуль комплексной огибающей разностного сигнала $|\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}|$. Согласованная фильтрация выполняется в быстром времени (т.е. по развертке дальности), независимо для каждого азимутального канала.

Таким образом, импульсная характеристика согласованного фильтра имеет вид гауссовской кривой, совпадающей с выражением (2.4) при выборе параметров формы $\sigma_x = \sigma_{x_0}$, $\sigma_y = \sigma_{y_0}$. Результирующий сигнал может быть получен путем операции дискретной свертки сигнала $\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}$ и импульсной характеристики фильтра $\mathbf{H}(n, m) = G(x_n, y_n, \sigma_x, \sigma_y)$. Если рассматривается только один азимутальный канал, когда матрица $\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}$ вырождается в вектор-строку $\tilde{\mathbf{S}}^{(k)} = [\tilde{s}_1^{(k)}, \tilde{s}_2^{(k)}, \dots, \tilde{s}_N^{(k)}]$, то операция фильтрации может быть записана в виде:

$$\mathbf{S}_H^{(k)} = \tilde{\mathbf{S}}^{(k)} \otimes \tilde{\mathbf{H}}, \quad (2.6)$$

где $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}(n, m_0)$, m_0 – номер тестируемого азимутального канала; \otimes – операция свертки. Заметим, что при обработке данных РЗЧС операция свертки выполнялась в частотной области.

В случае использования многоканального по азимуту зондирования помещения свертка типа (2.6) должна быть двумерной в пространстве «дальность-азимут». Однако обработка с помощью двумерной свертки не рассматривалась, т.к. для натурных испытаний использовался макет одноканального радиолокатора.

Для оценки эффективности предложенного алгоритма фильтрации рассмотрим результат обработки наблюдаемой реализации в одном канале азимута, в котором присутствует полезный сигнал.

На рис. 2.5 *а* приведены сигналы $\{\tilde{y}_{nm}^{(k)}, n=1, \dots, n_1\}$ для m -го канала азимута, соответствующие случаю наличия в помещении человека, неподвижно стоящего на удалении 8 м от РЗЧС. На рис. 2.5 *б* – результат согласованной фильтрации сигналов рис. 2.5 *а*.

Как видно из рис. 2.5, согласованная фильтрация практически не изменила выходное значение отношения сигнал-шум, что объясняется гауссовской формой огибающей полезного сигнала. При этом, однако, положительным результатом фильтрации является существенное сглаживание выходного сигнала, что при пороговой обработке позволяет снизить среднее число ложных тревог.

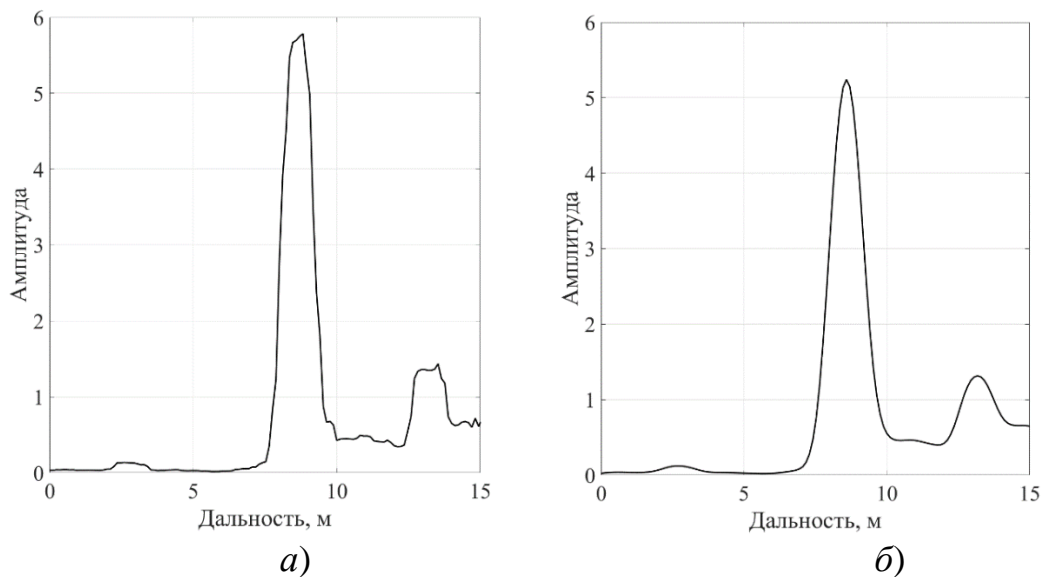


Рис. 2.5 – Развертка по дальности сигналов $\{\tilde{s}_{nm}^{(k)}, n=1, \dots, N\}$ одного азимутального канала при наличии стоящего человека:
а) – до фильтрации; *б)* – после фильтрации

Заметим, что при обработке радиолокационных сигналов процедура сглаживания, как правило, всегда используется, при этом в качестве фильтров сглаживания применяют обычные усредняющие фильтры (см, например, [27, 29, 38, 39]).

2.3 Выводы к главе

Разработаны модели сигналов, предназначенные для формирования двумерного радиолокационного изображения помещения в координатах «дальность-азимут», зондируемого через стену. Предложенные модели разработаны на основе анализа сигналов, полученных при проведении натуральных экспериментов с макетом радиолокатора, использующего в качестве зондирующего сигнал со ступенчатой частотной модуляцией с шириной полосы частот 1 ГГц (разрешение по дальности 15 см).

В качестве целей рассматриваются живые люди, находящиеся в подвижном или неподвижном состоянии. Результаты однократного зондирования помещения – кадры, сохраняются в виде двумерных матриц, элементы которых представляют собой отсчеты комплексной огибающей принимаемых сигналов.

Предложенные модели отраженных сигналов учитывают интерференцию радиоволн в помещениях, а также пространственную (межэлементную) и временную (межкадровую) корреляцию сигналов и соответствуют случаям наличия и отсутствия целей в контролируемом помещении.

Проведена верификация предложенных моделей путем сравнения статистических характеристик реальных и модельных сигналов при вычислении оценок вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения на основе пороговой обработки сигналов последовательности кадров.

Разработанные модели имеют не только «визуальное» сходство формируемых на их основе кадров с реальными данными, но также и близость статистических характеристик. Эти модели позволяют формировать множества двумерных матриц цифровых отсчетов (кадров), с помощью которых могут быть получены оценки статистических характеристик эффективности алгоритмов обработки сигналов при различных сценариях зондирования помещения.

Модель полезного сигнала соответствует функции отклика типовой цели и может быть использована для формирования импульсной характеристики согласованного фильтра при обработке сигналов быстрого времени. Показано, что применение предложенной фильтрации имеет эффект сглаживания данных и приводит к существенному сокращению шума, сохраняя при этом помеховые сигналы, возникающие вследствие переотражений полезных сигналов от местных предметов помещения – стен, пола, мебели и др.

Глава 3

Межпериодная обработка сигналов в РЗЧС

3.1 Предварительная обработка и выделение сигналов движущихся целей

Одним из основных направлений использования радиолокаторов зондирования помещений через стену является обнаружение людей, определение их координат и формирование траекторий перемещения. При этом, как отмечалось в главе 1, особенностями таких радиолокаторов являются, во-первых, большие затухания сигналов при распространении радиоволн через стену, и, во-вторых, наличие большого числа интерференционных помех, вызванных переотражениями полезных сигналов от неподвижных объектов помещения – мебели, стен, пола и др.

Для выделения сигналов, отраженных от людей, в РЗЧС используются известные методы селекции сигналов движущихся или колеблющихся целей [1-4]. Однако и в этом случае полезные сигналы могут быть очень слабыми, особенно когда зондирование производится через толстые кирпичные или бетонные стены, или расстояние до цели велико. При этом значение отношения сигнал-шум оказывается очень малым (порядка единиц дБ) и, зачастую, недостаточным для надежного обнаружения целей.

В условиях ограниченной мощности излучения увеличение энергии зондирующего сигнала может быть обеспечено путем увеличения его длительности, что привело к широкому использованию в РЗЧС сигналов со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ) вместо традиционных сверхширокополосных видеоимпульсных сигналов [6]. При известных достоинствах СЧМ-сигналов, таких как обеспечение большой энергии и высокой разрешающей способности (до единиц сантиметров), при их формировании и обработке возникают трудности, связанные с

неравномерностью амплитудно-частотной характеристики передающего и приемного трактов радиолокатора.

Преодоление этих трудностей возможно с помощью методов аппаратурной и программной доработки радиолокатора. Во втором случае используются калибровочные коэффициенты, весовые функции частотных отсчетов, частотные фильтры режекции помех и др.

В диссертационной работе предложен новый метод обработки СЧМ-сигнала, который при сохранении традиционных видов обработки [6, 7] с помощью квадратурного детектирования, дискретного преобразования Фурье и вычисления межпериодной разности отсчетов предполагает дополнительное введение нормировки каждого комплексного отсчета СЧМ-сигнала по собственному абсолютному значению. Такой прием позволяет избавиться от паразитной амплитудной модуляции и, за счет этого, увеличить отношение сигнал-шум для СЧМ-сигнала или для разностей его отсчетов после процедуры сжатия по дальности.

В данной главе приводится описание предложенного метода и результаты компьютерного моделирования и натуральных экспериментов. Эффективность метода с использованием нормировки отсчетов оценивается путем определения выигрыша в отношении сигнал-шум по сравнению с другими известными методами обработки СЧМ-сигнала и формирования статистик на основе череспериодной разности отсчетов и на основе вычисления локальной дисперсии.

На рис. 3. приведена блок-схема алгоритма предложенной обработки сигналов.

Используя введенные ранее обозначения (см. соотношение (1.17а) и обозначения в главе 1), будем считать, что совокупность отсчетов в течение k -го периода зондирования образует вектор-столбец

$$\mathbf{S}^{(k)} = [s_1^{(k)} \ s_2^{(k)} \ \dots \ s_N^{(k)}]^T, \quad k = 1, 2, \dots, K, \quad (3.1)$$

где K – общее число периодов зондирования (кадров). В (3.1) предполагается наличие только одного азимутального канала, поэтому нижний индекс номера канала опущен. Двумерная матрица

$$\mathbf{S} = [\mathbf{S}^{(1)} \mathbf{S}^{(2)} \dots \mathbf{S}^{(K)}] = \begin{bmatrix} s_1^{(1)} & \dots & s_1^{(K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_N^{(1)} & \dots & s_N^{(K)} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

характеризует все данные, полученные радиолокатором в течение времени KT_n . При фиксированном значении k абсолютные значения отсчетов $\{s_n^{(k)}, n = 1, \dots, N\}$ характеризуют развертку по дальности.

В случае наличия точечной цели в некотором периоде с номером k в совокупности отсчетов вектора $\mathbf{S}^{(k)}$ формируется функция отклика цели (ФОЦ), огибающая которой при условии отсутствия шумов имеет вид функции $\text{sinc}()$ (подробнее см. главу 1).

Матрица \mathbf{S} характеризует результаты зондирования в одном угловом секторе, который может охватывать все контролируемое пространство помещения. При необходимости разрешения целей по азимуту используют несколько каналов зондирования, для каждого из которых формируется своя двумерная матрица, аналогичная \mathbf{S} (см. раздел 1.5).

Результаты зондирования в виде абсолютных значений двумерной матрицы \mathbf{S} отображаются на экране РЗЧС планшетного типа и имеют форму «плывущей» полосы с отображением последних кадров. На этом же экране может отображаться окно настроек управляющей программы или результаты межкадровой обработки сигналов.

Типичный вид реальной функции отклика от неподвижного человека представлен на рис. 3.1: (а) – при зондировании в открытом пространстве (вне помещения); (б) – при зондировании помещения через кирпичную стену толщиной 0,5 м. В обоих случаях человек находился в положении «стоя» на

расстоянии 4 м от радиолокатора, а параметры СЧМ-сигнала те же, что и при описании макета радиолокатора в главе 1, разрешение по дальности 0,08 м, максимальная однозначная дальность 15 м. На графиках рис. 3.1 приведены значения элементов одного столбца (одного периода с номером k) вектора $\mathbf{S}^{(k)} = [s_1^{(k)} \dots s_{N_p}^{(k)}]^T$ для значений дальностей R_n ($n = 1, \dots, N_p$) согласно (6).

Как видно из рис. 2 б, полезный сигнал при зондировании через стену намного слабее сигнала отражений от стены (более чем в 20 раз), через которую проводится зондирование (два острых пика на дальностях около 0,1 м и 0,5 м соответствуют сигналам, отраженным от передней и задней границы стены) и весьма незначительно превышает уровень отражений от других предметов – мебели, боковых стен, пола, потолка и др.

В РЗЧС обнаружение полезного сигнала, имеющего вид рис. 3.1 б, весьма проблематично из-за очень низкого отношения сигнал-помеха, принимающего значения около единиц дБ. Заметим, что это отношение может меняться как в сторону уменьшения, так и в сторону увеличения в зависимости от многих факторов: толщины и электрических свойств стены, удаленности цели, центральной частоты и мощности зондирующего сигнала и др.

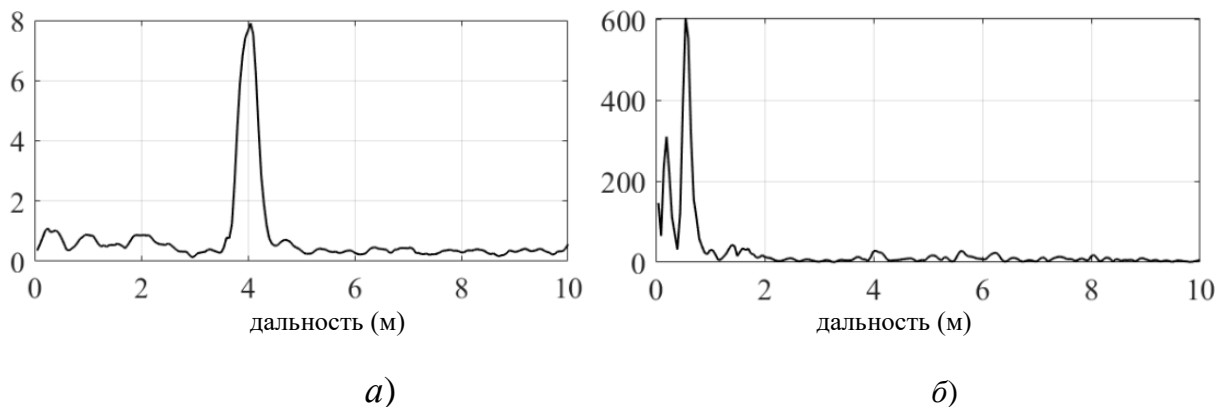


Рис. 3.1 – Функция отклика цели – человека, стоящего лицом к радиолокатору на удалении 4 м: а) – в открытом пространстве; б) – при зондировании через кирпичную стену толщиной 0,5 м

Важной особенностью полезного сигнала является свойство его изменчивости в пределах медленного времени в результате движения или колебания цели, что позволяет при соответствующей обработке существенно увеличить отношение сигнал-помеха.

Для обнаружения сигналов подвижных объектов, в том числе и людей, в радиолокаторах малой дальности нашли применение различные алгоритмы, среди которых наиболее распространенными являются [1, 3, 6, 12-15]:

- метод череспериодного вычитания (ЧПВ);
- вычисление локальной дисперсии (ЛД);
- метод преобразования Фурье (для отсчетов медленного времени);
- двумерные преобразования (вейвлет-преобразование, преобразование Гильберта-Хуанга и др.).

Последние два подхода требуют относительно большого времени наблюдения цели от нескольких единиц до десятков секунд, что делает их непригодными в случаях одновременного обнаружения подвижных и неподвижных целей или только подвижных целей. Поэтому основное внимание в работе уделяется первым двум подходам.

Для метода ЧПВ существует множество модификаций, связанных с вычислением разностей через различное число периодов (эти разности либо усредняются, либо подвергаются более сложной обработке). Однако, как показывают результаты многочисленных исследований, наиболее эффективным является алгоритм вычисления локальной дисперсии, который формирует статистику, слабо зависящую от средней частоты колебания цели.

Несмотря на удовлетворительную работу перечисленных алгоритмов обнаружения людей, каждый из них имеет ограничения с точки зрения порогового значения отношения сигнал-шум (ОСШ). Задача улучшения этого отношения становится особенно актуальной в случаях зондирования помещений через толстые стены (кирпичные или бетонные), когда затухание

полезного сигнала оказывается очень большим. Это требование порождает необходимость разработки новых, более эффективных алгоритмов обнаружения людей, что и является целью данной работы.

При этом в качестве принципа формирования статистики используются традиционные подходы на основе ЧПВ или ЛД, а изменения касаются лишь метода обработки СЧМ-сигнала, связанные с введением дополнительной нормировки отсчетов матриц $\mathbf{S}^{(k)}$.

Выделение сигналов подвижных или колеблющихся объектов на фоне сигналов неподвижных объектов основано на выявлении изменений комплексных отсчетов $s_n^{(k)}$ по индексу k медленного времени для каждого элемента дальности с номером n . Микродеремещения объектов, имеющие порядок долей длины волны центральной частоты зондирующего сигнала, приводят к таким изменениям комплексных отсчетов, при которых модуль их разности может существенно превышать как средний уровень шумов, так и соответствующую разность сигналов от неподвижных объектов.

В силу линейности операции ДПФ нахождение такой разности может с одинаковым результатом проводиться как для отсчетов на выходе квадратурного детектора, так и после операции ДПФ. Если же статистика наблюдений реализует нелинейную функцию преобразования (например, суммирование модулей или нормировку отсчетов), то ее использование до или после операции ДПФ может приводить к различным результатам.

Важно отметить, что при решении задачи обнаружения подвижных целей число используемых отсчетов должно быть невелико, порядка 3...10 (что соответствует времени наблюдения не более 0,5 с), для которых цель остается в пределах рассматриваемого элемента разрешения.

3.1.1 Алгоритм на основе череспериодного вычитания

Вычисление череспериодной разности – это исторически первый и весьма эффективный алгоритм, предназначенный для выделения подвижных целей. Применительно к СЧМ-сигналу его можно использовать для отсчетов $s_n^{(k)}$ следующим образом. Введем матрицу разностных сигналов

$$\mathbf{V} = \begin{bmatrix} v_1^{(2)} & \dots & v_1^{(K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ v_N^{(2)} & \dots & v_N^{(K)} \end{bmatrix} = [\mathbf{V}^{(2)} \dots \mathbf{V}^{(K)}], \quad (3.3)$$

где

$$\mathbf{V}^{(k)} = \mathbf{S}^{(k)} - \mathbf{S}^{(k-1)}, \quad k = 2, \dots, K. \quad (3.4)$$

Поскольку при вычислении значений векторов $\mathbf{V}^{(k)}$ операции вычисления разностей (3.4) и взятия ОДПФ можно поменять местами, то матрица \mathbf{V} может быть вычислена на основе соотношения (3.8) при подстановке в него значений комплексных отсчетов, полученных после оцифровки сигналов на выходе квадратурного детектора.

В случае обнаружения подвижных целей элементы матрицы \mathbf{V} используются для вычисления решающей статистики путем накопления энергии полезного сигнала в каждом элементе разрешения дальности:

$$y_n^{(k)} = \sum_{i=0}^{K_0-1} |v_n^{(k-i)}|, \quad n = 1, \dots, N_p, \quad k = K_0, \dots, K, \quad (3.5)$$

где K_0 – число периодов накопления.

При $K_0 = 2$ столбцы $\mathbf{Y}^{(k)}$ матрицы $\mathbf{Y} = \{y_n^{(k)}, n = 1, \dots, N_p, k = 2, \dots, K\}$ можно использовать как развертку дальности при отображении подвижных целей в каждом периоде зондирования с номером $k = 2, \dots, K$.

Результат вычисления отсчетов $\mathbf{Y}^{(k)}$ при $K_0 = 2$, соответствующих значениям $\mathbf{S}^{(k)}$ на рис. 3.1 б, представлен на рис. 3.2. Сравнение рис. 3.1 б и

рис. 3.2 показывает, что при использовании алгоритма ЧПВ уровень полезного сигнала, соответствующего дальности цели 4 м, существенно повысился: отражение от стены превышено примерно в 4 раза (т.е. на 6 дБ), а средний уровень помех от неподвижных объектов – более чем в 15 раз (примерно на 12 дБ).

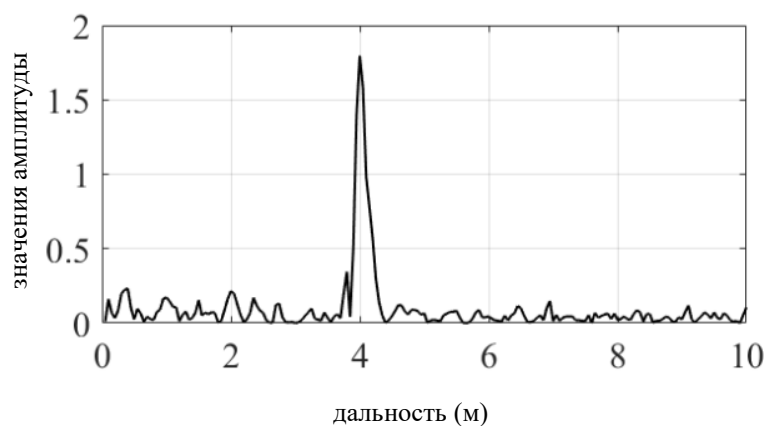


Рис. 3.2. Развертка дальности в одном кадре после применения алгоритма ЧПВ для сигнала на рис. 3.1 б

3.1.2 Алгоритм на основе локальной дисперсии

При медленном движении цели или малой амплитуде ее колебаний, а также при слабом уровне отраженного сигнала абсолютные значения разностей $v_n^{(k)}$ в (3.5) при фиксированном значении n оказываются также малыми. В этом случае вместо простого суммирования разностей (т.е. использования алгоритма ЧПВ) более эффективным становится вычисление дисперсии по $K_0 > 2$ отсчетам медленного времени. Название «локальная дисперсия» (ЛД) связано с тем, что значение $K_0 \ll K$, а вычисление дисперсии отсчетов $s_n^{(k)}$ для каждого фиксированного значения n проводится в «скользящем окне» при $k \geq K_0$.

Матрица значений статистик, вычисляемых на основе элементов матрицы \mathbf{S} согласно алгоритму ЛД, определяется соотношением

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} d_1^{(K_0)} & \dots & d_1^{(K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ d_{N_p}^{(K_0)} & \dots & d_{N_p}^{(K)} \end{bmatrix} = [\mathbf{D}^{(K_0)} \dots \mathbf{D}^{(K)}], \quad (3.6)$$

где $\mathbf{D}^{(k)} = [d_1^{(k)} \dots d_{N_p}^{(k)}]^T$,

$$d_n^{(k)} = \frac{1}{K_0 - 1} \sum_{i=0}^{K_0-1} |s_n^{(k-i)} - \bar{s}_n^{(k)}|^2, \quad \bar{s}_n^{(k)} = \frac{1}{K_0} \sum_{i=0}^{K_0-1} s_n^{(k-i)}, \quad n = 1, \dots, N_p, \quad k = K_0, \dots, K. \quad (3.7)$$

Как видно из (3.7) при вычислении дисперсии возможно использование значений отсчетов за $K_0 \geq 3$ кадров. В отличие от статистики ЧПВ (3.5) (значения $y_n^{(k)}$) при том же значении K_0 здесь, во-первых, используются разности между текущими отсчетами и их средним значением за K_0 кадров, и, во-вторых, производится накопление не абсолютных значений разностей, а их квадратов.

Относительно статистик ЧПВ и ЛД необходимо сделать два замечания.

1. При вычислении векторов разностей $\mathbf{D}^{(k)}$ и $\mathbf{V}^{(k)}$ используются комплексные значения отсчетов, а не их модули. Это важно с точки зрения обеспечения эффективности рассматриваемых алгоритмов, так как отличие значений $s_n^{(k)}$ по индексу k определяется различием не только значений амплитуд сигналов, но также и их фаз.
2. Обработка сигналов согласно соотношениям (3.3)-(3.5) (для алгоритма ЧПВ) и (3.6)-(3.7) (для алгоритма ЛД) соответствует известным в радиолокации способам линейного и квадратичного накопления некогерентного сигнала [13]. Второй способ, как известно, является более эффективным в случае слабого сигнала.

3.1.3 Алгоритм на основе нормировки разностных отсчетов СЧМ-сигнала

В основе предлагаемого алгоритма нормировки отсчетов $s_n^{(k)}$ лежит стремление выровнять амплитуды импульсов СЧМ-сигнала по всем значениям индекса $n = 1, \dots, N$. Такое выравнивание позволит скомпенсировать аппаратные недостатки, связанные с неравномерностью амплитудно-частотной характеристики передающего и приемного трактов, а, следовательно, уменьшить паразитную амплитудную модуляцию принимаемого сигнала и, таким образом, улучшить отношение сигнал-шум. Кроме того, нормировка отсчетов приводит также к выравниванию сильных и слабых сигналов независимо от дальности и отражающих свойств соответствующих им объектов.

По своей идее предлагаемый алгоритм близок к алгоритму ЛД, так как использует разности между текущими отсчетами и их средним значением за K_0 кадров. Принципиальным отличием здесь является нормировка разностных отсчетов, которая проводится до формирования развертки дальности, т.е. перед выполнением операции ОДПФ (сжатия по дальности).

Алгоритм формирования статистики на основе нормированных разностных отсчетов (НРО) сводится к следующим преобразованиям.

Поскольку преобразованиям подвергаются отсчеты не матрицы $\mathbf{S}^{(k)}$, а отсчеты на выходе квадратурного детектора, то для них используем обозначение $\mathbf{G}^{(k)} = [g_1^{(k)}, g_2^{(k)}, \dots, g_N^{(k)}]$, т.е. $\mathbf{S}^{(k)} = \mathfrak{I}^{-1}(\mathbf{G}^{(k)})$. Вначале отсчеты $g_n^{(k)}$ приводятся к нулевому среднему значению с помощью вычисления разностей:

$$u_n^{(k)} = g_n^{(k)} - \bar{g}_n^{(k)}, \quad n = 1, \dots, N, \quad k = K_0, \dots, K, \quad (3.8)$$

где $\bar{g}_n^{(k)} = \frac{1}{K_0} \sum_{i=0}^{K_0-1} g_n^{(k-i)}$. Величина среднего значения $\bar{g}_n^{(k)}$ вычисляется на основе числа K_0 кадров и для каждого номера периода $k = K_0, \dots, K$ принимает различные значения.

Затем каждый комплексный отсчет $u_n^{(k)}$ нормируется по своему абсолютному значению:

$$\tilde{u}_n^{(k)} = \frac{u_n^{(k)}}{|u_n^{(k)}|}, \quad |\tilde{u}_n^{(k)}| = 1, \quad n = 1, \dots, N. \quad (3.9)$$

Таким образом, формируется матрица нормированных комплексных отсчетов, которую обозначим

$$\tilde{\mathbf{U}} = \begin{bmatrix} \tilde{u}_1^{(K_0)} & \dots & \tilde{u}_1^{(K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{u}_N^{(K_0)} & \dots & \tilde{u}_N^{(K)} \end{bmatrix} = [\tilde{\mathbf{U}}^{(K_0)} \dots \tilde{\mathbf{U}}^{(K)}]. \quad (3.10)$$

Наконец, на основе элементов столбцов матрицы $\tilde{\mathbf{U}}$ вычисляется матрица разверток дальностей

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_1^{(K_0)} & \dots & z_1^{(K)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_{N_p}^{(K_0)} & \dots & z_{N_p}^{(K)} \end{bmatrix} = [\mathbf{Z}^{(K_0)} \dots \mathbf{Z}^{(K)}], \quad (3.11)$$

где каждый столбец матрицы \mathbf{Z} определяется как

$$\mathbf{Z}^{(k)} = \text{abs}\left(\mathcal{F}_{N_p}^{-1}\left(\tilde{\mathbf{U}}^{(k)}\right)\right), \quad k = K_0, \dots, K, \quad (3.12)$$

операция $\text{abs}(\mathbf{I})$ состоит в вычислении абсолютных значений каждого элемента вектора \mathbf{I} .

Элементы матрицы \mathbf{Z} могут быть использованы при вычислении статистик для решения задач обнаружения или измерения координат целей аналогично рассмотренным статистикам для ЧПВ – элементы матрицы \mathbf{Y} или

для ЛД – элементы матрицы \mathbf{D} . Заметим, что при исключении операции нормировки (3.9) алгоритмы ЛД и НРО совпадают.

Использование нормированных разностных отсчетов – элементов матрицы \mathbf{Z} , позволяет улучшить значение ОСШ по сравнению со случаями использования статистик ЧПВ и ЛД. Как будет показано далее, этот результат подтверждается многочисленными экспериментальными данными с РЗЧС при наблюдениях одной и нескольких подвижных и неподвижных целей. В следующем разделе представлены результаты компьютерного моделирования простейших сигналов, для которых получены количественные оценки достигаемых выигрышей в отношении сигнал-шум.

3.1.4 Результаты компьютерного моделирования

Для оценки эффективности предложенного метода нормировки отсчетов рассмотрим модель сигнала одного точечного отражателя, наблюдаемого на фоне собственных шумов приемника. При этом условия реального формирования и обработки СЧМ-сигнала учтем путем введения помеховой амплитудной модуляции, имитирующей неравномерность АЧХ передающего и приемного трактов, а также интерференцию радиоволн при отражении сигналов от близко расположенных точек многоточечной цели.

Таким образом, модель принимаемого СЧМ-сигнала в виде совокупности N дискретных отсчетов в некотором k -м периоде зондирования может быть записана как

$$g_n^{(k)} \equiv g(t_n^{(k)}) = a(t_n^{(k)}) \exp(-j(2\pi \Delta f \tau_0 n + \varphi_0)) + \eta(t_n^{(k)}), \quad (3.13)$$

где $a(t_n^{(k)}) > 0$ – случайные амплитудные коэффициенты отсчетов СЧМ-сигнала; $\tau_0 = 2R_{ц} / c$ – время задержки сигнала цели, находящейся на дальности $R_{ц}$; $\varphi_0 = 2\pi f_0 \tau_0 + \tilde{\varphi}_0$ – начальная фаза, зависящая от дальности до

цели и от случайной компоненты $\tilde{\varphi}_0$, возникающей при отражении сигнала от цели; $\eta(t_n^{(k)})$ – комплексные отсчеты белого гауссовского шума с нулевым средним значением и дисперсией σ_η^2 ; $n=0, \dots, N$ – индекс быстрого времени.

При статистическом моделировании значений $g_n^{(k)}$ проводился расчет оценок значения ОСШ после сжатия СЧМ-сигнала (операция ОДПФ) при отсутствии и наличии нормировки отсчетов. Рассмотрим этапы вычисления этих оценок с помощью численного примера.

В качестве параметров СЧМ-сигнала использованы значения: $f_0 = 1$ ГГц, $\Delta f = 1$ МГц, $N=500$, $\Delta t = T_c / N = 10^{-5}$ с. Частота дискретных отсчетов комплексной экспоненты в (3.13) выбрана равной $f_p = \Delta f \tau_0 / \Delta t = 4$ кГц, что соответствует дальности до цели $R_{ц} = 6$ м (значение $\tau_0 = 4 \cdot 10^{-8}$ с). Дисперсия шумовых отсчетов $\sigma_\eta^2 = 0,3$, а средняя амплитуда отсчетов СЧМ-сигнала $\bar{a}(t_n^{(k)}) = 0,855$, что соответствует значению ОСШ $q = 6$ дБ.

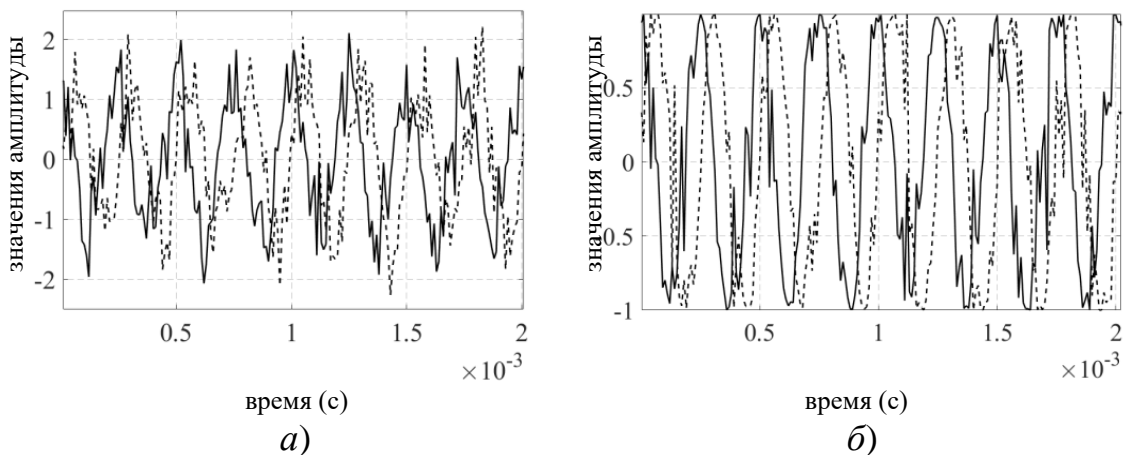


Рис. 3.3 – Дискретные отсчеты СЧМ-сигнала без нормировки (а) и с нормировкой отсчетов (б)

На рис. 3.3 представлены значения дискретных отсчетов (для наглядности – в виде непрерывных линий) начального интервала СЧМ-сигнала длительностью 2 мс при отсутствии (*a*) и наличии (*б*) нормировки отсчетов. Действительные и мнимые значения обозначены сплошными и штриховыми линиями соответственно.

Как видно, нормировка отсчетов привела к устранению амплитудной модуляции при сохранении шумовой компоненты сигнала.

Результаты сжатия рассматриваемых СЧМ-сигналов представлены на рис. 3.4 *a, б*, где по осям абсцисс отложены значения частот в Герцах, а по осям ординат – нормированные значения амплитудного спектра.

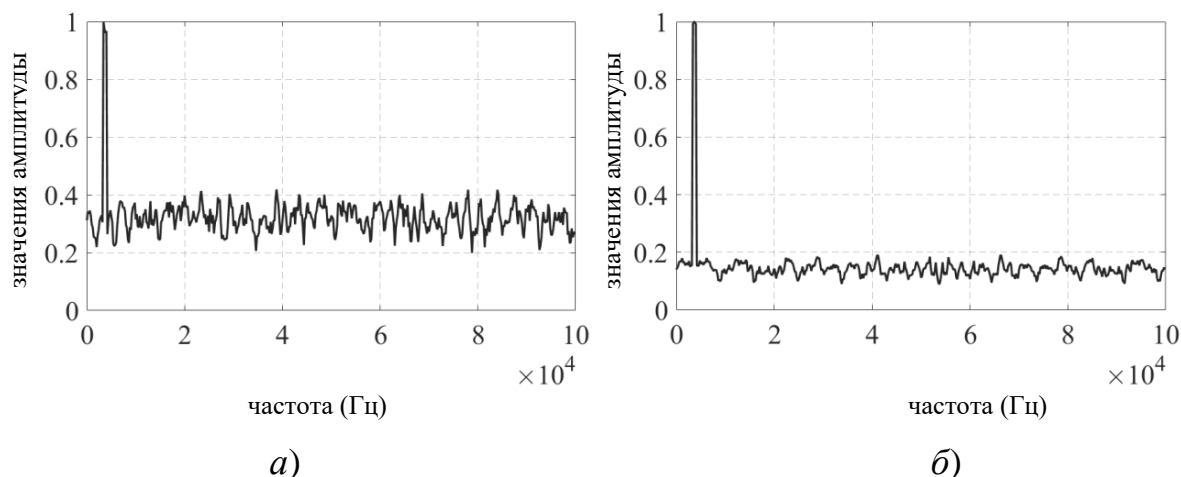


Рис. 3.4 – Результаты сжатия СЧМ-сигналов: *a)* сжатие ненормированных отсчетов; *б)* сжатие нормированных отсчетов

Можно заметить, что при использовании нормировки отсчетов СЧМ-сигнала значение ОСШ стало заметно выше. Более точные оценки, полученные путем усреднения результатов статистического моделирования, показывают, что в рассматриваемом случае значение выигрыша в ОСШ составляет около 3 дБ (в 2 раза).

Результаты статистического моделирования, проведенные при различных значениях параметров СЧМ-сигнала и шума, показывают, что величина выигрыша в значении ОСШ при использовании нормировки отсчетов меняется в пределах от 1 до 5 дБ. Она в значительной степени зависит от входного значения ОСШ и увеличивается с ростом этого значения.

Представленные результаты исследований относятся к анализу исходных СЧМ-сигналов, однако они сохраняются при вычислении статистик ЧПВ, ЛД и НРО, основанных на использовании разностей отсчетов.

3.1.5 Результаты натуральных экспериментов

Натурные эксперименты проводились с помощью макета радиолокатора, описание которого приведено в главе 1. Зондирование помещения выполнялось через кирпичную стену толщиной 0,5 м. При проведении экспериментов были выбраны следующие параметры СЧМ-сигнала: начальная частота $f_0 = 1$ ГГц, шаг изменения частоты $\Delta f = 4$ МГц, конечная частота $f_{N-1} = 2,5$ ГГц (число импульсов $N = 375$), длительность одного импульса $\Delta t = 50$ мкс, период зондирования $T_{\text{п}} = 0,1$ с (частота смены кадров 10 Гц). Таким образом, максимальная однозначная дальность $R_{\text{max}} = 37,5$ м, разрешающая способность по дальности $\Delta R = 0,1$ м.

Все эксперименты проводились с целью анализа и сравнения различных алгоритмов обработки сигналов, которые могут быть использованы для обнаружения и измерения дальности людей, находящихся внутри контролируемого помещения.

Во всех экспериментах длительность наблюдения составляла 40 с, что соответствует числу $K = 400$ кадров, для которых проводилась запись комплексных отсчетов $\mathbf{G} = \{g_n^{(k)}, n = 1, \dots, N, k = 1, \dots, K\}$ в память радиолокатора. Обработка сигналов может быть реализована как с помощью

встроенного программного обеспечения радиолокатора, так и на универсальном компьютере.

Цифровые отсчеты элементов матрицы \mathbf{G} или $\mathbf{S}^{(k)} = \mathfrak{F}^{-1}(\mathbf{G}^{(k)})$ подвергались обработке с помощью описанных алгоритмов ЧПВ, ЛД и НРО, предназначенных для обнаружения подвижных и колеблющихся целей. В результате формировались двумерные матрицы $\mathbf{Y}, \mathbf{D}, \mathbf{Z}$, причем для последних двух использовалось значение числа кадров усреднения $K_0 = 5$ (время усреднения $K_0 T_{\Pi} = 0,5$ с). При формировании развертки дальности для всех алгоритмов использовалось преобразование ОДПФ с числом точек $N_p = 1024$.

В первом эксперименте в течение всего времени наблюдения в помещении на расстоянии 4 м от стены в положении стоя лицом к радиолокатору находился неподвижный человек. Результаты обработки экспериментальных данных (элементов матрицы \mathbf{G}) – это двумерные массивы $\mathbf{Y}, \mathbf{D}, \mathbf{Z}$, которые в виде градаций яркости серого цвета представлены на рис. 3.5. На рисунке вертикальная ось соответствует значениям дальности на интервале $[0, 10]$ метров (отсчет дальности ведется от внутренней границы стены помещения), а горизонтальная ось – дискретным значениям медленного времени $t^{(k)} = (k - 1)T_{\Pi}$ ($k = 1, \dots, K$) на интервале $[0, 40]$ секунд.

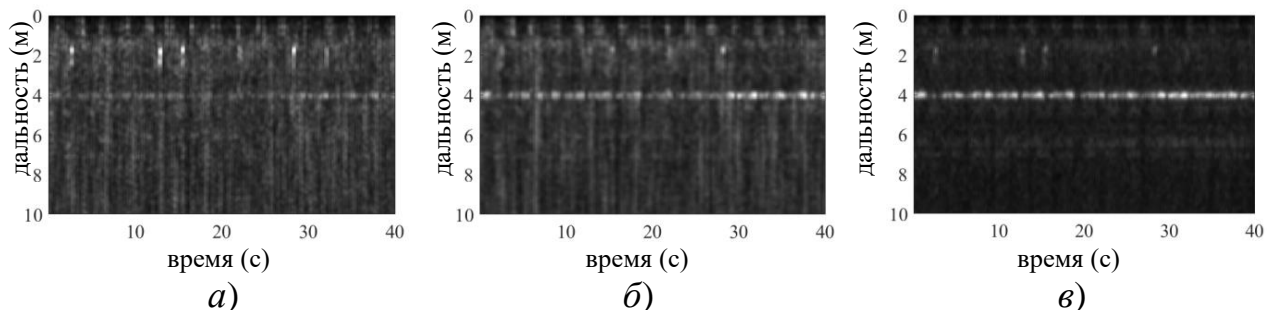


Рис. 3.5 – Двумерные матрицы сигналов после обработки согласно алгоритмам ЧПВ (а), ЛД (б) и НРО (в)

Полезный сигнал на всех трех рисунках наблюдается в виде горизонтальной прерывистой серой линии, проходящей по уровню дальности 4 м. При этом на рис. 3.5 *в*, соответствующего алгоритму НРО, яркость линии полезного сигнала наибольшая, а контраст изображения в целом гораздо выше, чем на рис. 6 *а, б* (алгоритмы ЧПВ и ЛД).

На всех рисунках можно наблюдать также интерференционные помехи, принимающие вид вертикальных полос или отдельных пятен. Эти помехи обусловлены переотражениями полезного сигнала от других неподвижных объектов помещения – мебели, стен, пола и др.

Следует отметить, что для алгоритма НРО уровень интерференционных помех значительно меньше, чем для алгоритмов ЧПВ и ЛД. Сравнение алгоритмов ЧПВ и ЛД (рис. 3.5 *а* и рис. 3.5 *б* соответственно) показывает несомненное преимущество последнего, что проявляется в большей яркости полосы, соответствующей полезному сигналу на дальности 4 м.

Проведенное сравнение основано на визуальном восприятии изображений сигналов в виде двумерных матриц, важном при оценке ситуации оператором РЗЧС, но являющейся все-таки субъективной оценкой. Объективную оценку анализа и сравнения алгоритмов обнаружения целей можно получить на основе вычисления итоговой статистики, полученной путем накопления разностных сигналов нескольких кадров независимо для каждой дальности. Такие статистики, представляющие собой суммы элементов строк матриц \mathbf{Y} , \mathbf{D} , \mathbf{Z} , соответствующих алгоритмам ЧПВ, ЛД и НРО, определяются соотношениями

$$y_n^{(\Sigma)} = \sum_{k=2}^K y_n^{(k)}, \quad d_n^{(\Sigma)} = \sum_{k=K_0}^K d_n^{(k)}, \quad z_n^{(\Sigma)} = \sum_{k=K_0}^K z_n^{(k)}, \quad (3.14)$$

где $n = 1, \dots, N_p$ – номер элемента дальности.

Значения $y_n^{(\Sigma)}$, $d_n^{(\Sigma)}$, $z_n^{(\Sigma)}$ в виде зависимостей от индекса n , соответствующие данным рис. 3.5 *а, б, в*, представлены на рис. 3.6 (пунктирная, штриховая и сплошная линии соответственно). Все три кривые

для удобства сравнения пронормированы по своему максимальному значению.

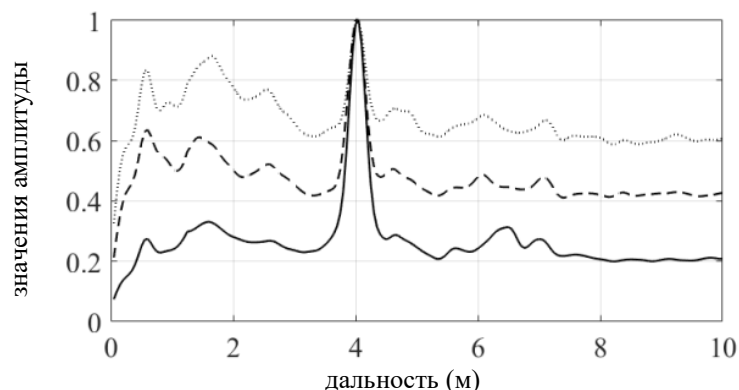


Рис. 3.6 – Накопленные за 400 кадров значения статистик в зависимости от дальности при использовании алгоритмов ЧПВ (пунктирная линия), ЛД (штриховая линия), НРО (сплошная линия)

Как видно из рис. 3.6, каждый алгоритм обеспечивает обнаружение полезного сигнала, соответствующего дальности цели 4 м, однако полученное при этом значение ОСШ различное: 2 дБ (1,6 раза) для алгоритма ЧПВ, 3,7 дБ (2,3 раза) для алгоритма ЛД, 6 дБ (4 раза) для алгоритма НРО.

Таким образом, в условиях рассматриваемого эксперимента алгоритм НРО обеспечивает улучшение значения ОСШ на 2,3 дБ по сравнению с алгоритмом ЛД и на 4 дБ по сравнению с алгоритмом ЧПВ. Заметим, что в РЗЧС выигрыш в пороговом значении ОСШ в 2...3 дБ приводит к увеличению дальности обнаружения целей (или возможности увеличения толщины стены при той же дальности обнаружения) примерно в 1,5 раза и более.

Во втором эксперименте в течение всего времени наблюдения в помещении находились два человека: первый стоял на той же дальности лицом к РЗЧС, второй ходил вдоль линии визирования РЗЧС в пределах дальностей до стены от 2 до 6 м. Изображения двумерных матриц Y , D , Z для этого эксперимента представлены на рис. 3.7 а, б, в соответственно.

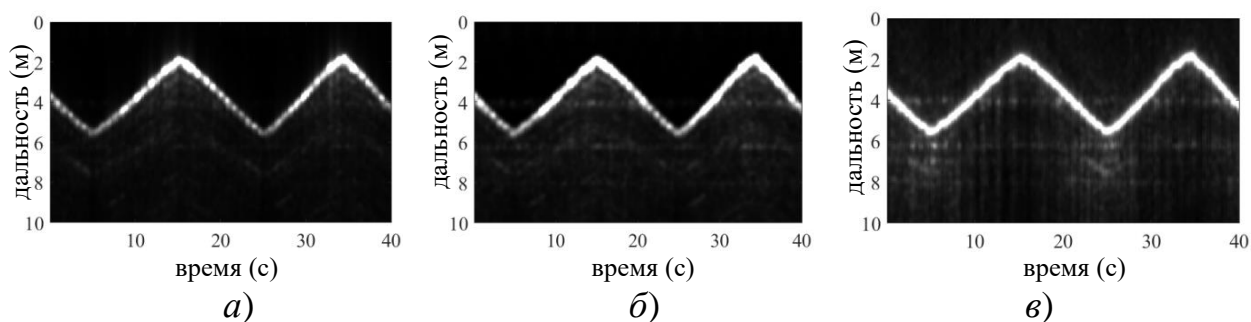


Рис. 3.7 – Результаты работы алгоритмов ЧПВ (а), ЛД (б) и НРО (в) в виде полутоновых матриц (в градациях яркости серого цвета)

Волнообразная линия в пределах дальностей от 2 до 6 м на всех рисунках соответствует полезному сигналу при отражениях от движущегося человека. Видно, что и в этом случае алгоритм НРО обеспечивает более высокое значение ОСШ, что проявляется в большей амплитуде (яркости) сигнала подвижной и неподвижной (линия на уровне дальности 4 м) целей. Можно заметить, что сигнал неподвижного человека значительно слабее сигнала ходячего человека, и на рис. 3.7 в (алгоритм НРО) он едва заметен. Этот же сигнал для алгоритмов ЧПВ и ЛД (рис. 3.7 а, б) практически невиден.

Плохая «заметность» сигнала неподвижного человека на рис. 3.7 а, б, в объясняется тем, что его уровень значительно меньше сигнала ходячего человека, а, следовательно, яркость этого сигнала на изображении смещается в область более низких значений диапазона яркостей. Тем не менее, такой сигнал также может быть обнаружен при определенном времени накопления (см., например, накопленные значения статистик на рис. 3.7).

Здесь важно отметить, что алгоритм НРО позволяет по сравнению с алгоритмами ЧПВ и ЛД повысить значение ОСШ в случае наличия в помещении подвижных и неподвижных людей (по-отдельности или вместе), и, таким образом, увеличить вероятность их обнаружения.

3.2 Формирование первичных отметок, обнаружение целей и построение траекторий целей

Предварительная обработка сигналов, описанная в разделе 3.1 и необходимая для выделения сигналов подвижных целей или целей, характеризующихся микроперемещениями (дыхание людей и шевеление отдельными органами), создает основу для последующих видов обработки сигналов, конечным результатом которых является обнаружение людей и построение траектории их перемещения в пределах помещения в течение всего времени наблюдения. Такую обработку принято называть межпериодной обработкой сигналов, которая в РЗЧС, когда в течение одного периода повторения импульсов (ППИ) происходит формирование одного кадра, можно назвать также межкадровой обработкой сигналов.

Следует отметить, что в данном случае термин «межпериодный» или «межкадровый» не совсем удачен, т.к. при использовании предварительной обработки сигналов уже используются результаты нескольких кадров (см. п. 3.1), на основе которых формируется новый (обработанный) кадр. Это необходимо для выделения сигналов от целей, характеризующихся микроперемещениями. Далее проводится обработка этих кадров – матриц данных \mathbf{Y} , \mathbf{D} , \mathbf{Z} , которые рассматриваются как независимые кадры, которые после предварительной обработки содержат сигналы подвижных и малоподвижных целей при наличии помех и шумов.

Как следует из результатов п. 3.1, наиболее эффективной среди всех алгоритмов предварительной обработки сигналов является алгоритм НРО, который в сочетании с вычислением локальной дисперсии (ЛД) по нескольким кадрам, число которых обычно выбирается равным $K_0 = 3 \dots 10$, обеспечивает наибольшее значение ОСШ. Далее будем считать, что после предварительной обработки НРО-ЛД формируется последовательность кадров $\mathbf{Z}^{(k)}$ с номерами $k = 1, 2, \dots$.

Дальнейшая обработка последовательности кадров $\mathbf{Z}^{(k)}$ включает этапы, типичные для широкого класса радиолокаторов:

1. Формирование первичных отметок целей на основе пороговой обработки сигналов.
2. Кластеризация двумерных областей целей.
3. Обнаружение целей и передача их на сопровождение.
4. Построение траекторий перемещения целей.

Рассмотрим подробно каждый из этих этапов.

3.2.1 Формирование первичных отметок целей на основе пороговой обработки сигналов

Формирование первичных отметок целей на основе пороговой обработки сигналов является одним из наиболее распространенных способов обработки сигналов на пути обнаружения полезных сигналов. При формировании порога возможны два подхода – формирование единого порога для сигнальных отсчетов всего кадра (фиксированный порог), и формирование адаптивного порога, принимающего различные значения на двумерной матрице отсчетов кадра (адаптивный порог).

Следует отметить, что оба подхода – фиксированный и адаптивный порог, весьма эффективно справляются с задачей формирования первичных отметок целей в РЗЧС, и, зачастую, приводят к очень близким результатам.

Фиксированный порог вычисляется путем усреднения абсолютных значений отсчетов всего кадра с последующим умножением на некоторый коэффициент $c_{\phi} > 1$, значение которого определяется допустимым числом ложных отметок и, обычно, выбирается на основе экспериментальных данных. Математически процедура пороговой обработки при фиксированном пороге может быть записана следующим образом:

$$i_{mn}^{(k)} = \begin{cases} 1, & |z_{mn}^{(k)}| \geq c_\phi h_\phi^{(k)}, \\ 0, & |z_{mn}^{(k)}| < c_\phi h_\phi^{(k)}, \end{cases} \quad (3.15)$$

где

$$h_\phi^{(k)} = \frac{1}{MN} \sum_{n=1}^N \sum_{m=1}^M |z_{mn}^{(k)}| \quad (3.16)$$

– значение фиксированного порога. Здесь нижние индексы m, n определяют значения номеров азимутального и дальностного каналов соответственно. Таким образом, в случае фиксированного порога пороговую матрицу можно представить в виде матрицы одинаковых элементов $\mathbf{H}_\phi^{(k)} = h_\phi^{(k)} \mathbf{I}_1$, где \mathbf{I}_1 – матрица, все элементы которой равны 1. Кадр после пороговой обработки будем обозначать в виде матрицы $\mathbf{I}^{(k)} = \{i_{mn}^{(k)}, m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N\}$, имеющей такой же размер, что и исходный кадр $\mathbf{Z}^{(k)} = \{z_{mn}^{(k)}, m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N\}$.

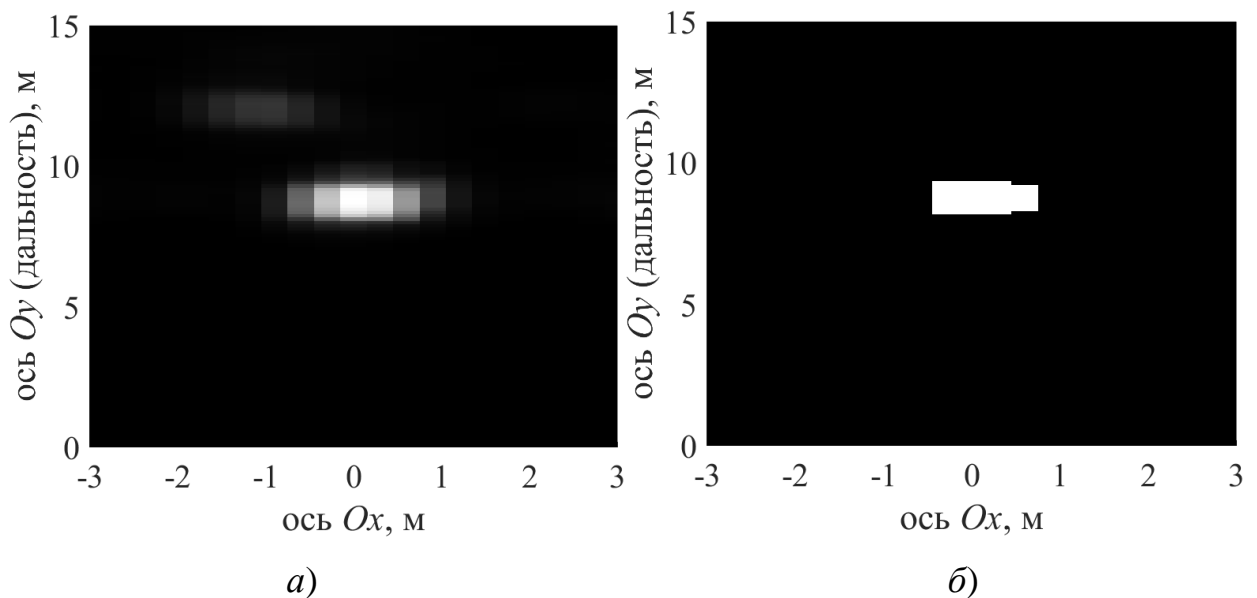


Рис. 3.8 – Примеры кадров до и после пороговой обработки сигналов с фиксированным порогом – матрицы $\mathbf{Z}^{(k)}$ (а) и $\mathbf{I}^{(k)}$ (б). Случай хождения двух людей

На рис. 3.8 приведен пример кадра зондирования помещения, в котором 2 человека идут навстречу друг другу до и после пороговой обработки сигналов с помощью фиксированного порога при наличии одной цели в контролируемой зоне. В приведенном кадре один человек идет на 8 м, а второй человек идет на 13 м и имеет амплитуду отклика меньше, чем у первого.

Адаптивный порог формируется на основе методов вычисления среднего локального значения интенсивностей помех в области тестируемой ячейки – методы обнаружения с постоянным уровнем ложных тревог (ПУЛТ) (в англоязычной литературе CFAR обнаружители). Наиболее простой способ формирования CFAR порога – вычисление среднего значения абсолютных значений отсчетов в прямоугольной области, в центре которой расположена тестируемая ячейка. Такой подход, получивший название CA-CFAR (Cell Averaging – Constant False Alarm Rate), находит широкое распространение в радиолокаторах различного назначения в силу простоты реализации и достаточно высокой эффективности (подробнее см. [73]).

Методика вычисления CA-CFAR порога путем фильтрации с помощью фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ) в одномерном случае подробно изложена в [17]. Обобщение метода CA-CFAR обнаружения на двумерный случай весьма просто – теперь импульсная характеристика (ИХ) двумерного фильтра определяется на плоскости и имеет форму прямоугольника со сторонами $(2g_x + 1 + 2r_x) \times (2g_y + 1 + 2r_y)$, где $(2g_x + 1) \times (2g_y + 1)$ – размер двумерной сигнальной зоны, иначе говоря, размер двумерной функции отклика цели (ФОЦ), а значения r_x, r_y определяют размер зоны оценивания по осям Ox (азимут) и Oy (дальность) соответственно.

В случае $g_x = g_y$ и $r_x = r_y$ двумерная ИХ принимает вид квадрата со стороной $(2g_x + 1 + 2r_x)$, схематическое изображение которой приведено на рис. 3.9.

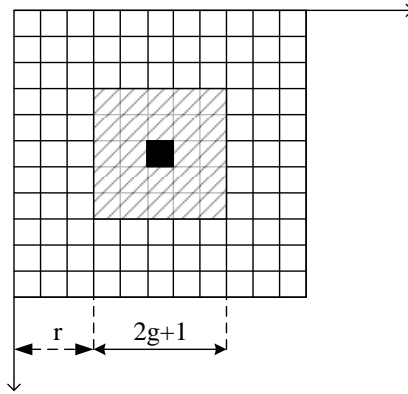


Рис. 3.9 – Изображение ИХ для вычисления СА-CFAR порога в двумерном случае

На рис. 3.9 значения отсчетов ИХ, соответствующие белым квадратам, равны единице, остальные значения – нулевые. Черным цветом выделена тестируемая ячейка, для которой и происходит вычисление порога. Мертвая зона, значения элементов которой не используются для вычисления интенсивности помех, заштрихована тонкими сплошными линиями.

Матрица значений адаптивного порога $\mathbf{H}_a^{(k)} = \{h_a^{(k)}(m,n), m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N\}$ может быть получена путем фильтрации абсолютных значений отсчетов матрицы кадра $|\mathbf{Z}^{(k)}|$ с помощью КИХ-фильтра, импульсная характеристика которого согласно рис. 3.9 может быть представлена в виде двумерной матрицы:

$$\mathbf{R} = \frac{1}{C_{r_x g_x r_y g_y}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

где значения $r_{x(y)}, g_{x(y)}$ определяют размер зоны усреднения и зоны исключения отсчетов по азимуту (индекс x) и по дальности (индекс y) соответственно. В записи (3.17) использовано схематическое представление импульсной характеристики КИХ-фильтра, для которой приняты следующие значения параметров СА-CFAR порога: $r_x = 2, g_x = 2, r_y = 2, g_y = 1$, т.е., в отличие от рис. 3.9 область вычисления порога не является квадратной.

Нормировочный коэффициент в (3.17) вычисляется по формуле:

$$C_{r_x g_x r_y g_y} = (2r_x + 2g_x + 1)(2r_y + 2g_y + 1) - (2g_x + 1)(2g_y + 1) \quad (3.18)$$

и определяет общее число ячеек по азимуту и по дальности, по которым производится вычисление среднего значения уровня помех. Отметим, что значения g_x, g_y , определяющие размер «мертвой зоны», зависят от протяженности функции отклика цели (ФОЦ) по азимуту и по дальности соответственно, а значения r_x, r_y определяют размер двумерной зоны усреднения.

При использовании двумерного КИХ-фильтра с ИХ \mathbf{R} вида (3.18) значение двумерной матрицы адаптивного порога $\mathbf{H}_a^{(k)} = \{h_a^{(k)}(m, n), m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N\}$ для матрицы данных $|\mathbf{Z}^{(k)}|$ k -го кадра может быть получено на основе двумерной свертки

$$\mathbf{H}_a^{(k)} = c_a \mathbf{R} \otimes |\mathbf{Z}^{(k)}|, \quad (3.19)$$

где постоянный коэффициент $c_a > 1$ имеет такой же смысл, что и коэффициент $c_\phi > 1$ при вычислении фиксированного порога в (3.15).

Вместо двумерной свертки (3.19) для ускорения вычислений пороговой матрицы $\mathbf{H}_a^{(k)}$ целесообразно выполнить фильтрацию в частотной области, используя пару двумерных БПФ для ИХ фильтра и матрицы $|\mathbf{Z}^{(k)}|$. В этом

случае перед процедурой вычисления БПФ обе матрицы – матрица кадра $|\mathbf{Z}^{(k)}|$ и матрица ИХ дополняются нулями, при этом общее число отсчетов по каждому измерению матриц должно быть одинаковым и равным сумме соответствующих измерений минус единица. Таким образом, используется стандартный прием фильтрации в частотной области, описанный, например, в [40]. Типичный вид изображения двумерной ИХ, дополненной нулями, представлен на рис. 3.10, где пиксели черного цвета соответствуют значениям «0», а белого – значениям «1».



Рис. 3.10 – Изображение двумерной дополненной нулями ИХ КИХ-фильтра, используемой для вычисления двумерного CA-CFAR порога

Процедура пороговой обработки абсолютных значений матрицы $|\mathbf{Z}^{(k)}|$ в случае адаптивного порога выполняется аналогично процедуре пороговой обработки при фиксированном пороге и определяется соотношением (3.15), где вместо значений $h_{\phi}^{(k)}, c_{\phi}$ необходимо подставить значения $h_a^{(k)}, c_a$ соответственно. В результате такой обработки происходит вычисление двумерной матрицы $\mathbf{I}^{(k)} = \{i_{mn}^{(k)}, m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N\}$ первичных отметок целей.

На рис. 3.11 приведен пример кадра до и после пороговой обработки сигналов с помощью адаптивного порога при наличии одной цели в контролируемой зоне. Матрица $\mathbf{Z}^{(k)}$ идентична предыдущему примеру (рис. 3.8)

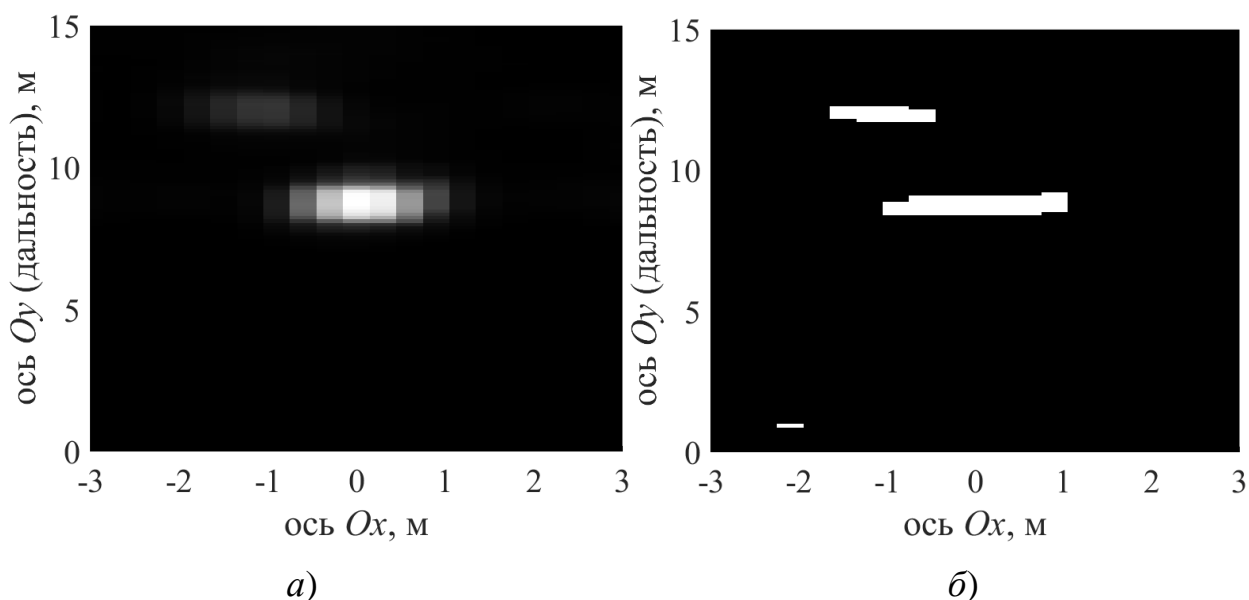


Рис. 3.11 – Примеры кадров до и после пороговой обработки сигналов с адаптивным порогом – матрицы $\mathbf{Z}^{(k)}$ (а) и $\mathbf{I}^{(k)}$ (б). Случай хождения двух людей

3.2.2 Кластеризация двумерных областей целей

Как правило, одна цель приводит к формированию нескольких отметок, расположенных в соседних элементах разрешения по дальности и азимуту, поэтому возникает задача объединения этих отметок в одну, соответствующую одной цели. Такая процедура получила название «кластеризация», а область цели – кластер. В основе процедуры кластеризации лежит принцип пространственной близости отметок одной и той же цели, в то время как отметки различных целей образуют разнесенные в пространстве области, или кластеры.

Существует много различных алгоритмов кластеризации множества образов или, в рассматриваемом случае первичных отметок целей, отличающихся использованием различных мер близости образов, значениями типовых расстояний для размеров кластеров, априорными сведениями о расстояниях между центрами кластеров и др.

Очевидно, что процедура кластеризации призвана существенно сократить число первичных отметок целей, выделяя наиболее подозрительные области целей с указанием их центров и параметров движения.

Таким образом, основными целями кластеризации первичных отметок данных РЗЧС являются:

1. Существенное сокращение числа ложных отметок.
2. Выявление областей – кластеров, соответствующих предполагаемому положению целей.
3. Объединение в один кластер (область) отметок одной и той же цели, занимающих протяженную область.
4. Определение центра области цели (центра кластера) для более точного определения координат целей.

Существует множество различных методов кластеризации (см., например, [25, 55]), которые могут быть использованы для решения поставленной задачи. В диссертационной работе предложен метод простой кластеризации с уточнением центра кластера согласно алгоритму *K*-внутригрупповых средних [25].

Кластеризация выполняется для каждого двумерного кадра (координаты «азимут-дальность») независимо друг от друга. Основные этапы процедуры кластеризации заключаются в следующем:

1. Определяется центр предполагаемого первого или текущего кластера.
2. Формируется область вокруг предполагаемого центра кластера.
3. В выделенной области вычисляется признак (или признаки) кластеров. Если значение признака удовлетворяет условию кластера, то сформированная область считается обнаруженным кластером, и для нее вычисляются характеристики кластера: размер, центр, вес. Все данные кластера заносятся в реестр обнаруженных кластеров (целей) кадра.
4. Область найденного в п. 3 кластера обнуляется, и процедура кластеризации повторяется с п. 1 до тех пор, пока не перестанет определяться новый центр предполагаемого кластера.

Опишем подробнее действия, выполняемые на этапах 1-4 процедуры кластеризации. При этом используем обозначения двумерной матрицы первичных отметок k -го кадра $\mathbf{I}^{(k)} = \{i_{mn}^{(k)}, m = 1, \dots, M, n = 1, \dots, N\}$, формирование которой описано в разделе 3.2.1.

Элементы матрицы $\mathbf{I}^{(k)}$ принимают либо нулевые значения, либо единичные значения, т.е. $i_{mn}^{(k)} \in \{0, 1\}$.

Первый этап кластеризации может быть реализован различными способами. Предлагается центр предполагаемого кластера \mathbf{C}_l с номером l и координатами (m_l, n_l) определять на основе максимального значения среди

всех элементов матрицы $\tilde{\mathbf{Z}}^{(k)} = |\mathbf{Z}^{(k)}| = \left\| |z_{mn}^{(k)}| \right\|$:

$$(m_l, n_l) = \arg \max_{\substack{m=1, \dots, M \\ n=1, \dots, N}} \{z_{mn}^{(k)}\}. \quad (3.20)$$

Очевидно, что вначале процедуры кластеризации для первого кластера значение $l=1$.

Второй этап – формирование области вокруг центра $\mathbf{C}_l = (m_l, n_l)$ предполагаемого нового кластера. Обычно эта область имеет вид прямоугольника с размерами $2m_c + 1$ (по азимуту) и $2n_c + 1$ (по дальности). В этом случае, обозначив такую область в виде двумерной матрицы $\mathbf{V}_l^{(k)}$, можем записать:

$$\mathbf{V}_l^{(k)} = \{i_{mn}^{(k)}, m = m_l - m_c, \dots, m_l + m_c, n = n_l - n_c, \dots, n_l + n_c\}. \quad (3.21)$$

Здесь обычно используются значения $m_c < n_c$, что отражает свойство вытянутости области сигналов цели по азимуту. Отметим, что хотя прямоугольный вид области кластера и является наиболее распространенным, однако могут использоваться и другие формы кластеров в виде окружностей, эллипсов и др.

Третий этап – вычисление признака кластера. Наиболее распространенным признаком кластера является число входящих в него элементов. В рассматриваемом случае в качестве признака кластера используется число точек p_l , попавших в область кластера, которое определяется соотношением

$$p_l = \sum_{i_{mn}^{(k)} \in V_l} i_{mn}^{(k)}. \quad (3.22)$$

Решение об обнаружении нового кластера принимается при выполнении условия

$$p_l \geq p_0 \quad - \quad \{\text{обнаружен новый кластер с номером } l\}, \quad (3.23)$$

где p_0 – пороговое значение числа точек в кластере. Заметим, что в качестве признака обнаружения кластера можно использовать и другие характеристики, например, размер кластера, его вес, или совокупность нескольких признаков с заданными весами. В диссертации, при разработке алгоритмов и программ обработки сигналов в РЗЧС в качестве критерия обнаружения кластера используется признак (3.23), при этом вычисляется также вес кластера w_l и уточненные координаты его центра (\bar{m}_l, \bar{n}_l) .

Весом кластера будем называть суммарное значение амплитуд сигналов, находящихся в области кластера:

$$w_l = \sum_{z_{mn}^{(k)} \in V_l} z_{mn}^{(k)}. \quad (3.24)$$

Уточненные координаты центра кластера (\bar{m}_l, \bar{n}_l) вычисляются путем усреднения координат всех точек кластера с учетом их весов – значений амплитуд.

Четвертый этап начинается с обнуления области обнаруженного кластера с номером l . Это необходимо для того, чтобы исключить влияние первичных отметок уже выделенных кластеров на процедуру поиска и обнаружения других кластеров.

Очевидно, что качество описанной процедуры кластеризации зависит от значений выбранных параметров размера кластера m_c, n_c и порогового числа точек p_c . Выбор размеров кластера должен быть согласован с размерами целей, выраженными в числе элементов матрицы $\mathbf{Z}^{(k)}$. Пороговое число точек p_c выбирается из противоречивых условий: увеличение числа p_c приводит к снижению вероятности истинного обнаружения области цели (кластера), а снижение числа p_c – к появлению кластеров, соответствующих ложным целям. Обычно значение p_c равно примерно половине общего числа точек, попавших в область кластера.

После выполнения описанной процедуры кластеризации возможно появление кластеров, близко расположенных друг к другу. Если расстояние между центрами таких кластеров оказывается меньше некоторого порогового значения r_0 (это расстояние определяется максимально возможными размерами обнаруживаемых целей), то такие кластеры целесообразно объединить в один кластер, центр которого уточняется с учетом координат центров и весов обоих кластеров.

На рис. 3.12 приведен пример кластеризации. Отметки целей представлены в виде множества точек (рис. 3.12 а). Как видно из рисунка, из множества точек сформированы 2 точки (рис. 3.12 б).

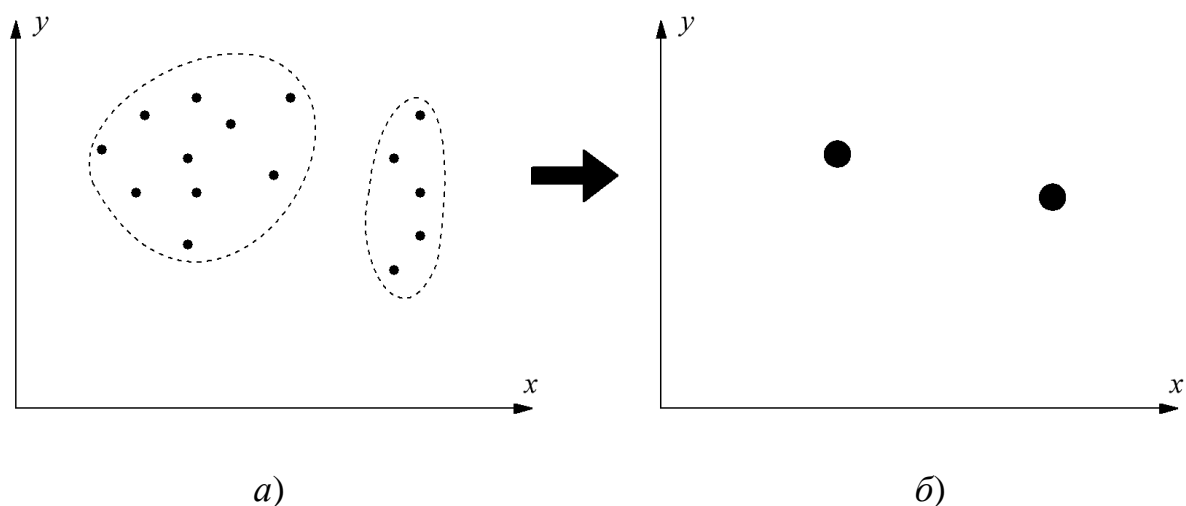


Рис. 3.12 – Примеры кадров до и после кластеризации, рисунки *a)* и *б)* соответственно

3.2.3 Обнаружение целей и передача их на сопровождение

Процедура обнаружения целей и передача их на сопровождение, используемая в РЗЧС, аналогична процедуре захвата цели, используемой в обычной радиолокации [4, 45-48, 37]. При этом наиболее известными алгоритмами захвата целей являются алгоритмы « k из n » и « $k/n - m$ ». Результаты экспериментальных исследований с макетом радиолокатора РЗЧС показали, что достаточно высокую эффективность захвата целей обеспечивает алгоритм « k из n », который при этом является наиболее простым с точки зрения сложности реализации алгоритма.

Применительно к задаче обнаружения людей в РЗЧС, алгоритм « k из n » сводится к подсчету числа k_0 обнаруженных кластеров в некоторой локальной зоне наблюдения в течение числа n последовательных кадров. Цель считается обнаруженной, если выполняется условие $k_0 > k$, где k – заданное число обнаружений кластеров.

Характеристики алгоритма обнаружения « k из n » – вероятности ложной тревоги и пропуска цели, зависят от выбранных значений k , n и размера локальной зоны, имеющей вид окружности радиуса r_0 . Оптимальные значения

этих параметров трудно рассчитать из-за трудности расчета вероятностей появления первичных отметок, вероятностей формирования истинных и ложных кластеров в силу непредсказуемого влияния интерференционных помех и сильных флуктуациях амплитуд полезных сигналов в диапазоне 10 дБ и более. Поэтому значения k , n и r_0 выбирались на основе множества экспериментов.

Оказалось, что наилучшие значения указанных величин находятся в пределах $n = 3, \dots, 5$, $k = 2, \dots, 4$. Значение параметра r_0 зависит от периода повторения кадров и при его значении порядка 0,1 с составляет величину $0,1nv_{\text{д}} \leq 0,7$ м, т.е. порядка 3...5 элементов разрешения по дальности.

После появления решения «обнаружение цели» с номером l , все последующие ее координаты $(x_l^{(k)}, y_l^{(k)})$, вычисляемые в текущем k -м кадре, используются для построения траектории перемещения цели. Эта процедура рассматривается в следующем разделе.

3.2.4 Построение траекторий перемещения целей

При формировании траекторий перемещения целей по значениям их координат в каждом кадре используется алгоритм, в основе которого лежит аппроксимация траектории кусочно-ломаной линией. Отрезки этой линии на каждом k -м кадре строятся путем построения прямой линии, которая на фиксированном временном отрезке, включающем k_0 последовательных предшествующих кадров, аппроксимирует форму траектории цели на плоскости, представленной значениями координат $\left\{ \left(x_l^{(k-k_0+1)}, y_l^{(k-k_0+1)} \right), \left(x_l^{(k-k_0+2)}, y_l^{(k-k_0+2)} \right), \dots, \left(x_l^{(k)}, y_l^{(k)} \right) \right\}$. В качестве критерия оптимизации построения аппроксимирующей линии выбран критерий минимальной среднеквадратической ошибки (СКО).

Обоснованием выбора предложенного подхода построения аппроксимирующей траектории цели являются следующие факторы.

1. Траектория перемещения людей внутри помещения характеризуется весьма сложной моделью, для которой характерны частые и непредсказуемые изменения: остановка, поворот на произвольный угол, резкое изменение скорости и направления движения и т.д.
2. Кусочно-ломаная аппроксимация позволяет получить простой алгоритм построения траектории, которая оказывается весьма близкой к реальной.

Алгоритм построения аппроксимирующей траектории может быть получен следующим образом.

Исходные данные. На интервале времени наблюдения, включающем K кадров, получены значения оценок координат некоторой цели: $\{(x^{(1)}, y^{(1)}), (x^{(2)}, y^{(2)}), \dots, (x^{(K)}, y^{(K)})\}$. Здесь используемый ранее нижний индекс номера цели l опущен, т.к. приводимая далее методика одинакова для всех целей, т.е. не зависит от номера l . Введем обозначения для векторов оценочных координат цели, полученные на k -м кадре и включающие k_0 предшествующих оценочных значений:

$$\mathbf{x} = [x^{(k-k_0+1)}, x^{(k-k_0+2)}, \dots, x^{(k_0)}], \quad \mathbf{y} = [y^{(k-k_0+1)}, y^{(k-k_0+2)}, \dots, y^{(k_0)}]. \quad (3.25)$$

В обозначениях векторов \mathbf{X} , \mathbf{Y} их зависимость от номера текущего кадра k и числа значений k_0 в явном виде не используется.

Постановка задачи. Вместо текущего значения оценки $y^{(k)}$ будем использовать аппроксимирующее значение $y_a^{(k)}$, которое получено на основе линейной аппроксимации зависимости $\mathbf{y} = f(\mathbf{x})$, имеющей вид:

$$\mathbf{y}_a = a\mathbf{x} + \mathbf{b}, \quad (3.26)$$

где $\mathbf{y}_a = [y_a^{(k-k_0+1)}, y_a^{(k-k_0+2)}, \dots, y_a^{(k)}]$; $\mathbf{b} = b\mathbf{e}$; $\mathbf{e} = [1, 1, \dots, 1]$ – вектор единичных значений длиной k_0 . Параметры a, b линейной аппроксимирующей зависимости определяются с помощью метода наименьших квадратов, согласно которому величина ошибки аппроксимации

$$\delta = \|\mathbf{y}_a - \mathbf{y}\| = \sqrt{\sum_{i=1}^{k_0} (y_a^{(k-i+1)} - y^{(k-i+1)})^2} \quad (3.26)$$

должна быть минимальной, т.е.

$$(a_0, b_0) = \arg \min_{a, b} (\delta). \quad (3.27)$$

Здесь через (a_0, b_0) обозначены оптимальные значения искомым параметров линейной аппроксимирующей функции.

Решение задачи. Нахождение оптимальных значений аппроксимирующих коэффициентов (a_0, b_0) может быть получено путем решения системы уравнений

$$\begin{cases} \frac{d\delta}{da} = 0, \\ \frac{d\delta}{db} = 0, \end{cases} \quad (3.28)$$

которая следует из свойств непрерывности и унимодальности функции $\delta(a, b)$. При вычислении производных функции $\delta(a, b)$ (3.26) с учетом (3.26) и обозначений (3.25) получаем систему уравнений

$$\begin{cases} a_0 \|\mathbf{x}\|^2 + b_0 k_0 \bar{x} - \mathbf{x}\mathbf{y}^T = 0, \\ a_0 k_0 \bar{x} + b_0 k_0 - \bar{y} = 0, \end{cases} \quad (3.29)$$

где

$$\bar{x} = \frac{1}{k_0} \sum_{i=1}^{k_0} x^{(k-i+1)}, \quad \bar{y} = \frac{1}{k_0} \sum_{i=1}^{k_0} y^{(k-i+1)}, \quad (3.30)$$

– средние значения координат цели, полученные в течение k_0 кадров; $\|\mathbf{x}\|$ – евклидова норма вектора \mathbf{x} ; $()^T$ – операция транспонирования. Решая (3.28), окончательно получаем

$$a_0 = \frac{\mathbf{x}\mathbf{y}^T - k_0 \bar{x} \bar{y}}{\|\mathbf{x}\|^2 - k_0 (\bar{x})^2}, \quad b_0 = \bar{y} - a_0 \bar{x}. \quad (3.30)$$

Заметим, что формулы (3.30) допускают вариант рекуррентной реализации, которая, однако, при малых значениях $k_0 \leq 10$ оказывается нецелесообразной.

Результатом описанной обработки является построение траектории цели, координаты которой в каждом k -м кадре принимают значения $(x^{(k)}, y_a^{(k)})$, где для цели с номером l координаты $x^{(k)} = x_l^{(k)}$, $y_a^{(k)} = y_{a(l)}^{(k)}$. Эффективность построения аппроксимирующей траектории в значительной степени определяется выбором значения параметра k_0 (число кадров, используемых для вычисления параметров аппроксимирующей функции): с ростом k_0 сглаживающий характер обработки усиливается и траектория становится более прямолинейной, однако, в то же время увеличение этого параметра приводит к ухудшению динамических свойств алгоритма сглаживания – резкие изменения траектории движения цели отслеживаются с большим запаздыванием. Как показывают результаты натурных экспериментов с макетом РЗЧС, наиболее целесообразно выбирать значения $k_0 = 3 \dots 7$. При больших значениях k_0 сильные искажения траекторий целей.

Рассмотренный метод вычисления параметров линейной аппроксимации описан в [27]. Однако, особенностью использования полученного алгоритма для построения траекторий целей в РЗЧС является наличие аномальных измерений в данных координатах

$\{(x^{(1)}, y^{(1)}), (x^{(2)}, y^{(2)}), \dots, (x^{(K)}, y^{(K)})\}$ целей. В результате появления аномальных измерений, оценочные значения средних величин \bar{x}, \bar{y} характеризуются весьма большим значением дисперсии, что приводит к большим погрешностям оценок параметров a_0, b_0 . Следствием этого является появление больших «скачков» положения целей, которые приводят как к искажению их траектории, так и возрастанию вероятности перепутывания отметок различных целей.

С целью снижения негативного воздействия указанного фактора, в диссертационной работе предлагается вместо оценок (3.30) средних арифметических значений использовать медианное значение, более устойчивое к аномальным выбросам (см., например, [49]).

Исследование эффективности медианных оценок вместо среднеарифметических, а также сравнение между собой этих двух оценок при использовании в алгоритме построения траектории движения целей, проводилось путем статистического моделирования. Результаты такого моделирования приведены в следующем разделе.

Примеры построения траекторий

Рассмотрим процедуру построения траектории цели по результатам сформированных оценок $\{(x^{(1)}, y^{(1)}), (x^{(2)}, y^{(2)}), \dots, (x^{(K)}, y^{(K)})\}$. Зададимся истинной траекторией цели, описываемой зависимостью $y_n^{(k)} = f_u(x^{(k)})$, наблюдаемые значения которой подвергаются аддитивному воздействию помех и шумов, т.е. имеют вид

$$y^{(k)} = y_n^{(k)} + \eta^{(k)} + \xi^{(k)}, \quad (3.31)$$

где случайные процессы $\xi^{(k)}, \eta^{(k)}$ моделируют внутренние шумы приемника и внешние интерференционные помехи.

Процедура моделирования шумов стандартная – это дискретные значения белого гауссовского шума, для формирования которого используются стандартные датчики случайных чисел (ДСЧ) (заметим, что в среде Matlab для этого используется функция $\text{randn}(m, n)$).

Процедура формирования помех сложнее, т.к. она должна учитывать свойства интерференционных помех, характерные для РЗЧС. Исследования таких помех, описанные в главе 2, показывают, что их отличительной особенностью является либо сильное замирание сигнала (вплоть до полного пропадания), либо искажения в направлении прихода сигнала и времени его задержки (т.е. дальности). Для формирования такого рода помех можно использовать модель коррелированного шума с аномальными значениями, описанную в [17].

Модель дискретного случайного процесса $\eta^{(k)}$ с аномальными выбросами, называемая также ε -загрязненным процессом, представляет собой комбинацию двух процессов, значения которых в каждый момент времени t_k появляются с вероятностью ε и $(1-\varepsilon)$ соответственно:

$$\eta^{(k)} = (1 - p_\varepsilon^{(k)}) \eta_1^{(k)} + p_\varepsilon^{(k)} \eta_2^{(k)}, \quad k = 1, 2, \dots, \quad (3.32)$$

где $p_\varepsilon^{(k)} \in \{0, 1\}$, $P\{p_\varepsilon^{(k)} = 1\} = \varepsilon$; $\eta_1^{(k)}, \eta_2^{(k)}$ – гауссовские процессы, с дисперсиями σ_1^2 и $\sigma_2^2 \gg \sigma_1^2$. Существенное отличие дисперсий позволяет моделировать аномальные значения процесса, появляющиеся достаточно редко, обычно в пределах (1..10)-процентной доли всего числа измерений.

Значение ε как раз и определяет эту долю аномальных, или как говорят «загрязненных», измерений, принимая значения из диапазона $0,1 \dots 0,01$. При этом величины $p_\varepsilon^{(k)}$ ($k = 1, 2, \dots$) принимают бинарные значения 0 или 1 с вероятностью ε соответственно.

В качестве модели траектории цели выбрано ее движение от радиолокатора в противоположную сторону помещения при линейном «змеевидном» перемещении влево, вправо и обратно. Описанная невозмущенная траектория движения цели $y_n^{(k)} = f_u(x^{(k)})$ представлена на рис. 3.12 а. На рис. 3.12 б представлена реализация траектории перемещения цели на основе модели (3.31). Как видно из рис. 3.12 б аномальные измерения моделируют большие измерения координат цели, обусловленные влиянием интерференционных помех.

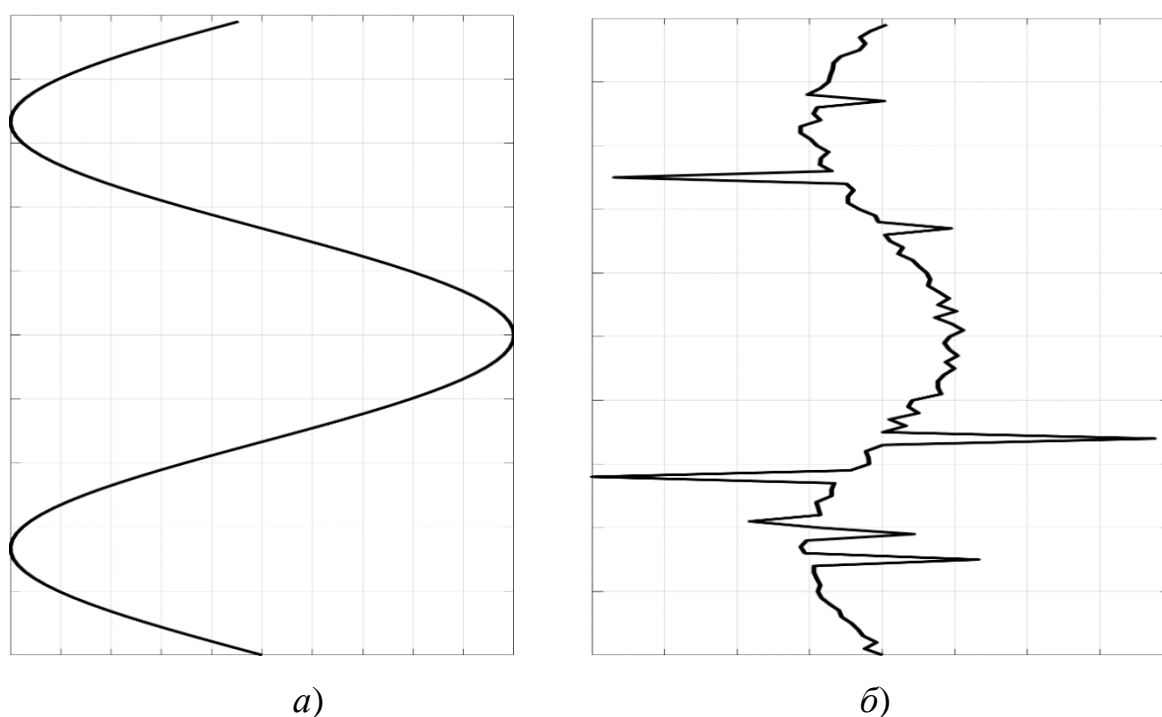


Рис. 3.12 – Модели траектории движения цели: а) истинная траектория; б) результаты измерений при наличии помех и шумов

При моделировании помех использовано значение $\varepsilon = 0,1$ (10-процентное загрязнение) при величине отношения дисперсий помеховых процессов $\sigma_2^2 / \sigma_1^2 = 100$. Результаты межпериодной обработки измерений, т.е. сглаженные траектории, полученные на основе описанного алгоритма, представлены на рис. 3.13. При вычислении сглаженных координат принималось значение $k_0 = 7$. На рис. 3.13 а при вычислении аппроксимирующих коэффициентов a_0, b_0 (см. соотношение (3.30))

использовалось вычисление усредненных значений \bar{x}, \bar{y} на основе среднеарифметических значений, а на рис. 3.13 б – на основе медианных значений.

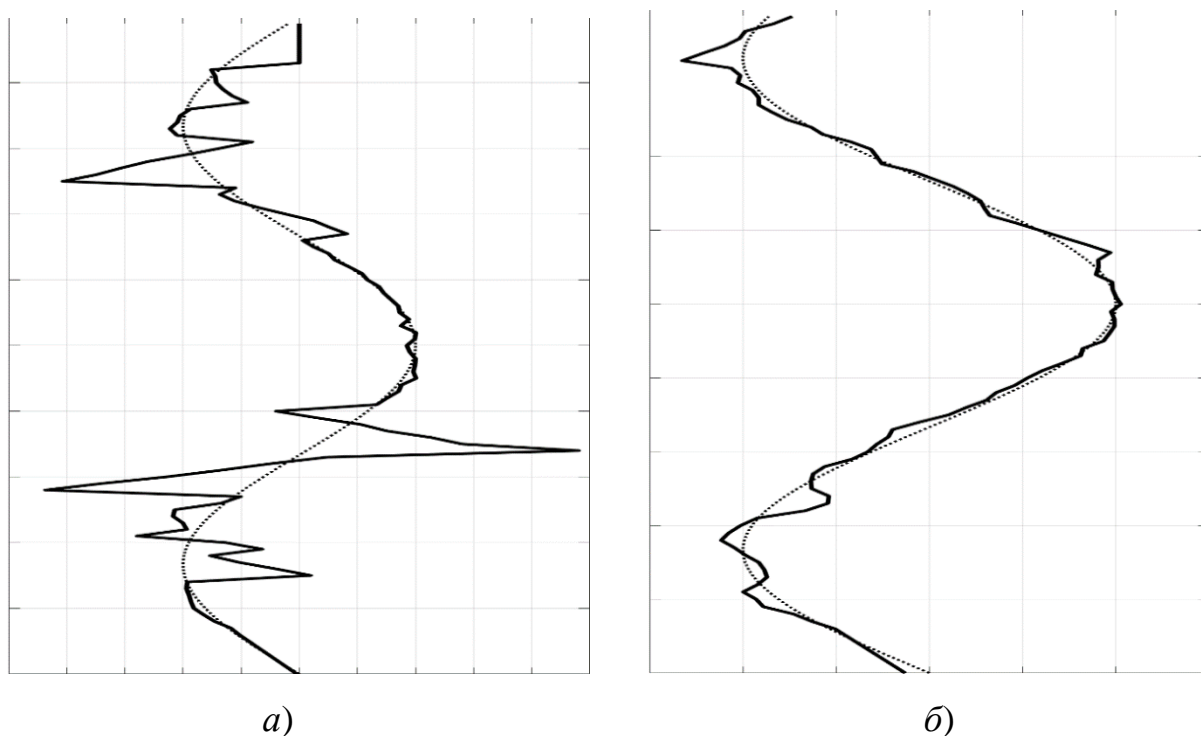


Рис. 3.13 – Истинная (пунктирные линии) и сглаженные (сплошная линия) траектории для случаев: а) среднеарифметического усреднения; б) вычисления медианного значения

Сравнение результатов сглаженных траекторий, представлены на рис. 3.13 а и рис. 3.13 б наглядно демонстрирует преимущества последнего подхода, основанного на использовании медианного значения вместо среднеарифметических оценок \bar{x}, \bar{y} . При этом на рис. 3.13 приведены лишь две типичные реализации. Оценка среднеквадратической ошибки δ аппроксимации в обоих случаях, рассчитанная путем статистического моделирования, показала, что при использовании медианной оценки значение этой ошибки оказывается меньше примерно в 2,7 раза.

Общая схема предложенного алгоритма обработки показана на рис. 3.14.

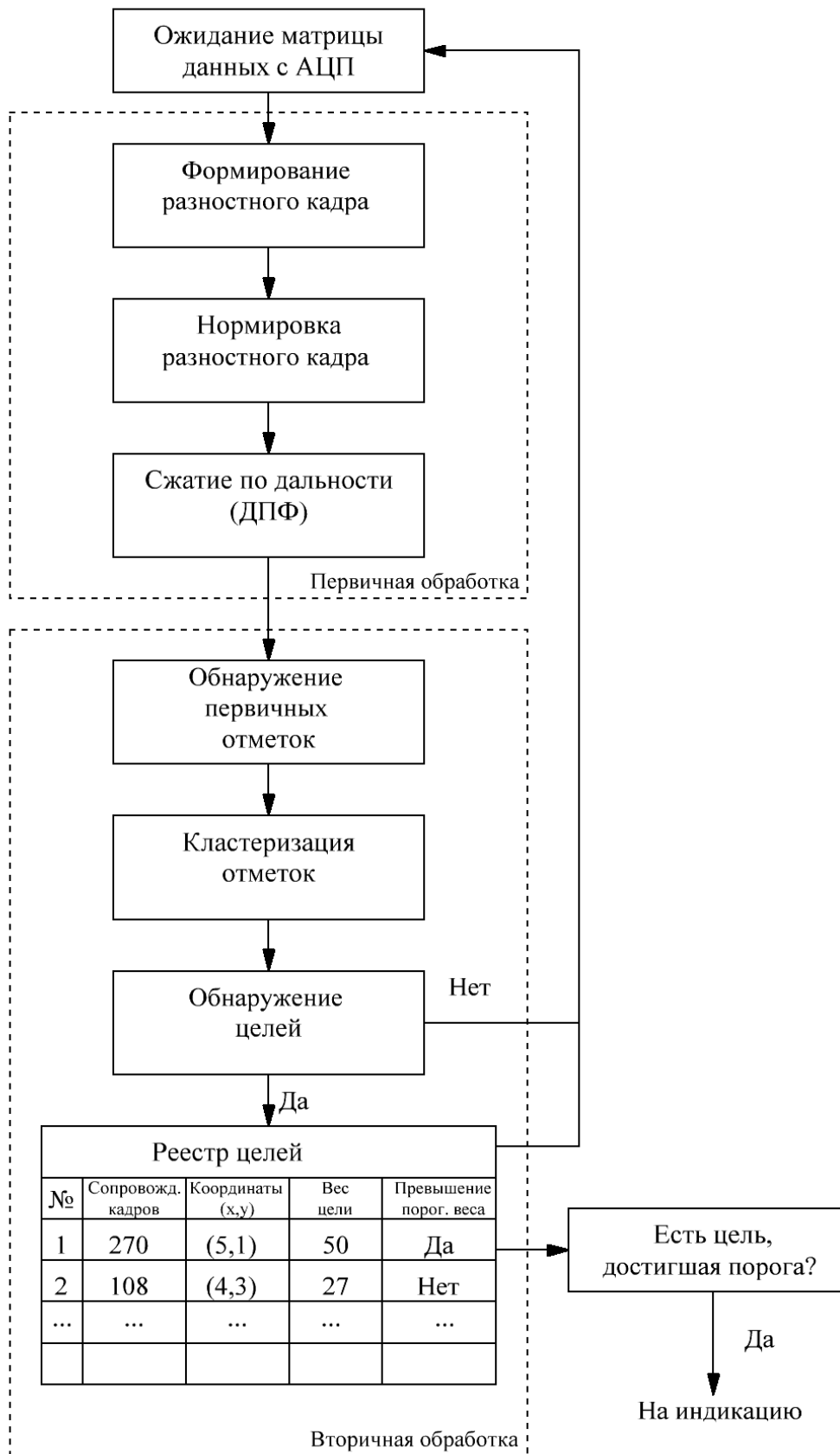


Рис. 3.14. Схема алгоритма обработки сигналов

3.3 Выводы к главе

Описан метод обработки СЧМ-сигнала, который включает нормировку комплексных отсчетов по собственным абсолютным значениям. При этом сохраняются все операции формирования и преобразования отсчетов СЧМ-сигнала, включающие квадратурное детектирование, весовую обработку и сжатие по дальности с помощью обратного ДПФ.

Предложенный метод обработки сигналов предназначен для использования в РЗЧС, в которых в силу сверхширокополосности зондирующих СЧМ-сигналов в наибольшей степени сказывается влияние интерференционных помех и неравномерностей амплитудно-частотных характеристик передающего и приемного трактов, приводящих к появлению паразитной амплитудной модуляции отсчетов СЧМ-сигнала.

В результате нормировки отсчетов СЧМ-сигналов или их межпериодных разностей удастся исключить паразитную амплитудную модуляцию и, таким образом, улучшить значение отношения сигнал-шум (ОСШ) по сравнению с обработкой СЧМ-сигнала без использования нормировки.

Результаты компьютерного моделирования, проведенные для анализа сигнала одиночной точечной цели, показывают, что при использовании метода нормировки разностей отсчетов (НРО) СЧМ-сигнала выигрыш в значении ОСШ по сравнению с методами череспериодного вычитания (ЧПВ) и локальной дисперсии (ЛД) составляет 1...5 дБ и зависит от входного значения ОСШ. Величина выигрыша увеличивается с ростом значения ОСШ.

Приведены результаты натурных экспериментов, проведенных с помощью макета РЗЧС при обнаружении подвижных и неподвижных людей через кирпичную стену толщиной 0,5 м. При ширине полосы СЧМ-сигнала в 1,5 ГГц и начальной частоте 1 ГГц выигрыш в значении ОСШ находится в пределах 2...4 дБ. Приведены изображения двумерных матриц абсолютных

значений сигналов в виде градаций яркостей серого цвета для трех алгоритмов обработки – ЧПВ, ЛД и НРО. Для предложенного алгоритма НРО яркость полезных сигналов значительно выше, чем у первых двух алгоритмов, лучше также и контраст изображения.

Полученные результаты свидетельствуют о целесообразности практического использования алгоритма НРО как при визуальном оценивании ситуации (т.е. оператором), так и при автоматизированной обработке сигналов для решения задач обнаружения людей и измерения их координат.

Подробно рассмотрены все последующие этапы обработки сигналов в РЗЧС, включающие формирование первичных отметок и построение траекторий целей. Эти этапы состоят из следующих видов обработки сигналов:

1. Формирование первичных отметок целей на основе пороговой обработки сигналов.
2. Кластеризация двумерных областей целей.
3. Обнаружение целей и передача их на сопровождение.
4. Построение траекторий перемещения целей.

Формирование первичных отметок целей выполняется на основе пороговой обработки сигналов. При этом для вычисления порога возможны два подхода – формирование единого порога для сигнальных отсчетов всего кадра (фиксированный порог), и формирование адаптивного порога, принимающего различные значения на двумерной матрице отсчетов кадра (адаптивный порог).

При вычислении фиксированного порога используется усреднение абсолютных значений отсчетов всего кадра с последующим умножением на постоянный коэффициент, который определяется допустимым числом ложных отметок.

Адаптивный порог формируется на основе методов вычисления локального среднего значения интенсивностей помех в области тестируемой

ячейки – методы ПУЛТ-обнаружения (в англоязычной литературе CFAR обнаружители). В диссертационной работе используется метод CA-CFAR обнаружения, при котором формирование адаптивного порога выполняется на основе вычисления среднего значения абсолютных значений отсчетов в прямоугольной области, в центре которой расположена тестируемая ячейка.

Описана процедура формирования адаптивного CA-CFAR порога, которая выполняется путем двумерной свертки абсолютных значений отсчетов матрицы одного кадра и импульсной характеристики КИХ-фильтра, имеющей вид прямоугольной области с нулевыми и единичными значениями. Формирование адаптивного порога может быть выполнено либо в пространственной области (путем свертки), либо в частотной области (с помощью операций двумерных БПФ).

Проведен анализ различных процедур кластеризации данных. В диссертационной работе предложен метод простой кластеризации с уточнением центра кластера согласно алгоритму K -внутригрупповых средних. Подробно описаны четыре этапа кластеризации, поясняющие принципы формирования локальной области выделения кластера, вычисления признака кластера, обнаружения кластера и определения его центра, характеризующего координаты обнаруженной цели.

В качестве алгоритма обнаружения траектории цели (захват цели) используется известный алгоритм « k из n », согласно которому цель считается обнаруженной, если в течение n последовательных кадров было сформировано k отметок в локальной области наблюдения.

Подробно рассмотрена процедура формирования траекторий целей, которая позволяет на основе последовательности измеренных в течение нескольких кадров значений координат целей строить траекторию ее перемещения на основе линейной аппроксимации, использующей ограниченный временной интервал. Длительность этого временного интервала должна быть небольшой (считается, что это интервал линейного

перемещения цели), он должен включать число кадров, не превышающее десяти (соответствует длительности интервала не более одной секунды).

Описана методика разработки алгоритма формирования сглаженной траектории цели, в котором вместо использования среднеарифметических усредненных значений координат целей в соседних кадрах предложено использовать медианное значение.

Путем статистического моделирования показано, что в случае наличия интерференционных помех, приводящих к появлению аномальных ошибок измерения координат целей, предложенный метод позволяет существенно – более чем в 2 раза, снизить значение среднеквадратической ошибки аппроксимирующей траектории цели.

Глава 4

Результаты натуральных экспериментов по обнаружению и сопровождению целей в РЗЧС

4.1. Описание методики проведения эксперимента

В предыдущих главах описаны алгоритмы формирования первичных отметок целей с последующей фильтрацией и завязкой траектории. Также для воспроизведения определенных сценариев движения человека и отработки алгоритмов разработана модель формирования первичных отметок. Есть необходимость доказать практическую ценность алгоритма. Для этого проведен ряд экспериментов с макетом радиолокатора и показаны результаты работы предложенного алгоритма. Ранее подобные эксперименты уже проводились (см., например, [14, 39, 53]).

Эксперименты проходили в помещении 6 м х 8 м, зондирование выполнялось через кирпичную стену толщиной 0,5 м. Параметры зондирования приведены ниже:

- СЧМ сигнал полосой 1...2 ГГц и шагом 4 МГц
- Период зондирования 0,1 с
- Мощность излучения 20 дБм

На рис. 4.1 приведена схема комнаты и объектов внутри нее, а именно 2 стола и металлическая батарея у дальней от радиолокатора стены.

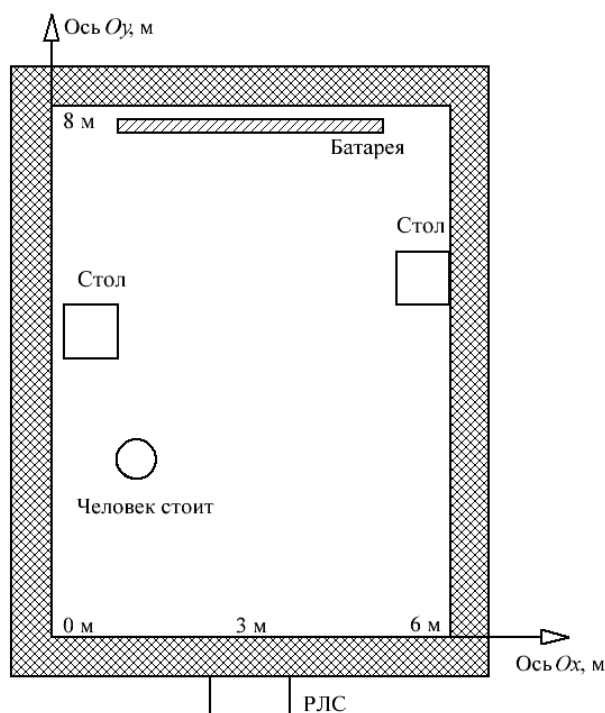


Рис. 4.1 – Схематическое изображение помещения и радиолокатора при зондировании помещения через стену

На рис. 4.1 видно, что в помещении помимо человека присутствуют также предметы интерьера: столы и батарея у дальней от радиолокатора стены, которые вносят дополнительные переотражения и усложняют качество обнаружения.

4.2. Показатели качества обнаружения и сопровождения целей в РЗЧС

На рисунках, показанных далее, можно визуальнo оценить результаты работы алгоритма. Однако такая оценка субъективна. Для объективной оценки введем количественные статистические показатели качества обнаружения:

$$n_g = \frac{k_y}{K}, \quad (4.1)$$

где n_g – оценка вероятности обнаружения человека в помещении, k_y – количество кадров, когда сопровождается цель, всего K кадров. Результаты

вычисления этой формулы для разных сценариев положения человека в комнате приведены далее в таблице 4.1.

Для экспериментов выбран интервал наблюдения 50 с, что соответствует числу $K = 500$ кадров. Этого времени вполне достаточно для обнаружения человека в сложных ситуациях: человек, находящийся в помещении среди множества предметов интерьера, лежащий на спине человек, присутствие двоих человек.

4.3. Результаты экспериментов и их анализ

Для верификации разработанного и описанного в гл. 3 алгоритма проведено несколько сценариев зондирования с разным положением человека в помещении: пустое помещение, человек неподвижно стоит, человек ходит, два человека ходят. Приведены результаты обработки как реального сигнала, так и модели, описанной в гл. 2.

На рис. 4.2 представлены результаты зондирования пустого помещения: $a, в$ – кадры $|\tilde{\mathbf{S}}^{(k)}|$ с вычитанием отсчетов двух соседних кадров; $б, г$ – результаты межкадровой (межпериодной) обработки (см. гл. 3) принятого сигнала в виде индикатора. Для удобства наблюдения индикатор выполнен в полярной системе координат, где отображена дальность в метрах и угол наблюдения относительно положения радиолокатора, то есть по оси $Oy - 0$ м, а по оси $Ox - 3$ м. Как будет показано далее, обнаруженный человек отображается в виде точки.

На рис. 4.2 $д$ представлена графическая хронология обнаружений человека, представляющая временную шкалу, на которой заливкой отмечены обнаружения, соответствующие временным отметкам в ходе работы алгоритма. Сплошная белая заливка означает отсутствие обнаружений, штриховая односторонняя – обнаружение одного человека, штриховая перекрестная – обнаружение двоих людей.

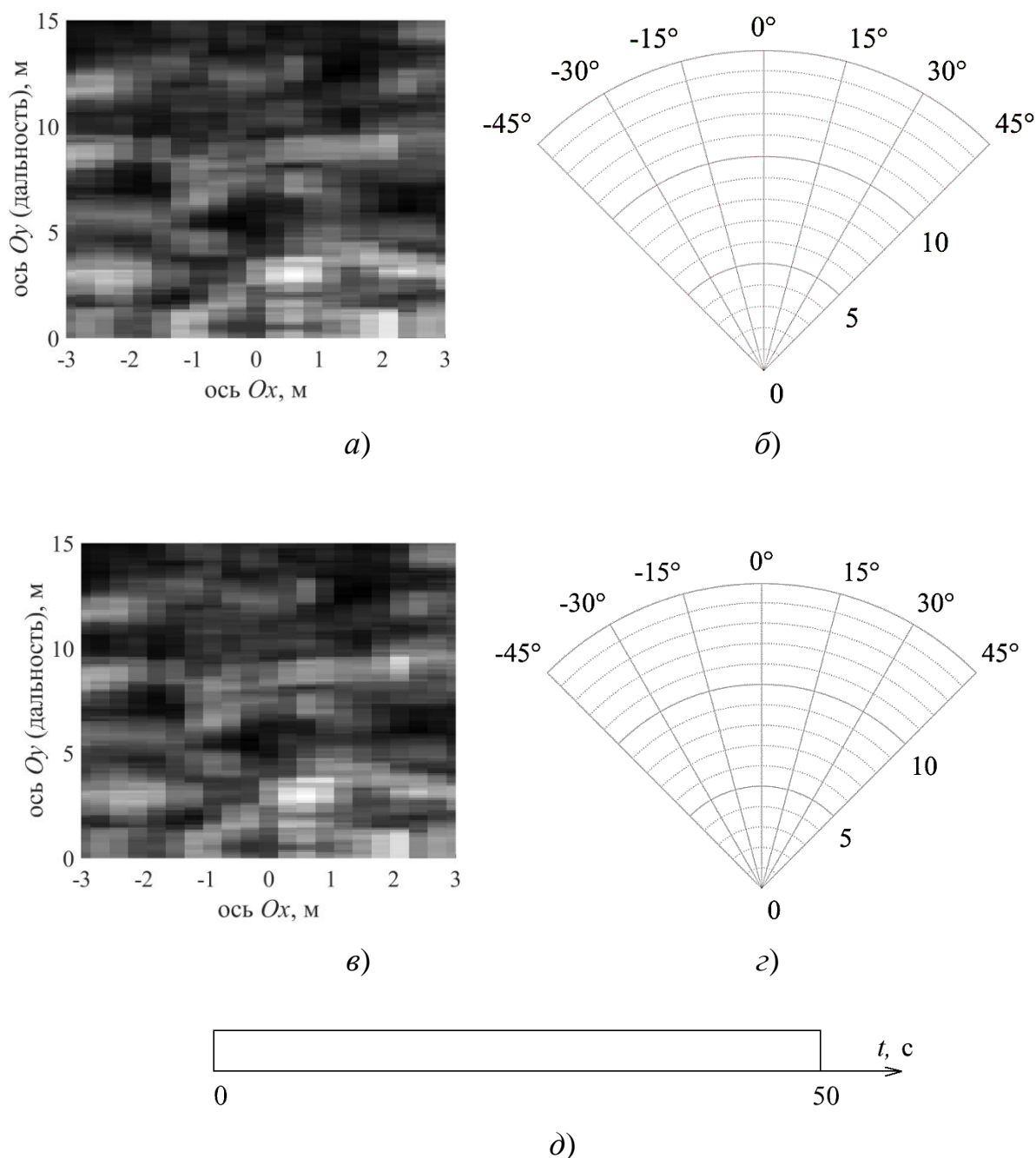
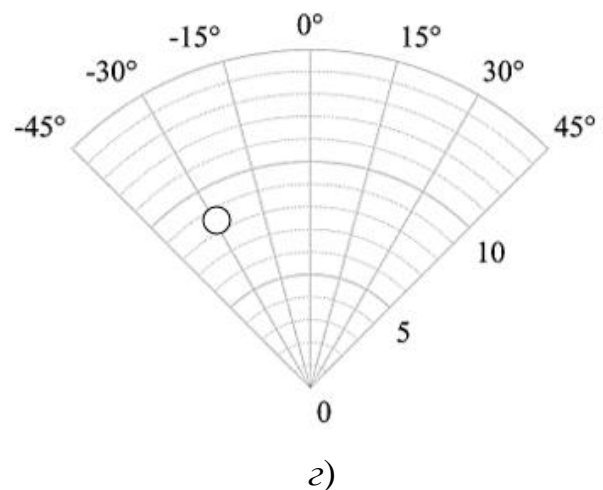
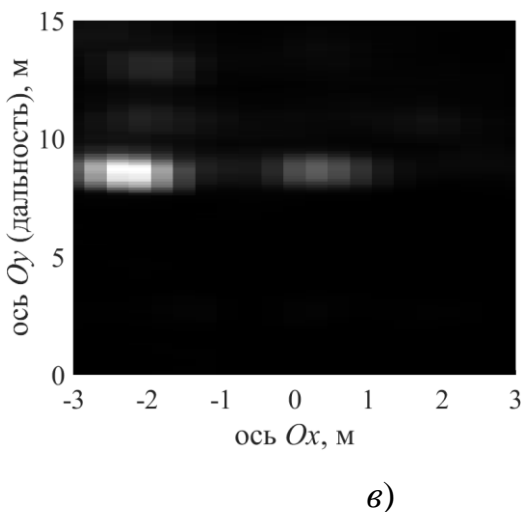
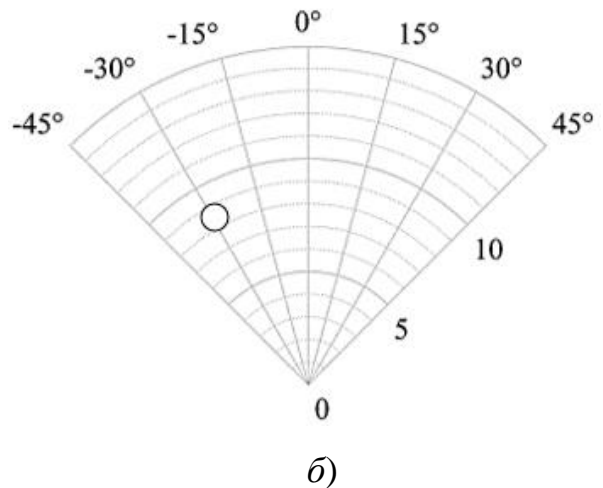
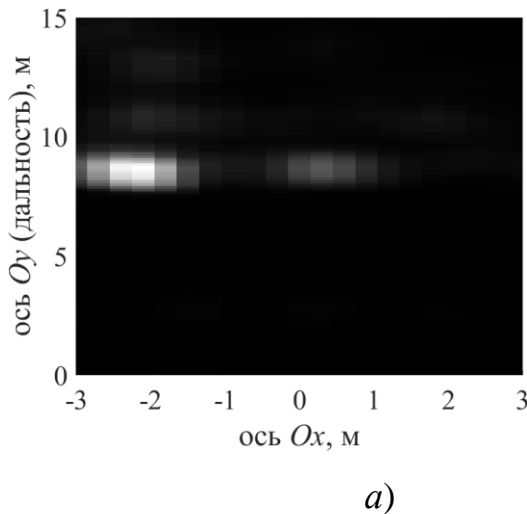


Рис. 4.2 – Результаты зондирования пустого помещения: *а, в* – разностные матрицы входных сигналов двух соседних кадров; *б, г* – результаты обработки в виде индикатора в полярной системе координат; *д* – график хронологии обнаружений (сплошной белый цвет означает отсутствие обнаружений)

Как видно из рис. 4.2 *а, в*, разностные кадры не отличаются друг от друга. Это связано с тем, что в сигнале присутствуют только внутренние шумы приемного тракта, которые при последующей обработке сглаживаются.

Поэтому алгоритм не захватывает первичные отметки, следовательно, на выходе нет обнаружений человека в течение всего времени наблюдения (рис. 4.2 д).

Рассмотрим случай, когда в помещении неподвижно стоит один человек на дальности по оси Oy на 8 м и по оси Ox на -2 м. На рис. 4.3 а-е для наглядности динамики изменения кадра показано 3 соседних кадра зондирования, соответствующие 30,0, 30,1, 30,2 секундам зондирования. На рис. 4.3 а, в, г показаны разностные кадры, на рис. 4.3 б, г, е – результаты обработки сигналов, на рис. 4.3 ж – графическая хронология хода эксперимента.



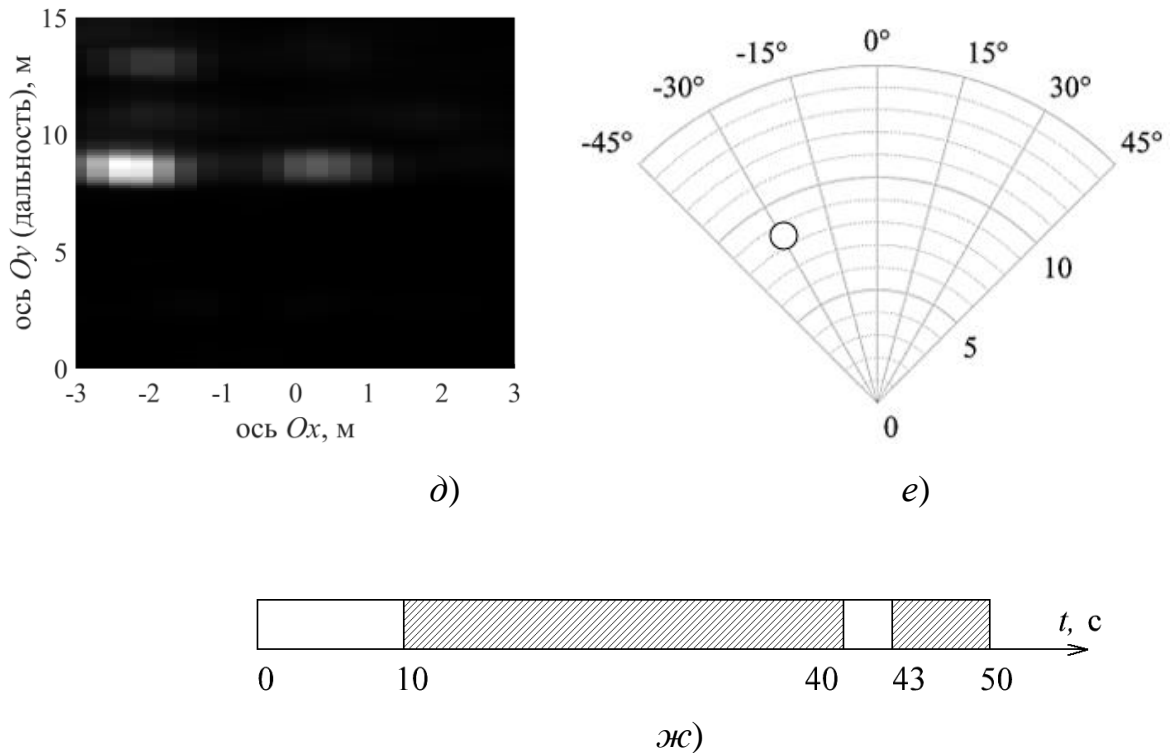


Рис. 4.3 – Результаты зондирования помещения, в котором стоит человек на $(-2, 8)$ м в трех соседних кадрах, начиная от 30-й сек: *a*, *b*, *d* – разностные матрицы входных сигналов двух соседних кадров; *б*, *г*, *e* – результаты обработки в виде индикатора в полярной системе координат (белая точка обозначает текущее положение сопровождаемой неподвижной цели); *ж* – график хронологии обнаружений (сплошной белый цвет означает отсутствие обнаружений, а наклонная штриховая заливка – обнаружение одного человека).

На рис. 4.3 *a* видно, что подвижный объект (человек) имеет максимальное значение сигнала и представлен в виде широкого яркого пятна, находящегося в точке с координатами $(-2, 8)$ м. Помимо него в кадре заметны сигналы переотражений, представленные в виде ослабленных копий отклика от человека, которые соответствуют положению отражателей (стены, металлической батареи и стола). На рис. 4.3 *в*, *д* можно заметить, что с течением времени разностные кадры практически не изменяются: переотражения несильно изменяются по амплитуде, при этом отклик от человека сохраняет неизменную амплитуду, что обусловлено его микроперемещениями (см. гл. 1).

Работа алгоритма отображена на рис. 4.3 *ж*. В течение первых 10 секунд нет обнаружений. Дело в том, что для работы предложенного алгоритма необходимо время для накопления статистики. Поэтому обнаружение и завязка траектории начинаются только на 10-й секунде и продолжаются до конца эксперимента. При этом на короткое время сопровождение цели прекратилось (примерно в течение 3 сек на интервале 40...43 сек), затем снова появилось. Пропадание цели возникло, так как человек в этот промежуток времени задержал дыхание (таковы были условия эксперимента), и амплитуды его микроперемещений не хватило для захвата цели. Напомним, что это самый сложный случай обнаружения человека, когда он находится в неподвижном состоянии.

Результат фильтрации Калмана с устойчивой оценкой (на основе медианного значения, как описано в главе 3) и завязки траектории показан на рис. 4.3 *б, г, е*, где видно, что после «захвата» цели выводится отметка о положении человека в данный момент с учетом накопленной статистики за предыдущие 4 секунды зондирования. Так как человек стоит на одном месте, то и отметка также не перемещается. Всего за время эксперимента человек сопровождался в течение 37 секунд из 50, т.е. около 75% всего времени наблюдения. На основании этого времени рассчитываются вероятности обнаружения (см. табл. 4.1).

Перейдем к случаю, когда один человек ходит в помещении. Человек ходит вперед-назад от радиолокатора к противоположной от него стене и обратно. На рис. 4.4 *а, б* представлены результаты работы алгоритма, соответствующие 30-й секунде зондирования. Ход эксперимента показан на рис. 4.4 *в*.

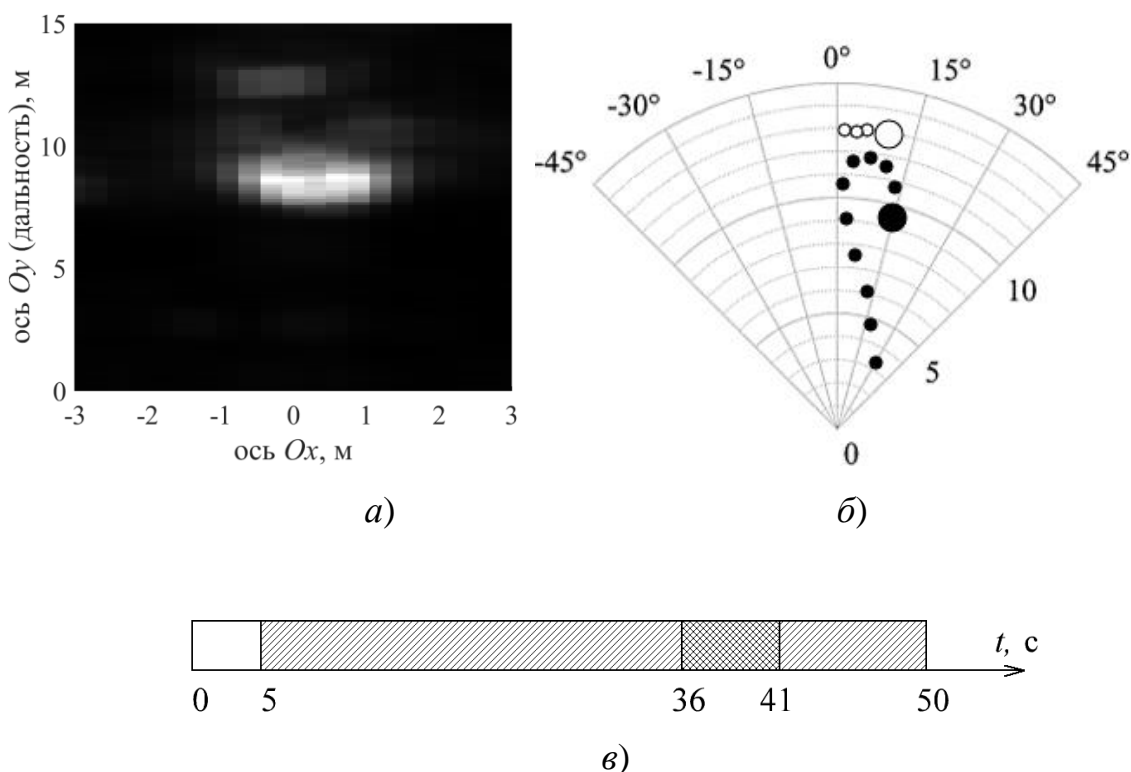


Рис. 4.4 – Результаты зондирования помещения, в котором один человек ходит от ближней к радиолокатору стене к дальней: *а* – разностная матрица входных сигналов двух соседних кадров на 30-й с зондирования; *б* – результат обработки в виде индикатора в полярной системе координат (черная большая точка обозначает положение сопровождаемой подвижной цели на 30-й с, черные малые точки – предыдущие положения цели с периодом 3 с; белые точки – соответственно, положения неподвижной цели); *в* – график хронологии обнаружений (сплошной белый цвет означает отсутствие обнаружений, а наклонная штриховая заливка – обнаружение одной цели, перекрестная штриховая линия – обнаружение двух целей).

Как видно из рис. 4.4 *а*, на разностном сигнале присутствует сильный отклик от человека в точке с координатами (0,5, 8) м. По сравнению с рис. 4.3 *а*, отклик от идущего человека намного больше вытянут как по оси Ox , так и по оси Oy , нежели отклик от стоящего на месте человека. Это обусловлено инерционностью алгоритма. Для улучшения отношения сигнал-шум кадры накапливаются в течение 3 секунд и усредняются в скользящем окне, а также производится корреляционный анализ (подробное описание алгоритма приведено в главе 3). Такая обработка с одной стороны улучшает отношение сигнал-помеха, а с другой стороны накладывает ограничения: становится затруднительным разрешение одного человека, находящегося возле

отражающего предмета либо нескольких близко расположенных людей. В таком случае отклик от человека «сольется» с близкими объектами или людьми в один большой отклик (результат процедуры кластеризации, описанной в главе 3), который будет классифицирован как помеховый сигнал и будет отфильтрован. С учетом этого эмпирически выведено, что для различных обстановок в комнате рационально человека определять как цель размерами 1,5 м x 1,5 м, что можно использовать как параметр, определяющий размер кластера обнаруживаемой цели.

Также на рис. 4.4 *а* можно заметить переотраженный сигнал в точке с координатами (0, 13) м, значение которого намного слабее полезного сигнала (яркость пятна существенно меньше). Чем ближе к стене находится человек, тем меньше значение отношения сигнал-помеха (ОСП), то есть отклик сигнала от человека по мере увеличения дальности падает по амплитуде и на радиолокационном кадре отражения от стены становятся более заметными. Этот эффект продемонстрирован на рис. 4.5.

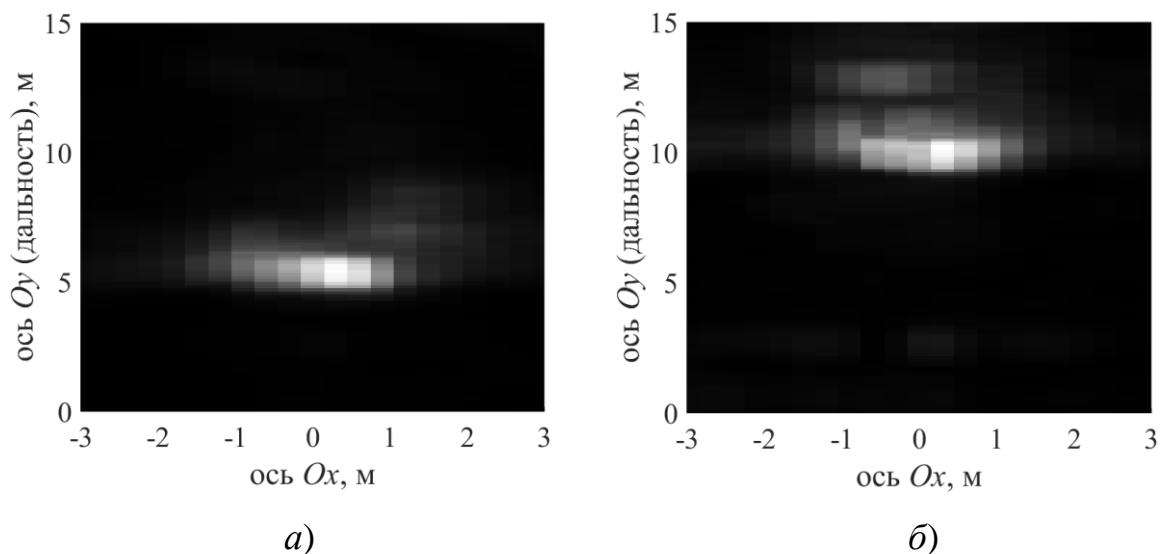


Рис. 4.5 – Разностные кадры при зондировании помещения, в котором ходит человека от ближней стенки к дальней. *а* – человек в 8 метрах от задней стены, *б* – человек в 3 м от задней стены.

На рис. 4.4 в видно, что алгоритм начал сопровождение подвижной цели спустя 5 сек после начала эксперимента, что намного быстрее, чем при нахождении в помещении одного стоящего человека (рис. 4.3 *ж*). Отклик от движущегося человека гораздо больше, чем от неподвижного, так как в этом случае за единицу времени радиолокатор фиксирует перемещения большей амплитуды, что и отражено на сигнале. Поэтому сопровождение такой цели начинается практически сразу.

На 36-й секунде можно заметить захват еще одной цели. Отклик от человека, подходящего к стене, стал соизмерим с уровнем переотражения стены (рис. 4.5 *б*). Произошло ложные обнаружение, захват и сопровождение цели, в качестве которой выступает стена. Видно, что положение этого объекта со временем изменилось. На стену как бы проецировалось положение человека. По мере отдаления человека от стены амплитуда переотраженного от стены сигнала снизилась, и произошел сброс сопровождения ложной цели – точки переотражения от стены.

Следующий важный рассмотренный случай зондирования помещения, в котором 2 человека ходят навстречу друг другу от ближней стены к дальней и наоборот. На рис. 4.6 изображена отработка алгоритма при этой ситуации.

Ситуации, в которых в одном помещении находятся несколько людей наиболее сложные для точного определения количества положения людей. Этому способствует очень сильное отношение сигнал-помеха. В такой обстановке при наличии двух и более подвижных людей возникает намного больше интерференций от предметов обстановки, из-за чего становится затруднительна фильтрация ложных отметок, поведение которых неотличимо от отклика человека.

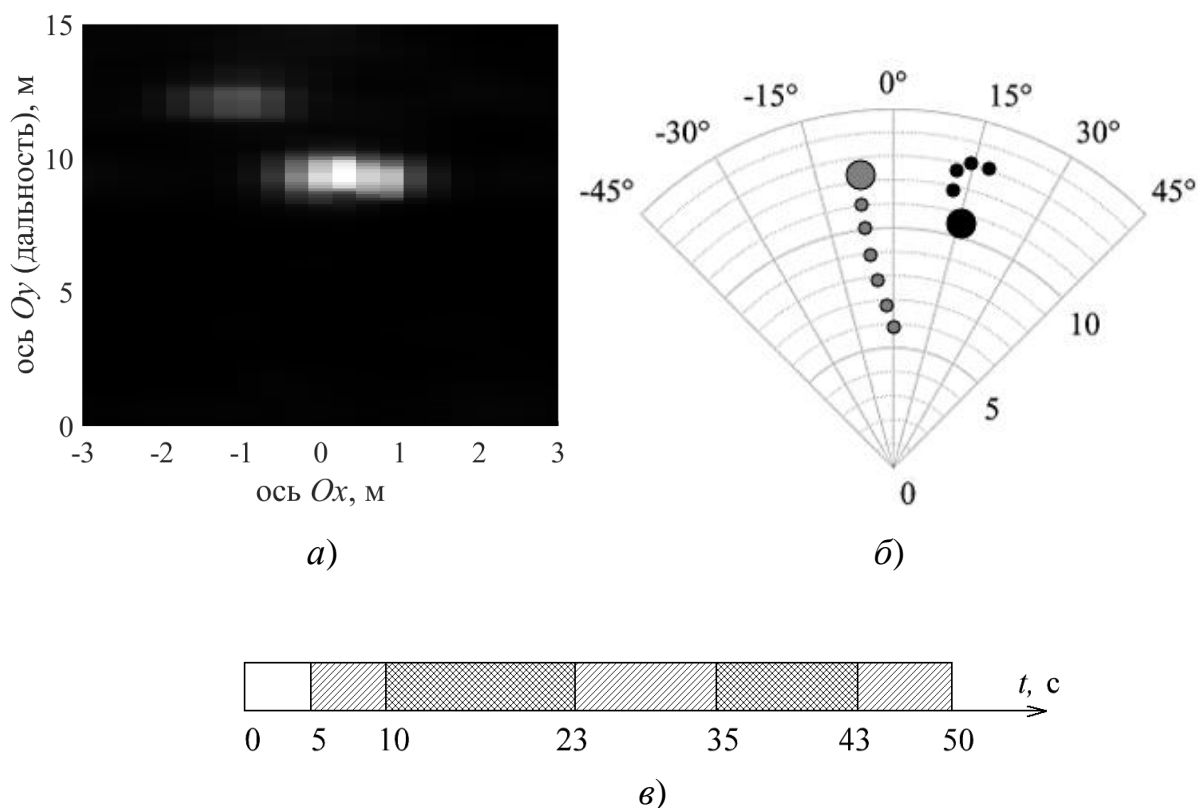


Рис. 4.6 – Результаты зондирования помещения, в котором два человека ходят друг навстречу другу между ближней и дальней стенами: *а* – разностная матрица входных сигналов двух соседних кадров на 20-й с зондирования; *б* – результат обработки в виде индикатора в полярной системе координат (черная большая точка обозначает положение первого человека, черные малые точки – предыдущие положения первого человека с периодом 3 с; серые точки – соответственно, положения второго человека); *в* – график хронологии обнаружений (сплошной белый цвет означает отсутствие обнаружений, наклонная штриховая заливка – обнаружение одной цели, перекрестная штриховая линия – обнаружение двух целей).

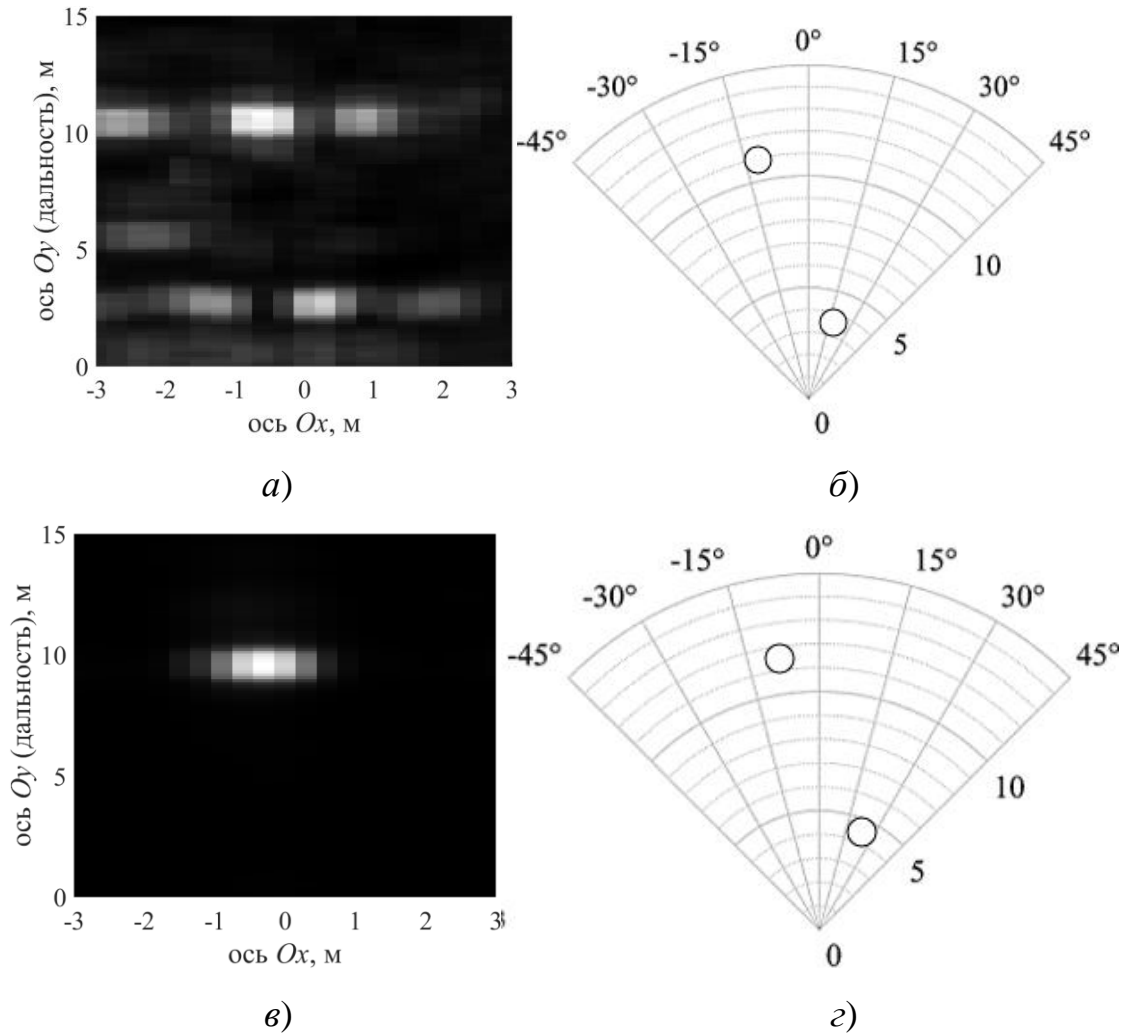
На рис. 4.6 *а* изображен разностный кадр, соответствующий 20-й секунде зондирования, на котором видны два отклика, соответствующие положению людей. При этом на рис. 4.6 *б* показаны их траектории.

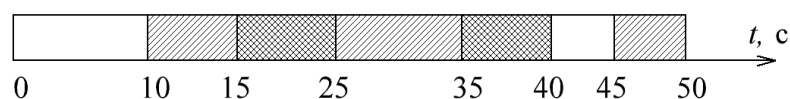
На рис. 4.6 *в* видно, что траектория одного человека завязывается за 5 секунд, а другого – за 10 секунд. В этот момент люди находились на разном удалении от радиолокатора. Быстрее начал сопровождаться тот человек, который находился ближе к радиолокатору и имел более мощный отклик сигнала. В то же время другой человек был около дальней от радиолокатора

стены, его отклик был гораздо слабее, чем у ближайшего к радиолокатору человека, поэтому амплитуда его отклика соизмерима с шумами.

Оба человека стабильно сопровождаются, когда находятся на приблизительно равном удалении от радиолокатора и их отклики соизмеримы по амплитуде.

Также стоит рассмотреть ситуацию, когда 2 человека находятся в помещении в неподвижном положении. На рис. 4.7 продемонстрирован эксперимент, в котором радиолокатор зондировал помещение с двумя сидящими неподвижно людьми: один человек сидит в $(0,5, 3)$ м, а другой – в $(-0,5, 11)$ м.





д)

Рис. 4.7 – Результаты зондирования помещения, в котором два человека неподвижно сидят: *a*, *в* – разностные матрицы входных сигналов двух соседних кадров на 20-й с зондирования; *б*, *г* – результаты обработки в виде индикатора в полярной системе координат (белая большая точка – положение человека); *д* – график хронологии обнаружений (сплошной белый цвет означает отсутствие обнаружений, наклонная штриховая заливка – обнаружение одной цели, перекрестная штриховая линия – обнаружение двух целей).

На разностном кадре (рис. 4.7 *a*) видно несколько отражений на разных дальностях: на 3 м, 6 м и 11 м. При этом отражений от людей здесь только два: в точках (0,5, 3) м и (-0,5, 11) м. А все остальное – переотражения от различных объектов помещения. В точке (-2, 6) м заметно переотражение от стола (рис. 4.1). При нахождении нескольких человек в помещении характер переотражений становится более сложным, нежели в случае нахождения в помещении одного человека (рис. 4.3 *a*): больше источников движения, соответственно, больше амплитуды откликов от объектов.

Характерной особенностью для этой ситуации является периодическое пропадания из кадров предметов переотражений. На рис. 4.7 *б* показан момент времени, когда переотражение от стола в (-2, 6) м стало гораздо меньше, чем на рис. 4.7 *a*, в то время как отклики от людей хот и поменялись по амплитуде, но все также остались наблюдаемыми. Учитывая эти особенности, алгоритм показал верное расположение людей в помещении (рис. 4.7 *б*, *г*).

Однако по ходу наблюдения радиолокатор не обнаруживал то одного, то двух людей, как видно из рис. 4.7 *д*. Это связано с тем, что люди в какие-то моменты времени могли пошевелиться, а могли задержать дыхание. Из-за чего их амплитуды отклика могли то увеличиваться, то уменьшаться. Тем не менее, можно сделать выводы о наличии или отсутствии людей в помещении за время всего наблюдения.

Рассмотрим также ситуацию, когда в помещении один человек сидит, а другой ходит. На рис. 4.8 показаны результаты зондирования помещения, в котором один человек ходит по кругу на 4..10 м по оси Oy и на -2..3 м по оси Ox и один человек стоит на (-2, 10) м.

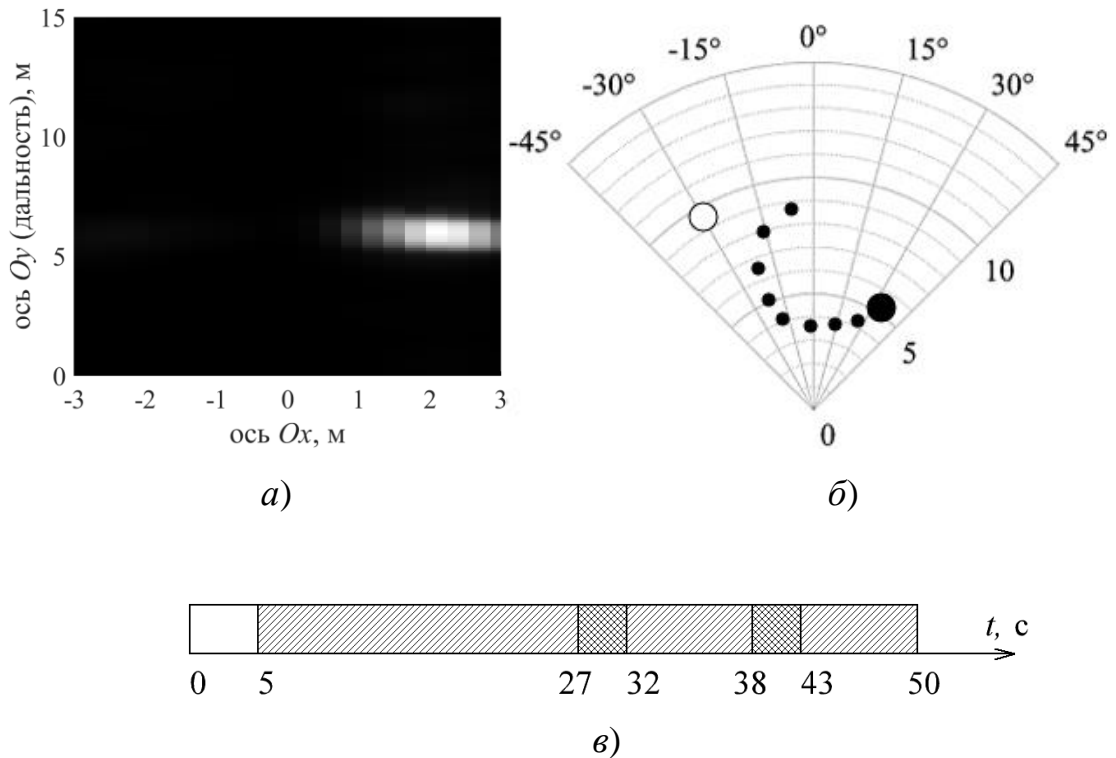


Рис. 4.8 – Результаты зондирования помещения, в котором один человека неподвижно стоит, а другой ходит: *a* – разностная матрица входных сигналов двух соседних кадров на 30-й с зондирования; *б* – результат обработки в виде индикатора в полярной системе координат (белая большая точка – положение человека); *в* – график хронологии обнаружений (сплошной белый цвет означает отсутствие обнаружений, наклонная штриховая заливка – обнаружение одной цели, перекрестная штриховая линия – обнаружение двух целей).

Как видно из рис. 4.8 *a*, на разностном кадре хорошо заметен отклик от идущего по кругу человека, при этом отклик от неподвижно сидящего человека гораздо слабее и визуалью не заметен. В те моменты, когда идущий человек не затеняет сидящего и когда сидящий человек совершает микроперемещения: дышит либо шевелится, адаптивный порог обнаруживает отклик от неподвижного человека, формируя первичную отметку. Накопив

несколько таких отметок, не меняющих положение, выносится решение о том, что это неподвижный человек, и выводится точка на индикаторе (рис. 4.8 б).

За время наблюдения (рис. 4.8 в) ходящий человек был обнаружен за 5 с и сопровождался на протяжении всего эксперимента. В то время, как неподвижный сопровождался всего два коротких интервала времени: 27..32 с и 38..43 с. Стоит отметить, что время наблюдения неподвижного человека также зависит от обстановки комнаты: чем меньше предметов, тем больше времени сопровождается неподвижный человек.

Рассмотрим похожий эксперимент в помещении без предметов интерьера. Ход эксперимента показан на рис. 4.9.

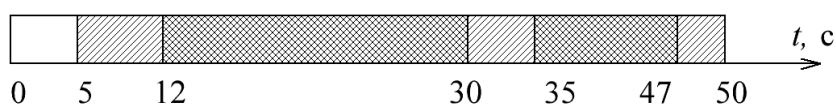


Рис. 4.9 – Результаты зондирования помещения без предметов интерьера, в котором один человека неподвижно стоит, а другой ходит в виде графика хронологии обнаружений (сплошной белый цвет означает отсутствие обнаружений, наклонная штриховая заливка – обнаружение одной цели, перекрестная штриховая линия – обнаружение двух целей).

Как видно из рис. 4.9, в помещении без предметов интерьера ходящий человек также сопровождается все время наблюдения, а вот сидящий замечен больше времени, по сравнению с предыдущим экспериментом (рис. 4.8 в). Это связано тем, что в пустой комнате намного меньше переотражений, являющихся дополнительными помехами при обнаружении «слабых» целей.

По результатам проведенных экспериментов составлена сводная таблица 4.1.

Таблица 4.1. Оценки вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения

Вид эксперимента	Вероятность ложной тревоги	Вероятность правильного обнаружения
Пустое помещение	0,0	-
Один человек стоит	0,0	0,74
Один человек ходит	0,1	0,9
Два человека ходят	0,0	0,9
Два человека сидят	0,0	0,7
Один сидит, один ходит	0,0	0,9

Под вероятностью ложной тревоги понимается среднее число кадров, в которых произошло обнаружение наличия человека, когда в наблюдаемом помещении его не было в течение всего времени наблюдения (т.е. в течение всех кадров). Например, при зондировании пустого помещения обнаружение цели считается ложной тревогой. Или при наличии одного человека сигнал о том, что цели две также считается ложной тревогой.

Под вероятностью правильного обнаружения считается время сопровождение хотя бы одной цели при условии наличия одного или более человек в наблюдаемом помещении. В случае зондирования пустого помещения вероятность такого события равна нулю.

4.4. Выводы по главе 4

Проведенные эксперименты показали, что характеристики обнаружения сильно зависят от ситуации: от количества людей, скорости их перемещения, а также от обстановки помещения. Поэтому нельзя сделать однозначный вывод о качестве работы разработанного алгоритма и каждую ситуацию необходимо рассмотреть отдельно.

В помещении без людей алгоритм показал себя с хорошей стороны – не было ложных отметок.

В помещении с одним стоящим человеком алгоритм показал себя тоже удовлетворительно – цель начала сопровождаться спустя 10 с наблюдения, сопровождалась большую часть эксперимента и был один пропуск цели из-за очень малой амплитуды движений. При этом отметка на индикаторе соответствует положению человека.

При зондировании помещения с одним ходящим человеком сопровождение началось спустя 5 с после начала зондирования. Сопровождение велось непрерывно до конца эксперимента. Также сопровождалось и переотражение от стены.

При зондировании помещения с двумя ходящими людьми выявлено, что несколько человек стабильно сопровождают, когда находятся на приблизительно одинаковой дальности. Когда дальность между ними увеличивается, продолжает сопровождаться человек, находящийся ближе к радиолокатору.

При зондировании помещения с двумя сидящими людьми обнаружены оба человека, хотя сопровождают они не все время наблюдения. Также присутствуют пропуски целей из-за низкой амплитуды движений. На разностном кадре присутствует много переотражений от объектов интерьера комнаты, которые отфильтровываются алгоритмом.

При зондировании помещения с одним сидящим и одним ходящим человеком стабильно сопровождается ходящий человек, а сидящий

обнаруживается, когда неподвижный человек совершает редкие шевеления, и сопровождается малое время. При этом сильно влияют предметы интерьера, без которых время сопровождения неподвижного человека больше.

Каждой ситуации присущи свои статистические характеристики обнаружения живых людей. Для улучшения таких характеристик можно настраивать пороги алгоритма под каждую ситуацию. Несмотря на это, алгоритм показывает хороший результат и выполняет поставленную задачу.

Заключение

Описаны назначение и особенности радиолокаторов зондирования помещений через стену (РЗЧС). Приведено описание метода обработки сигналов со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ), обеспечивающего сжатие сигнала по дальности и формирование развертки дальности. В основе этой обработки лежит выделение комплексной огибающей СЧМ сигнала и процедура согласованной фильтрации, которая выполняется с помощью операции обратного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ).

Приведены характеристики целей, в качестве которых рассматриваются живые люди. Сигналы, отраженные от таких целей, характеризуются небольшим значением эффективной площади рассеяния (ЭПР) порядка $0,5...1 \text{ м}^2$ и микроперемещениями элементов целей, обусловленными наличием дыхания, сердцебиения человека и шевелением отдельных органов.

Описан разработанный макет РЗЧС, с помощью которого получены основные результаты натурных экспериментов. Приведена структурная схема радиолокатора, его тактико-технические характеристики, описан принцип работы. Обработка сигналов в разработанном макете сводится к формированию комплексного спектра принимаемого сигнала путем применения преобразования Гильберта (ПГ) и согласованной фильтрации с помощью операции ОДПФ.

Показано, что в случае использования антенн с частотно-зависимой характеристикой, необходима фазовая коррекция принимаемого сигнала, которая позволяет получить сигнал, имеющий спектр с равномерной АЧХ и линейной ФЧХ. Для уменьшения уровня боковых лепестков (УБЛ) используется весовое окно Блэкмана-Хариса. Полученные результаты нашли подтверждение при натурных испытаниях макета радиолокатора. В результате описанной обработки при использовании в качестве зондирующего СЧМ

сигнала с шириной спектра в 2400 МГц в макете радиолокатора удалось получить разрешение по дальности порядка 0,08 м.

В случае использования в качестве приемной антенны линейной антенной решетки (ЛАР) становится возможен отдельный прием сигналов, приходящих с различных азимутальных направлений. Описана методика обработки сигналов при многоканальном по азимуту приеме сигналов в РЗЧС.

Показано, что влиянием погрешностей определения дальности и азимута в РЗЧС можно пренебречь. Так, при зондировании стен толщиной 0,1...0,5 м линейные значения этих погрешностей находятся в примерно в таких же пределах или менее, в зависимости от значения азимута наблюдения цели и материала изготовления стены – бетон, кирпич и др.

Разработаны модели сигналов, предназначенные для формирования двумерного радиолокационного изображения помещения в координатах «дальность-азимут», зондируемого через стену. Предложенные модели разработаны на основе анализа сигналов, полученных при проведении натуральных экспериментов с макетом радиолокатора, использующего в качестве зондирующего сигнал со ступенчатой частотной модуляцией с шириной полосы частот 1 ГГц (разрешение по дальности 15 см).

В качестве целей рассматриваются живые люди, находящиеся в подвижном или неподвижном состоянии. Результаты однократного зондирования помещения – кадры, сохраняются в виде двумерных матриц, элементы которых представляют собой отсчеты комплексной огибающей принимаемых сигналов.

Предложенные модели отраженных сигналов учитывают интерференцию радиоволн в помещениях, а также пространственную (межэлементную) и временную (межкадровую) корреляцию сигналов и соответствуют случаям наличия и отсутствия целей в контролируемом помещении.

Проведена верификация предложенных моделей путем сравнения статистических характеристик реальных и модельных сигналов при вычислении оценок вероятностей ложной тревоги и правильного обнаружения на основе пороговой обработки сигналов последовательности кадров.

Разработанные модели имеют не только «визуальное» сходство формируемых на их основе кадров с реальными данными, но также и близость статистических характеристик. Эти модели позволяют формировать множества двумерных матриц цифровых отсчетов (кадров), с помощью которых могут быть получены оценки статистических характеристик эффективности алгоритмов обработки сигналов при различных сценариях зондирования помещения.

Модель полезного сигнала соответствует функции отклика типовой цели и может быть использована для формирования импульсной характеристики согласованного фильтра при обработке сигналов быстрого времени. Показано, что применение предложенной фильтрации имеет эффект сглаживания данных и приводит к существенному сокращению шума, сохраняя при этом помеховые сигналы, возникающие вследствие переотражений полезных сигналов от местных предметов помещения – стен, пола, мебели и др.

Описан метод обработки СЧМ-сигнала, который включает нормировку комплексных отсчетов по собственным абсолютным значениям. При этом сохраняются все операции формирования и преобразования отсчетов СЧМ-сигнала, включающие квадратурное детектирование, весовую обработку и сжатие по дальности с помощью обратного ДПФ.

Предложенный метод обработки сигналов предназначен для использования в РЗЧС, в которых в силу сверхширокополосности зондирующих СЧМ-сигналов в наибольшей степени сказывается влияние интерференционных помех и неравномерностей амплитудно-частотных

характеристик передающего и приемного трактов, приводящих к появлению паразитной амплитудной модуляции отсчетов СЧМ-сигнала.

В результате нормировки отсчетов СЧМ-сигналов или их межпериодных разностей удастся исключить паразитную амплитудную модуляцию и, таким образом, улучшить значение отношения сигнал-шум (ОСШ) по сравнению с обработкой СЧМ-сигнала без использования нормировки.

Результаты компьютерного моделирования, проведенные для анализа сигнала одиночной точечной цели, показывают, что при использовании метода нормировки разностей отсчетов (НРО) СЧМ-сигнала выигрыш в значении ОСШ по сравнению с методами череспериодного вычитания (ЧПВ) и локальной дисперсии (ЛД) составляет 1...5 дБ и зависит от входного значения ОСШ. Величина выигрыша увеличивается с ростом значения ОСШ.

Приведены результаты натуральных экспериментов, проведенных с помощью макета РЗЧС при обнаружении подвижных и неподвижных людей через кирпичную стену толщиной 0,5 м. При ширине полосы СЧМ-сигнала в 1,5 ГГц и начальной частоте 1 ГГц выигрыш в значении ОСШ находится в пределах 2...4 дБ. Приведены изображения двумерных матриц абсолютных значений сигналов в виде градаций яркостей серого цвета для трех алгоритмов обработки – ЧПВ, ЛД и НРО. Для предложенного алгоритма НРО яркость полезных сигналов значительно выше, чем у первых двух алгоритмов, лучше также и контраст изображения.

Полученные результаты свидетельствуют о целесообразности практического использования алгоритма НРО как при визуальном оценивании ситуации (т.е. оператором), так и при автоматизированной обработке сигналов для решения задач обнаружения людей и измерения их координат.

Подробно рассмотрены все последующие этапы обработки сигналов в РЗЧС, включающие формирование первичных отметок и построение

траекторий целей. Эти этапы состоят из следующих видов обработки сигналов:

1. Формирование первичных отметок целей на основе пороговой обработки сигналов.
2. Кластеризация двумерных областей целей.
3. Обнаружение целей и передача их на сопровождение.
4. Построение траекторий перемещения целей.

Формирование первичных отметок целей выполняется на основе пороговой обработки сигналов. При этом для вычисления порога возможны два подхода – формирование единого порога для сигнальных отсчетов всего кадра (фиксированный порог), и формирование адаптивного порога, принимающего различные значения на двумерной матрице отсчетов кадра (адаптивный порог).

При вычислении фиксированного порога используется усреднение абсолютных значений отсчетов всего кадра с последующим умножением на постоянный коэффициент, который определяется допустимым числом ложных отметок.

Адаптивный порог формируется на основе методов вычисления локального среднего значения интенсивностей помех в области тестируемой ячейки – методы ПУЛТ-обнаружения (в англоязычной литературе CFAR обнаружители). В диссертационной работе используется метод CA-CFAR обнаружения, при котором формирование адаптивного порога выполняется на основе вычисления среднего значения абсолютных значений отсчетов в прямоугольной области, в центре которой расположена тестируемая ячейка.

Описана процедура формирования адаптивного CA-CFAR порога, которая выполняется путем двумерной свертки абсолютных значений отсчетов матрицы одного кадра и импульсной характеристики КИХ-фильтра, имеющей вид прямоугольной области с нулевыми и единичными значениями. Формирование адаптивного порога может быть выполнено либо в пространственной области (путем свертки), либо в частотной области (с помощью операций двумерных БПФ).

Проведен анализ различных процедур кластеризации данных. В диссертационной работе предложен метод простой кластеризации с уточнением центра кластера согласно алгоритму K -внутригрупповых средних. Подробно описаны четыре этапа кластеризации, поясняющие принципы формирования локальной области выделения кластера, вычисления признака кластера, обнаружения кластера и определения его центра, характеризующего координаты обнаруженной цели.

В качестве алгоритма обнаружения траектории цели (захват цели) используется известный алгоритм « k из n », согласно которому цель считается обнаруженной, если в течение n последовательных кадров было сформировано k отметок в локальной области наблюдения.

Подробно рассмотрена процедура формирования траекторий целей, которая позволяет на основе последовательности измеренных в течение нескольких кадров значений координат целей строить траекторию ее перемещения на основе линейной аппроксимации, использующей ограниченный временной интервал. Длительность этого временного интервала должна быть небольшой (считается, что это интервал линейного перемещения цели), он должен включать число кадров, не превышающее десяти (соответствует длительности интервала не более одной секунды).

Описана методика разработки алгоритма формирования сглаженной траектории цели, в котором вместо использования среднеарифметических усредненных значений координат целей в соседних кадрах предложено использовать медианное значение.

Путем статистического моделирования показано, что в случае наличия интерференционных помех, приводящих к появлению аномальных ошибок измерения координат целей, предложенный метод позволяет существенно – более чем в 2 раза, снизить значение среднеквадратической ошибки аппроксимирующей траектории цели.

Проведенные эксперименты показали, что характеристики обнаружения сильно зависят от ситуации: от количества людей, скорости их перемещения,

а также от обстановки помещения. Поэтому нельзя сделать однозначный вывод о качестве работы разработанного алгоритма и каждую ситуацию необходимо рассмотреть отдельно.

В помещении без людей алгоритм продемонстрировал работу, близкую к идеальной – ложные отметки целей не наблюдаются в течение времени не менее 50 секунд.

В помещении с одним неподвижным человеком наблюдается уверенное обнаружение цели с задержкой порядка 10 секунд и точным определением ее местоположения.

При зондировании помещения с ходящим человеком уверенное сопровождение начинается спустя примерно 5 с после начала зондирования.

При зондировании помещения с двумя ходящими людьми выявлено, что несколько человек стабильно сопровождают, когда находятся на приблизительно одинаковой дальности. Когда дальность между ними увеличивается, продолжает сопровождаться человек, находящийся ближе к радиолокатору.

При зондировании помещения с двумя сидящими людьми обнаружены оба человека, хотя сопровождают они не все время наблюдения. Также присутствуют пропуски целей из-за низкой амплитуды движений. На разностном кадре присутствует много переотражений от объектов интерьера комнаты, которые отфильтровываются алгоритмом.

При зондировании помещения с одним сидящим и одним ходящим человеком стабильно сопровождается ходящий человек, а сидящий обнаруживается, когда неподвижный человек совершает редкие шевеления, и сопровождается малое время. При этом сильно влияют предметы интерьера, без которых время сопровождения неподвижного человека больше.

Каждой ситуации присущи свои статистические характеристики обнаружения живых людей. Для улучшения таких характеристик можно настраивать пороги алгоритма под каждую ситуацию. Несмотря на это, алгоритм показывает хороший результат и выполняет поставленную задачу.

Список литературы

1. Андрианов А.В., Домбек М.Г. Курамшев С.В. и др. СШП-радар для наблюдения живых объектов // М.: Труды РНТОРЭС им. А.С. Попова, 2005.
2. Андрианов А.В. и др. Под ред. Гринева А.Ю. Вопросы подповерхностной радиолокации // - М.: Радиотехника, 2005.
3. Анищенко Л.Н., Ивашов С.И., Чапурский В.В. Математическое моделирование методов выделения сигналов дыхания и сердцебиения в видеоимпульсном радиолокационном датчике // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника, 2006.
4. Анищенко Л.Н. Технические и теоретические основы биорадиолокационного выделения сигналов дыхания и сердцебиения // Альманах клинической медицины, 2008.
5. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. – М.: Радиотехника. 2004, 320 с.
6. Безуглов В.А., Негодяев С.С., Царьков А.В. Алгоритм обработки данных сверхширокополосного радиолокатора для обнаружения подвижных объектов за оптически непрозрачными преградами // Спецтехника и связь, 2013.
7. Биорадиолокация / Под ред. А.С. Бугаева, И.С. Ивашова, И.Я. Иммореева. -М.: изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010.
8. Бугаев А.С., Васильев И.А., Ивашов С.И. и др. Обнаружение и дистанционная диагностика людей за препятствиями с помощью РЛС // Радиотехника, № 7, с. 42-47, 2003.
9. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. -М.: Сов. Радио, 1971.
10. Вайнштейн Л.А., Зубаков В.Д. Выделение сигналов на фоне случайных помех. -М.: сов. Радио, 1960.
11. Васильев И.А., Ивашов С.И., Чапурский В.В., Шейко А.П. Исследование радиолокатора малой дальности со ступенчатой частотной модуляцией

- при работе внутри помещения // Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение, 2008.
12. Вовшин Б.М., Гринев А.Ю., Фадин Д.В. Процедуры обнаружения подвижных объектов за преградами // Успехи современной радиоэлектроники, № 1-2, 2009.
 13. Гаврилов К.Ю., Игоница Ю.В., Козлов Р.Ю. Обнаружение и сопровождение людей при радиолокационном зондировании помещений через стену // XII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» 2018. С.78-79
 14. Гаврилов К.Ю., Игоница Ю.В., Линников О.Н. Анализ информативности признаков при вторичной обработке сигналов в РЛС малой дальности // Информационно-измерительные и управляющие системы, т. 16, № 5, 2018. С. 11-17.
 15. Гаврилов К.Ю., Игоница Ю.В., Линников О.Н. Оценка ошибок измерения координат целей в радарх зондирования через стену // Информационно-измерительные и управляющие системы Т. 17, № 1 2019. С. 46-54.
 16. Гаврилов К.Ю., Игоница Ю.В., Линников О.Н., Панявина Н.С. Оценка разрешающей способности по дальности при использовании сигналов со ступенчатой частотной модуляцией// Информационно-измерительные и управляющие системы, т. 13, № 5, 2015, с. 23-32.
 17. Гаврилов К.Ю., Игоница Ю.В., Линников О.Н., Трусов В.Н. Метод вторичной обработки информации в РЛС малой дальности // Информационно-измерительные и управляющие системы Т. 14, № 11 2016. С. 4-15.
 18. Гаврилов К.Ю., Каменский И.В., Кирдяшкин В.В., Линников О.Н. Моделирование и обработка радиолокационных сигналов в Matlab. Учебное пособие. Под ред. К.Ю. Гаврилова. – М.: Радиотехника, 2020.
 19. Гаврилов К.Ю., Козлов Р.Ю. Метод обработки радиолокационных сигналов с частотной манипуляцией при обнаружении людей в помещениях через стену // Радиотехника. 2022. Т. 86. № 4. С. 117-131.

20. Гаврилов К.Ю., Козлов Р.Ю. Построение траекторий перемещения людей при радиолокационном зондировании через стену. // Труды МАИ. 2024. № 136.
21. Гаврилов К.Ю., Колотов Д.В. Метод компенсации интерференционных помех в ММО РЛС малой дальности // Информационно-измерительные и управляющие системы, т. 14, № 7, 2016. С. 44-52.
22. Гаврилов К.Ю., Колотов Д.В. Компенсация интерференционных помех в суммарно-дальномерной РЛС малой дальности // Информационно-измерительные и управляющие системы, т. 16, № 7, 2018. С. 3-11
23. Гаврилов К.Ю., Линников О.Н., Солдатов А.Л. Метод обработки радиолокационных сигналов в задачах обнаружения и измерения признаков живых людей // Информационно-измерительные и управляющие системы, т. 16, № 4, 2018. С. 3-15.
24. Гаврилов К.Ю., Шевгунов Т.Я. Разработка имитационной модели дыхания человека и анализ ее характеристик // XIII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь» 25-27 ноября 2019 г., Москва. – М.: JRE – ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН, 2019, с. 272-276.
25. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Радио и связь, 1986.
26. Дж. Ту, Р. Гонсалес. Принципы распознавания образов. -М.: Мир, 1978.
27. Жданюк Б.Ф. Основы статистической обработки траекторных измерений. – М.: Советское радио, 1978. — 384 с.
28. Ермаков С.М., Михайлов Г.А. Курс статистического моделирования. -М.: Наука, 1976.
29. Зеркаль А.Д. Вопросы практического использования системы ближней радиолокации на основе сверхкоротких импульсов с малым энергопотреблением // Радиоэлектроника, 2012.
30. Иголина Ю.В. Обнаружение и сопровождение людей при радиолокационном зондировании помещений через стену // Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук по

специальности 2.2.16 – «Радиолокация и радионавигация» – Москва: МАИ (НИУ), 2021. 117 с.

31. Козлов Р.Ю., Гаврилов К.Ю. Восстановление траекторий перемещения людей при радиолокационном зондировании через стену // 17-я Международная конференция «Авиация и космонавтика – 2018», 19-23 ноября 2018 г. Москва. Тезисы. Типография «Люксор», 2018. С. 258-259
32. Козлов Р.Ю., Гаврилов К.Ю. Разработка модели принимаемых сигналов и алгоритмов их обработки при радиолокационном обнаружении людей в помещениях через стену. // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2024. Т. 22. № 3. С. 61-74.
33. Коваленко Н.А. Методы подповерхностной радиолокации для обнаружения людей за непрозрачными средами // Восточно-Европейский журнал передовых технологий, 2011.
34. Коваленко Н.А., Сахацкий В.Д. Математическая модель искажения зондирующих сигналов в системах контроля местоположения людей за непрозрачной преградой // Вестник НТУ Харьковской политехнической институт. Серия: Информатика и моделирование, 2013.
35. Колотов Д.В., Гаврилов К.Ю. Применение принципов ММО в радиолокационных системах высокого разрешения // IX Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь» 23-25 ноября 2015 г., Москва: труды конференции, – Москва: издание JRE – ИРЭ РАН, 2015. С. 146-151.
36. Кузьмин С.З. Основы проектирования систем цифровой обработки радиолокационной информации. – М.: Радио и связь, 1986
37. Маркович К.И., Дорошенко В.Ю. Исследования алгоритмов обнаружения биообъектов за препятствиями сверхширокополосным радаром // Известия Южного федерального университета. Технические науки, 2009.
38. Моделирование и обработка радиолокационных сигналов в Matlab. Учебное пособие / Под ред. К.Ю. Гаврилова. – М.: Радиотехника, 2020.

39. Охотников Д.А. Сверхширокополосный радиолокатор для обнаружения людей за оптически непрозрачными препятствиями // III Всероссийские Армандовские чтения, 2013. С. 174-177.
40. Охотников Д.А. Восстановление траектории движения живых объектов при радиолокационном наблюдении // Материалы III Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН, 26-30 октября, 2009.
41. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер. 2013.
42. Совлуков А.С., Хаблов Д.В. Возможности радиоволновых методов для обнаружения живых людей за преградами по дыханию и сердцебиению // Датчики и системы, 2012.
43. Чапурский В.В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. –М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012.
44. Смоленцев Н.К. Основы теории вейвлетов. Вейвлеты в MATLAB. М.: ДМК Пресс, 2008.
45. Совлуков А.С., Хаблов Д.В. Возможности радиоволновых методов для обнаружения живых людей за преградами по дыханию и сердцебиению // Датчики и системы, 2012.
46. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. Учеб. Пособие для вузов. -М.: Радио и связь, 1992.
47. Теоретические основы радиолокации / Под ред. Я.Д. Ширмана. -М.: Сов. радио, 1970.
48. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. -М.: Радио и связь, 1983.
49. Финкельштейн М.И., Карпухин В.И., Кутев В.А., Метелкин В.Н. Подповерхностная радиолокация // Под ред. М.И. Финкельштейн. -М.: Радио и связь, 1994.
50. Хьюбер Дж.П. Робастность в статистике. – М.: Мир, 304 страниц; 1984 г.
51. Aftanas M., Drutarovsk'y M. Imaging of the Building Contours with Through the Wall UWB Radar System //Radioengineering, Vol. 18, No. 3, September 2009.

52. Aftanas M.I. Through Wall Imaging with UWB Radar System // A dissertation submitted in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor of Philosophy (Electrical Engineering: 5.2.13 Electronics), Technical University of Kosice, 2009.
53. Borek S.E. An overview of through the wall surveillance for homeland security // Applied Imagery and Pattern Recognition Workshop, 2005.
54. Chen V.C. The Micro-Doppler Effect in Radar. Artech House. Boston/London. 2011.
55. Cho H.S., Park Y.J. Detection of Heart Rate through a Wall using UWB Impulse Radar // Journal of Healthcare Engineering, Vol. 2018, Art. ID 4832605, 7 pages.
56. Clausi, D.A. *K*-means iterative fisher (KIF) unsupervised clustering algorithm applied to image texture segmentation // Pattern Recognition, 2002, 35, 1959–1972.
57. Daniels David J. Ground Penetrating Radar – 2nd Edition. UK: The Institution of Electrical Engineers, 2004.
58. Doppler radar physiological sensing // Edited by Olga Boric-Lubecke, Victor M. Lubecke, Amy D. Droitcour, Byung-Kwon Park, Aditya Singh. – John Willey and Sons, 2016. 303 P.
59. Genarelli G., Braca P., Vivone G., Soldovieri F. Multiple Extended Target Tracking for Through Wall Radars // IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing, Vol. 53, num. 12, December 2015, p. 6482-6494.
60. Huang N.E., Wu Z. A Review on Hilbert-Huang Transform: Method and its Applications to Geophysical Studies // Reviews of Geophysics. 46. RG 2006/2008. P. 1-23.
61. Huang N. E. Shen Z., Long S. R., Wu M. C., Shih H. H., Zheng Q., Yen N.-C., Tung C. C., and Liu H. H. The empirical mode decomposition and the Hilbert spectrum for nonlinear and non-stationary time series analysis. Proceedings of R. Soc. London, Ser. A, 454, pp. 903-995, 1998.

62. Iizuka K., Freundorfer A.P., Wu K.H., Mori H., Ogura H., Nguyen V.K. Step-frequency radar // *J. Appl. Phys.*, vol. 56, № 9, 1 November 1984, p. 2572-2582.
63. Immoreev I. Radar observation of objects, which fulfill back-and-forth motion // Springer, NY, Dordrecht, London, 2010.
64. Kozlov R., Gavrilov K., Shevgunov T., Kirdyashkin V. Stepped-Frequency Continuous-Wave Signal Processing Method for Human Detection Using Radars for Sensing Rooms through the Wall. – *Inventions*. – vol. 7, No. 3. – MDPI, 2022. – P. 79.
65. Kumar A. Experimental Study of Through-Wall Human Being Detection using Ultra-Wideband Radar // Dissertation of Master of Science in Electrical Engineering. – The University of Texas at Arlington, may 2011.
66. Li C., Chen F., Jin J., Lv H., Li S., Lu G., Wang J. A Method for Remotely Sensing Vital Signs of Human Subjects Outdoors // *Sensors* 2015, 15, p. 14830-14844.
67. Li G., Lin J., Random Body Movement Cancellation in Doppler Radar Vital Sign Detection // *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, Vol. 56, num. 12, December 2008, p. 3143-3152.
68. Liang X., Lv T., Zhang H., Gao Y., Fang G. Trough-wall human being detection using UWB impulse radar // *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking* (2018) 2018:46, p. 1-17.
69. Liang F., Qi F., An Q., Lv H., Chen F., Li Z., Wang J. Detection of Multiple Stationary Humans Using UWB MIMO Radar // *Sensors* 2016, 16, 1922.
70. Long Teng, Ren Li Xiang. HPRF pulse Doppler stepped frequency radar // *Sci China F-Inf Sci*, 2009, 52 (5): 883-893.
71. Mahfouz M., Fathy A., Yang Y., Ali E.E., Badawi A. See-Through-Wall Imaging using Ultra Wideband Pulse Systems // *Proceedings of the 34th Applied Imagery and Pattern Recognition Workshop (AIPR 2005)*, January 2005.
72. Martone A.F. Ranney K., Le C. Noncoherent Approach for Through-the-Wall Moving Target Indication // *IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems*, Vol. 50, num. 1, January 2014, p. 193-206.

73. Peabody J.E., Charvat G.L., Goodwin J., Tobias M. Through-Wall Imaging Radar // Lincoln Laboratory Journal, Vol. 19, num. 1, 2012, p. 62-72.
74. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing // New York: McGraw-Hill. 2013.
75. Richard C. Jaffe. Random Signals for Engineers using MATLAB and MATHCAD. -Cherry Hill, New Jersey, 2000.
76. Skolnik M. Radar Handbook. 2-nd ed. 1990
77. Through-the-wall Radar Imaging. Edited by M.G. Amin. L – CRC Press, 2011.
78. Taylor J. Ultra-Wideband Radar Technology. CRC, 2001.
79. Wang Genyuan Wang, Moeness G. Amin. Imaging through unknown walls using different standoff distances // IEEE transactions on signal processing, vol. 54, p. 4015-4025, 2006.
80. Yan J., Hong H., Zhao H., Li Y., Gu C., Zhu X. Through-Wall Multiple Targets Vital Signs Tracking Based on VMD Algorithm // Sensors, 2016, 16, 1293.
81. Yinan Yu, Jian Yang, Tomas McKelvey, Borys Stoew. A Compact UWB Indoor and Through-Wall Radar with Precise Ranging and Tracking // International Journal of Antennas and Propagation, 2012.
82. Yoon Yeo-Sun, Moeness G. Amin. Spatial filtering for wall-clutter mitigation in through-the-wall radar imaging // IEEE Transactions on geoscience and remote sensing, vol. 47, p. 3192-3208, 2009.
83. Yu Y., Yang J., McKelvey T., Stoew B. A Compact UWB Indoor and Through-Wall Radar with Precise Ranging and Tracking // International Journal of Antennas and Propagation, Vol. 2012, Article ID 678590, 2012.
84. Zetik R., Crabbe S., Krajnak J., Peyerl P., Sachs J., Thoma R. Detection and localization of persons behind obstacles using M-sequence through-the-Wall radar // Proceedings of the SPIE, Vol. 6201, 2006.