

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

На правах рукописи



Иголина Юлия Валерьевна

**Обнаружение и сопровождение людей при радиолокационном
зондировании помещений через стену**

Специальность: 2.2.16 – «Радиолокация и радионавигация»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:

д.т.н.

Гаврилов Константин Юрьевич

Москва 2021

Оглавление

Перечень сокращений	4
Перечень основных обозначений	6
Введение	10
Глава 1 Описание РЛС зондирования через стену при использовании СЧМ-сигнала и характеристики целей	19
1.1 Назначение и особенности РЛС зондирования через стену	19
1.2 Характеристики целей	20
1.3 Структура и принцип действия РЛС зондирования через стену	22
1.3.1 Зондирующий сигнал и метод его обработки	22
1.4 Формирование матрицы данных первичных измерений. Структурная схема РЗЧС	30
1.5 Характеристики стен и перегородок и их влияние на работу РЗЧС	41
1.5.1 Характеристики стен и перегородок	41
1.5.2 Влияние стены на точность измерения координат целей	44
1.5.3 Численные расчеты ошибок измерения координат целей ...	47
1.5.4 Приближенные формулы для расчетов погрешностей измерения координат целей	50
1.6 Выводы к главе 1	54
Глава 2 Выделение признаков целей и алгоритм вычисления их информативности	56
2.1 Выделение сигналов на основе формирования признаков целей	56
2.2 Признаки на основе значений амплитуд сигналов	57
2.3 Анализ сигналов подвижных целей	61
2.4 Алгоритм обнаружения и сопровождения целей на основе методов распознавания образов	67

2.5	Анализ информативности признаков	73
2.6	Метод на основе вычисления среднего нормированного значения межклассового расстояния образов	75
2.7	Выводы к главе 2	78
Глава 3 Статистическое моделирование принимаемых сигналов при зондировании помещений через стену		
	при зондировании помещений через стену	80
3.1	Модели целей	80
3.2	Моделирование принимаемых сигналов	82
3.3	Примеры моделей двумерных матриц исходных данных	88
3.4	Описание программного комплекса моделирования входных сигналов	91
3.5	Выводы к главе 3	95
Глава 4 Оценка эффективности разработанных алгоритмов по результатам натуральных экспериментов		
	по результатам натуральных экспериментов	97
4.1	Показатели качества алгоритмов обнаружения и сопровождения целей в РЗЧС	97
4.2	Компьютерное моделирование сигналов при обнаружении неподвижного человека	100
4.3	Результаты натуральных экспериментов	102
4.4	Результаты анализа информативности признаков	106
4.5	Выводы к главе 4	110
Заключение		111
Список литературы		117

Перечень сокращений

АКФ	–	автокорреляционная функция
АР	–	антенная решетка
АЦП	–	аналого-цифровой преобразователь
БГШ	–	белый гауссовский шум
БПФ	–	быстрое преобразование Фурье
БЦОС	–	блок цифровой обработки сигналов
ВКФ	–	взаимно-корреляционная функция
ДН	–	диаграмма направленности
ДНА	–	диаграмма направленности антенны
ДПФ	–	дискретное преобразование Фурье
ЗС	–	зондирующий сигнал
КД	–	квадратурный детектор
ЛАР	–	линейная антенная решетка
ЛЧМ	–	линейная частотная модуляция
МШУ	–	малошумящий усилитель
ОСП	–	отношение сигнал-помеха
ОСШ	–	отношение сигнал-шум
ОБПФ	–	обратное БПФ
ОДПФ	–	обратное ДПФ
ППИ	–	период повторения импульсов
ПУЛТ	–	постоянный уровень ложных тревог
РЗЧС	–	радиолокатор зондирования через стену
РЛС	–	радиолокационная система

РЛС МД	–	радиолокационная система малой дальности
СЧМ	–	ступенчатая частотная модуляция
СШП	–	сверхширокополосный
УМ	–	усилитель мощности
ФД	–	фазовый детектор
ЧПК	–	череспериодная компенсация
ЧПР	–	череспериодная разность
ЭМВ	–	электромагнитная волна
ЭПР	–	эффективная площадь рассеяния
CFAR	–	Constant False Alarm Rate
SFM	–	Step Frequency Modulation

Перечень основных обозначений

A_d	– амплитуда дыхания человека
A_c	– амплитуда сердцебиения человека
$a_0(t)$	– прямоугольная огибающая радиоимпульса длительностью T
$a_n(t)$	– прямоугольная огибающая радиоимпульса длительностью τ
$\mathbf{B}_n^{(m)}$	– вектор фазовых сдвигов сигналов m -го азимутального направления на n -й частоте зондирования
$\mathbf{C}_{pi}^{(k)}$	– координаты i -й помехи в k -м кадре
$\mathbf{C}_{ci}^{(k)}$	– координаты i -й цели в k -м кадре
$\hat{\mathbf{C}}_{ci}^{(k)}$	– оценки координат i -й цели в k -м кадре
c	– скорость распространения радиоволн
d	– расстояние между приемными элементами линейной АР
F_k	– частота следования кадров
f_0	– начальная частота СЧМ-сигнала
f_{cp}	– средняя частота спектра СЧМ-сигнала
F_d	– частота дыхания человека
\mathbf{G}	– двумерная матрица комплексных отсчетов выходных сигналов фазового детектора во всех приемных каналах, размер $L \times N$
$\mathbf{G}(l)$	– вектор комплексных отсчетов выходных сигналов фазового детектора в l -м приемном канале
h	– толщина стены
I_q	– информативность q -го признака
j	– комплексная единица

- L – число приемных каналов РЗЧС
- L_t – число передающих каналов РЗЧС
- M – число азимутальных каналов
- N – число импульсов СЧМ-сигнала
- N_0 – число точек БПФ при преобразовании СЧМ-сигнала
(число ячеек дальности)
- N_F – число ложных отметок целей в течение времени наблюдения
- N_M – число пропусков целей в течение времени наблюдения
- $n(t)$ – шумовой процесс
- n_s – число кадров, за которое проводится усреднение значений
одного признака
- P – число точек отражения помех в контролируемой зоне
- Q – число точек отражения полезного сигнала в
контролируемой зоне
- Q_z – число признаков полезного сигнала
- $q_{сп}$ – отношение сигнал-помеха (дБ)
- $q_{сш}$ – отношение сигнал-шум (дБ)
- R – дальность до неподвижной цели
- $R^{(k)}$ – дальность до подвижной цели в k -м кадре
- R_{\max} – максимальная однозначная дальность действия РЗЧС
- $\mathbf{S}^{(k)}$ – двумерная матрица комплексных отсчетов
преобразованного СЧМ-сигнала
- \mathbf{S}_Σ – трехмерный массив результатов моделирования комплексных
отсчетов, размер $N_0 \times M \times K$

- $s^{(k)}(n, m)$ – элементы матрицы $\mathbf{S}^{(k)}$, соответствующие n -му элементу дальности m -го азимутального канала в k -м кадре
- T – интервал времени между импульсами СЧМ-сигнала
- T_s – длительность СЧМ-сигнала
- T_k – период смены кадров зондирования
- T_H – время наблюдения контролируемой зоны
- $V_{ц}$ – скорость перемещения цели
- $\mathbf{V}^{(k)}$ – двумерный массив бинарных отметок целей в k -м кадре
- $\mathbf{W}^{(k)}$ – матрица комплексных отсчетов белого гауссовского шума в k -м кадре
- $\mathbf{Z}^{(k)}$ – вектор признаков полезных сигналов в k -м кадре
- $z_i^{(k)}(n, m)$ – значение i -го признака полезного сигнала в n -м элементе дальности m -го азимутального канала в k -м кадре
- ΔC – максимальная ошибка измерения координат целей за все время наблюдения контролируемой зоны
- $\Delta \tilde{C}$ – средняя ошибка измерения координат целей за все время наблюдения контролируемой зоны
- ΔF – ширина спектра СЧМ-сигнала
- Δf – шаг изменения частоты СЧМ-сигнала
- Δr – величина перемещения цели за один кадр
- ΔR – разрешающая способность по дальности
- $\Delta \theta$ – ширина луча азимутального канала
- $\Delta \tau$ – разрешающая способность по времени запаздывания
- $\Delta \tau_3$ – изменение времени задержки сигнала в двух соседних кадрах
- δR – ошибка измерения дальности

$\delta\theta$	– ошибка измерения азимута
ε	– диэлектрическая проницаемость материала стены
γ	– коэффициент затухания радиоволн в среде
η	– параметр широкополосности сигнала
λ_0	– длина волны колебания первого радиоимпульса СЧМ-сигнала
$\lambda^{(k)}(n, m)$	– итоговая решающая статистика отметки цели в n -м элементе дальности m -го азимутального канала в k -м кадре
θ	– азимут цели
σ	– проводимость материала стены
$\sigma_{\pi i}$	– коэффициент отражения i -й помехи (точечного отражателя)
$\sigma_{\pi c i}$	– коэффициент отражения i -й цели (точечного отражателя)
σ_w^2	– дисперсия отсчетов белого гауссовского шума
τ_{\max}	– максимально допустимое время запаздывания (задержки)
$\tau_3^{(k)}$	– время задержки (запаздывания) полезного сигнала в k -м кадре
$\tau_{\text{и}}$	– длительность импульса СЧМ-сигнала
$\tau_{\text{к}}$	– значение межимпульсного интервала СЧМ-сигнала

Введение

Актуальность темы исследования. Диссертационная работа посвящена разработке и исследованию алгоритмов обработки сигналов в радарх малой дальности действия, которые используются для зондирования помещений через стену. Радары такого типа имеют весьма обширную сферу применения и используются для следующих задач: определение конфигурации и геометрических размеров помещений; контроль за работой различных механизмов и машин в условиях, опасных для человека; обнаружение людей в замкнутых помещениях после техногенных катастроф и стихийных бедствий; обнаружение людей внутри помещений в обычных условиях при определении их числа, расположения, состояния и вида перемещения (в задачах проведения контртеррористических операций и др.).

Именно решению последних задач – обнаружению и сопровождению людей при радиолокационном зондировании помещений через стену посвящены результаты диссертационной работы.

Исследования в этой области, связанные, прежде всего, с обнаружением живых людей через стену с помощью радиолокационных систем (РЛС), начались еще в начале 90-х годов прошлого столетия. Многие из полученных в этом направлении результатов отражены в монографии [103], в которой рассмотрены как вопросы технического построения и особенностей РЛС зондирования через стену (РЗЧС), так и методы и алгоритмы обработки сигналов в них.

Условия работы РЗЧС, а также особенности и специфика радиолокационных целей, в качестве которых рассматриваются живые люди, накладывают определенные требования к РЗЧС:

- 1) достаточная проникающая способность радиосигналов через стены строительных конструкций, достигающих толщину до 0,5 м;
- 2) высокая разрешающая способность по дальности, соответствующая размерам целей и имеющая порядок не хуже 0,5...1 м;

3) высокая чувствительность отраженных сигналов к небольшим перемещениям отдельных точек цели порядка единиц или долей сантиметров.

Первое требование обеспечивается путем выбора соответствующего значения центральной частоты зондирующего колебания, которая в РЗЧС выбирается равной от нескольких сотен МГц до единиц ГГц. Увеличение проникающей способности радиоволн через толстые стены (кирпичные, бетонные и др.) обеспечивается за счет понижения несущей частоты (соответственно, увеличения длины волны), которая во многих РЗЧС выбирается из диапазона 400...900 МГц.

Второе требование приводит к необходимости использования сверхширокополосных (СШП) сигналов с шириной спектра, соизмеримой со значением центральной частоты, т.е. от нескольких сотен МГц до единиц ГГц. В качестве таких сигналов в РЗЧС, как и в подповерхностной радиолокации [78, 93] используют видеоимпульсные сигналы и сигналы со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ) (англ. SFM – Step Frequency Modulation), подробно описанные в [81, 94].

Третье требование – высокая чувствительность отраженных сигналов к небольшим перемещениям точек цели, обеспечивается при выполнении условия (условие обнаружения фазового сдвига $\Delta\varphi = (2\pi / \lambda_0)2\Delta r$):

$$\frac{\Delta r}{\lambda_0} \geq 0,1, \quad (\text{B.1})$$

где Δr – величина перемещения цели; λ_0 – длина волны несущего колебания (центральное значение). Учитывая, что в случае неподвижного человека значения Δr обусловлены наличием шевеления, дыхания, сердцебиения и находятся в пределах от единиц или долей сантиметров, получим условие для выбора длины волны $\lambda_0 \lesssim 0,1$ м. Это требование находится в противоречии с первым требованием (достаточной проникающей

способностью радиоволн через стены) и поэтому при выборе значений несущей частоты приходится находить приемлемый компромисс.

Все методы и алгоритмы обнаружения людей через стену условно можно разделить на два вида: обнаружение подвижных людей; обнаружение неподвижных людей. В обоих случаях в основе процедуры обнаружения подвижной или колеблющейся цели лежит свойство изменения амплитуды и (или) фазы полезного сигнала в элементе разрешения, в котором находится цель. Однако величина этих изменений для подвижного и неподвижного человека имеет существенно различный характер.

В первом случае – подвижный человек, изменения амплитуды настолько значительны, что при периоде повторения импульсов от десятых долей до единиц секунд энергия разностного сигнала оказывается соизмеримой с энергией отраженного от цели сигнала. Таким образом, обнаружение подвижных целей в РЗЧС на основе использования череспериодной разности (ЧПР) сигналов весьма эффективно (см., например, [8, 12, 19, 22, 23, 41, 48, 49, 81]).

Ситуация существенно осложняется во втором случае при обнаружении неподвижных людей. В этом случае изменение модулей отраженных сигналов (в общем случае комплексных) значительно меньше их амплитуд при том, что за все время наблюдения цель сохраняет свое размещение в одном и том же элементе разрешения. Это означает, что цель характеризуется наличием микродоплеровского эффекта [92], обусловленного микроперемещениями (перемещениями, значения которых гораздо меньше разрешающей способности РЛС по дальности) отдельных точек цели. Исследованию методов обнаружения неподвижных людей при анализе частотно-временных свойств сигналов за время наблюдения от единиц до десятков секунд посвящено большое число работ [1, 2, 4-6, 10-12, 22, 43, 54, 55, 59, 67, 75, 81, 83, 84].

Несмотря на различие подходов и методов обнаружения подвижных и неподвижных людей в задачах радиолокационного зондирования помещений

через стену для обоих этих случаев имеет место общая весьма актуальная проблема. Дело в том, что в замкнутом помещении полезные сигналы испытывают многократные переотражения от пола, потолка, стен и предметов интерьера. Интерференция этих сигналов приводит как к существенному ослаблению полезных сигналов вплоть до полного исчезновения, так и к появлению ложных сигналов и, соответственно, ложных отметок целей.

Особенно остро эта проблема встает при обнаружении и сопровождении подвижных людей (даже при наличии только одного человека), когда диапазон изменения амплитуд полезных сигналов настолько велик, что пропадание истинных и появление ложных отметок целей может наблюдаться почти в каждом кадре (периоде) зондирования.

При этом использование методов сопровождения целей и сглаживания их траекторий, применяемых в традиционной радиолокации обнаружения и сопровождения воздушных целей [88, 103], в РЗЧС становится малоэффективным. Связано это как со спецификой самих целей – живых людей, так и с наличием интерференции сигналов в ограниченном пространстве вблизи истинных целей.

Если вопросам обнаружения подвижных и неподвижных людей посвящено большое количество научной литературы (см. ранее указанные ссылки), то число работ по сопровождению обнаруженных целей – живых людей, и формированию траекторий их перемещения в РЗЧС существенно меньше. Как правило, определение траекторий перемещения людей в РЗЧС основано на «соединении» точек первичных отметок, или на основе отслеживания положения и динамики целей в режиме реального времени.

В любом случае при сопровождении целей в РЗЧС используется один или два признака цели, характеризующих ее статические и (или) динамические свойства. При этом информация о свойствах и перемещениях цели в течение длительности всего времени ее наблюдения не учитывается.

В диссертационной работе предлагается другой подход, при котором вся информация о цели с момента ее обнаружения заключена в наборе признаков, зависящих от значений сигналов в текущий и предшествовавшие моменты времени наблюдения цели. Признаки могут характеризовать различные свойства цели: уровень отраженного сигнала в текущий момент времени; усредненное (за некоторое время) значение уровня отраженного сигнала; разность амплитуд сигналов (действительных или комплексных) в текущий и предшествовавшие моменты времени; среднюю скорость перемещения цели и т.д.

Набор признаков, рассматриваемых как образ в многомерном пространстве признаков, используется для формирования отметок цели (или индикаторов обнаружения), образующих траекторию ее перемещения.

Целью диссертационной работы является разработка эффективных алгоритмов обнаружения и сопровождения людей при радиолокационном зондировании помещений через стену при использовании множества информативных признаков, характеризующих различные свойства полезных радиолокационных сигналов.

Для достижения поставленной цели ставятся и решаются следующие основные ***задачи работы***:

1. Определение изменения параметров радиолокационных сигналов при распространении через различные стены строительных конструкций и их влияние на точность измерения координат целей в РЗЧС.
2. Определение набора признаков полезных сигналов, отражающих отличительные свойства радиолокационных целей.
3. Разработка методики оценки информативности признаков.
4. Разработка алгоритма обнаружения и сопровождения целей в РЗЧС при использовании методов теории распознавания образов.

5. Разработка статистической модели функционирования РЗЧС и моделей радиолокационных сигналов для тестирования и оценки эффективности полученных алгоритмов.
6. Проведение натуральных экспериментов с макетом РЗЧС, подтверждающих достоверность полученных теоретических результатов.

Методы исследования

При решении перечисленных задач были использованы методы математического анализа, теории вероятности и математической статистики, статистического моделирования.

Научная новизна работы

1. Разработан метод построения алгоритмов обнаружения и сопровождения людей в РЗЧС, основанный на использовании множества признаков полезных сигналов.
2. Предложен метод расчета информативности признаков, позволяющий получать количественные оценки информативности и на этой основе проводить ранжировку признаков.
3. Предложен интегральный признак усредненных разностей сигналов, полученных при различных значениях межкадровых интервалов, имеющий высокую эффективность при обнаружении целей с негармоническими и нестационарными микроперемещениями в пространстве.
4. Разработана методика оценки погрешностей измерения координат целей при зондировании помещений с учетом геометрических и электрических параметров стен и перегородок.

Практическая ценность результатов работы заключается в помощи при проведении контртеррористических операций, контроле помещений с опасными для человека условиями (радиация, угроза взрыва, химического заражения и т.д.), обнаружении и контроле перемещения людей за оптическими непрозрачными преградами, дистанционном досмотре транспортных средств и др.

Основные положения, выносимые на защиту

1. Разработанный метод обнаружения и сопровождения людей в РЛС зондирования через стену, основанный на использовании статических и динамических признаков при формировании первичных отметок целей, позволяет существенно повысить вероятность обнаружения целей при снижении числа ложных обнаружений более чем в 2 раза по сравнению с методами обнаружения, основанными на использовании лишь одного признака.
2. Методика анализа информативности признаков, характеризующих радиолокационные сигналы при отражениях от живых людей, позволяет получить количественную оценку информативности признаков, проводить их ранжировку по степени информативности и находить оптимальные значения параметров зондирующих сигналов, обеспечивающих наилучшие характеристики обнаружения целей.
3. Использование признака усредненной межкадровой разности сигналов позволяет по сравнению с известными методами межкадровой (череспериодной) компенсации существенно повысить вероятность обнаружения целей с негармоническими и нестационарными колебаниями до значений 0,9...0,95 при малых отношениях сигнал-шум порядка 3...7 дБ.

Публикации

По основным результатам выполненных в диссертации исследований опубликовано 7 работ, из них 4 статьи в журналах, рекомендованных в ВАК РФ и тезисы докладов на 3-х научных конференциях.

Апробации работы

Материалы диссертационной работы обсуждались на: московской молодежной научно-практической конференции «Инновации в авиации и космонавтике», 2015 год, г. Москва, МАИ(НИУ); XII Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь», 2018 год, г. Москва, ИРЭ им. В.А. Котельникова; международной конференции En&T-2018, 2018 г., г. Долгопрудный, МФТИ.

В первой главе описаны назначение и особенности РЛС зондирования через стену, а также характеристики целей. Приведены структура и принцип действия РЛС зондирования через стену, подробно описан зондирующий сигнал и метод его обработки. Также представлено угловое разделение каналов в РЗЧС. Детально описаны характеристики стен и перегородок и их влияние на работу РЗЧС. Также представлено формирование данных первичных измерений.

Во второй главе рассмотрены выделение сигналов на основе формирования признаков целей, описаны признаки целей на основе значений амплитуд сигналов. Представлен алгоритм обнаружения и сопровождения целей на основе методов распознавания образов, проведен анализ сигналов подвижных целей, а также анализ информативности признаков.

В третьей главе описаны модели целей и принимаемых сигналов, также представлено описание программного комплекса моделирования входных сигналов, приведены примеры результатов моделирования входных сигналов РЗЧС.

В четвертой главе введены показатели качества алгоритмов обнаружения и сопровождения целей в РЗЧС. Описаны результаты натурных экспериментов и проведен анализ информативности признаков на основе как результатов натурных экспериментов, так и результатов статистического моделирования входных сигналов. Получены вероятностные оценки показателей качества алгоритмов обнаружения и сопровождения целей в РЗЧС.

Глава 1

Описание РЛС зондирования через стену при использовании СЧМ-сигнала и характеристики целей

1.1 Назначение и особенности РЛС зондирования через стену

Радиолокационные системы (РЛС) зондирования помещений через стену, дальность которых не превышает 100 м, относятся к РЛС малой дальности. Область применения РЛС зондирования через стену (РЗЧС) весьма разнообразна: обнаружение людей под завалами, проведение контртеррористических операций, контроль помещений с опасными для человека условиями (радиация, угроза взрыва, химического заражения и т.д.) обнаружение и контроль перемещения людей за оптически непрозрачными преградами, дистанционный досмотр транспортных средств и т.д. [13]. При этом, очевидно, что основными целями для таких РЛС являются живые люди, которые могут находиться в состоянии покоя или двигаться. Другие цели – неподвижные объекты (стены, пол, потолок, мебель, предметы интерьера помещений) и подвижные неживые объекты (электромеханические приборы, колебания легких предметов под действием ветра и др.) – являются мешающими объектами, создающими помеховые сигналы. Основной целью диссертационной работы является разработка и анализ алгоритмов обнаружения и сопровождения людей в замкнутых помещениях при радиолокационном зондировании через стену.

С учетом относительно небольших размеров целей в РЗЧС требуемая разрешающая способность по дальности должна быть соизмерима с размерами цели и, следовательно, должна быть не более 1 м и зачастую составляет единицы сантиметров. Обеспечение такой высокой разрешающей способности возможно только при использовании сверхширокополосных

(СШП) сигналов. Используя устоявшуюся терминологию и классификацию сигналов [102] под СШП будем понимать сигналы, у которых параметр широкополосности $\eta > 0,2$:

$$\eta = \frac{\Delta F}{f_{\text{cp}}}, \quad (1.1)$$

где ΔF – ширина спектра сигнала; f_{cp} – средняя частота спектра сигнала.

В РЗЧС наибольшее распространение получили следующие СШП сигналы [81, 103]:

- сигналы со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ);
- видеоимпульсные сигналы;
- сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ).

Следует отметить, что с точки зрения методов вторичной обработки информации вид используемого сигнала не является принципиальным (при одинаковой разрешающей способности по дальности). Методы обработки и свойства СШП сигналов, используемых в РЛС малой дальности и, в частности РЗЧС, подробно описаны в литературе [26, 78, 81, 102, 103].

1.2 Характеристики целей

Для успешного решения задачи обнаружения и сопровождения людей требуется знать их характеристики. При рассмотрении их в качестве радиолокационных целей, основными характеристиками людей, являются [12]:

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

Частоты других колебаний, связанных с жизненной активностью человека, такие как шевеления, артикуляция, набор текста на компьютере и т.д., находятся в пределах $0,1 \dots 4$ Гц.

Объекты, подлежащие обнаружению (живые люди), могут находиться в состоянии лежа, сидя или стоя. Предполагается, что в течение времени обнаружения перемещение целей либо незначительно – менее величины их линейных размеров, либо полностью отсутствует. Важно отметить, что в рассматриваемом случае обнаружение полезных сигналов основано на выявлении характерных (иначе говоря, информационных) признаков радиолокационных сигналов для живых людей, отличающих их от сигналов других подвижных объектов. Это признаки, связанные с микроперемещениями частей тела человека, наличием дыхания, сердцебиения, шевеления и т.д.

Для движущихся людей к указанным признакам добавляется «перемещение» сигнала по элементам разрешения РЛС, проявляющееся в существенном изменении амплитуды сигнала (в общем случае комплексной) от одного периода повторения импульсов (ППИ) к другому.

Адекватную модель механического перемещения точек поверхности тела человека для наиболее характерных процессов дыхания и сердцебиения можно получить на основе результатов [11] с учетом следующих данных:

1) амплитуда дыхания A_d (перемещение точек поверхности грудной клетки) составляет $0,5 \dots 1,5$ см при частоте дыхания F_d в пределах $0,2 \dots 0,5$ Гц;

2) амплитуда сердцебиения A_c составляет около $0,01 \dots 0,05$ см при частоте сердцебиения $0,8 \dots 2,5$ Гц;

3) оба процесса, дыхание и сердцебиение, являются негармоническими и нестационарными процессами.

С учетом условия $A_d \gg A_c$ горизонтальное перемещение некоторой точки отражения цели вдоль оси Ox (для вертикального перемещения – вдоль оси Oz) как функции времени может быть описано выражением:

$$x(t) = (A_d + \Delta A(t)) \cos(2\pi(F_d + \Delta F(t))), \quad (1.2)$$

где функции $\Delta A(t)$, $\Delta F(t)$ содержат случайные параметры и характеризуют нестационарность процесса $x(t)$. Значения среднеквадратического отклонения и интервала корреляции процессов $\Delta A(t)$, $\Delta F(t)$ позволяют моделировать различную степень нестационарности и отклонения от гармонической функции. Далее соотношение (1.2) будет использоваться в качестве модели перемещения некоторой точки отражения цели, характеризующейся наличием нескольких распределенных точек отражения.

Процесс шевеления отдельными частями тела человека также является нестационарным процессом и, в отличие от первых двух процессов, характеризуется гораздо большей неопределенностью. С учетом одновременного наличия процессов дыхания и шевеления, а также на основе результатов натурных экспериментов в качестве диапазона частот колебаний, характерных для жизненной активности человека, будем использовать обобщенную модель перемещения (1.2) при значениях $F_d \in [0, 1 \dots 1]$ Гц.

1.3 Структура и принцип действия РЛС зондирования через стену

1.3.1 Зондирующий сигнал и метод его обработки

Наибольшее распространение в современных РЗЧС получил СЧМ-сигнал, обеспечивающий высокую разрешающую способность по дальности при удобстве генерирования и обработки на основе цифровой техники. Существенным преимуществом СЧМ-сигнала по сравнению с видеоимпульсным сигналом, обеспечивающим такое же значение

разрешающей способности по дальности, является его гораздо более высокий энергетический потенциал. Благодаря этому можно существенно повысить отношение сигнал-шум (ОСШ), что весьма актуально при обнаружении слабо отражающих целей, а также при контролировании помещений сквозь толстые стены.

Именно для СЧМ-сигнала получены экспериментальные данные, на основе которых были разработаны и апробированы рассмотренные в диссертации алгоритмы. При этом следует отметить, что основные результаты диссертации, связанные, прежде всего, с эффективностью разработанных алгоритмов, остаются справедливыми также и при использовании видеоимпульсных или каких-либо других СШП сигналов.

СЧМ-сигнал 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 . Между импульсами имеется временной интервал τ_k , определяемый максимально допустимым временем задержки отраженного сигнала. В случае небольших дальностей наблюдения значение $\tau_k \ll \tau_n$.

Для описания огибающей радиоимпульса используем функцию прямоугольного временного окна

$$a_n(t) = \text{rect}(t / \tau_n) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \in [0, \tau_n], \\ 0 & \text{при } t \notin [0, \tau_n]. \end{cases} \quad (1.3)$$

Значение частоты n -го радиоимпульса равно

$$f_n = f_0 + n \Delta f, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (1.4)$$

где f_0 – начальное значение частоты СЧМ-сигнала (частота первого радиоимпульса); N – общее число импульсов. С учетом (1.3) и (1.4) выражение для СЧМ сигнала может быть представлено в виде

$$s(t) = u_0 \sum_{n=0}^{N-1} a_n(t - nT) \cos(2\pi f_n(t - nT)), \quad (1.5)$$

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

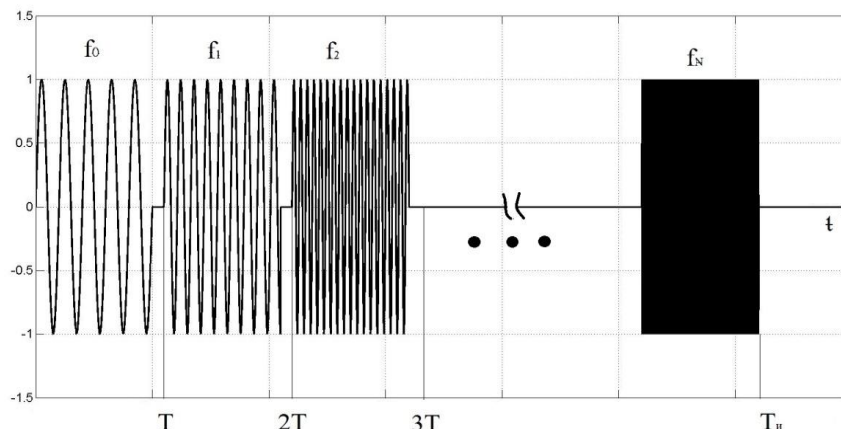


Рис. 1.1 – Вид СЧМ-сигнала, состоящего из N импульсов

Отметим, что для сигнала (1.5) ширина спектра $\Delta F = N \Delta f$, а средняя частота $f_{cp} = (f_0 + f_{N-1})/2$.

Найдем потенциальную меру разрешающей способности по дальности СЧМ сигнала (1.5), которая, как известно, определяется огибающей его нормированной комплексной автокорреляционной функции (АКФ), называемой также функцией рассогласования сигнала. При этом смещение частот опорного и сдвинутого по времени сигналов полагаем равным нулю (т.е. рассматриваем одномерную АКФ).

Из результатов [48, 102] следует:

1. Вид АКФ не зависит от значения межимпульсного интервала τ_k .
2. Использование СЧМ сигнала допускает максимальное значение однозначно измеряемой дальности, равное

$$R_{\max} = \frac{c \tau_{\max}}{2} = \frac{c}{2 \Delta f}, \quad (1.6)$$

где c – скорость распространения радиоволн; $\tau_{\max} \leq \tau_k$ – максимально допустимое время задержки при однозначном измерении дальности.

3. Разрешающая способность по задержке $\Delta\tau$ СЧМ-сигнала вычисляется согласно формуле

$$\Delta\tau = \frac{1}{N \Delta f} \quad (1.7)$$

и определяет разрешающую способность по дальности

$$\Delta R = \frac{c \Delta\tau}{2} = \frac{c}{2N \Delta f} = \frac{c}{2 \Delta F}. \quad (1.8)$$

Последнее равенство в (1.8) соответствует известной взаимосвязи разрешающей способности по дальности с шириной спектра сигнала ΔF . Типичный вид огибающей нормированной АКФ СЧМ-сигнала представлен на рисунке 1.2.

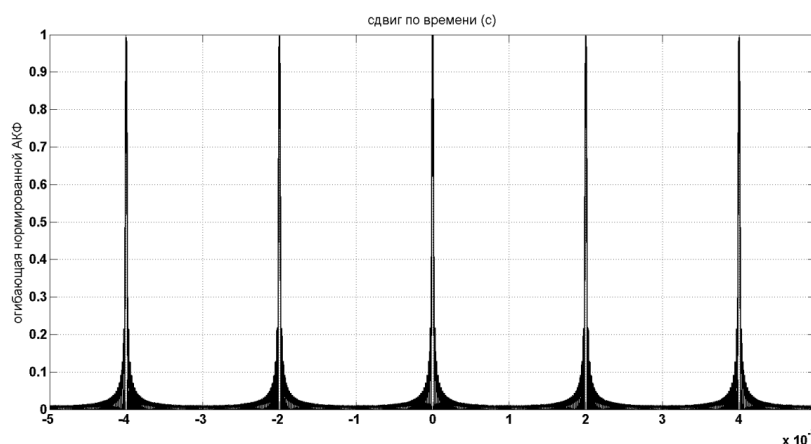


Рис. 1.2 – Нормированная АКФ СЧМ-сигнала

В случае рассматриваемого СЧМ-сигнала оптимальный алгоритм обнаружения и оценивания задержки сигнала, основанный на вычислении огибающей корреляционного интеграла, может быть реализован путем использования одного опорного сигнала, перекрывающего весь диапазон возможных интервалов задержек [26].

В качестве опорного $\tilde{s}_{on}(t)$ используем аналитический сигнал, соответствующий $s(t)$ в (1.5):

$$\tilde{s}_{on}(t) = \sum_{n=0}^{N-1} a_0(t-nT) \exp\{-j2\pi f_n(t-nT)\}, \quad t \in [0, NT], \quad (1.9)$$

где

$$a_0(t) = \text{rect}(t/T) = \begin{cases} 1 & \text{при } t \in [0, T], \\ 0 & \text{при } t \notin [0, T], \end{cases} \quad (1.10)$$

– прямоугольная огибающая радиоимпульса; j – мнимая единица. Как следует из (1.10) радиоимпульсы опорного сигнала на каждой частоте f_n имеют длительность, перекрывающую длительность принимаемого импульса на той же частоте с учетом максимально допустимого времени задержки $\tau_{\max} \leq \tau_k$.

Полезный сигнал $s(t-\tau)$ с временной задержкой τ имеет вид (1.5) при значении амплитуды $u_1 \ll u_0$. Взаимно-корреляционная функция (ВКФ) полезного и опорного сигналов равна

$$\int_0^{T_s} \tilde{s}_{on}(t) \cdot s(t-\tau) dt = \sum_{n=0}^{N-1} \tilde{v}_n(\tau), \quad (1.11)$$

где $T_s = NT$ – общая длительность СЧМ-сигнала, а величины

$$\tilde{v}_n(\tau) = \frac{u_0 \tau_u}{2} \exp(-j2\pi f_n \tau) \quad (1.12)$$

представляют собой значения корреляционных функций отдельных импульсов с частотами f_n , $n=0, \dots, N-1$. Из (1.12) следует, что соседние значения $\tilde{v}_n(\tau)$ и $\tilde{v}_{n+1}(\tau)$ отличаются постоянной величиной фазового сдвига $\Delta\varphi = 2\pi \Delta f \tau$.

Отметим, что на практике значения $\tilde{v}_n(\tau)$ могут быть получены с помощью квадратурного фазового детектора (ФД). Последовательность значений $\tilde{v}_n(\tau)$, $n=0, \dots, N-1$ представляет собой отсчеты комплексной синусоиды, амплитуда и частота которой определяют соответственно интенсивность отражения и дальность до цели для сигнала с задержкой τ .

Оценка амплитуды и частоты этой комплексной синусоиды $\tilde{\mathbf{v}}(\tau) = (\tilde{v}_0(\tau), \dots, \tilde{v}_{N-1}(\tau))$ сводится к частотной фильтрации дискретного сигнала, которая при многоканальной реализации для дискретных значений задержек

$$\tau = \Delta\tau n = \frac{n}{N \Delta f} \quad (1.13)$$

представляет собой обратное дискретное преобразование Фурье (ДПФ) в виде:

$$\tilde{F}_n = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \tilde{v}_i(\tau) \exp\left\{j2\pi \frac{in}{N}\right\}, \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (1.14)$$

Применение именно обратного ДПФ (ОДПФ) вместо прямого ДПФ обусловлено необходимостью использования опорных частот, комплексно-сопряженных с отсчетами полезного сигнала $\tilde{v}_n(\tau)$ (см. (1.12)).

Абсолютные значения частотных отсчетов $|\tilde{F}_n|$ характеризуют интенсивность отраженного сигнала с задержкой τ_n , соответствующей расстоянию до цели

$$R_n = \frac{c \tau_n}{2} = \frac{c n}{2N \Delta f}, \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (1.15)$$

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

Описанная последовательность преобразований входного сигнала $s(t - \tau)$ позволяет формировать функцию развертки по дальности, отсчеты которой с точностью до сомножителей $(\tau_u - \tau_n)/\tau_u \approx 1$ совпадают со значениями ВКФ и, следовательно, реализуют корреляционный алгоритм приема полезного сигнала. Блок-схема этого алгоритма, представленная на рис. 1.3, включает в себя операции квадратурного фазового детектирования, ОДПФ и вычисление модуля. В качестве входного сигнала на схеме представлена смесь полезного сигнала $s(t - \tau)$ и шума $n(t)$.

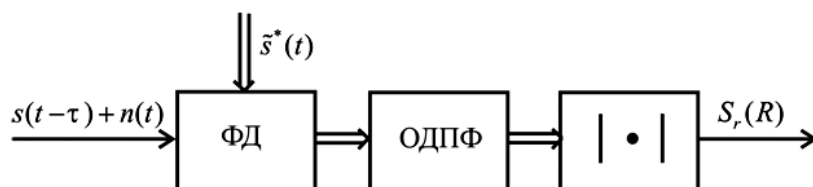


Рис. 1.3 – Блок-схема алгоритма корреляционного приема СЧМ-сигнала

На выходе фазового детектора получим комплексные отсчеты импульсов СЧМ-сигнала, которые при наличии полезного сигнала с задержкой τ в течение одного периода можно записать в виде

$$s_{\text{ФД}}(t_n) = u_1 \exp(-j2\pi f_n \tau), \quad t_n = nT, \quad n = 1, \dots, N \quad (1.16)$$

где u_1 - амплитуда принимаемого сигнала, зависящая от дальности до цели и ее ЭПР.

Рассмотрим подробнее значения отсчетов \tilde{F}_n в (1.14). Подставив значения $\tilde{v}_n(\tau)$ (1.12) в (1.14) и выполнив суммирование N членов ряда геометрической прогрессии, получим выражение для комплексных отсчетов ОДПФ

$$\tilde{F}_n = \frac{u_0 \tau_u}{2} \exp(j\mathcal{G}) \frac{\sin\left(N\pi\left(\Delta f \tau - \frac{n}{N}\right)\right)}{N \sin\left(\pi\left(\Delta f \tau - \frac{n}{N}\right)\right)}, \quad (1.17)$$

где $\mathcal{G} = 2\pi f_0 \tau + \pi(N-1)\left(\Delta f \tau - \frac{n}{N}\right)$. Согласно (1.17) зависимость значений

$|\tilde{F}_n|$ от номера n имеет вид функции Дирихле порядка N с аргументом $x = 2\left(\Delta f \tau - \frac{n}{N}\right)$. При значениях задержек $\tau = \tau_n$ из (1.17) получим

$$\begin{aligned} |\tilde{F}_n| &= \frac{u_0 \tau_u}{2}, \\ |\tilde{F}_k| &= 0 \quad \text{при } k = 0, \dots, N-1, \quad k \neq n. \end{aligned} \quad (1.17a)$$

В случае же произвольных значений задержек $\tau \in [0, \tau_{\max}]$ и $\tau \neq \tau_n$ амплитуды частотных отсчетов $|\tilde{F}_n| > 0$ для всех $n = 0, \dots, N-1$, т.е. имеет место известное явление растекания спектра [66].

Численный пример

Пусть зондирующий сигнал $s(t)$ вида (1.5) характеризуется следующими параметрами:

$$f_0 = 10^9 \text{ Гц}, \quad \Delta f = 10^6 \text{ Гц}, \quad N = 500, \quad \tau_u = 10^{-5} \text{ с.}$$

Таким образом, согласно (1.6) и (1.8) имеем $R_{\max} = 150$ м, $\Delta R = 0,3$ м. Для целей, расположенных на дальностях $R^{(i)}$, отраженные сигналы равны $s(t - \tau^{(i)})$ с задержкой $\tau^{(i)} = 2R^{(i)} / c$ и амплитудой u_i . На рис. 1.4 для двух целей на дальностях $R^{(1)} = 90$ м и $R^{(2)} = 93$ м представлены значения $|\tilde{F}_n|$, соответствующие дискретной шкале дальностей $R_n, n = 0, \dots, N-1$ согласно (1.15). Ввиду кратности выбранных дальностей значению $\Delta R = c \Delta \tau / 2$ ($R^{(1)} = 300 \Delta R$, $R^{(2)} = 310 \Delta R$) для каждой цели имеем случай (1.16).

Однако при дальностях $R^{(1)} = 91$ м и $R^{(2)} = 94$ м имеет место растекание спектра, развертка дальности в этом случае представлена на рис. 1.5. При расчетах в обоих случаях полагалось $u_i \tau_u / 2 = 1$ при $i = 1, 2$.

На практике для повышения детальности ДПФ число временных отсчетов N дополняют нулями до общего значения $N_0 = 2^p > N$, допускающего использование быстрого преобразования Фурье (БПФ). С целью уменьшения растекания спектра за счет снижения уровня боковых лепестков спектральной функции применяют весовые функции, или окна, на которые умножается сигнал перед расчетом БПФ.

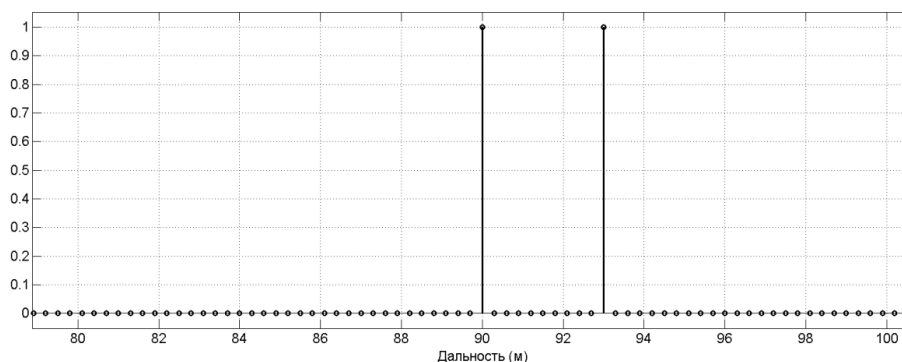


Рис. 1.4 – Развертка дальности при наличии двух целей на дальностях

$$R^{(1)} = 90\text{ м} \text{ и } R^{(2)} = 93\text{ м}$$

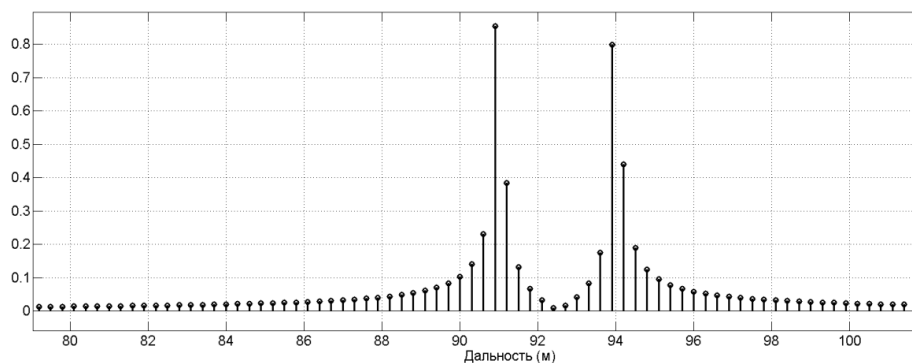


Рис. 1.5 – Развертка дальности при наличии двух целей на дальностях

$$R^{(1)} = 91\text{ м} \text{ и } R^{(2)} = 94\text{ м}$$

1.4 Формирование матрицы данных первичных измерений.

Структурная схема РЗЧС

Данные, полученные от РЗЧС после первичной обработки, представляют собой значения сигналов, пришедших от определенных элементов дальности и угловых направлений. Значения сигналов в каждом элементе разрешения РЗЧС – это комплексные числа, амплитуда которых характеризует отражающие свойства целей, а фаза – расстояние до цели.

В каждом k -м периоде зондирования формируется матрица данных, которую принято называть *кадром*. В случае наличия разрешающей

способности РЗЧС по дальности и углу (азимуту – в горизонтальной плоскости) матрица данных для k -го кадра представляет собой двумерную матрицу комплексных чисел, которую будем обозначать $\mathbf{S}^{(k)}$, $k = 1, \dots, K$.

Один из индексов элементов матрицы кадра $\mathbf{S}^{(k)}$ характеризует наклонную дальность, а второй – углы. В таком представлении удобно эти данные рассматривать в полярной системе координат «дальность-угол». При отображении изображения плоской сцены (контролируемой области помещения) на индикаторе РЛС удобнее перейти из этой системы координат в декартову. При этом в обоих случаях центр системы координат удобнее поместить в точку расположения радара. Расчеты проводятся в полярной системе координат (r_n, θ_m) , $(n = 1, \dots, N_0; m = 1, \dots, M)$, в которой были получены данные с радара. Для перевода в декартову систему координат могут быть использованы формулы пересчета:

$$x = r_n \cos \theta_m, \quad y = r_n \sin \theta_m.$$

Двумерная матрица данных $\mathbf{S}^{(k)}$ в координатах «дальность-азимут» схематически представлена на рис. 1.4. Рассмотрим принципы формирования такой матрицы в случае обеспечения пространственного разрешения целей по двум координатам.

Для обеспечения углового разрешения целей и измерения их координат РЗЧС должна быть многоканальной по углу. Избирательный прием радиосигналов по углу может быть обеспечен двумя путями:

1. Использование направленных антенн с узкой диаграммой направленности (ДН).
2. Использование антенной решетки (АР) с возможностью пространственной фильтрации сигналов.

На практике наибольшее распространение получил второй путь.

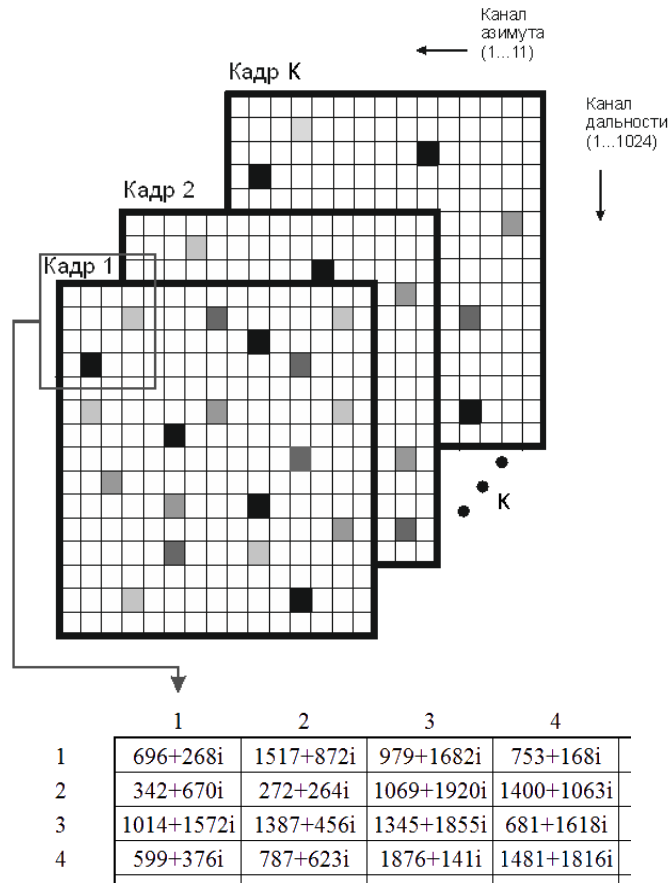


Рис. 1.4 – Схематическое представление двумерной матрицы данных в координатах «дальность-азимут»

Многие типы РЗЧС требуют, в силу использования СШП сигналов, необходимости применения широкополосных антенн (или антенных элементов в решетках), которые, кроме того, должны иметь малые размеры, небольшой вес и простые структуры питания. В наибольшей степени этим требованиям удовлетворяют микрополосковые и другие типы печатных антенн, имеющие, однако, относительно узкую полосу пропускания (порядка нескольких процентов). Существуют методы увеличения полосы пропускания таких антенн, среди которых наиболее распространены увеличение толщины подложки, использование дополнительных элементов в геометрии печатной антенны, добавление химически активных элементов и др. Эти методы позволяют расширить полосу частоты от 10% до 50%. Известная концепция «частотно-независимой антенны» может повысить пропускную способность до 100%.

Среди антенн печатного типа широкую полосу пропускания обеспечивают микрополосковые спиральные антенны. В силу отмеченных свойств микрополосковые антенны являются весьма привлекательными для использования в РЗЧС и именно они и нашли здесь наибольшее распространение.

При толщине порядка $0,1 \lambda$ (при $\lambda=10\dots30$ см, это в диапазоне $1\dots3$ см) многие типы микрополосковых антенн обеспечивают ширину полосы частот не менее 25%. В качестве СШП антенн используют: рифленую рожковую антенну, биконическую антенну, печатный диполь Диаманта, печатные антенны «бабочка», печатные спиральные антенны и печатные решетки Вивальди.

Отметим, что в макете РЗЧС, с помощью которого были получены все экспериментальные сигналы в настоящей диссертации, использованы печатные антенны типа «бабочка».

Угловое разделение каналов по азимуту в РЗЧС обеспечивается за счет пространственной фильтрации сигналов с помощью фазированной антенной решетки (ФАР).

При этом использование СЧМ сигналов с широкой полосой частот приводит к существенному усложнению алгоритмов фильтрации по сравнению с классическим узкополосным сигналом. Опишем этот алгоритм подробно, рассматривая, вначале, лишь один период зондирования.

Рассмотрим случай, когда излучение зондирующего СЧМ сигнала осуществляется одной слабонаправленной антенной, а прием – группой с числом L таких же слабонаправленных антенн, образующих линейную антенную решетку (ЛАР). Один активный элемент с номером $l=1,\dots,L$ будем считать l -м каналом приема.

Введем обозначения. N -мерный вектор комплексных отсчетов s_{ln} , соответствующих выходным сигналам фазового детектора для СЧМ-сигнала в l -м канале, будем обозначать

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

Здесь и далее для удобства записей матриц сигналов и соответствующих им элементов для обозначения номеров импульсов СЧМ-сигнала (второй нижний индекс элементов s_{ln}) будем использовать значения $n = 1, \dots, N$ (заметим, что ранее эти индексы принимали значения $0, \dots, N-1$). При том же числе импульсов N во вновь введенной нумерации будут отсутствовать «нетипичные» значения нулевых индексов в обозначениях элементов матриц комплексных отсчетов.

При наличии L независимых каналов приема получим двумерную матрицу размером $L \times N$:

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

Для вектора комплексных сигналов всех каналов ЛАР одного n -го импульса СЧМ-сигнала, используем обозначение:

$$\mathbf{G}_n = (s_{1n}, s_{2n}, \dots, s_{Ln})^T, \quad n = 1, \dots, N, \quad (1.20)$$

где $()^T$ – знак транспонирования матрицы.

Из (1.19) с учетом (1.20) следует, что матрица $\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1 \ \mathbf{G}_2 \ \dots \ \mathbf{G}_N]$.

Реализация многоканальности по азимуту при пространственной фильтрации с помощью ЛАР основана на использовании фазосдвигающих фильтров, настроенных на соответствующий угловой канал приема сигналов. Для пояснения этого принципа в случае СЧМ-сигнала, распространяющегося в свободном пространстве, рассмотрим L -элементную ЛАР, схематически изображенную на рисунке 1.5.

На рис. 1.5 обозначено: A_0 – позиция передающего элемента ЛАР, расположенного в начале координат в точке $O(0,0)$; A_l – точки расположения приемных элементов ЛАР, имеющих координаты

$x_{A_l} = d \left(l - \frac{L+1}{2} \right)$, $y_{A_l} = 0$, $l = 1, \dots, L$; d – расстояние между приемными элементами; θ – угол, характеризующий направление приема сигналов и

отсчитываемый относительно отрицательной части оси Ox в направлении по часовой стрелке.

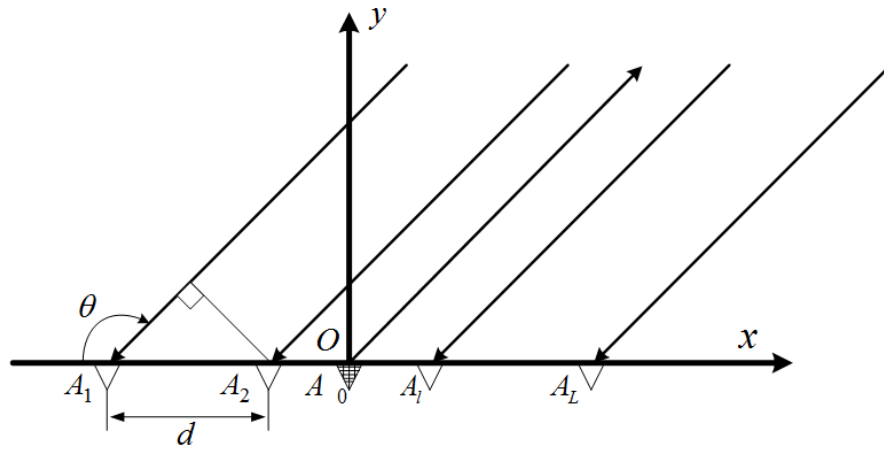


Рис. 1.5 – Линейная АР: геометрическое расположение передающих и приемных элементов

Обозначим через M число лучей контролируемой зоны РЗЧС, в общем случае отличное от числа L . При равномерном покрытии лучами всей зоны получим ширину луча $\Delta\theta$ и направление его максимума θ_m в виде:

$$\Delta\theta = \frac{180^\circ}{M}, \quad \theta_m = 180^\circ - m \frac{\Delta\theta}{2}, \quad m = 1, \dots, M, \quad (1.21)$$

где угол θ_m отсчитывается аналогично углу θ .

Для направления θ_m фазовый сдвиг сигнала в l -м элементе ЛАР относительно ее фазового центра – точки O , на частоте f_n определяется соотношением:

$$\phi_{ln}^{(m)} = \frac{2\pi}{\lambda_n} d \left(l - \frac{L+1}{2} \right) \cos \theta_m, \quad (1.22)$$

где $\lambda_n = c/f_n$ – длина волны колебания с частотой f_n . Отметим, что соотношение (1.22) справедливо при условии плоского фронта падающей волны, которое выполняется при достаточно большой дальности до цели $R \gg d(L-1)$.

Синфазное сложение сигналов всех L каналов на частоте f_n (вектор \mathbf{G}_n в (1.19)), приходящих с одного углового направления θ_m , возможно при компенсации фазовых сдвигов $\phi_{ln}^{(m)}$ согласно формуле

$$\tilde{s}_{mn} = \sum_{l=1}^L s_{ln} e^{-j\phi_{ln}^{(m)}}. \quad (1.23)$$

Обозначим через

$$\mathbf{B}_n^{(m)} = (b_{1n}^{(m)}, b_{2n}^{(m)}, \dots, b_{Ln}^{(m)})^T, \quad (1.24)$$

где

$$b_{ln}^{(m)} = e^{-j\phi_{ln}^{(m)}}, \quad l = 1, \dots, L \quad (1.25)$$

вектор фазовых сдвигов сигналов для направления θ_m на частоте f_n . Уравнения (1.23), можно записать в матричной форме:

$$\tilde{s}_{mn} = \mathbf{G}_n^T \mathbf{B}_n^{(m)}, \quad n = 1, \dots, N. \quad (1.26)$$

Учитывая, что СЧМ-сигнал содержит N импульсов с частотами f_n ($n = 1, \dots, N$), получим совокупность N -элементного сигнала, соответствующего направлению прихода θ_m :

$$\tilde{\mathbf{S}}_m = [\tilde{s}_{m1}, \tilde{s}_{m2}, \dots, \tilde{s}_{mN}]. \quad (1.27)$$

Преобразованный сигнал $\tilde{\mathbf{S}}$, полученный в результате пространственной фильтрации принятого L -канального сигнала \mathbf{G} , представленного в виде матрицы (1.19), запишем в виде:

$$\tilde{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \tilde{s}_{11} & \tilde{s}_{12} & \dots & \tilde{s}_{1N} \\ \tilde{s}_{21} & \tilde{s}_{22} & \dots & \tilde{s}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \tilde{s}_{M1} & \tilde{s}_{M2} & \dots & \tilde{s}_{MN} \end{bmatrix}, \quad (1.28)$$

где элементы \tilde{s}_{mn} ($m = 1, \dots, M$, $n = 1, \dots, N$) определяются согласно (1.23) или в матричной форме – согласно (1.26). Здесь строка $\tilde{\mathbf{S}}_m = [\tilde{s}_{m1}, \dots, \tilde{s}_{mN}]$ (1.27) представляет собой N -компонентный СЧМ-сигнал, принимаемый с направления θ_m .

С учетом (1.26) матрицу преобразованных сигналов $\tilde{\mathbf{S}}$ можно представить как

$$\tilde{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \mathbf{G}_1^T \mathbf{B}_1^{(1)} & \mathbf{G}_2^T \mathbf{B}_2^{(1)} & \dots & \mathbf{G}_N^T \mathbf{B}_N^{(1)} \\ \mathbf{G}_1^T \mathbf{B}_1^{(2)} & \mathbf{G}_2^T \mathbf{B}_2^{(2)} & \dots & \mathbf{G}_N^T \mathbf{B}_N^{(2)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}_1^T \mathbf{B}_1^{(M)} & \mathbf{G}_2^T \mathbf{B}_2^{(M)} & \dots & \mathbf{G}_N^T \mathbf{B}_N^{(M)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{S}}_1 \\ \tilde{\mathbf{S}}_2 \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{S}}_M \end{bmatrix}. \quad (1.29)$$

При этом двумерные матрицы размером $M \times N$

$$\mathbf{B}^{(m)} = [\mathbf{B}_1^{(m)}, \dots, \mathbf{B}_N^{(m)}], \quad m = 1, \dots, M \quad (1.30)$$

можно рассматривать как матрицы пространственных фильтров, выделяющие N -компонентный СЧМ-сигнал, приходящий с углового направления θ_m .

Далее для получения развертки по дальности в каждом угловом канале, как следует из пункта 1.3.1, требуется для всех частотных отсчетов СЧМ-сигнала провести ОДПФ. Эта операция относится к каждой матрице-строке $\tilde{\mathbf{S}}_m$, $m = 1, \dots, M$ и может быть представлена как $\hat{\mathbf{S}}_m = \mathcal{F}_N^{-1}(\tilde{\mathbf{S}}_m)$, где через $\mathcal{F}_N(\mathbf{X})$ обозначено N -точечное ДПФ. Итоговая матрица комплексных сигналов после преобразования матрицы $\tilde{\mathbf{S}}$ будет иметь вид:

$$\hat{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \mathcal{F}_{N_0}^{-1}(\tilde{\mathbf{S}}_1) \\ \mathcal{F}_{N_0}^{-1}(\tilde{\mathbf{S}}_2) \\ \vdots \\ \mathcal{F}_{N_0}^{-1}(\tilde{\mathbf{S}}_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \hat{s}_{11} & \hat{s}_{12} & \dots & \hat{s}_{1N} \\ \hat{s}_{21} & \hat{s}_{22} & \dots & \hat{s}_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \hat{s}_{M1} & \hat{s}_{M2} & \dots & \hat{s}_{MN} \end{bmatrix}, \quad (1.31)$$

где $N_0 > N$ число точек при использовании БПФ вместо ДПФ, которое теперь равно числу элементов дальности.

Для перевода развертки в вид «дальность-азимут», требуется транспонировать матрицу (1.31). Выполняя приведенные преобразования для каждого кадра с номером k , и вводя обозначение этого номера в виде верхнего индекса матрицы и ее элементов, окончательно получим:

$$\mathbf{S}^{(k)} = \left(\hat{\mathbf{S}}^{(k)} \right)^T = \begin{bmatrix} s_{11}^{(k)} & s_{12}^{(k)} & \dots & s_{1M}^{(k)} \\ s_{21}^{(k)} & s_{22}^{(k)} & \dots & s_{2M}^{(k)} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{N_0 1}^{(k)} & s_{N_0 2}^{(k)} & \dots & s_{N_0 M}^{(k)} \end{bmatrix}. \quad (1.32)$$

Далее для обозначения двумерной матрицы данных и ее элементов будем использовать также обозначения:

$$\mathbf{S}^{(k)} = \left\{ s^{(k)}(n, m), \quad n = 1, \dots, N_0, \quad m = 1, \dots, M \right\}. \quad (1.33)$$

Матрицы $\mathbf{S}^{(k)}$, $k = 1, \dots, K$ комплексных чисел будем рассматривать как совокупность первичных данных РЗЧС, полученных в k -м периоде зондирования. Эти матрицы будем называть также кадрами.

Структурная схема одноканальной по углу РЗЧС, имеющая одну передающую и одну приемную антенны, представлена на рисунке 1.6. Схема предполагает использование СЧМ-сигнала.

Основные составные узлы РЗЧС, обозначенные на рисунке 1.6:

- МШУ – малошумящий усилитель,
- УМ – усилитель мощности,
- КД – квадратурный детектор,
- АЦП – аналого-цифровой преобразователь,
- БЦОС – блок цифровой обработки сигналов.

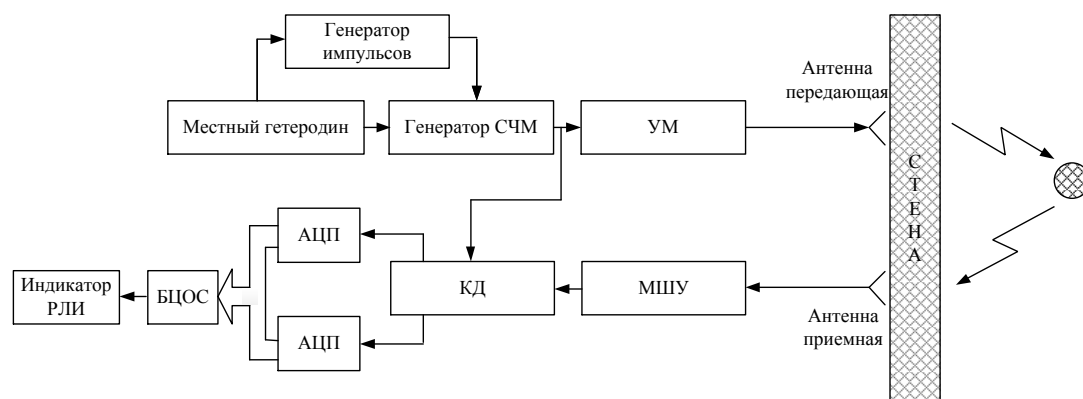


Рис. 1.6 – Структурная схема РЗЧС

Все разрабатываемые алгоритмы обработки сигналов по обнаружению и сопровождению людей в РЗЧС реализованы в виде программного обеспечения в БЦОС. В этом же блоке происходит и формирование матриц данных $\mathbf{S}^{(k)}$ каждого кадра $k = 1, \dots, K$ при многоканальной реализации РЗЧС. Комплексные цифровые отсчеты фазового детектирования формируются с помощью двухканального квадратурного демодулятора (блок КД) и пары АЦП на его выходе.

Пример пространственного разрешения сигналов от трех точечных излучателей приведен на рис. 1.7, на котором в градациях серого цвета представлены амплитудные значения матрицы $\mathbf{S}^{(k)}$, рассчитанные для одного кадра (максимальные и минимальные значения амплитуд отражены белым и черным цветом соответственно).

Исходные сигналы получены путем численных расчетов комплексных сигналов на компьютере при следующих значениях исходных данных.

1. Параметры РЗЧС.

Зондирующий СЧМ-сигнал имеет следующие параметры:

- начальная частота (частота первого радиоимпульса) – $f_0 = 1$ ГГц ;
- шаг межимпульсного изменения частоты – $\Delta f = 5$ МГц;
- число импульсов СЧМ-сигнала – $N = 400$;
- длительность СЧМ-сигнала – $T_s = 16$ мс .

Параметры линейной антенной решетки (см. рис. 1.5):

- одна передающая антенна (в центре) и $L = 20$ приемных антенн;
- расстояние между приемными антеннами $d = 0,05$ м;
- общая длина ЛАР $D = 0,95$ м;
- число лучей $M = 25$.

На основе заданных параметров СЧМ-сигнала и ЛАР получим следующие характеристики РЗЧС (см. соотношения (1.6), (1.8)):

- максимальная однозначная дальность действия – $R_{\max} = 30$ м;
- разрешающая способность по дальности – $\Delta R = 0,075$ м;
- разрешающая способность по углу – $\Delta \theta = 9^\circ$.

2. Характеристики целей.

В контролируемой зоне находятся три точечные цели, имеющие координаты в полярной системе координат:

$$C_1(R_1 = 8,4853, \theta_1 = 45^\circ); C_2(R_2 = 15, \theta_2 = 90^\circ); C_3(R_3 = 2,2361, \theta_3 = 153,4^\circ);$$

Расчеты отраженных сигналов проводились для свободного пространства при формировании комплексных отсчетов полезных сигналов на выходе фазовых детекторов и последующей обработки их на основе соотношений (1.21)-(1.33).

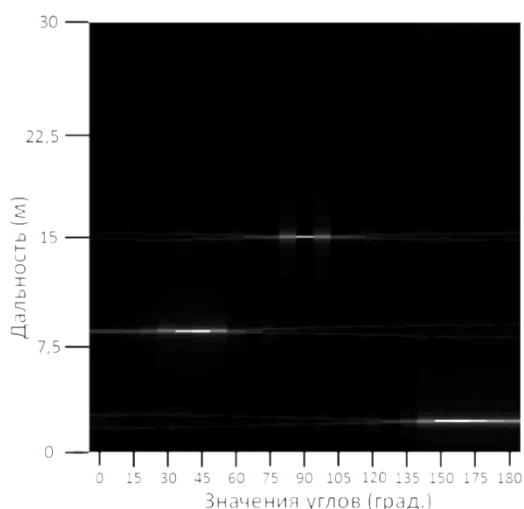


Рис. 1.7 – Отображение матрицы $\mathbf{S}^{(k)}$ комплексных отсчетов (абсолютные значения) одного кадра ($k=1$) при наличии трех точечных целей

Как видно из рис. 1.7 в случае отсутствия помех, шумов и искажений сигналов при прохождении радиоволн через стены происходит корректное отображение целей в виде узких прямоугольных областей, размеры которых соответствуют значениям разрешающей способности РЗЧС по азимуту и дальности.

1.5 Характеристики стен и перегородок и их влияние на работу РЗЧС

1.5.1 Характеристики стен и перегородок

Зондирование помещений может проводиться как через капитальные стены, внешние стены зданий или внутренние несущие конструкции, так и через относительно тонкие стены или перегородки – межкомнатные перекрытия, деревянные или стеклянные стены, перегородки или двери, не являющиеся несущими конструкциями.

В первом случае капитальные стены можно разделить на 3 группы:

- бетонные стены, толщиной 10...30 см;
- кирпичные стены, толщиной в 0,5...2 кирпича, т.е. 15-50 см;
- деревянные стены.

Во втором случае некапитальные перекрытия можно разделить на 3 группы:

- гипсокартонные, толщиной 6,5...12,5 см;
- деревянные, толщиной 3...7 см;
- стеклянные, толщиной 1...7 см.

Очевидно, что различные виды строительных материалов порождают огромное разнообразие видов стен, отличающихся между собой величиной диэлектрической проницаемости ε и коэффициентом затухания γ .

Далее рассмотрим некоторые усредненные значения параметров ε и γ , характерные для типовых стен из наиболее распространенных строительных

материалов. Размеры и параметры строительных материалов для наиболее распространенных стен и перекрытий приведены в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Размеры и параметры строительных материалов при прохождении радиосигнала с частотой 5 ГГц

Материал	Толщина образца (см)	ε	Потери при частоте 5 ГГц (дБ)	Диапазон частот (ГГц)	Вносимые потери (дБ), $af + b, f(\text{ГГц})$	
					a	b
Гипсокартон	1,17	2,44	0,45	0,6-13,9	0,0132	0,3940
Перегородка из ткани	5,93	1,23	2,55	0,5-13,8	0,6601	-0,7418
Структурная древесина	2,07	2,1	1,35	0,8-14,1	0,1138	0,8656
Деревянная дверь	4,45	2,08	2,0	1,0-14,3	0,3777	0,1258
Фанера	1,52	2,49	1,75	2,0-14,6	0,1769	0,9198
Стекло	0,235	6,40	1,25	1,0-14,3	0,2895	0,1005
Пенопласт	9,907	1,11	0,02	0,5-13,8	≈ 0	0,0418
Кирпич	8,715	4,22	6,45	1,0-7,0	1,0702	0,9757
Бетонный блок	19,45	2,22	13,62	2,0-6,8	0	13,62
Усиленная бетонная стена	60,96	-	-	-	-	-

Как известно, диэлектрическая проницаемость ε влияет на уменьшение скорости прохождения сигнала через стену, а коэффициент γ – на затухание электромагнитной волны.

С точки зрения проникающей способности электромагнитной волны (ЭМВ), строительные материалы рассматриваются по трем разделам:

1. Тип материала.
2. Состояние материала.
3. Структура материала.

В свою очередь используется огромное многообразие строительных материалов, наиболее распространенными среди которых являются бетон, кирпич и дерево.

По состоянию материала, оказывающего весьма значительное влияние на затухание ЭМВ, рассматривают следующие виды: мокрый; влажный; сухой.

По структуре материала различные виды стен делятся на:

- однородные и неоднородные стены;
- стены, состоящие из нескольких материалов;
- плита;
- стены, имеющие шероховатую поверхность.

Все сведения о стенах с учетом материала (или материалов) изготовления, его состояния, структуры и т.д. должны дать интегральную информацию, необходимую для обработки сигналов РЗЧС. Такими интегральными сведениями являются:

- толщина стены;
- диэлектрическая проницаемость материала стены;
- коэффициент затухания радиоволн при прохождении через стену.

Все эти параметры рассматриваются в типовых значениях для основных материалов.

Используя Рекомендации МСЭ-R Р-2040 (09/2013) «Влияние строительных материалов и структур на распространение радиоволн на частотах выше приблизительно 100 МГц», были рассмотрены формулы зависимости относительной проницаемости ε и проводимости σ от частоты:

$$\varepsilon = af^b, \quad (1.34)$$

$$\sigma = cf^d, \quad \text{См/м} \quad (1.35)$$

где f^b и f^d измеряются в ГГц.

Свойства материалов, используемых при построении стен приведены в Таблице 1.2. Значения b и d , равные нулю в таблице, означают, что соответствующие им значения ε и σ не зависят от частоты.

Таблица 1.2 – Свойства материалов конструкций стен

Класс материала	Относительная проницаемость		Проводимость		Диапазон частот
	<i>a</i>	<i>b</i>	<i>c</i>	<i>d</i>	ГГц
Бетон	5,31	0	0,0326	0,8095	1-100
Кирпич	3,75	0	0,038	0	1-10
Штукатурная плита	2,94	0	0,0116	0,7076	1-100
Дерево	1,99	0	0,0047	1,0718	0,001-100
Стекло	6,27	0	0,0043	1,1925	0,1-100
Потолочный настил	1,50	0	0,0005	1,1634	1-100
Древесно-стружечная плита	2,58	0	0,0217	0,7800	1-100
Половой настил	3,66	0	0,0044	1,3515	50-100
Металл	1	0	10^7	0	1-100

Результаты анализа геометрических и электрических свойств стен использованы далее в п. 1.4.2 при расчетах влияния стен на точность измерения координат целей.

1.5.2 Влияние стены на точность измерения координат целей

Известно, что при радиолокационном зондировании через стену сигналы, проникающие внутрь помещения, характеризуются увеличением времени задержки и явлением преломления лучей на границе раздела «стена-воздух». Эти особенности распространения сигналов в РЗЧС, в отличие от случаев использования радаров в свободном пространстве, приводят к дополнительным ошибкам измерения координат целей, зависящих от геометрических и электрических параметров стен, через которые проводится зондирование. Проведем расчет таких ошибок, используя результаты работы [24].

В случае расположения антенной решетки (АР) РЗЧС вдоль внешней стороны стены при плотном прилегании к ней происходит отклонение траектории распространения радиоволн от прямолинейной вследствие явления преломления на плоской границе раздела «стена-воздух». Типичный вид траекторий лучей для различных каналов АР при

отражении от точечной цели, находящейся внутри контролируемого помещения, представлен на рис. 1.8.

На рис. 1.8 обозначено: h – толщина стены; ε – диэлектрическая проницаемость материала стены; $C(x_c, y_c)$ – точка расположения цели; α_l, β_l – углы падения и преломления лучей на внутренней границе «воздух-стена», $l = 1, \dots, L$ (значение $l = 0$ соответствует лучу передающего элемента, идущего от антенны к точке $C(x_c, y_c)$); B_l – точки преломления лучей на внутренней границе стены для каналов $l = 0, \dots, L$, с координатами $(x_{B_l}, y_{B_l} = h)$.

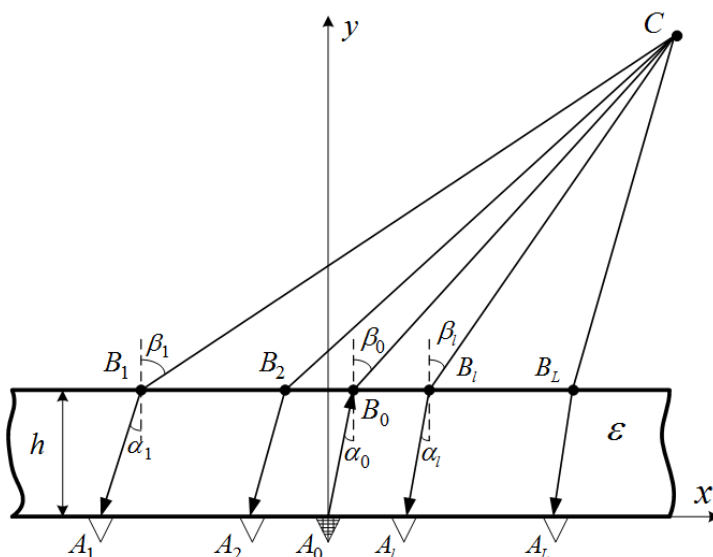


Рис. 1.8 – Траектории лучей различных каналов приема AP при зондировании помещения через стену

Изменения фазовых сдвигов лучей относительно фазового центра AP происходит в результате влияния двух факторов:

- 1) увеличивается длина пути распространения сигналов, которая для l -го элемента AP равна сумме расстояний $|CB_l| + |B_l A_l|$ в отличие от длины пути $|CA_l|$ в свободном пространстве;

2) увеличивается время прохождения расстояния внутри стены из-за уменьшения фазовой скорости распространения радиоволн в среде с диэлектрической проницаемостью $\varepsilon > 1$.

Для учета обоих факторов необходимо проведение расчетов координат x_{B_l} точек преломления B_l , зависящих от расположения точки отражения C и от геометрических и электрических параметров стены. Такой расчет основан на решении системы уравнений:

$$\begin{cases} x_{B_l} - x_{A_l} = h \cdot \operatorname{tg} \alpha_l \\ x_c - x_{B_l} = (y_c - h) \cdot \operatorname{tg} \beta_l \\ \sin \beta_l = \sqrt{\varepsilon} \cdot \sin \alpha_l, \end{cases} \quad l = 1, \dots, L, \quad (1.36)$$

первые два уравнения которой определяются геометрией расположения точек A_l , B_l , C , а третье уравнение – законом преломления Снеллиуса (см. [99]). Для каждого значения l имеем три неизвестные величины x_{B_l} , α_l , β_l . Исключая неизвестные величины α_l , β_l , получим уравнение для вычисления координат x_{B_l} :

$$x_{B_l} = x_c - \frac{\sqrt{\varepsilon} (x_{B_l} - x_{A_l})(y_c - h)}{\sqrt{h^2 + (x_{B_l} - x_{A_l})^2 (1 - \varepsilon)}}. \quad (1.37)$$

Уравнение (1.37) является нелинейным и может быть решено численными методами.

После вычисления координат x_{B_l} для каждого приемного канала $l = 1, \dots, L$ могут быть вычислены фазовые сдвиги сигналов относительно фазового центра АР для всех лучей $m = 1, \dots, M$ и частот f_n :

$$\tilde{\phi}_{ln}^{(m)} = \frac{2\pi}{\lambda_n} \sqrt{\varepsilon} |A_l B_l| + \frac{2\pi}{\lambda_n} |B_l C| - \frac{2\pi}{\lambda_n} \sqrt{\varepsilon} |A_0 B_0| - \frac{2\pi}{\lambda_n} |B_0 C|. \quad (1.38)$$

Число лучей M может быть выбрано произвольным, однако, оно согласовывается с числом каналов L , причем обычно $M > L$. Заметим также,

что в соотношении (1.38) учтено, что фазовая скорость радиоволн при распространении сигнала внутри стен уменьшается в $\sqrt{\varepsilon}$ раз (см. [78]).

Отличия в значениях $\tilde{\phi}_n^{(m)}$ в (1.38) и $\phi_n^{(m)}$ в (1.25) приводят к расфокусировке пространственной фильтрации и, соответственно, к смещениям координат целей, наблюдаемых в контролируемом помещении через стену. Оценки возникающих при этом ошибок в случае известных значений величин h и ε можно получить двумя способами:

- 1) путем вычисления фазовых сдвигов (1.38), определения на их основе смещенных координат точки отражения C и сравнения их с истинными координатами;
- 2) путем оценок временных задержек сигналов от точечной цели и вычисления направления плоского фронта преломленной волны относительно фазового центра АР.

В обоих случаях необходимо численное решение уравнения (1.37). Второй способ, однако, не учитывает размеров АР и, следовательно, должен давать большую погрешность вычислений. Далее будут проведены расчеты с использованием обоих способов, что позволит сравнить их показатели точности.

1.5.3 Численные расчеты ошибок измерения координат целей

Для сжатия СЧМ сигнала по дальности и разделения сигналов различных лучей $m = 1, \dots, M$ использованы алгоритмы, описанные в п.1.3.1, 1.4. При проведении численных расчетов рассматривалась линейная АР, имеющая конфигурацию согласно рис. 1.5 при числе приемных элементов $L = 20$ и расстоянии между элементами $d = 0,05$ м (общая длина АР составляет 0,95 м). Таким образом, разрешение по углу составляет примерно 9° . Число лучей выбрано равным $M = 25$. Предполагается, что СЧМ-сигнал содержит $N=400$ импульсов при значении частоты первого

импульса $f_0 = 1$ ГГц и шаге изменения частоты $\Delta f = 5$ МГц. Выбранные параметры СЧМ-сигнала обеспечивают разрешающую способность по дальности $\Delta R = 0,075$ м при однозначной дальности измерений $R_{\max} = 30$ м.

Вначале расчеты отраженных сигналов для различных лучей $m = 1, \dots, M$ в пределах значений дальностей $0 \dots R_{\max}$ проводились для свободного пространства при отсутствии стены (эти расчеты описаны также в п. 1.4). На рис. 1.9 представлены результаты расчетов амплитуд сигналов в виде градаций яркостей серого цвета при наличии в контролируемой зоне трех точечных отражателей с координатами $C_1(-6, 6)$, $C_2(0, 15)$, $C_3(2, 1)$, которые в полярной системе координат равны $C_1(R_1 = 8,4853, \theta_1 = 45^\circ)$, $C_2(R_2 = 15, \theta_2 = 90^\circ)$, $C_3(R_3 = 2,2361, \theta_3 = 153,435^\circ)$, где $R = \sqrt{x_c^2 + y_c^2}$ и $\theta = 90^\circ + \text{arctg}(y_c / x_c)$.

На рис. 1.9 по вертикальной оси отложены значения наклонной дальности, а по горизонтальной оси – значения углов $\theta \in (0^\circ, 180^\circ)$. Очевидно, что в свободном пространстве при отсутствии шумов и помех отображаемые координаты целей полностью соответствуют истинным значениям.

Наличие стены, через которую проводится зондирование помещения, приводит к смещению координат отображаемых целей, как по дальности, так и по углу. Пример такого смещения представлен на рис. 1.10, где отображены отметки одной и той же точечной цели $C(4; 4)$ (дальность $R = 5,657$ м, угол $\theta = 135^\circ$), при зондировании в свободном пространстве (отметка на малой дальности) и через стену (отметка на большей дальности). В качестве параметров стены выбраны значения $h = 0,5$ м и $\varepsilon = 4$ – величины, характерные для типовой кирпичной стены. Смещенные координаты цели при зондировании через стену равны $R = 6,225$ м и $\theta = 137,5^\circ$, таким образом, ошибка по дальности составляет величину $\Delta r = 0,568$ м и по углу $\Delta \theta = 2,5^\circ$.

Численные расчеты проведены на основе первого способа, описанного в предыдущем разделе, путем вычисления фазовых сдвигов $\tilde{\phi}_{ln}^{(m)}$.

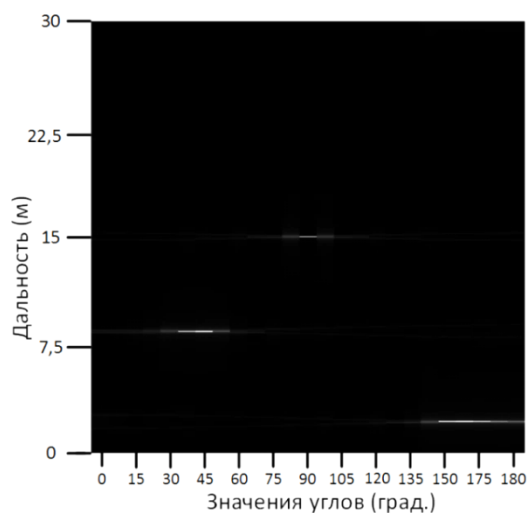


Рис. 1.9 – Отображение трех точечных целей при отсутствии стены

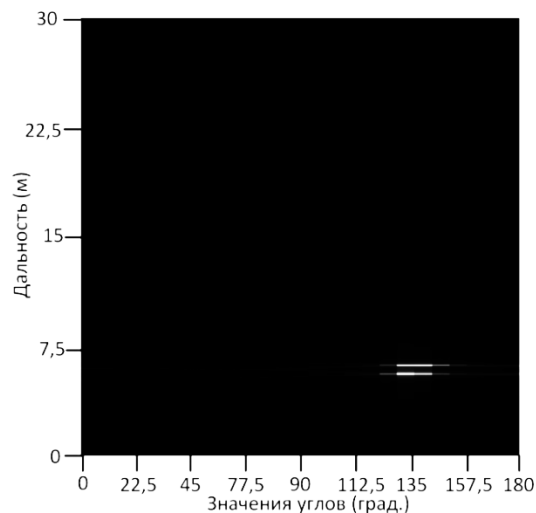


Рис. 1.10 – Отображение точечной цели $C(4; 4)$ при отсутствии и наличии стены

Представленная методика расчета координат целей при зондировании СЧМ-сигналом через стену и многоканальной обработке с помощью линейной АР позволяет оценить погрешности определения координат при различных геометрических и электрических параметрах стены, а также при различном взаимном расположении АР и целей. Расчеты, проведенные для значений $h = 0,1 \dots 0,5$ м и $\varepsilon = 2 \dots 6$ (значения, характерные для большинства стен и перегородок), показали, что погрешности измерения дальности и угла находятся в пределах $\Delta r = 0,1 \dots 1$ м и $\Delta \theta = 0^\circ \dots 8^\circ$ соответственно. При этом погрешности измерения дальности и угла резко увеличиваются на краях зоны (т.е. при углах $|\theta - 90^\circ| \approx 90^\circ$), а при значениях дальности $R \geq 2$ м очень слабо зависят от самой дальности. В любом случае смещение дальности происходит в сторону ее увеличения, а смещение угла – к краю углового сектора наблюдения. С ростом значений h и ε обе погрешности, как и следовало ожидать, возрастают.

Более подробный анализ влияния значений h , ε , R и θ на погрешности измерения координат целей можно провести с помощью приближенных формул, приведенных в следующем разделе.

1.5.4 Приближенные формулы для погрешностей измерения координат целей

Оценки погрешностей измерения координат целей при зондировании помещений через стену можно получить, рассматривая пути прохождения сигнала внутри стены – до преломления, и за пределами стены – после преломления на границе «стена-воздух». Целью расчетов является определение разностей расстояний, проходящих сигналом до цели и обратно в случаях наличия и отсутствия стены. Проведем расчет такой разности, предполагая, что расстояние до цели определяется относительно фазового центра антенны радара.

На рис. 1.11 изображены пути прохождения лучей от фазового центра антенны в точке A до точки C расположения цели в случае отсутствия стены и через точки A , B , C при наличии стены, где B – точка преломления луча на внутренней границе стены. Здесь, как и ранее, через α , β обозначены углы падения и преломления луча, через θ_0 – угол наблюдения цели. Отметим, что ранее введенный угол $\theta = 90^\circ + \theta_0$.

Введем также обозначения (см. рис. 1.11): $R = |AC|$, $l_1 = |AB|$, $l_2 = |BC|$.

На основе геометрического расположения точек A , B , C получим

$$l_1 = \frac{h}{\cos \alpha}, \quad l_2 = \frac{R \cos \theta_0 - h}{\cos \beta}. \quad (1.39)$$

Искомая разность хода лучей для двух случаев равна

$$\delta R = (l_1 \sqrt{\varepsilon} + l_2) - R. \quad (1.40)$$

Подставляя (1.39) в (1.40), окончательно получим

$$\delta R = R \left(\frac{\cos \theta_0}{\cos \beta} - 1 \right) + h \left(\frac{\sqrt{\varepsilon}}{\cos \alpha} - \frac{1}{\cos \beta} \right). \quad (1.41)$$

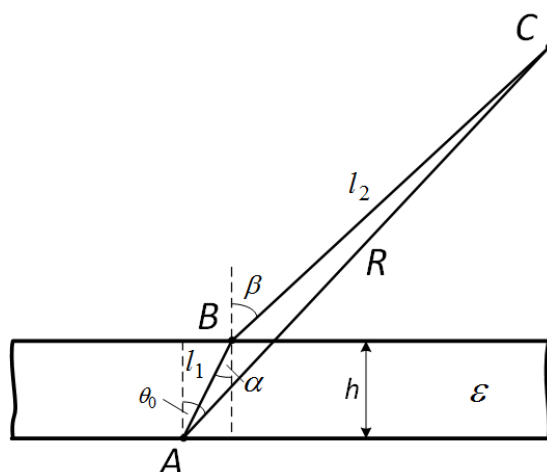


Рис. 1.11 – Схематическое изображение лучей в случае отсутствия и наличия стены

Из рисунка 1.11 следует, что для оценки погрешности угла измерения положения цели можно использовать величину

$$\delta \theta = \beta - \theta_0. \quad (1.42)$$

Отметим, что значения α , β необходимо вычислять с помощью системы уравнений (1.36) при $l = 0$ ($A = A_0(0,0)$). Соотношения (1.41), (1.42) являются приближенными оценками погрешностей измерения координат целей при зондировании помещений через стену. Степень их точности можно определить путем сравнения с оценками, полученными первым способом, как показано в п. 1.5.3. В частности, для рассмотренного в п. 1.5.3 случая $h = 0,5$ м и $\varepsilon = 4$ для точки отражения $C(4, 4)$ на основе соотношений (1.41), (1.42) получим: $\delta R = 0,5864$ м и $\delta \theta = 2,37^\circ$ (значения $\alpha = 21,584^\circ$, $\beta = 47,37^\circ$). Эти результаты весьма близки к значениям $\Delta r = 0,568$ м и

$\Delta\theta = 2,5^\circ$, полученным для тех же условий первым способом в п. 1.5.3. Отличия составляют всего лишь 3,2% и 5,2% по дальности и углу соответственно. Более детальный анализ на основе сравнения значений δR , $\delta\theta$ и Δr , $\Delta\theta$ при проведении вычислений для различных значений h , ε , R и θ показывает, что формулы (1.41), (1.42) позволяют оценить погрешность измерения координат цели при зондировании через стену с точностью 1...5% по дальности и 3...10% по углу. Обе ошибки δR , $\delta\theta$ согласно (1.41), (1.42) стремятся к нулю при $\beta \rightarrow \theta_0$, что возможно, когда $h \rightarrow 0$ и (или) $\varepsilon \rightarrow 1$.

С целью определения зависимости погрешностей измерения координат цели от ее расположения в помещении при зондировании через стену проведены расчеты значений погрешностей δR и $\delta\theta$ при различных координатах цели (R, θ) для случая «типовой» стены с параметрами $h = 0,5$ м и $\varepsilon = 4$. На рисунках 1.12, 1.13 представлены такие зависимости значений δR (рис. 1.12) и $\delta\theta$ (рис. 1.13) от угла наблюдения цели θ при фиксированной дальности $R = 4$ м.

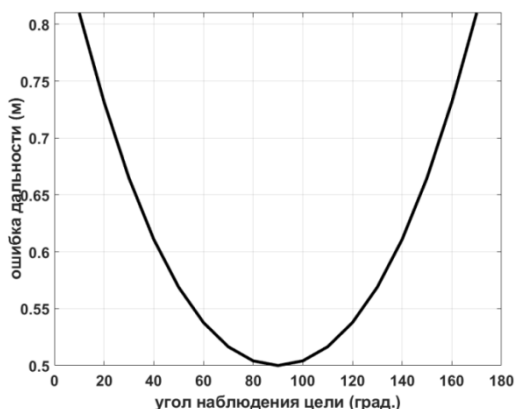


Рис. 1.12 – Зависимость ошибки измерения дальности от угла наблюдения цели при $R = 4$ м, $h = 0,5$ м, $\varepsilon = 4$

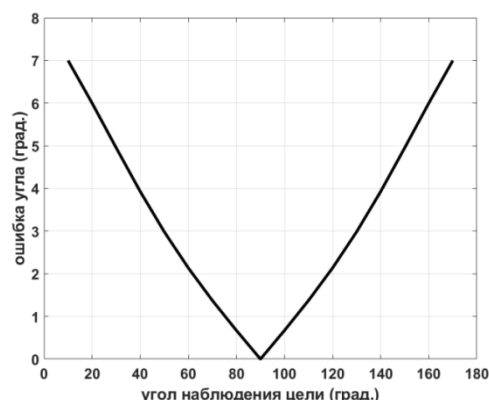


Рис. 1.13 – Зависимость ошибки измерения угла от угла наблюдения цели при $R = 4$ м, $h = 0,5$ м, $\varepsilon = 4$

Как видно из рисунков обе погрешности быстро увеличиваются при приближении угла θ к краям углового сектора, что отмечалось ранее в п.

1.5.3. Наименьшие погрешности измерений наблюдаются в центре углового сектора при $\theta \approx 90^\circ$.

Зависимости погрешностей δR и $\delta\theta$ от дальности R при фиксированном значении угла $\theta = 45^\circ$ (или, в силу симметрии, при $\theta = 135^\circ$) представлены на рис. 1.14 и 1.15 соответственно. Значения δR при $R \geq 1,5 \dots 2$ м меняются весьма слабо, не более, чем на 3,5% (см. рис. 1.14). В то же время погрешность измерения угла на интервале дальностей $R = 1 \dots 8$ м может изменяться до 5 раз (см. рис. 1.15). В обоих случаях с ростом дальности R обе погрешности стремятся к некоторым постоянным значениям.

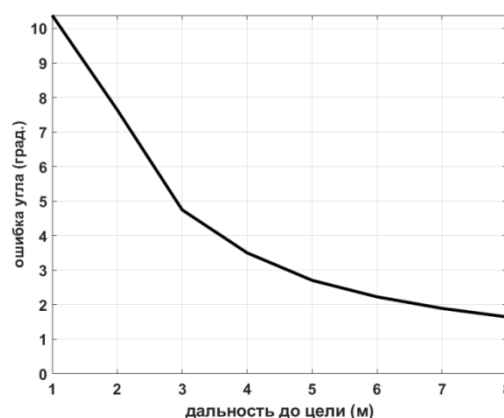
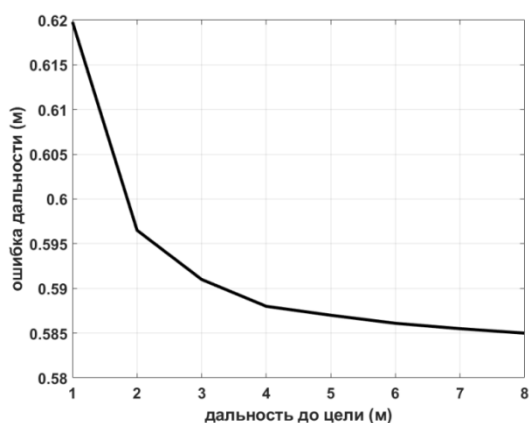


Рис. 1.14 – Зависимость ошибки измерения дальности от дальности до цели при $\theta = 45^\circ$, $h = 0,5$ м, $\varepsilon = 4$

Рис. 1.15 – Зависимость ошибки измерения угла от дальности до цели при $\theta = 45^\circ$, $h = 0,5$ м, $\varepsilon = 4$

Ошибка измерения угла $\delta\theta$, выраженная в радианах, определяет линейную ошибку измерения тангенциальной координаты цели $\delta l = R \cdot \delta\theta$. Величины δR и δl для наиболее распространенных значений параметров стен и размеров помещений находятся в пределах $0,1 \dots 1$ м. Априорные сведения о значениях h и ε при использовании соотношений (1.41), (1.42) позволяют существенно снизить эти погрешности измерений координат целей.

1.6 Выводы к главе 1

1. Описаны особенности построения РЗЧС, основными из которых являются: малая дальность действия (не более 50 м) и высокая разрешающая способность (не хуже 1м). Рассмотрены свойства наиболее распространенного в РЗЧС СЧМ-сигнала, проведен анализ его автокорреляционной функции. Описан метод оптимального приема и обработки СЧМ сигнала.

Описана методика формирования двумерных кадров данных в координатах «дальность-азимут», представленных комплексными значениями цифровых отсчетов.

2. Рассмотрены характеристики живых людей, как радиолокационных целей при решении задач обнаружения и сопровождения в РЗЧС. Основными характеристиками этих целей являются: ЭПР, частота и амплитуда дыхания, сердцебиения, шевеления.

3. Подробно рассмотрен алгоритм пространственной фильтрации сигналов, приходящих с различных угловых направлений линейной антенной решетки в случае использования зондирующего СЧМ-сигнала. Пространственная фильтрация сигналов, основанная на использовании пространственных фильтров, позволяет обеспечить разрешение по углу, величина которого зависит от размеров линейной антенной решетки радара и для наиболее распространенных случаев составляет значение порядка $10^0 \dots 20^0$.

Рассмотрен принцип действия РЗЧС. Приведена структурная схема одноканальной многочастотной РЗЧС, использующая СЧМ-сигнал.

4. Проведен анализ видов стен и строительных материалов, на основе которого выявлены наиболее типичные значения геометрических и электрических характеристик стен и перегородок.

Проведено исследование влияния геометрических и электрических характеристик стен, таких как толщина и диэлектрическая проницаемость, на точность измерения координат целей. Разработана методика оценки погрешностей измерения координат целей – дальности и азимута, с учетом характеристик стен. Показано, что для наиболее распространенных значений параметров стен и помещений погрешности измерения координат целей в РЗЧС находятся в пределах 0,1 ... 1 м.

Глава 2

Выделение признаков целей и алгоритм вычисления их информативности

2.1 Выделение сигналов на основе формирования признаков целей

В радарх зондирования через стену основной отличительной особенностью от других РЛС является близкое взаимное расположение мешающих и полезных объектов, что создает интерференционные помехи, которые существенно влияют на результаты первичных наблюдений и процедуру формирования первичных отметок целей.

При этом статистические свойства сигналов первичной информации в таких РЛС значительно отличаются от аналогичных свойств сигналов в традиционных РЛС наземного или воздушного базирования. Это отличие проявляется в более частых и сильных замираниях (вплоть до полного исчезновения) полезных сигналов, в появлении большого количества ложных отметок в контролируемой зоне, в большой схожести полезных сигналов и сигналов от местных предметов. Последнее обстоятельство обусловлено, во-первых, близкими значениями ЭПР полезных и мешающих объектов, и, во-вторых, малой подвижностью или неподвижностью целей (людей) в течение длительного интервала времени.

Обнаружение воздушных целей в классической радиолокации сводится к сравнению амплитуды a накопленного сигнала (иначе говоря, огибающей функции отклика) в каждом элементе разрешения с некоторым порогом h . При этом величину $z_0 \in \{0, 1\}$ можно рассматривать как признак обнаружения цели в заданном элементе разрешения, если

$$z_0 = \begin{cases} 1 & \text{при } a \geq h, \\ 0 & \text{при } a < h. \end{cases} \quad (2.1)$$

В рассматриваемой РЗЧС такой подход оказывается малоэффективным в силу следующих факторов:

1. Подвижные и неподвижные объекты дают примерно одинаковый уровень интенсивности отраженных сигналов, которые при пороговой обработке практически не отличаются друг от друга.
2. В силу малых скоростей подвижных объектов их выделение возможно только при покадровом вычитании (аналог череспериодного вычитания) видеосигналов (сигналов на выходе детектора) для каждого элемента разрешения.
3. В результате интерференции сигналов, отраженных от близкорасположенных подвижных и неподвижных объектов, возникают сильные флуктуации полезных сигналов, приводящие либо к их исчезновению, либо к существенному (в пределах нескольких элементов разрешения) изменению местоположения в некоторых кадрах.

Таким образом, для выделения полезных сигналов целесообразно использовать не один признак (типа z_0), а набор признаков, характеризующих предысторию значений отраженных сигналов во всех элементах разрешения.

2.2 Признаки на основе значений амплитуд сигналов

Выделение сигнала, как правило, основано на определении наиболее мощных отражений. Поэтому обработка сигнала начинается с выделения значения максимальной амплитуды. Такая обработка является очень грубой и, используя только ее, можно выделить большое количество целей, но в их числе, кроме полезных, будет также очень много сигналов переотражений и сигналов ложных целей. Для решения рассматриваемой задачи –

обнаружения живых людей, потребуется дальнейшая более сложная обработка.

Основными задачами дальнейшей обработки являются:

- внутрипериодная и межпериодная обработка сигналов;
- обнаружение полезных сигналов;
- определение координат обнаруженных целей.

Далее будем рассматривать сигнал одного канала, считая, что обработка по остальным каналам является аналогичной. Для корректной обработки изначально требуется провести нормирование амплитуды сигнала, в данном случае СЧМ сигнала. Существуют различные варианты первичной обработки сигнала, например, адаптивный алгоритм постоянного уровня ложных тревог (в англоязычной литературе – CFAR – constant false alarm rate) [102], но в данной диссертационной работе используется метод выбора максимальной амплитуды.

Число целей требуется ограничить до 3-5 в одном канале, т.к. целями являются живые люди и большее количество может привести к возникновению ложных целей, а меньшее – к пропуску. Количество выбранных целей будет равно числу найденных максимумов и областей вокруг них. Такая процедура обработки сводится к нахождению локальных максимальных откликов.

Предлагаемый подход существенно отличается от методов пороговой обработки и, в частности, алгоритмов CFAR-обнаружения (см., например, [102]) тем, что в каждом канале всегда будет получено несколько отметок целей, т.к. локальные максимумы существуют у любого сигнала. При пороговой обработке таких «обнаружений» будет гораздо меньше. Таким образом, метод выделения локальных максимумов в отраженном сигнале приводит к большому числу ложных отметок, что, на первый взгляд, является его недостатком. Однако, если далее использовать другие признаки полезных целей (например, динамические, статические и др.), то число

ложных отметок можно полностью исключить, либо снизить до приемлемого уровня.

Рассмотрим первичную обработку сигнала на примере компьютерного моделирования полезного сигнала. В рамках диссертационной работы был разработан комплекс программ моделирования радиолокационных сигналов при использовании СЧМ зондирующих сигналов, программ обработки сигналов и формирования первичных отметок, подробно описанный в главе 3.

На рис. 2.1 представлены результаты моделирования СЧМ-сигнала, несущего информацию о двух целях при наличии аддитивного белого гауссовского шума.

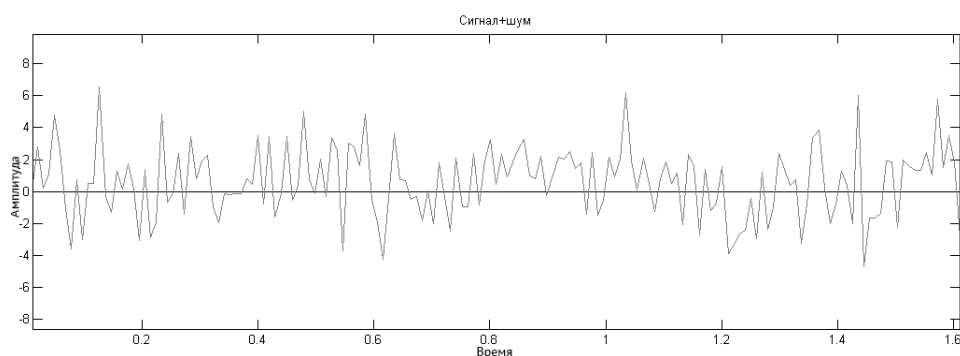


Рис. 2.1 – Модель смеси СЧМ-сигнала с шумом при наличии двух целей

Далее, произведя обработку СЧМ-сигнала согласно алгоритму, описанному в п. 1.3.1, получим комплексный частотный спектр смеси сигнала с шумом. Амплитудные значения этого спектра, соответствующие профилю дальности, представлены на рис. 2.2

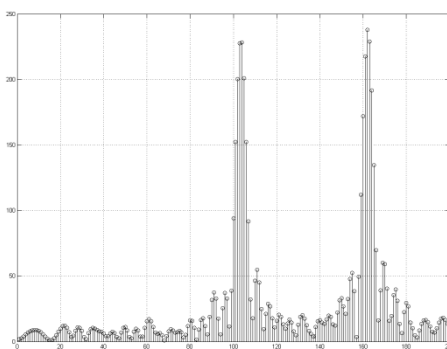
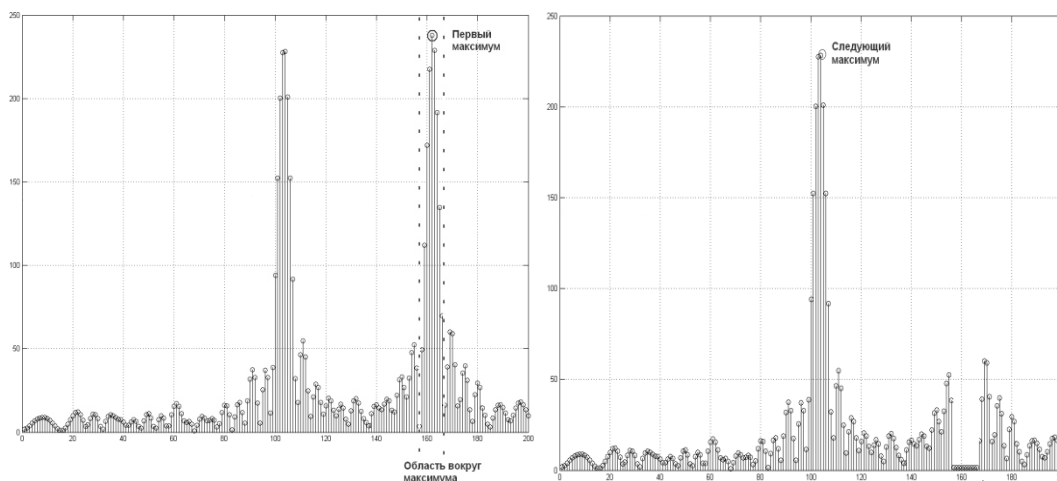


Рис. 2.2 – Амплитудный спектр обработанного СЧМ-сигнала для модели смеси сигнала с шумом при наличии двух целей

Из рис. 2.2, видно, что спектр имеет большое количество локальных максимумов. Поэтому при обработке выделяется не только максимум, но и область вокруг него, равная нескольким отсчетам. Т.к. радиолокационными целями являются люди, то они не могут занимать одну ячейку разрешения по дальности и именно из-за этого происходит объединение максимума с областью вокруг него.

Таким образом, значения, содержащиеся в сформированном кадре, характеризуют мощность отражения сигналов от цели. Амплитуда сигнала, отраженного от цели, превышает средний фон отражений, поэтому для обнаружения целей используется поиск локальных максимумов, количество которых соответствует максимально допустимому числу целей.

Так как основной задачей является обнаружение людей, то при разрешающей способности по дальности ΔR , равной единицам сантиметров (обычно используют значения $\Delta R \approx 0,1 \dots 0,2$ м), для обнаружения человека требуется использование нескольких элементов разрешения по дальности. С учетом указанных типовых значений ΔR получим, что один человек будет занимать около 3...8 элементов разрешения по дальности (в среднем, около 0,5 м). Из этого можно следует, что необходимо выделить не только один локальный максимум, но и также область вокруг него, равную примерно 5 элементам разрешения по дальности. Сформированные таким образом элементы (ячейки) дальности будем считать областью одной цели. Далее для поиска других целей необходимо элементам вокруг ячейки локального максимума присвоить нулевые значения, как показано рисунке 2.3 а, б.



а) нахождение первого максимума

б) обнуление области вокруг максимума

Рис. 2.3 – Выделение области вокруг максимума

При использовании такого подхода, как определение цели по локальному максимуму сигнала, существуют особенности, связанные с ложным обнаружением цели (т.е. помехи), которой соответствует локальный максимум амплитуды сигнала. Для улучшения показателей обнаружения, связанных, прежде всего, с устранением ложных отметок целей, в диссертационной работе предлагается использование дополнительных признаков, которые можно разделить на две группы – в зависимости от интервала времени их вычисления:

- динамические признаки;
- статические признаки.

Более подробно эти признаки описаны в следующем разделе.

2.3 Анализ сигналов подвижных целей

Предположим, что лоцируемая цель, является точечной, то есть, отраженный от нее сигнал не изменяет своего вида, а его амплитуда зависит от ЭПР цели и уменьшается с ростом дальности R по закону $1/R^2$ в силу сферического характера распространения радиоволн. Наибольший интерес представляет случай малоподвижной цели, под которой будем понимать

некоторый объект, совершающий колебательное или поступательное движение в пределах одного элемента разрешения по дальности ΔR в течение нескольких последовательных периодов повторения импульсов (ПШИ).

В радиолокации явление перемещения цели из одного элемента разрешения в другой в течение времени наблюдения называется *миграцией цели* [102]. Таким образом, введенное определение малоподвижной цели равносильно отсутствию явления миграции для нее.

Очевидно, что при рассмотрении в качестве радиолокационных целей живых людей имеем колебательные движения в виде дыхания, сердцебиения и шевеления, амплитуда которых (см. п. 1.2) находится в пределах 0,5...3 см, т.е. гораздо меньше значения $\Delta R \geq 10$ см. Таким образом, это малоподвижные цели. К этой же категории целей можно отнести и движущихся внутри помещений людей, если время их наблюдения мало (порядка одной секунды или менее).

Дальнейший анализ направлен на определение свойств сигналов малоподвижных целей при использовании в качестве зондирующих СЧМ-сигналов. Эти свойства, как будет видно далее, позволят ввести признаки целей, имеющие высокую информативность.

Рассмотрим вначале сигнал $\tilde{s}^{(k)}(t)$ одного k -го кадра для N -импульсного СЧМ-сигнала на выходе фазового детектора в некотором азимутальном канале. Полагая, что отражение происходит от точечной цели, расположенной на дальности $R^{(k)}$ при соответствующем времени задержки

$$\tau_3^{(k)} = 2R^{(k)} / c, \quad (2.2)$$

с учетом соотношения (1.16) получим

$$\tilde{s}^{(k)}(t) = \tilde{y}_1^{(k)} \sum_{n=0}^{N-1} a_n(t - nT - \tau_3^{(k)}) \exp(-j2\pi f_n(t - \tau_3^{(k)})), \quad (2.3)$$

где $\tilde{y}_1^{(k)}$ – амплитуда принимаемого сигнала.

Как было показано в п. 1.3.1 после формирования профиля дальности (иначе говоря, согласованной фильтрации или сжатия по дальности) с использованием операции ОДПФ для сигнала $\tilde{s}^{(k)}(t)$ получим набор дискретных отсчетов (см. (1.17)), которые запишем в виде:

$$s_n^{(k)} = u_n^{(k)} \exp(j\mathcal{G}_n^{(k)}), \quad n = 0, \dots, N-1, \quad (2.4)$$

где $u_n^{(k)} = \tilde{y}_1^{(k)} D_N(2\Delta f \tau_3^{(k)} - (2n/N))$ ($D_N()$ – функция Дирихле N -го порядка),

$$\mathcal{G}_n^{(k)} = 2\pi \left(f_0 + \frac{N-1}{2} \Delta f \right) \tau_3^{(k)} - \pi \frac{N-1}{N} n. \quad (2.5)$$

Проведем анализ влияния микроперемещений Δr точечной цели на значения комплексных отсчетов $s_n^{(k)}$ в соседних периодах зондирования k и $(k+1)$.

1. Оценка миграции полезного сигнала по элементам дальности.

Дискретные квадратурные гармонические функции в (2.2) имеют разность фаз между соседними отсчетами в k -м ППИ

$$\Delta\varphi^{(k)} = 2\pi(f_{n+1} - f_n)\tau_3^{(k)} = 2\pi\Delta f\tau_3^{(k)}. \quad (2.6)$$

Учитывая, что интервал дискретизации отсчетов равен периоду следования импульсов T , получим значение частоты $F(\tau_3^{(k)})$, соответствующее сигналу с задержкой $\tau_3^{(k)}$:

$$F(\tau_3^{(k)}) = \frac{\Delta\varphi^{(k)}}{2\pi T} = \frac{\Delta f}{T} \tau_3^{(k)} = \frac{2\Delta f}{cT} R^{(k)}. \quad (2.7)$$

Максимальное однозначно измеряемое значение частоты (см. (1.6)):

$$F_{\max} = F(\tau_{\max}) = \frac{1}{T}, \quad (2.8)$$

шаг изменения частоты (при числе частотных отсчетов $N_0 = N$) (см. (1.8))

$$\Delta F = \frac{F_{\max}}{N} = \frac{1}{NT} = \frac{2\Delta f}{cT} \Delta R \quad (2.9)$$

и значения частотных отсчетов

$$F_n = \frac{n}{NT} = \Delta F n, \quad n = 0, \dots, N-1. \quad (2.10)$$

Используя соотношения (2.7)-(2.10), нетрудно убедиться, что при амплитуде колебаний (перемещений) цели $\Delta r < \Delta R$ миграция по дальности отсутствует. Для пояснения этого факта рассмотрим численный пример для СЧМ-сигнала с параметрами:

$$f_0 = 10^9 \text{ Гц}, \quad \Delta f = 5 \text{ МГц}, \quad N = 400, \quad T = 40 \text{ мкс}. \quad (2.11)$$

С учетом (1.6), (1.8) и (2.7)-(2.11) получим

$$R_{\max} = 30 \text{ м}, \quad \Delta R = 0,075 \text{ м}, \quad F_{\max} = 25 \text{ кГц}, \quad \Delta F = 62,5 \text{ Гц}.$$

При амплитуде перемещений $\Delta r = 3 \text{ см}$ получим изменение задержки в соседних периодах СЧМ-сигнала $\Delta \tau_3 = \tau_3^{(k+1)} - \tau_3^{(k)} = 0,2 \text{ нс}$, что соответствует изменению частоты сигнала $\tilde{s}^{(k)}(t)$, равному $\delta F = \Delta f \Delta \tau_3 / T = 25 \text{ Гц}$. Очевидно, что $\delta F < \Delta F$, а, следовательно, миграция по ячейкам дальности отсутствует.

Приведенные расчеты соответствуют случаю высокого разрешения по дальности $\Delta R = 7,5 \text{ см}$. Однако полученные результаты будут справедливы и для меньших значений ΔR , которые на практике обычно не используются.

2. Оценка изменения параметров комплексной амплитуды частотных отсчетов при микроперемещениях цели.

Комплексная амплитуда частотных отсчетов в k -м периоде повторения СЧМ-сигнала имеет вид (2.4) и при микроперемещениях цели в соседних ПШИ характеризуется изменениями как амплитуды $u_n^{(k)}$, так и фазы $\vartheta_n^{(k)}$.

Изменения амплитуды определяются видом функции Дирихле $D_N(2\Delta f \tau_3^{(k)} - (2n/N))$ порядка N (см. (1.17)). Типичный вид функции Дирихле при $N=400$, которая при $N \gg 1$ совпадает с функцией $\text{sinc}()$, представлен на рис. 2.4. Значения микроперемещений с амплитудой Δr приводят к уменьшению амплитуды частотных отсчетов (по сравнению с максимальным значением) в

$$q = D_N(2\Delta f \Delta \tau_3) \quad (2.12)$$

раз. В частности, из (2.12) при используемых ранее значениях $N=400$, $\Delta f = 5$ МГц и $\Delta \tau_3 = 0,2$ нс (соответствующее перемещение $\Delta r = 3$ см) получим значение $q = 0,757$.

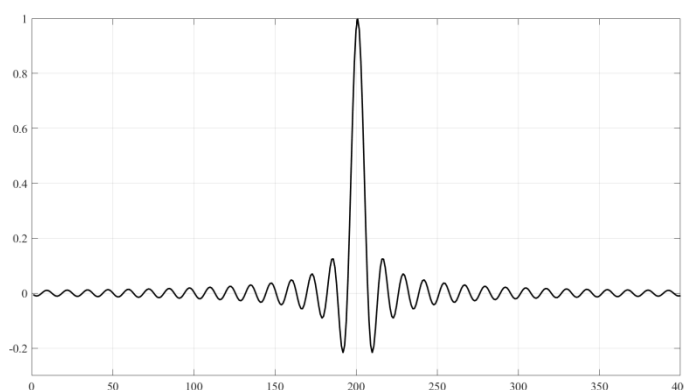


Рис. 2.4 – Вид функции Дирихле порядка $N=400$

Получим теперь оценку изменения фазы $\Delta \mathcal{G}_n^{(k)}$, которая может быть найдена на основе соотношения (2.5) при изменениях задержки $\Delta \tau_3$, соответствующих микроперемещениям цели за один период. Из (2.5) следует

$$\Delta \mathcal{G}_n^{(k)} = 2\pi \left(f_0 + \frac{N-1}{2} \Delta f \right) \Delta \tau_3. \quad (2.13)$$

С учетом используемых значений (2.11) при изменении задержки сигнала $\Delta \tau_3 = 0,2$ нс (соответствующее перемещение $\Delta r = 3$ см) получим $\Delta \mathcal{G}_n^{(k)} = 0,8\pi \approx 144^\circ$.

Величина $\Delta \vartheta_n^{(k)}$ показывает диапазон изменения углов колебаний комплексного вектора $s_n^{(k)}$ ($k = 1, 2, \dots$) при интервале изменения дальностей Δr от РЛС до колеблющейся точки отражения.

Из приведенных результатов исследований и расчетов следует, что если цель колеблется или совершает небольшие поступательные перемещения в пределах элемента разрешения по дальности (не более 10 см), то частота гармоники сигнала цели практически не меняется, а амплитуда и особенно фаза частотных отсчетов изменяются весьма существенно. Необходимо отметить, что на практике диапазон изменений амплитуд и фаз может быть еще больше, так как реальные цели являются многоточечными и принимаемые от них сигналы интерферируют друг с другом, вызывая указанные изменения амплитуд и фаз.

Полученные выводы справедливы также и для быстро перемещающихся целей (при скоростях передвижения людей в помещении до 1,5...2 м/с), с тем лишь отличием, что для них в пределах интервала длительности наблюдения имеет место миграция по ячейкам дальности, имеющая весьма стационарный характер во времени.

Таким образом, в основу алгоритма выделения сигналов от малоподвижных целей может быть положено вычисление модуля разности комплексных отсчетов, полученных в соседних периодах зондирования. При этом информация о наличии колебаний или перемещений цели за время одного кадра заключена в модуле разности комплексных отсчетов.

Приведенные результаты получены для одного азимутального канала, однако они легко обобщаются на случай множества M каналов, при наличии которых комплексные отсчеты будем обозначать как $s^{(k)}(n, m)$. Эти обозначения соответствуют введенным ранее в п. 1.4 элементам двумерной матрицы данных (см. соотношение (1.33)).

Накопление разностей комплексных отсчетов за время нескольких кадров, числом N_0 , позволяет выделять малоподвижные объекты на фоне неподвижных целей. Функция изменения величин $s^{(k)}(n,m)$ существенно зависит от вида изменений амплитуды, фазы и от значения периода повторения кадров $T_k = NT$. На основе комплексных значений $s^{(k)}(n,m)$ можно формировать большое многообразие различных статистик, которые далее будем называть также *признаками*.

2.4 Алгоритм обнаружения и сопровождения целей на основе методов распознавания образов

Для каждого элемента разрешения (n,m) введем вектор признаков $\mathbf{Z}(n,m) = (z_1(n,m), z_2(n,m), \dots, z_{Q_z}(n,m))$. Все признаки $z_q(n,m)$, $q = 1, \dots, Q_z$ условно можно разделить на две группы – статические и динамические [24, 26].

Статические признаки учитывают лишь значения сигналов в текущем k -м и (или) предыдущем $(k-1)$ -м кадре. Динамические же признаки в каждом элементе разрешения, являются функцией значений сигналов, полученных во всех предшествующих кадрах, включая текущий кадр.

Отметим, что среди динамических признаков можно использовать оценки частоты колебаний объектов, например, частоты пульса или дыхания человека. Однако, достоверная оценка этих значений возможна лишь в случае неподвижных людей при достаточно длительном времени наблюдения, что в большинстве практических задач применения РЗЧС не выполняется.

Опишем признаки, которые используются в предложенном алгоритме вторичной обработки информации.

1. Признак превышения сигналом первичной обработки $s^{(k)}(n, m)$ в k -м кадре порогового уровня обнаружения:

$$z_1^{(k)} = \begin{cases} 1 & \text{при } s^{(k)}(n, m) \geq h_1^{(k)}, \\ 0 & \text{при } s^{(k)}(n, m) < h_1^{(k)}. \end{cases} \quad (2.8)$$

Здесь можно использовать либо фиксированный (при $h_1^{(k)} = h_1$), либо адаптивный порог $h_1^{(k)}$, $k = 1, 2, \dots$. Во втором случае значение порога зависит от значений сигналов во всех элементах разрешения текущего k -го кадра. В настоящей работе использовался адаптивный порог, вычисленный по формуле:

$$h_1^{(k)} = \tilde{s}^{(k)}(n), \quad n = 1, \dots, n_x n_y, \quad (2.9)$$

где $\tilde{s}^{(k)}(n)$ – вариационный ряд убывающих чисел, построенный по всем значениям $s^{(k)}(n, m)$ ($n = 1, \dots, n_x$; $m = 1, \dots, n_y$). При этом

$$\tilde{s}^{(k)}(1) = \max_{n, m} [s^{(k)}(n, m)], \quad \tilde{s}^{(k)}(n_x n_y) = \min_{n, m} [s^{(k)}(n, m)].$$

Согласно (2.8), (2.9) значение порога $h_1^{(k)}$ определяет максимально допустимое число обнаруживаемых целей в каждом k -м кадре.

2. Признак подвижной цели, учитывающей изменение амплитуды отраженного сигнала:

$$z_2^{(k)}(n, m) = \begin{cases} 1 & \text{при } d^{(k)}(n, m) \geq h_2^{(k)}, \\ 0 & \text{при } d^{(k)}(n, m) < h_2^{(k)}, \end{cases} \quad (2.10)$$

где $d^{(k)}(n, m) = |s^{(k)}(n, m) - s^{(k-1)}(n, m)|$ – абсолютная величина изменения амплитуды сигнала между соседними кадрами k -м и $(k-1)$ -м для каждого элемента разрешения (n, m) . Здесь, как и для признаков $z_1^{(k)}(n, m)$, можно использовать адаптивный порог $h_2^{(k)}$, вычисляемый на основе вариационного ряда значений $\tilde{d}^{(k)}(n)$.

Отметим, что в других источниках для признака $z_2^{(k)}$, использовалось значение $l=1$, что соответствует известному методу череспериодной компенсации (ЧПК), используемому для обнаружения движущихся целей.

Так как при использовании метода ЧПК характеристика обнаружения движущейся или колеблющейся цели зависит от величины изменения фазы и (или) амплитуды сигнала за время одного периода зондирования (иначе, периода следования кадров), целесообразно вместо одного признака $z_2^{(k)}$ использовать несколько признаков при различных значениях l , которые обозначим $z_{2l}^{(k)}$, $l=1,2,\dots,L_z$.

Очевидно, что большие значения $l > 1$ при использовании признаков $z_{2l}^{(k)}$ позволяют эффективнее обнаруживать медленно (по сравнению с периодом зондирования) передвигающиеся цели, в отличие от случая $l=1$.

3. Признак усредненного значения амплитуды сигнала за несколько кадров:

$$z_3^{(k)}(n,m) = \begin{cases} 1 & \text{при } sr_{n_s}^{(k)}(n,m) \geq h_3^{(k)}, \\ 0 & \text{при } sr_{n_s}^{(k)}(n,m) < h_3^{(k)}, \end{cases} \quad (2.11)$$

где

$$sr_{n_s}^{(k)}(n,m) = \frac{1}{n_s} \sum_{l=0}^{n_s-1} s^{(k-l)}(n,m) \quad (2.12)$$

– среднее значение амплитуды сигнала в элементе разрешения (n,m) при усреднении за последние n_s кадров ($n_s \geq 2$).

Значение n_s должно быть не очень большим, таким, чтобы за время усреднения $n_s T_k$ (T_k – временной интервал следования кадров) перемещение цели не превысило бы размеры ΔR элемента разрешения.

Согласно этому условию:

$$n_s T_k \leq \frac{\Delta R}{V_{ц}} \quad \text{или} \quad n_s \leq \frac{\Delta R}{V_{ц} T_k}, \quad (2.13)$$

где V_u – максимально возможная скорость перемещения цели. Так, при рассмотрении в качестве полезных объектов живых людей, находящихся в помещениях, и при значениях $\Delta R \leq 1$ м, $T_k = 0,2$ с имеем $n_s \leq 7$.

4. Признак усредненного значения изменения амплитуд за несколько кадров:

$$z_4^{(k)}(n, m) = \begin{cases} 1 & \text{при } sd_{n_s}^{(k)}(n, m) \geq h_4^{(k)}, \\ 0 & \text{при } sd_{n_s}^{(k)}(n, m) < h_4^{(k)}, \end{cases} \quad (2.14)$$

где

$$sd_{n_s}^{(k)}(n, m) = \frac{1}{n_s} \sum_{l=0}^{n_s-1} d^{(k-l)}(n, m) \quad (2.15)$$

– среднее значение абсолютной разности амплитуд сигнала в элементе разрешения (n, m) при усреднении за последние n_s кадров. Значение n_s в (2.15) выбирается согласно условию (2.13) как и для признака $z_3^{(k)}(n, m)$.

Очевидно, что информативность признаков $z_3^{(k)}$ и $z_4^{(k)}$ зависит от значения n_s числа кадров усреднения. Вводя различные значения $n_s \geq 2$, соответствующие значения признаков будем обозначать $z_3^{(k)}$ и $z_4^{(k)}$ при $n_s = 1, \dots, n_0$.

5. Признак $z_5^{(k)}(n, m)$ на основе усредненной дисперсии значений амплитуд сигналов в различных кадрах, который вычисляется по формуле:

$$z_5^{(k)}(n, m) = D \left\{ \left| s^{(k)} \right|, \left| s^{(k-l)} \right|, \dots, \left| s^{(k-n_s+1)} \right| \right\}, \quad (2.16)$$

где $s^{(k)} = s^{(k)}(n, m)$; $D \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ – оператор вычисления дисперсии чисел (x_1, x_2, \dots, x_n) . Общее число кадров, используемых при вычислении признаков $z_5^{(k)}$, равно $n_s = 1, \dots, n_0$. Выбор значения n_s зависит от величины T_k .

Экспериментально установлено, что при значениях $T_k = 0,1 \dots 0,5$ с, в задачах обнаружения людей наиболее целесообразные значения $n_s = 3 \dots 7$.

Отметим, что в качестве признаков подвижности цели могут быть использованы и другие статистики. Это, в частности, значения череспериодных разностей (ЧПР) сигналов различного порядка, усредненные значения ЧПР при различных интервалах вычисления разностей. Однако, анализ информативности признаков, проведенный согласно методики, описанной в главе 3, показал, что использование признака $z_5^{(k)}$ (на основе дисперсии отсчетов межкадровых сигналов) в случае закона изменения амплитуды сигнала по кадрам, близкого к линейному (что имеет место при очень коротких интервалах вычисления статистики – менее 1 с), приводит, по сравнению со статистиками на основе ЧПР, к увеличению информативности в 10 и более раз.

Признак $z_1^{(k)}(n, m)$ характеризует отражающие свойства объекта, находящегося в элементе разрешения (n, m) , которые определяются его размерами, формой и материалом изготовления.

Значение признака $z_{2l}^{(k)}(n, m)$ определяется абсолютной величиной разности $d_l^{(k)}(n, m)$, которая характеризует свойство подвижности объекта. Для неживых неподвижных объектов типа стен, мебели и др., она практически равна нулю (с точностью до влияния шумов и внешних помех). Однако, даже для неподвижных живых объектов – людей, животных, значения разности $d_l^{(k)}(n, m)$, как показывают эксперименты, могут быть существенно больше нуля и при определенных условиях оказываются соизмеримы со значениями амплитуд $s^{(k)}(n, m)$ отраженных сигналов.

Признаки $z_1^{(k)}$ и $z_{2l}^{(k)}$ характеризуют свойства целей только в текущем и (или) предыдущем кадрах и поэтому могут считаться статическими. В

отличие от них признаки $z_3^{(k)}$, $z_4^{(k)}$, $z_5^{(k)}$ учитывают свойства сигналов и динамику их изменения в течении нескольких последовательных кадрах и поэтому их следует рассматривать как динамические.

Использование динамических признаков является крайне важным и необходимым с точки зрения снижения вероятностей ошибочных решений типа «пропуска цели» и «ложного обнаружения». Действительно, влияние помех приводит к пропаданию отметок от истинных целей в отдельных кадрах: признаки $z_1^{(k)}$ и $z_{2l}^{(k)}$ могут принимать нулевые значения для истинных целей и единичные значения для помеховых сигналов в некоторых кадрах k . Для динамических признаков, в силу усреднения значений сигналов за несколько кадров, такое влияние помех может быть существенно снижено.

Процедура обнаружения и сопровождения целей при отображении вторичной информации с интервалом времени следования кадров основана на использовании статистик:

$$\lambda^{(k)}(n, m) = f(z_1^{(k)}(n, m), z_{2l}^{(k)}(n, m), z_3^{(k)}(n, m), z_4^{(k)}(n, m), z_5^{(k)}(n, m)), \quad (2.17)$$

являющихся некоторой функцией признаков. В общем случае функциональная зависимость в (2.17) может быть различной. В работе применен следующий алгоритм вычислений данных статистик:

$$\lambda^{(k)}(n, m) = \begin{cases} 1 & \text{при } \mu^{(k)}(n, m) \geq h_\lambda, \\ 0 & \text{при } \mu^{(k)}(n, m) < h_\lambda, \end{cases} \quad (2.18)$$

где

$$\mu^{(k)} = \sum_{l=1}^5 z_l^{(k)}(n, m). \quad (2.19)$$

Обнаружение целей в каждом элементе разрешения (n, m) текущего k -го кадра на основе статистики (2.17) соответствует задаче бинарного распознавания методом голосования при использовании вектора признаков

$\mathbf{Z}^{(k)}(n, m) = (z_1^{(k)}(n, m), z_2^{(k)}(n, m), z_3^{(k)}(n, m), z_4^{(k)}(n, m), z_5^{(k)}(n, m))$. При этом, очевидно, порог в (2.17) может принимать значения $h_\lambda \in \{1, 2, 3, 4, 5\}$.

В работе, на основе экспериментальных данных, получено оптимальное значение порога $h_\lambda = 2$.

Предложенный подход вторичной обработки радиолокационной информации на основе методов распознавания образов может иметь дальнейшее развитие в следующих направлениях:

1. Число и содержание используемых признаков можно менять, следуя принципу повышения информативности отдельных признаков.
2. Вместо процедуры (2.17), (2.18) можно использовать более сложные (и, возможно, более эффективные) алгоритмы распознавания. В частности, простое суммирование в (2.19) можно заменить весовым суммированием. В общем же случае использования признаков, принимающих действительные значения, вместо процедуры голосования, может быть использована нейронная сеть.
3. Вместо предложенного алгоритма вычисления адаптивных порогов $h_p^{(k)}$, $p = 1, \dots, 4$, h_λ возможно применение процедуры обучения, при котором оптимальные значения порогов определяются на основе экспериментальных данных (например, при компьютерном моделировании) путем получения экстремальных значений показателей качества распознавания.

2.5 Анализ информативности признаков

При решении различных задач распознавания образов основной проблемой является выбор множества признаков, используемых для классификации образов. В общем случае исходное пространство данных, описывающих образы различных классов, преобразуется в пространство признаков, описывающих те же образы в новом пространстве, имеющем, как

правило, меньшую размерность. Выбор числа и вида признаков, характеризующих вектор образа, непосредственно определяет эффективность процедуры распознавания в целом. При этом не все признаки вносят равноценный вклад в результирующее качество процедуры распознавания. Величина такого вклада определяется информативностью признака, количественное значение которой определяют по-разному [27, 30]. В любом случае нулевую информативность имеют признаки, принимающие одинаковое (или почти одинаковое) значение для образов всех классов и, таким образом, не влияющие на качество распознавания.

В связи с этим большой интерес представляет задача оценки информативности признаков, решение которой позволит либо исключить малоинформативные признаки, либо заменить их другими, более информативными признаками.

Предположим, что задано множество Q_z признаков, образующее пространство R^{Q_z} , в котором каждый образ $\mathbf{x}^{(w)}$ может быть представлен вектором

$$\mathbf{x}^{(w)} = (x_1^{(w)}, \dots, x_{Q_z}^{(w)})^T \in R^{Q_z}, \quad w = 1, \dots, W_0, \quad (2.20)$$

где W_0 – общее число образов; $(\cdot)^T$ – операция транспонирования.

Совокупность векторов $\Gamma = \{\mathbf{x}^{(1)}, \dots, \mathbf{x}^{(W_0)}\}$ включает образы, каждый из которых принадлежит одному из U классов, обозначаемых ω_u , $u = 1, \dots, U$. В случае, когда принадлежность каждого образа $\mathbf{x}^{(w)}$ к одному из классов ω_u известна, выборку Γ называют *классифицированной*. В этом случае число образов u -го класса обозначим W_u , и очевидно $\sum_{u=1}^U W_u = W_0$.

Далее через \mathbf{X} будем обозначать двумерную матрицу размером $(Q_z \times W_0)$, столбцами которой являются векторы образов $\mathbf{x}^{(w)}$, т.е.

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}^{(1)} \ \mathbf{x}^{(2)} \ \dots \ \mathbf{x}^{(W_0)}]. \quad (2.21)$$

В случае классифицированной матрицы образов \mathbf{X} принадлежность образов к соответствующему классу ω_u характеризуется вектором $\mathbf{Y} = (y_1, y_2, \dots, y_w)^T$, скалярные компоненты которого определяются согласно правилу:

$$y_w = u, \quad \text{если } \mathbf{x}^{(w)} \in \omega_u, \quad w = 1, \dots, W_u. \quad (2.22)$$

Ортогональные нормированные базисные векторы пространства признаков R^{Q_z} будем обозначать \mathbf{e}_q , $q = 1, \dots, Q_z$. Запись (\mathbf{x}, \mathbf{y}) означает скалярное произведение векторов \mathbf{x} и \mathbf{y} , а расстояния между точками определяются евклидовой метрикой. Для удобства представления формул, в дальнейшем классифицированные векторы образов $\mathbf{x}^{(w)} \in \omega_u$ будем также записывать в виде

$$\mathbf{x}^{(v,u)} = (x_1^{(v,u)}, \dots, x_{Q_z}^{(v,u)})^T, \quad (2.23)$$

где $v = 1, \dots, W_u$.

Признаки $x_q^{(w)}$ (или $x_q^{(v,u)}$), $q = 1, \dots, Q_z$ характеризуют информацию о принадлежности образа $\mathbf{x}^{(w)}$ к одному из классов ω_u . Объем этой информации будем называть *информативностью признака q* и обозначать I_q .

2.5 Метод на основе вычисления среднего нормированного значения межклассового расстояния образов

Используемый метод имеет простое логическое обоснование и основан на вычислении отношения среднего значения проекции межклассового расстояния образов на ось базисного вектора признака к среднему значению проекции внутриклассового расстояния образов. Вычисленное таким образом отношение и является количественным определением информативности признака.

Смысл данного определения поясняется с помощью рис. 2.5, на котором схематически представлены множества образов двух классов ω_1 и

ω_2 ($U = 2$) в двумерном пространстве признаков R^2 ($Q_z = 2$). На рисунке обозначено: r_{12} – вектор, направленный от образа 1-го к образу 2-го классов и усредненный по всем образам классов ω_1 и ω_2 ; $e_{r_{12}(q)} = (\mathbf{e}_q, \mathbf{r}_{12})$ – проекция вектора r_{12} на базисный вектор \mathbf{e}_q , $q = 1, 2$; d_{uq} – среднее значение “разброса” образов u -го класса вдоль направления базисного вектора \mathbf{e}_q q -го признака.

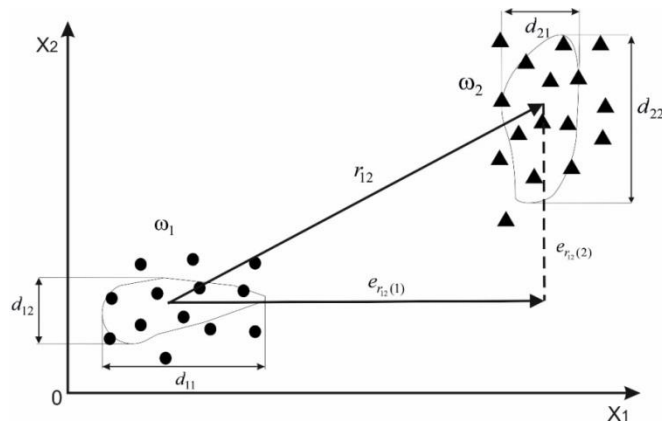


Рис. 2.5 – Схематическое изображение образов двух классов в двумерном пространстве признаков

Очевидно, что абсолютные значения проекций $e_{r_{12}(q)}$, определяющие средние расстояния между классами вдоль осей Ox_q , характеризуют информативность q -го признака. Однако при одинаковых значениях таких проекций на различные оси признаков информативность признаков будет зависеть также и от средней величины внутриклассового разброса образов по этим признакам. Это, например, отличия в величинах d_{11} и d_{12} на рис. 2.5. Таким образом, используя введенное ранее определение, информативность q -го признака в рассматриваемом примере может быть вычислена по формуле:

$$I_q = \frac{|e_{r_{12}(q)}|}{\frac{1}{U} \sum_{u=1}^U d_{uq}} . \quad (2.24)$$

Выражение (2.24) легко обобщается на случай произвольных значений U и Q_z . Вычислим вначале для q -го признака величину проекции среднего значения межклассового расстояния $r_{ug(q)}$ для двух классов u и g с числом образов W_u и W_g соответственно. С учетом введенных обозначений образов классифицированной выборки получим:

$$r_{ug(q)} = \frac{1}{W_g W_u} \sum_{i=1}^{W_u} \sum_{j=1}^{W_g} |x_q^{(i,u)} - x_q^{(j,g)}| . \quad (2.25)$$

При наличии U классов образов число возможных пар классов равно $2/(U(U-1))$, поэтому среднее значение проекции межклассового расстояния образов на ось базисного вектора признака равно

$$r_q = \frac{2}{U(U-1)} \sum_{u=1}^{U-1} \sum_{g=u+1}^U r_{ug(q)} . \quad (2.26)$$

Величина $d_{u(q)}$ среднего значения внутриклассового разброса образов u -го класса вдоль направления базисного вектора \mathbf{e}_q (т.е. для q -го признака) может быть вычислена путем усреднения проекций расстояний между всеми парами образов данного класса на ось Ox_q согласно формуле

$$d_{u(q)} = \frac{2}{W_u(W_u-1)} \sum_{i=1}^{W_u-1} \sum_{j=i+1}^{W_u} |x_q^{(i,u)} - x_q^{(j,u)}| . \quad (2.27)$$

Таким образом, окончательное выражение для вычисления информативности q -го признака принимает вид

$$I_q = \frac{r_q}{\frac{1}{U} \sum_{u=1}^U d_{uq}} . \quad (2.28)$$

Следует отметить, что введенное определение информативности I_q допускает множество модификаций, связанных с различиями в использовании метрики пространства признаков, методах усреднения

проекций расстояний и др. Кроме того, информативность признаков должна быть связана с их влиянием на показатели качества процедуры распознавания. При этом вычисление значений I_q согласно (2.28) является простым и эффективным методом анализа информативности признаков.

В следующей главе будет рассмотрен вопрос применения описанного метода для определения информативности введенных признаков $z_1^{(k)}, \dots, z_5^{(k)}$.

2.7 Выводы к главе 2

1. Проведен анализ свойств СЧМ-сигналов при отражениях от целей, характеризующихся наличием микроперемещений на интервале времени наблюдения. Получены условия, при которых отсутствует миграция целей в элементах разрешения по дальности. Получены оценки диапазонов изменения параметров преобразованного после сжатия по дальности СЧМ-сигнала – амплитуды и фазы, при значениях амплитуд колебаний целей порядка единиц сантиметров.

Показано, что микроперемещения целей при разрешающей способности РЛС по дальности порядка 0,1...0,2 м приводят к существенным изменениям значений амплитуд (около 10..20 %) и фаз (в районе $\pi/4 \dots \pi$) преобразованного СЧМ-сигнала – комплексных амплитуд частотных отсчетов.

2. Описаны признаки подвижных целей, полученные на основе анализа СЧМ-сигналов при отражении от людей. Сделаны выводы о возможности использования модуля разности комплексных отсчетов для обнаружения полезных сигналов.

3. Описаны пять признаков целей, которые условно можно разделить на статические и динамические. Последние формируются на основе

результатов некоторой последовательности предшествующих кадров и характеризуют свойства полезных сигналов в течение ограниченного интервала времени. Введен новый признак на основе дисперсии отсчетов межкадровых сигналов, характеризующий степень изменчивости амплитуды сигнала в каждом элементе разрешения.

4. Предложен метод вторичной обработки сигналов в РЛС малой дальности, основанный на использовании методов теории распознавания образов. Суть предлагаемого подхода заключается во введении различных признаков полезных целей, формируемых в каждом элементе разрешения (азимут-дальность) двухкоординатной РЛС. Значения признаков – бинарные (0 или 1), определяются путем сравнения функций амплитуд сигналов первичной обработки с адаптивными порогами. Результирующая статистика, формируемая на основе пяти введенных признаков, также принимает бинарные значения, которые определяются методом голосования: цель считается обнаруженной, если два или более признаков принимают единичное значение.

5. Разработан метод расчета информативности признаков, основанный на вычислении среднего нормированного значения межклассового расстояния образов. Получены формулы для расчетов среднего значения проекции межклассового расстояния и среднего значения внутриклассового разброса образов, используемые при расчете информативности признаков.

Глава 3

Статистическое моделирование сигналов при зондировании помещений через стену

3.1 Модели целей

Существуют различные виды моделей целей, которые подразделяют на простые и сложные. В работе рассматриваются сложные сосредоточенные цели [76], для которых разработаны как модели отраженных сигналов, так и траектории перемещения целей.

Для исследований алгоритмов обнаружения и сопровождения целей использована модель многоточечной цели, имитирующая человека, находящегося в помещении и перемещающегося по заданной траектории – прямая линия, окружность и др. Для описания модели использован сигнал, действующий на выходе фазового детектора и имеющий вид (1.16) при задержке $\tau = \tau_3^{(k)}$, соответствующей дальности до цели $R^{(k)}$ в текущем кадре с номером k .

При работе с моделью задается возможность изменения параметров перемещения цели (человека). В модели учтено изменение амплитуды полезного сигнала в результате его затухания при распространении через стену и в пространстве помещения с учетом дальности до цели $R^{(k)}$.

Также модель позволяет работать одновременно с несколькими целями, находящимися в одном помещении на разных дальностях и с различными азимутальными углами.

Начальное расположение цели в каждом k -м кадре характеризуется двумя параметрами: удалением от РЗЧС $R^{(k)}$ и азимутальным углом $\alpha^{(k)} \in [0^\circ, 180^\circ]$.

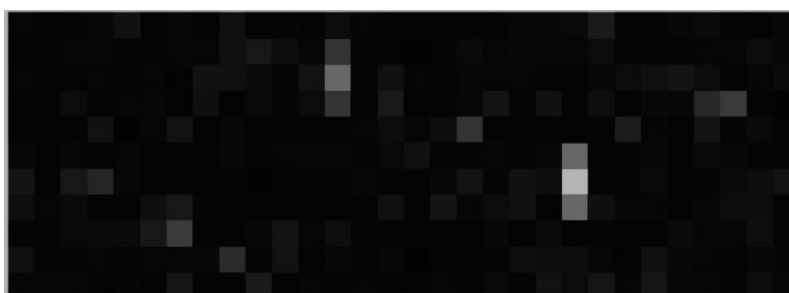
Амплитуды преобразованных СЧМ-сигналов, обозначенных ранее как $s^{(k)}(n, m)$, отображаются в виде двумерного массива $\mathbf{S}^{(k)} = \{s^{(k)}(n, m), n = 1, \dots, N_0, m = 1, \dots, M\}$ при выводе на экран его абсолютных значений в градациях яркостей серого цвета: черный пиксель – минимальная яркость, белый пиксель – максимальная яркость.

Верхний индекс k в обозначении матрицы и ее элементов как и ранее соответствует номеру кадра. Учитывая, что число азимутальных каналов, равное M , как правило, гораздо меньше числа каналов дальности N_0 ($M \ll N_0$) матрицу $\mathbf{S}^{(k)}$ удобно представлять в транспонированном виде $(\mathbf{S}^{(k)})^T$, т.е. в координатах «азимут-дальность».

Пример компьютерного моделирования матрицы $(\mathbf{S}^{(k)})^T$ для двух случаев – при наличии одной цели (а) и двух целей (б) в контролируемой зоне, представлен на рис. 3.1.



а)



б)

Рис. 3.1 – Модель сигнала для одной цели (а) и для двух целей (б)

В соответствии с указанными условиями отображения данных для матрицы $(\mathbf{S}^{(k)})^T$ на рис. 3.1 стена, через которую производится зондирование, соответствует левой вертикальной грани на обоих рисунках при расположении радара в ее центре. Таким образом, направления азимута и дальности характеризуются вертикальной и горизонтальной осями соответственно (отсчет номеров ячеек дальности проводится слева направо, а ячеек азимута – сверху вниз).

Разработанная модель отраженных сигналов учитывает наличие помех и шумов. Помехи, представляющие собой как отражения от стационарных неподвижных объектов (стен, пола, потолка, мебели и т.д.), так и переотражения полезных сигналов от неподвижных предметов, моделируются как и полезные сигналы, но с большим диапазоном флуктуаций амплитуд и частоты появления. Шумы – аддитивные гауссовские процессы с независимыми значениями – белый гауссовский шум (БГШ).

Рис. 3.1 соответствует картине одного кадра и кроме полезных сигналов содержит также сигналы помех и шумов. Принцип моделирования матрицы $(\mathbf{S}^{(k)})^T$ такого вида, соответствующей реальной картине принимаемых сигналов, описан в следующем разделе.

3.2 Моделирование принимаемых сигналов

Каждый точечный отражатель, обозначаемый индексом i и имеющий координаты $(R_i^{(k)}, \alpha_i^{(k)})$ дальность-азимут (здесь $R_i^{(k)} \in [R_{\min}, R_{\max}]$, $\alpha_i^{(k)} \in [0^\circ, 180^\circ]$), в каждом k -м канале (периоде зондирования) порождает двумерную функцию отклика, которая может быть представлена комплексными отсчетами $s_i^{(k)}(n, m)$, $n = 1, \dots, N_0$, $m = 1, \dots, M$, образующими матрицу $\mathbf{S}_i^{(k)}$. Координаты $(R_i^{(k)}, \alpha_i^{(k)})$ определяют параметры сигнала –

время задержки $\tau_{zi}^{(k)}$ и матрицы фазовых сдвигов $\mathbf{B}_n^{(m)}$ ($n=1, \dots, N$), с помощью которых на основе уравнений (1.26)-(1.33) для СЧМ-сигнала рассчитываются матрицы исходных данных $\mathbf{S}_i^{(k)}$.

Все отражения, поступающие на вход приемной антенны РЗЧС, представляют собой аддитивную смесь полезных сигналов, отраженных от множества точечных отражателей, помех, также представленных множеством точечных отражателей и шумов. Таким образом, модель входного сигнала в каждом k -м кадре зондирования может быть записана в виде двумерной матрицы комплексных отсчетов:

$$\mathbf{S}^{(k)} = \sum_{i=1}^Q \mathbf{S}_{\text{ц}i}^{(k)}(\mathbf{C}_{\text{ц}i}^{(k)}) + \sum_{i=1}^P \mathbf{S}_{\text{п}i}^{(k)}(\mathbf{C}_{\text{п}i}^{(k)}) + \mathbf{W}^{(k)}, \quad (3.1)$$

где $\mathbf{S}_{\text{ц}i}^{(k)}(\mathbf{C}_{\text{ц}i}^{(k)})$ – матрица комплексных отсчетов i -го точечного отражателя цели с координатами $\mathbf{C}_{\text{ц}i}^{(k)} = (R_{\text{ц}i}^{(k)}, \alpha_{\text{ц}i}^{(k)})$; $\mathbf{S}_{\text{п}i}^{(k)}(\mathbf{C}_{\text{п}i}^{(k)})$ – матрица комплексных отсчетов i -го точечного отражателя помехи с координатами $\mathbf{C}_{\text{п}i}^{(k)} = (R_{\text{п}i}^{(k)}, \alpha_{\text{п}i}^{(k)})$; $\mathbf{W}^{(k)}$ – матрицы комплексных отсчетов белого гауссовского шума с дисперсией σ_w^2 , независимых как по номерам ячеек «дальность-азимут» (n, m), так и по номерам кадров $k = 1, 2, \dots$.

Поясним принцип формирования элементов матриц $\mathbf{S}_{\text{ц}i}^{(k)} = \mathbf{S}_{\text{ц}i}^{(k)}(\mathbf{C}_{\text{ц}i}^{(k)})$ в k -м кадре для одного отражателя с координатами $\mathbf{C}_{\text{ц}i}^{(k)} = (R_{\text{ц}i}^{(k)}, \alpha_{\text{ц}i}^{(k)})$.

1. На основе значения $R_{\text{ц}i}^{(k)}$ определяется временная задержка $\tau_{zi}^{(k)} = 2R_{\text{ц}i}^{(k)} / c$, которая используется для расчета сигнала на выходе фазового детектора, представленного значениями дискретных отсчетов $\{s_{ln}, l=1, \dots, L, n=1, \dots, N\}$. Значения s_{ln} вычисляются на основе формул (1.16) при $s_{ln} = s_{\text{фд}}(t_n)$, $\tau = \tau_{zi}^{(k)}$ и для приемных каналов с номерами $l = 1, \dots, L$ отличаются фазовыми сдвигами $\phi_{ln}(\alpha_{\text{ц}i}^{(k)})$, имеющими различное значение для

частот $f_n = f_0 + (n-1)\Delta f$, $n = 1, \dots, N$. Фазовые сдвиги $\phi_{ln}(\alpha_{\text{ци}}^{(k)})$ могут быть вычислены на основе соотношения (1.22) при $\theta_m = \alpha_{\text{ци}}^{(k)}$, т.е. $\phi_{ln}(\alpha_{\text{ци}}^{(k)}) = \phi_{ln}^{(m)}$.

Амплитуды полезных сигналов $u_{\text{ци}}$ отсчетов s_{ln} (значения u_1 в формуле (1.16)) определяются на основе квадратичного закона затухания, т.е.

$$u_{\text{ци}} = u_{\text{ц0}} / (R_{\text{ци}}^{(k)})^2. \quad (3.2)$$

В результате вычисления значений s_{ln} определяется двумерная матрица исходных данных $\mathbf{G} = \{s_{ln}, l = 1, \dots, L, n = 1, \dots, N\}$ (см. также (1.19), (1.20)), которая соответствует сигналам лишь одного точечного отражателя с координатами $\mathbf{C}_{\text{ци}}^{(k)}$.

2. Матрица \mathbf{G} подвергается преобразованиям (1.21)-(1.33), в результате которых получается матрица данных $\mathbf{S}_{\text{ци}}^{(k)}$. В силу линейности преобразований матрицы \mathbf{G} повторное вычисление матриц $\mathbf{S}_{\text{ци}}^{(k)}$ при различных значениях i и их суммирование в (3.1) эквивалентно вычислению итоговой матрицы при суммировании исходных сигналов, т.е. матриц \mathbf{G} , соответствующих различным точечным отражателям $\mathbf{C}_{\text{ци}}^{(k)}$, $i = 1, \dots, Q$.

Описанная процедура формирования матриц $\mathbf{S}_{\text{ци}}^{(k)}$ полезных сигналов полностью эквивалентна процедуре формирования матриц $\mathbf{S}_{\text{пи}}^{(k)}$ помеховых сигналов. Отличия при формировании этих матриц связаны с необходимостью учета двух факторов:

1) при расчете амплитуды сигнала $u_{\text{пи}}^{(k)}$ помехового отражателя учитывается не только его удаленность от РЛС согласно соотношению (3.2), но также и ослабление при отражении радиоволн от стен, пола, потолка, мебели и т.д. Поскольку расстояние до отражателя и коэффициент отражения

являются быстро меняющимися неизвестными величинами, их можно моделировать в виде случайных чисел, независимых от кадра к кадру.

Случайный характер амплитуды отражений характерен также и для полезного сигнала в силу случайного характера ракурса, формы и других характеристик цели. С этой точки зрения полезные и помеховые сигналы весьма схожи. Отличия здесь связаны с видом вероятностного распределения амплитуд $u_{ci}^{(k)}$ и $u_{pi}^{(k)}$ при различных значениях номера кадра k . Во втором случае флуктуации носят более сильный характер, пики сигналов в большей степени подвержены миграции по дальности и по азимуту, амплитуды сигналов имеют свойство исчезновения (спадания амплитуды до нуля) в течение большого числа кадров;

2) изменение значений координат целей $C_{ci}^{(k)}$ и помех $C_{pi}^{(k)}$ по кадрам носит принципиально различный характер и может использоваться для их распознавания (собственно, выделение признаков, введенных в главе 2, и предназначено для решения этой задачи).

Координаты целей либо неизменны (в случае неподвижной цели), либо изменяются непрерывно по дальности и (или) азимуту. Во втором случае (подвижная цель) при моделировании сигналов можно задавать различные траектории перемещения целей, имитируя передвижение людей в помещении.

Координаты же помех характеризуются наличием скачкообразных перемещений в определенные моменты времени, что связано с «перескоками» точек отражения, положение которых определяется законами геометрической оптики. Это свойство помех при статистическом моделировании сигналов учитывается путем случайного «скачкообразного» перемещения координат помеховых отражателей на несколько элементов разрешения по дальности и (или) по азимуту. Таким образом, при

моделировании координат помех $\mathbf{C}_{pi}^{(k)}$ используются методы моделирования случайных процессов со скачкообразным изменением параметров.

Приведем примеры моделирования отсчетов s_{ln} ($n=1, \dots, N$) одного приемного канала l элементов $s^{(k)}(n, m)$ ($n=1, \dots, N_0$) матрицы $\mathbf{S}^{(k)}$ одного азимутального канала m – рис. 3.2, 3.3. В качестве исходных данных СЧМ-сигнала используем значения (2.11). Предполагается, что одноточечная цель находится на дальности $R_{ц}^{(k)} = 25$ м (напомним, что максимальная однозначная дальность для выбранных параметров СЧМ-сигнала равна $R_{\max} = 30$ м), число помеховых отражателей $P = 20$, которые расположены вдоль линии дальности случайным образом.

Отношение сигнал-помеха (ОСП), вычисляемое по формуле:

$$q_{сп} = 10 \lg \left(\frac{u_c}{u_{п}} \right)^2, \quad (3.3)$$

равно $q_{сп} = 0,2$ дБ. Отношение сигнал-шум (ОСШ), вычисляемое по формуле

$$q_{сш} = 10 \lg \left(\frac{u_c}{\sigma_w} \right)^2, \quad (3.4)$$

равно $q_{сш} = 15$ дБ.

На рис. 3.2 *a* представлены значения отсчетов s_{ln} при числе импульсов СЧМ-сигнала $N = 400$ для одного приемного канала, которые для наглядности соединены сплошной линией. Эти значения содержат полезный сигнал и сигналы помех без учета шумов, т.е. без добавления матрицы $\mathbf{W}^{(k)}$ в соотношении (3.1) при значениях $Q = 1$ и $P = 20$.

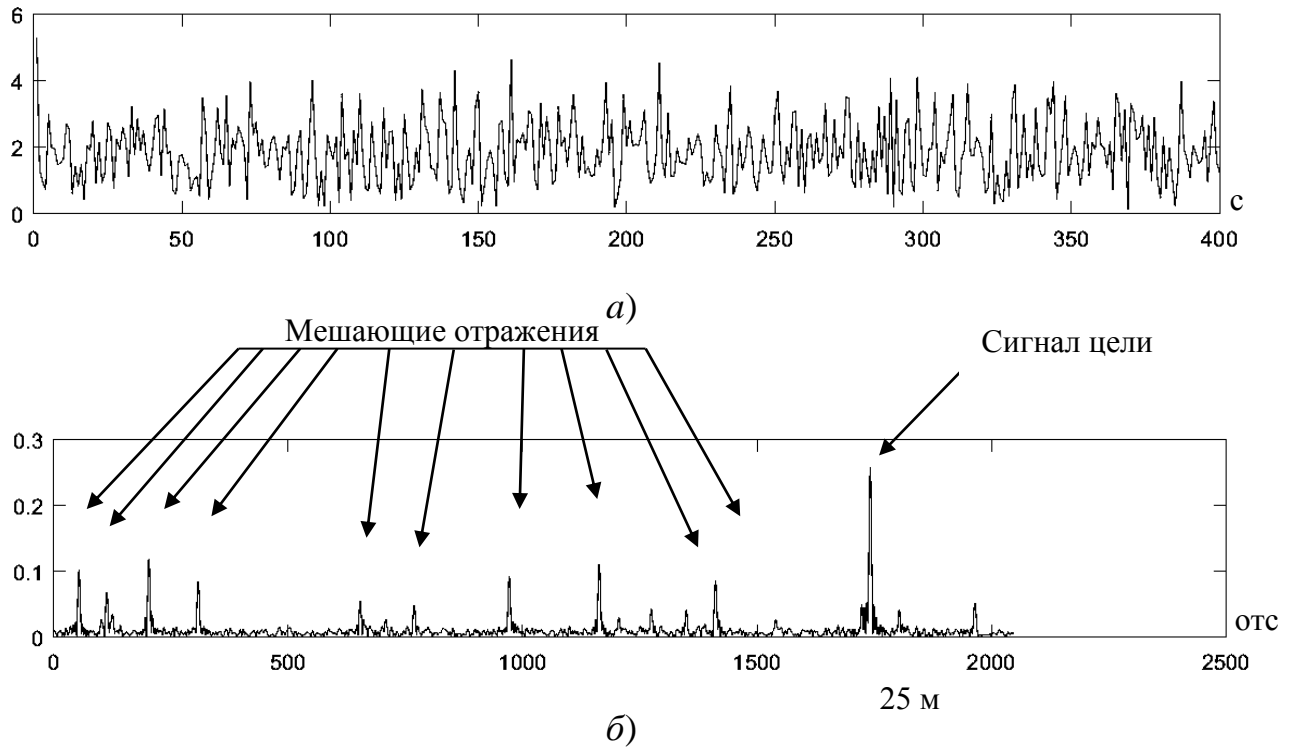


Рис. 3.2 – Вид полезного сигнала с мешающими отражениями до (а) и после (б) обработки

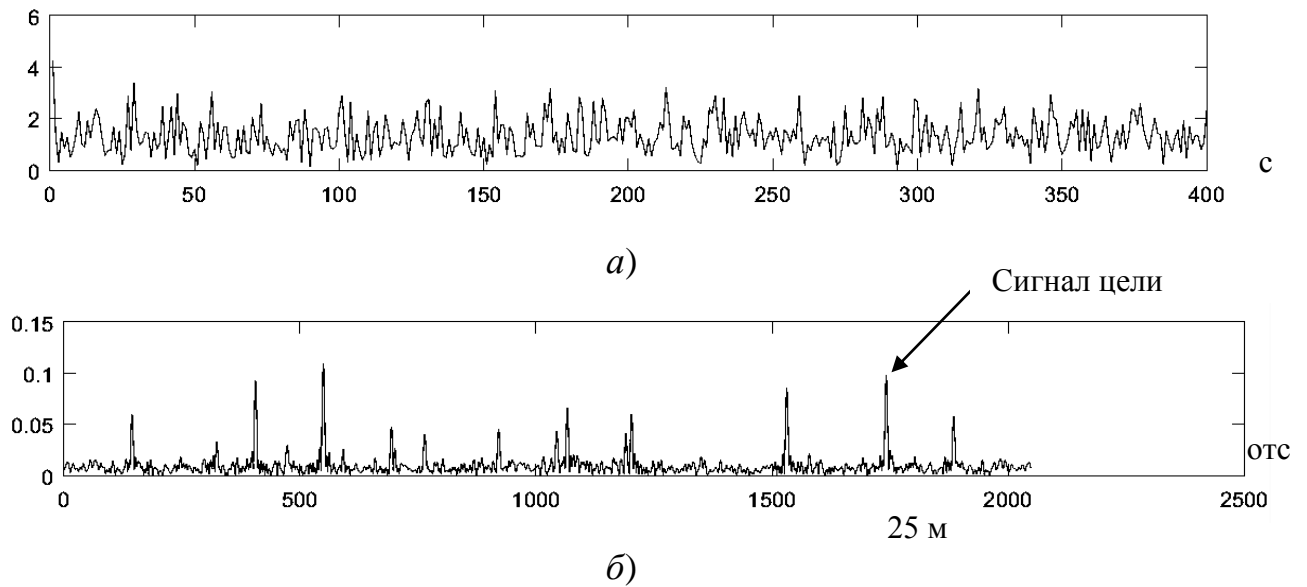


Рис. 3.3 – Вид полезного сигнала с мешающими отражениями и шумом до (а) и после (б) обработки

В результате обработки входного сигнала получены комплексные отсчеты $s^{(k)}(n, m)$ ($n = 1, \dots, N_0$ при $N_0 = 2048$) одного азимутального канала, которые представлены на рис. 3.2 б в виде абсолютных значений. Из рисунка видно, что помеховые сигналы полностью маскируют полезный сигнал, создавая множество ложных отметок.

Аналогичные результаты, но при наличии шумов, представлены на рис. 3.3 а, б. Добавление шумов создает реалистичную картину отраженных сигналов. Как будет показано далее в главе 4, использование предложенного метода вторичной обработки сигналов на основе вычисления вектора признаков позволяет полностью удалить сигналы помех, выделяя лишь полезный сигнал.

3.3 Примеры моделей двумерных матриц исходных данных

Описанный алгоритм статистического моделирования матриц $\mathbf{S}^{(k)}$, $k = 1, 2, \dots$ обеспечивает возможность их визуального наблюдения и сравнения с реальными данными, формируемыми в РЗЧС в ходе натуральных экспериментов.

При использовании для моделирования СЧМ-сигналов значений параметров (2.11) и числе азимутальных каналов $M = 11$ проведено моделирование последовательности кадров при наличии в контролируемой зоне одной цели (человека).

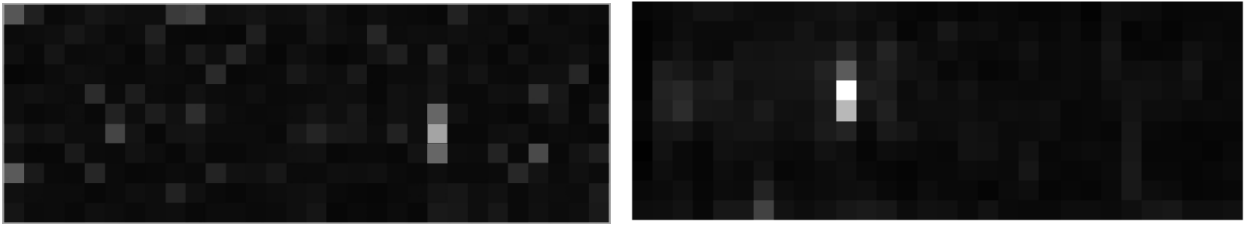
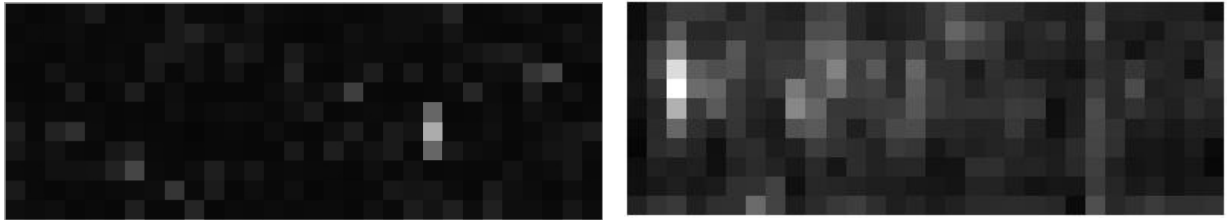
Три кадра модельных сигналов (матриц) в виде градаций яркостей серого цвета абсолютных значений отсчетов $s^{(k)}(n, m)$ представлены на рис. 3.4 а. По профилю дальности представлена лишь часть каналов, число

которых равно 30, что обеспечивает одинаковые размеры ячеек по вертикали (ось азимутальной координаты) и по горизонтали (ось дальности).

На рис. 3.4 б – аналогичные сигналы (матрицы), которые получены в ходе натуральных экспериментов при тех же параметрах зондирующего СЧМ-сигнала и при наличии одной цели в контролируемой зоне.

Визуальное сходство отображения сцен в обоих случаях очевидно. Важно, однако, отметить, что кроме визуального сходства модельные и реальные сигналы имеют одинаковые статистические характеристики как внутри одного кадра, так и для полезных и помеховых сигналов, появляющихся в соседних кадрах.

Модельные сигналы далее в главе 4 будут использоваться для анализа и оценки эффективности использования как отдельных признаков целей, так и алгоритмов обнаружения и сопровождения целей в целом.

Кадр k Кадр $(k+1)$ Кадр $(k+2)$ 

а)

б)

Рис. 3.4 – Примеры реализации модельного (а) и реального (б) сигналов для трех последовательных кадров.

3.4 Описание программного комплекса моделирования ВХОДНЫХ СИГНАЛОВ

В среде Matlab разработан комплекс программ, позволяющий моделировать сигналы в виде последовательности кадров, полностью соответствующих входным сигналам в реальном радаре. Структурная схема составных блоков разработанного комплекса представлена на рис. 3.5.

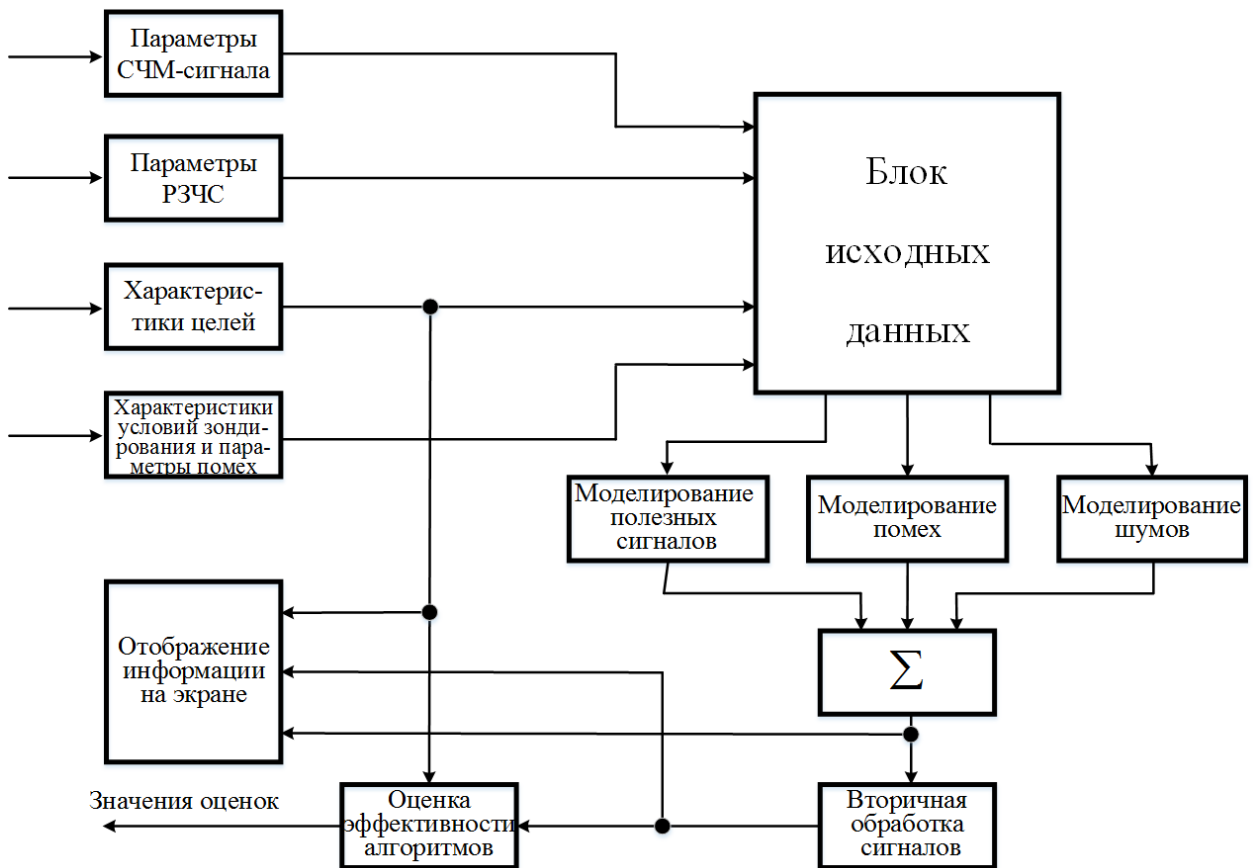


Рис. 3.5 – Структурная схема комплекса моделирования и обработки сигналов

Комплекс состоит из программ-функций, которые можно разбить на пять групп:

- 1) программы ввода исходных данных;
- 2) программы моделирования входных сигналов;
- 3) программы обработки сигналов и формирования отметок целей;
- 4) программы оценки качества используемых алгоритмов обработки сигналов;
- 5) программы отображения исходных данных и результатов вторичной обработки сигналов на экране компьютера.

Опишем назначение и особенности программ каждой из указанных групп.

1. Программы ввода исходных данных предназначены для ввода данных четырех видов (см. схему на рис. 3.5):

- 1) параметры СЧМ-сигнала;
- 2) параметры РЗЧС;
- 3) характеристики целей;
- 4) характеристики условий зондирования и параметры помех.

В качестве параметров СЧМ-сигналов задаются:

- начальная частота радиоимпульса f_0 ;
- шаг изменения частоты Δf ;
- число импульсов N ;
- число частотных отсчетов операции БПФ N_0 ;
- длительность кадра T_k .

В качестве параметров РЗЧС задаются:

- число передающих каналов L_t ;
- число приемных каналов L ;
- число азимутальных каналов M ;

– геометрическое расположение передающих и приемных антенн в линейной антенной решетке и расстояние d между фазовыми центрами приемных антенн;

– число кадров K , в течение которых проводится зондирование.

Вводимые параметры СЧМ-сигнала и линейной антенной решетки РЗЧС определяют основные тактические характеристики РЗЧС: максимальную однозначную дальность действия R_{\max} , разрешающую способность по дальности ΔR , разрешающую способность по азимуту $\Delta\theta$.

Далее задаются параметры целей, которыми являются:

– число целей Q и их начальные координаты $\mathbf{C}_{\text{ци}}^{(1)}$, $i = 1, \dots, Q$;

– значения $\mathbf{C}_{\text{ци}}^{(k)}$, $k = 1, \dots, K$, характеризующие траектории перемещения i -й цели, $i = 1, \dots, Q$;

– отражающая способность i -й цели $\sigma_{\text{ци}}$.

Характеристики условий зондирования – это размеры помещения $l_x \times l_y$, толщина стены h и диэлектрическая проницаемость ее материала ε , геометрическое расположение радара.

Параметрами помех являются: число помех P ; отражающая способность i -й помехи $\sigma_{\text{пи}}$ ($i = 1, \dots, P$); траектория перемещения помех $\mathbf{C}_{\text{пи}}^{(k)}$ ($k = 1, \dots, K$), формируемая с помощью значений случайного процесса.

2. Программы моделирования входных сигналов реализуют алгоритм, описанный в п. 3.2 с учетом соотношений (3.1). Результаты моделирования формируются в виде трехмерного массива данных

$$\mathbf{S}_{\Sigma} = \{s_{\Sigma}(n, m, k), n = 1, \dots, N_0, m = 1, \dots, M, k = 1, \dots, K\}, \quad (3.5)$$

где каждый элемент $s_{\Sigma}(n, m, k)$ представляет собой комплексный отсчет n -го элемента дальности в m -м азимутальном канале, соответствующий k -у кадру.

Например, при значениях $N_0 = 1024$, $M = 20$, $K = 200$ получим массив \mathbf{S}_Σ , содержащий $N_0 \cdot M \cdot K = 4096000$ комплексных чисел.

3. Программы обработки сигналов и формирования отметок целей реализуют алгоритмы, описанные в главе 2. На основе значений элементов $s^{(k)}(n, m) = s_\Sigma(n, m, k)$, полученных путем моделирования, вычисляется вектор признаков $\mathbf{Z}^{(k)}(n, m)$ (см. соотношения (2.8), (2.10), (2.11), (2.14), (2.16)) и статистика $\lambda^{(k)}(n, m)$ на основе его значений (см. соотношения (2.18), (2.19)).

Бинарные значения $\lambda^{(k)}(n, m) = 1$ в каждом k -м кадре и есть искомые отметки целей. Примеры формирования таких отметок приведены в главе 4.

4. Программы оценки качества используемых алгоритмов обнаружения и сопровождения целей основаны на сравнении значений координат $\mathbf{C}_{ци}^{(k)}$, $i = 1, \dots, Q$ в каждом кадре с координатами отметок целей – единичными значениями статистик $\lambda^{(k)}(n, m)$. По результатам такого сравнения определяются:

- среднее число ложных отметок за фиксированное число кадров K ;
- среднее число пропусков истинных отметок целей за фиксированное число кадров K ;
- среднеквадратические ошибки измерения координат целей.

Методика оценки эффективности алгоритмов обработки сигналов на основе статистических характеристик вероятностных и точностных показателей описана в главе 4.

5. Программы отображения результатов вторичной обработки позволяют выводить на экран компьютера двумерные матрицы изображений, представляющие собой яркостные картины в координатах «азимут-дальность» для каждого k -го кадра:

- исходных сигналов в виде абсолютных значений комплексных чисел $s^{(k)}(n, m)$ (в градациях серого цвета);
- пиксельное изображение истинного расположения целей в виде точек белого цвета (бинарное изображение);
- пиксельное отображение отметок расположения целей после вторичной обработки сигналов в виде точек белого цвета (бинарное изображение).

Примеры отображения результатов моделирования входных сигналов и результатов их вторичной обработки приведены в главе 4.

3.5 Выводы к главе 3

1. Описаны модели целей, представляющие собой сложные цели, состоящие из множества точечных отражателей. Каждый точечный отражатель одной или различных целей характеризуется траекторией перемещения в двумерном пространстве в координатах «дальность-азимут», задаваемой в виде функции координат от номера кадра.
2. Описаны модели помех, которые задаются также в виде набора точечных отражателей. Отмечены отличительные свойства сигналов помех, заключающиеся в наличии скачкообразных изменений амплитуд помеховых сигналов и координат отражателей, обусловленных многолучевостью распространения сигналов и случайными перемещениями точек зеркального отражения.
3. Описана методика моделирования входных сигналов, в основе которой лежит аддитивная модель полезных сигналов, сигналов помех и шумов. Комплексные отсчеты полезных сигналов и помех могут быть

рассчитаны на основе соотношений преобразования входных СЧМ-сигналов с известными временными задержками, приведенных в главе 1.

Представлены примеры моделирования смеси полезного сигнала и помех в виде входных СЧМ-сигналов и в виде их преобразований, образующих профиль дальности. Приведены также примеры моделирования двумерных матриц входных сигналов в координатах «азимут-дальность».

4. В диссертационной работе в среде Matlab разработан программный комплекс моделирования входных сигналов в виде последовательности кадров. Приведено описание структуры комплекса и его составных частей. При моделировании входных сигналов задаются исходные данные РЗЧС, включая параметры зондирующего СЧМ-сигнала, характеристики целей и помех, включая траектории их перемещения, и условия зондирования помещения.

Моделирование входных сигналов позволяет проводить анализ эффективности различных алгоритмов их обработки на основе вычисления статистических показателей качества формирования отметок целей.

Глава 4

Оценка эффективности разработанных алгоритмов по результатам натуральных экспериментов

4.1 Показатели качества алгоритмов обнаружения и сопровождения целей в РЗЧС

Задача вторичной обработки информации в РЗЧС заключается в том, чтобы из последовательности кадров первичной информации $\{\mathbf{S}^{(k)}, k = 1, \dots, K\}$ сформировать последовательность кадров вторичной информации, на каждом из которых будут последовательно отображаться лишь отметки истинных целей, соответствуя их реальному перемещению.

Результаты натуральных экспериментов получены при использовании макета радара с зондирующим СЧМ-сигналом для зондирования как замкнутых помещений внутри зданий, так и открытых территорий.

В таблице 4.1 представлены основные характеристики макета радара, с помощью которых получены экспериментальные данные.

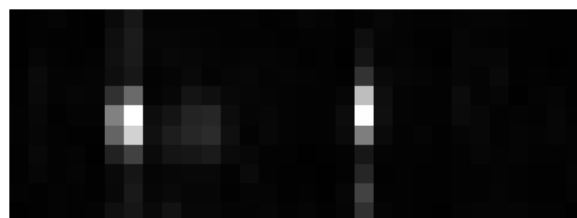
На рис. 4.1 приведены примеры кадров – абсолютных значений двумерных матриц данных в координатах «азимут-дальность» (оси азимута и дальности – вертикальная и горизонтальная оси соответственно), сформированные макетом радара в условиях натурального эксперимента зондирования помещения при наличии одного человека (*а*) и двух людей (*б*). На рисунках абсолютные значения амплитуд сигналов в различных элементах разрешения представлены в виде градаций оттенков серого цвета.

Таблица 4.1 – Характеристики макета радара

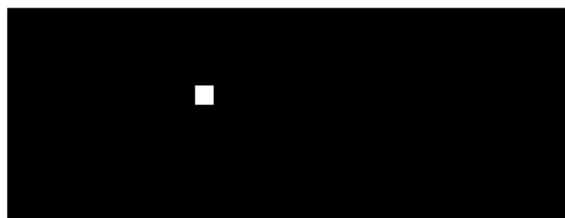
Наименование		Обозначение	Значение
1.	Начальная частота (МГц)	f_0	1500
2.	Конечная частота (МГц)	f_N	2500
3.	Шаг изменения частоты (МГц)	Δf	5
4.	Число импульсов	N	400
5.	Число отсчетов БПФ	N_0	2048
6.	Длительность импульса (мкс)	$\tau_{\text{и}}$	40
7.	Период смены кадров (мс)	$T_{\text{к}}$	200
8.	Максимальная дальность действия (м)	R_{max}	30
9.	Разрешающая способность по дальности (м)	ΔR	0,075
10.	Число передающих каналов	L_t	2
11.	Число приемных каналов (антенн)	L	9
12.	Число каналов азимута	M	11
13.	Разрешение по азимуту (град.)	$\Delta \theta$	16,5 ⁰
14.	Расстояние между фазовыми центрами приемных антенн (м)	d	0,05



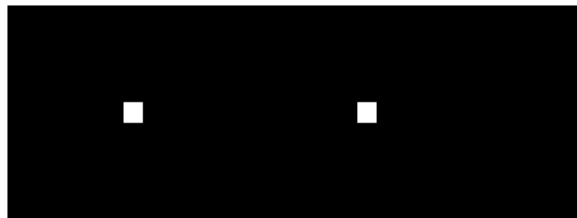
а)



б)



в)



г)

Рис. 4.1 – Примеры кадров матриц двумерных изображений в координатах «азимут-дальность» при наличии одной (а) и двух (б) целей; (в), (г) – соответствующие результаты вторичной обработки

Очевидно, что при оптимальном алгоритме формирования двумерных массивов отметок целей $\mathbf{V}^{(k)}$ в каждом k -м кадре их элементы должны зависеть от результатов предшествующей и текущей первичной информации, т.е.:

$$\mathbf{V}^{(k)} = F(\mathbf{S}^{(1)}, \mathbf{S}^{(2)}, \dots, \mathbf{S}^{(k)}). \quad (4.1)$$

На рис. 4.1 *в, г* представлены результаты вторичной обработки при идеальном отображении целей: бинарное отображение информации, при котором каждая обнаруженная цель отображается в виде пикселя белого цвета, остальные пиксели имеют черный цвет.

Так, для примера рис. 4.1 *а* результат кадра вторичной обработки $\mathbf{V}^{(k)}$ принимает вид рис. 4.1 *в*.

Для оценки качества формирования кадров вторичной информации необходимо ввести соответствующие показатели. Очевидно, что эти показатели должны учитывать «достоверность» процедуры формирования кадров $\mathbf{V}^{(k)}$ в динамике, т.е. характеризовать частоту появления ошибочных решений в течение некоторого фиксированного интервала времени.

С учетом показателей качества, используемых в «классической» радиолокации, а также исходя из требований удобства отображения информации в РЗЧС, целесообразно ввести следующие показатели качества при формировании последовательности кадров вторичной обработки информации $\{\mathbf{V}^{(k)}, k = 1, \dots, K\}$:

1. Число кадров K , соответствующее общему времени наблюдения $T_n = K \cdot T_k$.
2. Число N_F ложных отметок целей, отображенных в K кадрах.
3. Число N_M пропусков отметок истинной цели при формировании K кадров.

4. Величина ΔC максимального отклонения оценок координат целей $\hat{\mathbf{C}}_{\text{ц}}^{(k)} = (\hat{R}_{\text{ц}}^{(k)}, \hat{\alpha}_{\text{ц}}^{(k)})$ от истинных значений $\mathbf{C}_{\text{ц}}^{(k)} = (R_{\text{ц}}^{(k)}, \alpha_{\text{ц}}^{(k)})$ отметок цели при вторичной обработке:

$$\Delta C = \max_{k=1, \dots, K} \left\| \hat{\mathbf{C}}_{\text{ц}}^{(k)} - \mathbf{C}_{\text{ц}}^{(k)} \right\|. \quad (4.2)$$

5. Величина $\Delta \tilde{C}$ среднего отклонения координат отметок:

$$\Delta \tilde{C} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left\| \mathbf{C}_{\text{ц}}^{(k)} - \mathbf{C}_{\text{ц}}^{(k)} \right\|. \quad (4.3)$$

В случае описания поведения целей стационарными процессами значения N_F , N_M , ΔC и $\Delta \tilde{C}$ при $K \rightarrow \infty$ должны стремиться к некоторым фиксированным значениям.

4.2 Компьютерное моделирование сигналов при обнаружении неподвижного человека

Задача радиолокационного обнаружения живого человека сквозь стену или заграждение имеет ряд существенных особенностей. Наиболее важные из них следующие.

1. Необходимо обнаружить неподвижного человека на фоне мощных отражений от окружающих его предметов. Отличие полезного сигнала, отраженного от живого человека, от мешающих сигналов (пассивных помех), состоит в том, что у полезного сигнала периодически изменяется запаздывание благодаря перемещению человека в пространстве и (или) колебаниям поверхности тела при дыхании и шевелении.

2. Необходимо учитывать большое ослабление радиолокационных сигналов, распространяющихся через препятствия строительных конструкций (стены, перегородки и прочее). Это ослабление зависит от типа материала конструкций и существенно возрастает при увеличении как толщины материала, так и частоты сигналов (подробнее см. п. 1.5).

3. Как известно из статистической теории обнаружения сигналов [42], форма сигнала не влияет на характеристики обнаружения, важна лишь энергия сигнала. Так как в рассматриваемой задаче форма и параметры полезного сигнала неизвестны, необходимо максимально эффективно использовать энергию полезного сигнала, поступающего на вход приемника.

Для обнаружения слабого полезного сигнала на фоне мощных пассивных помех необходимо использовать все возможные методы селекции сигнала. Целесообразно сочетать пространственную и частотную селекцию. Пространственная селекция может быть реализована путем применения зондирующих сигналов с очень высоким разрешением по дальности, т. е. СШП-сигналов. Это позволит значительно уменьшить интенсивность пассивных помех, маскирующих полезный сигнал, так как помехи будут создавать только те мешающие отражатели, которые попадут в малый элемент разрешения по дальности ΔR вместе с обнаруживаемым объектом (например, $\Delta R \leq 0,3 \dots 0,5$ м). При этом важно, чтобы автокорреляционная функция полезного сигнала не имела боковых лепестков по дальности, через которые могут попадать пассивные помехи с других участков дальности (за пределами элемента разрешения).

Частотная селекция позволяет выделить полезный сигнал при колебании поверхности тела в результате дыхания или шевеления человека, на фоне отражений от неподвижных предметов, попавших в тот же элемент разрешения по дальности. Однако, колебания поверхности тела при дыхании человека весьма медленные, их частота составляет обычно $0,2 \dots 0,5$ Гц. Для выделения полезного сигнала такой частоты на фоне отражений с нулевой частотой необходимо разрешение по частоте порядка $0,05$ Гц. Такое разрешение по частоте можно получить, если длительность обрабатываемого сигнала составляет не менее 20 с.

Поэтому для принятия решения об обнаружении желательно использовать энергию возможно большего числа импульсов, поступающих от цели.

Еще один важный параметр зондирующего сигнала (ЗС) — несущая частота f_0 (или длина волны λ_0).

Из-за малой амплитуды колебаний поверхности тела при дыхании Δr (обычно 0,5... 1 см) диапазон задержки сигналов не превышает 0,1 нс. Только фазы отраженного сигнала могут заметно изменяться. Если, однако, при этом амплитуда колебаний Δr составляет малую часть от длины волны несущего колебания λ_0 , колебания фазы отраженного сигнала относительно зондирующего малы, так что полезный сигнал, вызванный именно этими колебаниями, также оказывается малым, что приводит к энергетическим потерям. Кроме того, чем выше рабочая частота, тем меньше могут быть размеры антенн, что очень важно для рассматриваемого радиолокатора, который должен быть переносным, следовательно, иметь небольшие габаритные размеры и вес.

4.3 Результаты натуральных экспериментов

Рассмотренный метод обработки вторичной информации на основе подходов теории распознавания образов прошел апробацию при обработке сигналов многоканальной РЗЧС. Экспериментальные данные были получены с помощью макета РЗЧС, параметры которого представлены выше (п. 4.1). Интервал времени следования кадров равен 0,2 с, общее время наблюдения в различных экспериментах варьировалось от 30 с до 2 мин, что соответствует общему числу обрабатываемых кадров в пределах $K = 150 \dots 600$.

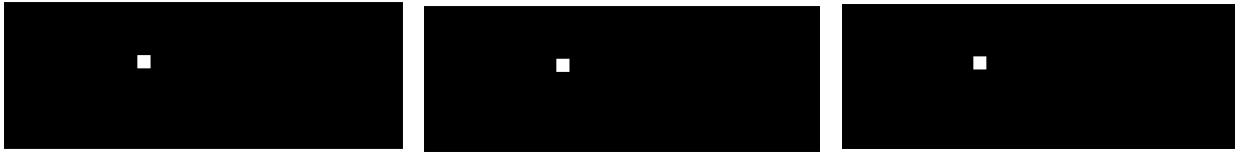
Эксперименты проводились в различных условиях – внутри помещений и на открытых территориях (для оценки результата без погрешности смещения при прохождении сигнала через стену) при различном числе и траекториях передвижения целей (людей). Эффективность результатов вторичной обработки данных оценивалась с помощью показателей качества N_F , N_M , ΔC и $\Delta \tilde{C}$.

На представленных ниже рисунках в качестве примера приведены результаты эксперимента на открытой местности, для случая одной цели (рис. 4.2 *а*, человек ходил по прямой линии от локатора и обратно) и двух целей – рис. 4.3 *а*, когда два человека ходили навстречу друг к другу вдоль линии дальности.

На рис. 4.2 *а*, 4.3 *а* представлены двумерные яркостные картины сигналов (значения модулей элементов матриц $\mathbf{S}^{(k)}$) после первичной обработки последовательных трех кадров с номерами k , $(k+1)$, $(k+2)$ для двух случаев: одна цель (рис. 4.2) и две цели (рис. 4.3), находящиеся в контролируемой зоне. Далее, на рис. 4.2 *б*, 4.3 *б* изображены результаты вторичной обработки соответствующих кадров – матрицы $\mathbf{V}^{(k)}$, где обнаруженные в каждом кадре цели обозначены в виде белых прямоугольников (пикселей) на черном фоне всей зоны. На рис. 4.2 (*в-ж*) и 4.3 (*в-ж*) белые прямоугольники соответствуют единичным значениям признаков $z_1^{(k)}$, $z_{2l}^{(k)}$, $z_3^{(k)}$, $z_4^{(k)}$, $z_5^{(k)}$ для каждого кадра $k = k, k+1, k+2$.



а) исходные кадры с номерами $k, k+1, k+2$ - матрица $S^{(k)}$



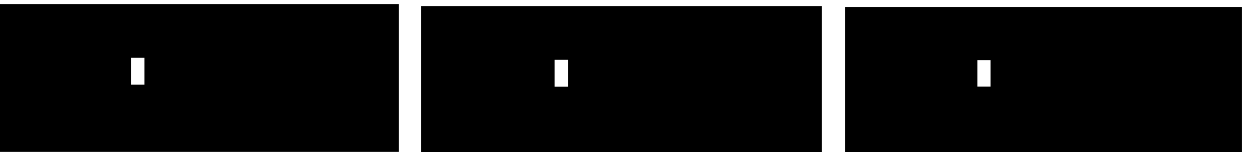
б) результаты вторичной обработки - матрица $V^{(k)}$



в) признак $z_1^{(k)}$ превышения порога



г) разность двух соседних кадров, признак $z_{2(l)}^{(k)}$



д) средняя амплитуда за 5 кадров, признак $z_3^{(k)}$



е) средняя разность за 5 кадров, $z_4^{(k)}$



ж) усредненная дисперсия за 5 кадров, $z_5^{(k)}$

Рис. 4.2 – Изображения кадров в градациях серого цвета по результатам первичных данных (а) при наличии одной цели; итоговый результат вторичной обработки (б); значения признаков:

$$z_1^{(k)} \text{ (в)}, \quad z_{2l}^{(k)} \text{ (г)}, \quad z_3^{(k)} \text{ (д)}, \quad z_4^{(k)} \text{ (е)}, \quad z_5^{(k)} \text{ (ж)}$$



а) исходные кадры с номерами $k, k+1, k+2$ – матрица $S^{(k)}$



б) результаты вторичной обработки – матрица $V^{(k)}$



в) признак $z_1^{(k)}$ превышения порога



г) разность двух соседних кадров, признак $z_{21}^{(k)}$



д) средняя амплитуда за 5 кадров, признак $z_3^{(k)}$



е) средняя разность за 5 кадров, $z_4^{(k)}$



ж) усредненная дисперсия за 5 кадров, $z_5^{(k)}$

Рис. 4.3 – Изображения кадров в градациях серого цвета по результатам первичных данных при наличии двух целей (а); итоговый результат вторичной обработки (б); значения признаков:

$z_1^{(k)}$ (в), $z_2^{(k)}$ (г), $z_3^{(k)}$ (д), $z_4^{(k)}$ (е), $z_5^{(k)}$ (ж)

Рис. 4.2 б, 4.3 б свидетельствуют о безошибочном обнаружении и сопровождении целей в течение трех выбранных кадров. Для оценки эффективности работы алгоритма в динамике используются показатели эффективности N_F , N_M , ΔC и $\Delta \tilde{C}$, значения которых для рассмотренных случаев рассчитывались на интервале времени 24 с (число обрабатываемых кадров $K = 120$). Результаты расчетов показателей эффективности представлены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Показатели эффективности вторичной обработки, число обрабатываемых кадров $K=120$

Показатели качества вторичной обработки:	N_F (доля в %) (число кадров, содержащих ложные отметки)	N_M (доля в %) (число кадров, в которых были пропуски целей)	R_m (в числе элементов разрешения)	R_0 (в числе элементов разрешения)
одна цель	0	0	1	0,3
две цели	3 (2,4%)	2 (1,6%)	1	0,3

Приведенные в таблице 4.2 значения показателей свидетельствуют о весьма эффективной вторичной обработке. Число ложных отметок возрастает с увеличением числа полезных целей, находящихся в контролируемой зоне. При этом в случае обнаружения и сопровождения двух целей число ложных отметок появляется в течение времени, составляющем всего лишь 2,5 % от общей длительности наблюдения.

4.4 Результаты анализа информативности признаков

Описанный выше метод обнаружения и сопровождения применен для анализа информативности признаков, используемых при вторичной обработке сигналов РЗЧС. Алгоритм обнаружения и сопровождения целей – людей, находящихся в контролируемой зоне, основан на вычислении вектора признаков:

$$\mathbf{Z}^{(k)}(n, m) = \left(z_1^{(k)}(n, m), z_{2l}^{(k)}(n, m), z_3^{(k)}(n, m), z_4^{(k)}(n, m), z_5^{(k)}(n, m) \right), \quad (4.4)$$

которое проводится для каждого кадра $k = 1, \dots, K$ (периода зондирования) в каждом элементе разрешения (n, m) двумерного изображения плоской сцены, представленного набором пикселей с номерами $n = 1, \dots, N_0$ и $m = 1, \dots, M$. Множество данных, полученных в результате первичной обработки и оцифровки радиолокационных сигналов на k -м кадре, образует двумерный массив:

$$\mathbf{S}^{(k)} = \left\{ s^{(k)}(n, m), n = 1, \dots, N_0, m = 1, \dots, M \right\}. \quad (4.5)$$

Далее с использованием методики, описанной в главе 2, проводился расчет информативности признаков $z_1^{(k)}, z_{2l}^{(k)}, (l = 1, \dots, 5), z_3^{(k)}, z_4^{(k)}, z_5^{(k)}$ при статистическом моделировании радиолокационных сигналов и вычислении на их основе массивов данных $\mathbf{S}^{(k)}, K = 1, \dots, 120$. При частоте следования кадров $F_k = 1$ Гц период формирования кадров $T_k = 1/F_k = 1$ с, соответственно при количестве кадров $K = 120$ длительность наблюдения сцены составляет 2 минуты.

Моделирование проводилось для двух случаев:

- наличие одной цели (Ц1);
- наличие двух целей (Ц2).

Результаты моделирования и расчетов сведены в Таблицу 4.3 (для случая Ц1) и Таблицу 4.4 (для случая Ц2), где для удобства сравнения признаков введена их нормировка по величине максимальной информативности (последний столбец).

Таблица 4.3 – Расчет информативности признаков в случае одной цели

Признак	Значение информативности (*100)	Нормированное значение информативности
$z_1^{(k)}$	2,18	0,103
$z_{21}^{(k)}$	0,68	0,032
$z_{22}^{(k)}$	0,72	0,034
$z_{23}^{(k)}$	0,84	0,039
$z_{24}^{(k)}$	0,93	0,044
$z_{25}^{(k)}$	0,90	0,042
$z_{33}^{(k)}$	0,82	0,038
$z_{35}^{(k)}$	1,16	0,054
$z_{37}^{(k)}$	1,26	0,059
$z_{39}^{(k)}$	1,02	0,048
$z_{47}^{(k)}$	0,48	0,022
$z_5^{(k)}$	21,10	1

Таблица 4.4 – Расчет информативности признаков в случае двух целей

Признак	Значение информативности (*100)	Нормированное значение информативности
$z_1^{(k)}$	2,1	0,287
$z_{21}^{(k)}$	0,59	0,081
$z_{22}^{(k)}$	0,74	0,101
$z_{23}^{(k)}$	0,82	0,112
$z_{24}^{(k)}$	0,98	0,134
$z_{25}^{(k)}$	0,89	0,121
$z_{33}^{(k)}$	0,79	0,108
$z_{35}^{(k)}$	1,09	0,149
$z_{37}^{(k)}$	1,18	0,161
$z_{39}^{(k)}$	1,05	0,143
$z_{47}^{(k)}$	0,39	0,053
$z_5^{(k)}$	7,31	1

Из анализа результатов обеих таблиц видно, что показатели информативности признаков для первого (Ц1) и второго (Ц2) случаев практически одинаковы. При этом наибольшую информативность имеет признак «усреднения дисперсии» $z_5^{(k)}$, значение которого превышает информативность других признаков в несколько раз. Далее идет признак «максимума амплитуды в текущем кадре» $z_1^{(k)}$, значение которого превышает информативность других признаков почти в 2 или более раз. На третьем месте по информативности находится признак «усреднения амплитуды за n_s кадров» $z_3^{(k)}$, причем наибольшее значение информативности получается при значении $n_s = 7$. Несколько меньшее значение информативности (примерно на 20%) имеет признак «разности амплитуд, вычисленной через l кадров» z_{2l} при $l = 3$. Самую низкую информативность имеет признак $z_4^{(k)}$ для ряда значений $n_s = 2, \dots, 9$. Таким образом, проведенный анализ позволил проранжировать используемые признаки в порядке убывания их информативности в следующем виде:

$$\begin{aligned}
 I(z_5^{(k)}) &\approx 7,3 - 21,1 && \text{— признак усреднения дисперсии за 5 кадров;} \\
 I(z_1^{(k)}) &\approx 2,1 && \text{— признак превышения порога амплитудой сигнала;} \\
 I(z_{37}^{(k)}) &\approx 1,18 && \text{— признак усреднения амплитуды за 7 кадров;} \\
 I(z_{24}^{(k)}) &\approx 0,98 && \text{— признак разности амплитуд сигналов через 4 кадра;} \\
 I(z_{47}^{(k)}) &\approx 0,39 && \text{— признак средней разности амплитуд за 7 кадров.}
 \end{aligned}$$

Следует отметить, что оптимальные значения параметров n_s и l , обеспечивающие максимальную информативность соответствующих признаков, получены для периода следования кадров $T_k = 1$ с и при изменении этого периода могут быть другими.

4.5 Выводы к главе 4

1. Представлены результаты тестирования разработанного алгоритма, полученные на основе компьютерного моделирования и натуральных экспериментов. Анализ информативности введенных признаков показал, что наибольшей информативностью обладает признак «дисперсия». Его информативность превышает информативность других признаков более чем в 3 раза в зависимости от числа целей и условий зондирования.

2. Для оценки качества вторичной обработки введены показатели эффективности, учитывающие появление ложных отметок и пропуски целей в течение заданного интервала времени наблюдения. Представлены результаты вторичной обработки данных, полученных на основе натурального эксперимента с макетом радара. Оценки значений показателей эффективности вторичной обработки разработанного метода продемонстрировали высокие результаты, подтверждающие целесообразность его применения на практике.

Заключение

В работе описаны особенности построения радаров зондирования помещений через стену (РЗЧС), основными из которых являются: малая дальность действия (не более 50 м) и высокая разрешающая способность (не хуже 1 м). Подобные радары имеют весьма широкую сферу применения, однако многие приложения связаны с обнаружением и сопровождением людей в помещениях, контролируемых через стены.

Для обеспечения высокой разрешающей способности по дальности в РЗЧС используются сверхширокополосные сигналы, среди которых наибольшее распространение получили сигналы со ступенчатой частотной модуляцией (СЧМ). В работе подробно описаны свойства этих сигналов, их характеристики и метод обработки, который основан на квадратурной демодуляции принимаемого сигнала (с помощью двухканального фазового детектора) и последующим выполнением обратного дискретного преобразования Фурье над выходными комплексными отсчетами, число которых равно числу импульсов СЧМ-сигнала. Проведен анализ автокорреляционной функции (АКФ) СЧМ-сигнала, на основе которого получены формулы для вычисления максимальной однозначной дальности действия РЗЧС и для разрешающей способности по дальности.

Описан алгоритм пространственной фильтрации сигналов, приходящих с различных угловых направлений линейной антенной решеткой (ЛАР) в случае использования зондирующего СЧМ-сигнала. Использование ЛАР в РЗЧС обеспечивает разрешение по азимуту, значение которого определяется соотношением центральной длины волны СЧМ-сигнала к длине ЛАР и во многих видах РЗЧС составляет величину порядка 10...20 град.

Проведен анализ видов стен и строительных конструкций (перекрытий, загоронок и т.д.) на предмет их геометрических и электрических характеристик, влияющих на распространение радиоволн. Проведено исследование влияния геометрических и электрических характеристик стен,

таких как толщина и диэлектрическая проницаемость на точность измерения координат целей в РЗЧС. Получены точные и приближенные формулы, позволяющие оценить погрешность измерения дальности и азимута цели в зависимости от ее координат в помещении и от параметров стены (толщины стены и диэлектрической проницаемости ее материала). Показано, что для наиболее распространенных значений параметров стен и помещений погрешности измерения координат целей в РЗЧС находятся в пределах 0,1...1 м.

Рассмотрены характеристики живых людей, как радиолокационных целей при решении задач обнаружения и сопровождения. Основными характеристиками этих целей являются: ЭПР, частота и амплитуда дыхания, сердцебиения, шевеления.

Рассмотрены принцип действия РЗЧС и структурная схема одноканальной многочастотной РЗЧС, использующей СЧМ-сигнал. Описан алгоритм формирования двумерных кадров данных в координатах «дальность-азимут», которые могут быть представлены в виде прямоугольных матриц комплексных чисел.

Проведен анализ свойств СЧМ-сигналов при отражениях от целей, характеризующихся наличием микроперемещений на интервале времени наблюдения. Получены условия, при которых отсутствует миграция целей в элементах разрешения по дальности. Получены оценки диапазонов изменения параметров преобразованного после сжатия по дальности СЧМ-сигнала – амплитуды и фазы, при значениях амплитуд колебаний целей порядка единиц сантиметров.

Показано, что микроперемещения целей при разрешающей способности РЛС по дальности порядка 0,1...0,2 м приводят к существенным изменениям значений амплитуд (около 10..20 %) и фаз (в районе $\pi/4 \dots \pi$) преобразованного СЧМ-сигнала – комплексных амплитуд частотных отсчетов.

Описаны признаки подвижных целей, полученные на основе анализа СЧМ-сигналов при отражении от людей. Сделаны выводы о возможности использования модуля разности комплексных отсчетов для обнаружения полезных сигналов.

Основная идея метода обнаружения и сопровождения людей в РЗЧС, предложенного в диссертационной работе, основана на использовании множества признаков полезных сигналов, отличающих их от других сигналов – отражений от неподвижных предметов, переотражений от стен, пола, потолка и др. Такой подход позволяет существенно повысить достоверность формирования отметок целей, так как в зависимости от степени подвижности цели и от условий распространения радиоволн в текущий момент времени главную роль при обнаружении цели могут играть различные признаки.

При таком подходе необходимо, во-первых, выделить наиболее важные признаки, характерные для обнаруживаемых целей, во-вторых, определить алгоритм выявления степени «важности» того или иного признака, называемой информативностью признака (для исключения неинформативных или малоинформативных признаков) и, наконец, в-третьих, разработать алгоритм формирования отметок целей на основе множества значений признаков, или, используя терминологию теории распознавания образов, – вектора образов.

Описаны пять признаков целей, которые условно можно разделить на статические и динамические. Последние формируются на основе результатов некоторой последовательности предшествующих кадров и характеризуют свойства полезных сигналов в течение ограниченного интервала времени. Введен новый признак на основе дисперсии отсчетов межкадровых сигналов, характеризующий степень изменчивости амплитуды сигнала в каждом элементе разрешения.

Каждый признак формируется в каждом элементе разрешения «азимут-дальность» двухкоординатной РЛС. Значения признаков – бинарные (0 или

1), определяются путем сравнения функций амплитуд сигналов первичной обработки с адаптивными порогами. Результирующая статистика, формируемая на основе пяти введенных признаков, также принимает бинарные значения, которые определяются методом голосования: цель считается обнаруженной, если два или более признаков принимают единичное значение. Таким образом, единичное значение результирующей статистики является отметкой цели в текущем кадре зондирования.

Разработан метод расчета информативности признаков, основанный на вычислении среднего нормированного значения межклассового расстояния образов. Получены формулы для расчетов среднего значения проекции межклассового расстояния и среднего значения внутриклассового разброса образов, используемые при расчете информативности признаков.

Поскольку объективный статистический анализ различных алгоритмов обнаружения и сопровождения целей в РЗЧС возможен при испытании алгоритмов на множестве однотипных реализаций, то принято решение о разработке компьютерной модели сигналов РЗЧС, позволяющей проводить такой анализ и сравнение алгоритмов. Разработка такой модели связана с разработкой моделей полезных сигналов, помех, шумов и алгоритмов их преобразований в аппаратуре РЗЧС. Именно такая модель в виде программного комплекса в среде Matlab была разработана в диссертационной работе.

Описаны модели целей, представляющие собой сложные цели, состоящие из множества точечных отражателей. Каждый точечный отражатель одной или различных целей характеризуется траекторией перемещения в двумерном пространстве в координатах «дальность-азимут», задаваемой в виде функции координат от номера кадра.

Описаны модели помех, которые задаются также в виде набора точечных отражателей. Отмечены отличительные свойства сигналов помех, заключающиеся в наличии скачкообразных изменений амплитуд помеховых сигналов и координат отражателей, обусловленных многолучевостью

распространения сигналов и случайными перемещениями точек зеркального отражения.

Описана методика моделирования входных сигналов, в основе которой лежит аддитивная модель полезных сигналов, сигналов помех и шумов. Комплексные отсчеты полезных сигналов и помех могут быть рассчитаны на основе соотношений преобразования входных СЧМ-сигналов с известными временными задержками, приведенных в главе 1.

Представлены примеры моделирования смеси полезного сигнала и помех в виде входных СЧМ-сигналов и в виде их преобразований, образующих профиль дальности. Приведены также примеры моделирования двумерных матриц входных сигналов в координатах «азимут-дальность».

В диссертационной работе в среде Matlab разработан программный комплекс моделирования входных сигналов в виде последовательности кадров. Приведено описание структуры комплекса и его составных частей. При моделировании входных сигналов задаются исходные данные РЗЧС, включая параметры зондирующего СЧМ-сигнала, характеристики целей и помех, включая траектории их перемещения, и условия зондирования помещения.

Моделирование входных сигналов позволяет проводить анализ эффективности различных алгоритмов их обработки на основе вычисления статистических показателей качества формирования отметок целей.

Представлены результаты тестирования разработанного алгоритма, полученные на основе компьютерного моделирования и натурных экспериментов. Анализ информативности введенных признаков показал, что наибольшей информативностью обладает признак «дисперсия». Его информативность превышает информативность других признаков более чем в 3 раза в зависимости от числа целей и условий зондирования.

Для оценки качества вторичной обработки введены показатели эффективности, учитывающие появление ложных отметок и пропуски целей в течение заданного интервала времени наблюдения. Представлены

результаты вторичной обработки данных, полученных на основе натурного эксперимента с макетом радара. Оценки значений показателей эффективности вторичной обработки разработанного метода продемонстрировали высокие результаты, подтверждающие целесообразность его применения на практике.

Список литературы

1. Аксенов М.Б., Переяслов А.Н. Основные тенденции развития приборов поиска пострадавших // Технологии гражданской безопасности, 2006.
2. 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.
3. Андриянов А.В. и др. Под ред. Гринева А.Ю. Вопросы подповерхностной радиолокации // М.: Радиотехника, 2005.
4. 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.
5. Анищенко Л.Н. Разработка технологии и программного-аппаратного комплекса биорадиолокационного мониторинга двигательной активности, дыхания и пульса // М.: Автореферат, 2009.
6. Анищенко Л.Н. Технические и теоретические основы биорадиолокационного выделения сигналов дыхания и сердцебиения // Альманах клинической медицины, 2008.
7. Астанин Л.Ю., Костылев А.А. Основы сверхширокополосных радиолокационных измерений // М.: Радио и связь, 1989
8. 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.
9. Борисова И.А., Дюбанов В.В., Загоруйко Н.Г., Кутненко О.А. Сходство и компактность // Математические методы распознавания образов: 14-я Всероссийская конференция. – М.: МАКС Пресс, 2009.

10. 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.
11. Бугаев А.С., Васильев И.А., Ивашов С.И. Дистанционный контроль параметров кардиореспираторной системы человека с помощью радиолокационных средств // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника, 2004.
12. Бугаев А.С., Ивашов С.И., Иммореев И.Я. Биорадиолокация. - М.: Изд.-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. 396 с.
13. Варакин Л.Е., Системы связи с шумоподобными сигналами. - М.: Радио и связь, 1985.
14. Васильев В.Н., Гуров И.П. Компьютерная обработка сигналов в приложении к интерферометрическим системам // ВНУ, 1998.
15. Васильев И.А., Ивашов С.И., Макаренков В.И. и др. Зондирование строительных конструкций зданий в радиодиапазоне с высоким разрешением // Радиотехника, 2001, № 8.
16. Васильев И.А., Ивашов С.И., Саблин В.Н. Широкозахватная радиотехническая система обнаружения мин // Радиотехника. Радиолокационные системы и системы радиоуправления, 1998.
17. 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.
18. Верхаген К., Дейн Р., Грун Ф. Распознавание образов: состояние и перспективы. - М.: Радио и связь, 1985г.
19. Вовшин Б.М., Гринев А.Ю., Фадин Д.В. Процедуры обнаружения подвижных объектов за преградами // Успехи современной радиоэлектроники, № 1-2, 2009.

20. Волосюк В.К. Под ред. Кравченко В.Ф. Статистическая теория радиотехнических систем дистанционного зондирования и радиолокации. - М.:Физматлит, 2008.
21. Вязьмитинов И.В., Мирошниченко Е.И., Сытник О.В. Результаты исследований ослабления энергии электромагнитных волн оптически непрозрачными преградами // Радиопизика и электроника № 2, 2007.
22. Гаврилов К.Ю., Игони́на Ю.В. Вторичная обработка данных в РЛС малой дальности действия // Инновации в авиации и космонавтике-2015.
23. Гаврилов К.Ю., Игони́на Ю.В., Козлов Р.Ю. Обнаружение и сопровождение людей при радиолокационном зондировании помещений через стену // XII Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь».
24. Гаврилов К.Ю., Игони́на 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.
25. Гаврилов К.Ю., Игони́на 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.
26. Гаврилов К.Ю., Игони́на Ю.В., Линников О.Н., Панявина Н.С. Оценка разрешающей способности по дальности при использовании сигналов со ступенчатой модуляцией // Информационно-измерительные и управляющие системы, Т.13, № 5, 2015. С. 23-32.
27. Гаврилов К.Ю., Игони́на 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.
28. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. - М.: Радио и связь, 1986.

29. Горелик А.Л., Скрипкин В.А. Методы распознавания. - М.: Высш. Шк., 1984.
30. Грызлова Т.П., Балыкина А.О. Система оценки информативности диагностических признаков и признаковых пространств // Авиационно-космическая техника и технология. 2011. № 9. Т. 86.
31. Демьянюк Д.В., Чугай К.Н., Максимович Е.С. Имитационная модель сигнала, отраженного от заглубленного объекта, с учетом свойств укрывающей среды // Минск: Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2018.
32. Диксон Р.К., Широкополосные системы. - М.: Радио и связь, 1979.
33. Дмитриев В.Д. Технология передачи информации с использованием широкополосных сигналов (UWB) // Компоненты и технологии, 2003, № 9.
34. Дмитриев В.Д. Технология передачи информации с использованием сверхширокополосных сигналов. - М.: Радиофизика и радиоастрономия, 2008.
35. Дубровин В.С., Колесникова И.В. Сверхширокополосные системы связи: особенности и возможности применения // г. Саранск, ГОУВПО «Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарева», 2009
36. Дьяконов В.П. MATLAB 6.5 SP1/7.0 + Simulink 5/6. Обработка сигналов и проектирование фильтров // М: СОЛОН-пресс, 2009.
37. Евсиков Ю.А., Чапурский В.В. Преобразование случайных процессов в радиотехнических устройствах. - М.: Высш. Шк., 1977.
38. Загоруйко Н.Г. Прикладные методы анализа данных и знаний. - Новосибирск: Издательство Института математики, 1999
39. Зеркаль А.Д. Вопросы практического использования системы ближней радиолокации на основе сверхкоротких импульсов с малым энергопотреблением // Радиоэлектроника, 2012.
40. Игонина Ю.В. Вторичная обработка радиолокационной информации на основе методов распознавания образов// En&T-2018, 2018. С. 26-28

41. Ильясов Ф.Ш. Радары для обнаружения людей за оптически непрозрачными преградами // ФГУ «ВНИИ по проблемам гражданской обороны и чрезвычайных ситуаций МЧС России» (федеральный центр науки и высоких технологий), 2009.
42. Иммореев И.Я. Сверхширокополосные радары: новые возможности, необычные проблемы, системные особенности // Вестник МГТУ, 1998, № 4, с.128-133.
43. Иммореев И.Я., Павлов С.Н., Самков С.В., Солодов Е.В. Применение сверхширокополосных радаров ближнего радиуса действия для получения данных о физиологических параметрах человека // Всерос. Науч.-техн. Семинар: Дистанционное обнаружение и диагностика людей с помощью радиолокационных средств. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005.
44. Иммореев И.Я. Практическое использование сверхширокополосных радаров // Журнал радиоэлектроники, № 9, 2009.
45. Иммореев И.Я., Синявин А.Н. Изучение сверхширокополосных сигналов // Сб. Антенны, 2001, № 47.
46. Калмыков А.И., Тимченко А.И., Щербинин И.В. Возможности исследования подповерхностных объектов с помощью радиолокационного зондирования // Препринт АН УССР, ИРЭ, Харьков, 1990.
47. Калмыков А.И., Фукс И.М., Цимбал В.Н. и др. Радиолокационные наблюдения сильных отражателей, расположенных под слоем почвы. Модель подповерхностных отражений // Препринт АН УССР, ИРЭ, Харьков, 1993.
48. Коваленко Н.А. Методы подповерхностной радиолокации для обнаружения людей за непрозрачными средами // Восточно-Европейский журнал передовых технологий, 2011.
49. Коваленко Н.А., Сахацкий В.Д. Математическая модель искажения зондирующих сигналов в системах контроля местоположения людей за

- непрозрачной преградой // Вестник НТУ Харьковський политехнічний інститут. Серія: Інформатика і моделювання, 2013.
50. Кофман Л.Н. Затухание радиоволн в горных породах // Рига: Теория и техника радиолокации, радионавигации и радиосвязи в гражданской авиации, 1980.
 51. Кучеренко И.А. Применение сверхширокополосных сигналов с линейной частотной модуляцией в запреградной радиолокации // Инженерный вестник Дона, 2016.
 52. Лазоренко О.Ф., Черногор Л.Ф. Сверхширокополосные сигналы и физические процессы // Радиофизика и радиоастрономия, 2008, т. 13, с. 166-194.
 53. Лопатченко А.С., Малевич И.Ю., Савенко С.А. ЛЧМ-радиолокатор подповерхностного зондирования с повышенной разрешающей способностью // Минск: Учреждение образования «Белорусский государственный университет информатики и радиоэлектроники», 2015.
 54. Маркович И.И., Дорошенко В.Ю. Исследования алгоритмов обнаружения биообъектов за препятствиями сверхширокополосным радаром // Известия Южного федерального университета. Технические науки, 2009.
 55. Маркович К.И., Семеняк П.Л., Дорошенко В.Ю., Кочкин В.В., Мардамшин Ю.Л. Применение цифровой обработки сигналов в задаче обнаружения биообъектов// Многопроцессорные вычислительные и управляющие системы, 2007.
 56. Марпл мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его применения. - М: Мир, 1990.
 57. Миркин Б.Г. Анализ качественных признаков и структур. - М: Статистика, 1980.
 58. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решётки: Введение в теорию. - Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1986.

59. Охотников Д.А. Сверхширокополосный радиолокатор для обнаружения людей за оптически непрозрачными препятствиями, III всероссийские армандовские чтения, 2013.
60. Рабинер Л.Р., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов. - М.: Мир, 1981.
61. Рабинович С.Дж. и др. Цифровые методы в радиолокации // ТИИЭР, 1985 – т. 73 № 2, с. 182-199.
62. Радзиевский В.Г., Трифонов П.А. Обработка сверхширокополосных сигналов и помех. - М.: Радиотехника, 2009.
63. Рудианов Г.В., Крапивский Е.И., Данильев С.М. Оценка характеристик сигналов при поиске пустот в грунте под бетонными плитами радиолокационными станциями подповерхностного зондирования // Спб.: ФГБОУВО «Санкт-Петербургский горный университет», 2018.
64. Самков С.В., Черненко А.И. Обработка СШП-радаров для измерения параметров сердечно-сосудистой системы человека при занятии спортом // М.: Всероссийский научно-технический семинар, МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2005.
65. Семейкин Н.П., Помозов В.В., Дудник А.В. Развитие георадаров серии «ОКО» // М.: Вопросы подповерхностной радиолокации под ред. А.Ю. Гринева, 2005.
66. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. - СПб.: Питер. 2013.
67. Совлуков А.С., Хаблов Д.В. Возможности радиоволновых методов для обнаружения живых людей за преградами по дыханию и сердцебиению. // Датчики и системы, 2012.
68. Соколов А.В. Объекты радиолокации. Обнаружение и распознавание. - М.: Радиотехника, 2006.
69. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации // М.: Радио и связь, 1992.

70. Сытник О.В. Методы идентификации природных сред и объектов по данным радиофизического эксперимента // Успехи современной радиоэлектроники, 2006.
71. Тимченко А.И. Особенности подповерхностного радиолокационного зондирования природных объектов // Докл. АН СССР, 1987.
72. Тихонов А.Н., Самарский А.А. Методы математического моделирования, автоматизация обработки наблюдений и их применения // М.: МГТУ, 1986.
73. Ту Дж., Гонсалес Р. Принципы распознавания образов. // М: Мир, 1978
74. Усанов Д.А., Скрипаль Ал. В., Скрипаль Ан.В. Радиоволновая интерферометрия движений тела человека, связанных с дыханием и сердцебиением // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника, 2005.
75. Усанов Д.А., Скрипаль Ан.В., Скрипаль Ал.В., Постельга А.Э. Сверхвысокочастотный автодинный измеритель параметров вибраций // Приборы и техника эксперимента, 2004.
76. Фарина А., Студер Ф. Цифровая обработка радиолокационной информации. Сопровождение целей // М.: Радио и связь, 1993.
77. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. - М.: Радио и связь, 1983.
78. Финкельштейн М.И., Карпухин В.И., Кутев В.А., Метелкин В.Н. Подповерхностная радиолокация. - М.: Радио и связь, 1994
79. Финкельштейн М.И., Кутев В.А., Золотарев В.П. Применение радиолокационного подповерхностного зондирования в инженерной геологии. - М.: Недра, 1986.
80. Хипп Д.Е. Зависимость электромагнитных характеристик почвы от влажности, плотности и частоты //ТИИЭР, 1974.
81. Чапурский В.В. Избранные задачи теории сверхширокополосных радиолокационных систем. –М.: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2012.

82. Чернышев С.Л. Применение согласованной фильтрации для обработки сверхширокополосных сигналов // Машиностроение и компьютерные технологии, 2013.
83. Черняк В.С. Оптимизация обнаружения неподвижных людей под завалами строительных конструкций с помощью СШП радиолокатора // Вестник НТУ Харьковський політехнічний інститут. Серія: Інформатика і моделювання, 2013.
84. Черняк В.С. Теоретические вопросы обнаружения и определения местоположения людей в завалах с помощью многопозиционного сверхширокополосного радиолокационного устройства // Муром: 2-я Всероссийская научная конференция. Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике, 2006.
85. Черняховская Г.Л., Татомир И.А. Применение согласованной фильтрации при обработке сверхширокополосных эхосигналов в заградной радиолокации // Известия Южного федерального университета. Технические науки, 2013.
86. Шепета А.П., Махлин А.М., Львовский С.А. Особенности применения сверхширокополосных сигналов в современных РЛС // Радиотехника и связь, 2016.
87. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. - М.: Радио и связь, 1981.
88. Aftanas M., Drutarovsk'y M. Imaging of the Building Contours with Through the Wall UWB Radar System // Radioengineering, Vol. 18, No. 3, September 2009.
89. Bezousek P., Schejbal V., Cermak D. et al. UWB signal propagation through walls // Proc. Of MRSS-2005. Kiev, 2005.
90. Borek S.E. An overview of through the wall surveillance for homeland security // Applied Imagery and Pattern Recognition Workshop, 2005.

91. Bracewell R. The Fourier transform and its applications // McGraw-Hill, Boston, Mass, USA, 3rd edition, 2000.
92. Chen V.C. The Micro-Doppler Effect in Radar. Artech House. Boston/London. 2011.
93. Daniels David J. Ground Penetrating Radar – 2nd Edition. UK: The Institution of Electrical Engineers, 2004.
94. 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.
95. Immoreev I. Radar observation of objects, which fulfill back-and-forth motion // Springer, NY, Dordrecht, London, 2010.
96. Jacobsen E., Lyons R. The sliding DFT, IEEE // Signal Processing Magazine, vol. 20 № 2, p. 74-80, 2003.
97. Jin Y., Hao Z. Gaussian window of optimal time-frequency resolution in numerical implementation of short-time Fourier transform // Applied Mechanics and Materials, vol. 48-49, p. 555-560, 2011.
98. Kay S. Fundamentals of statistical signal processing: estimation theory // Prentice-Hall, 1993.
99. Kumar G, K.P. Ray. Broadband Microstrip Antennas // Norwood, MA: Attech House, 2003.
100. Mayes P.E. Frequency –independent antennas and broadband derivatives thereof // IEEE Transactions on Antennas and Propagation, January 1992, p.104-111
101. Moeness G. Amin, Yumin D Zhang, Fauzia Ahmad, KC Dominic Ho. Radar signal processing for elderly fall detection: the future for in-home monitoring // IEEE signal processing magazine, vol. 33, p, 71-80, 2016.
102. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing // New York: McGraw-Hill. 2013.
103. Through-the-wall Radar Imaging. Edited by M.G. Amin. L – CRC Press, 2011.
104. Taylor J. Ultra-Wideband Radar Technology. CRC, 2001.

105. 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.
106. Wong K.L. Compact and Broadband Microstrip Antennas // New York: Wiley, 2002
107. Yang J., Kishk A. The self-grounded Bow-Tie antenna // IEEE AP-S International Symposium on antennas propagation, Wahington, july 2011.
108. Yinan Yu, Jian Yang, TomasMcKelvey, Borys Stoew. A Compact UWB Indoor and Through-Wall Radar with Precise Ranging and Tracking // International Journal of Antennas and Propagation, 2012.
109. 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.