

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение  
высшего образования  
«Тихоокеанский государственный университет»

**И. В. Карабанов**

**А. С. Миронов**

**АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ  
СИГНАЛОВ**

*Монография*

Хабаровск  
Издательство ТОГУ  
2018

УДК 681.883

ББК 32.875

К21

Р е ц е н з е н т ы:

заведующий лабораторией оптико-акустических измерений Дальневосточного филиала  
Федерального государственного унитарного предприятия «Всероссийский НИИ  
физико-технических и радиотехнических измерений»

д-р. физ.-мат. наук *B. A. Луговой*

профессор кафедры «Вычислительная техника и компьютерная графика»  
Дальневосточного государственного университета путей сообщения

д-р техн. наук *O. A. Графский*

**Карабанов, И. В.**

**K21 Алгоритмы обработки гидроакустических сигналов : монография / И. В. Карабанов, А. С. Миронов. – Хабаровск : Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2018. – 140 с.**

**ISBN 978-5-7389-2363-0**

В монографии рассматриваются вопросы создания алгоритмов и средств цифровой обработки сигналов гидроакустических систем. Проведен обзор существующих методов детектирования и оценки параметров гидроакустических сигналов. Представлены к рассмотрению авторские методы обработки простых и сложных гидроакустических сигналов. Приведен анализ как результатов имитационного моделирования, так и результатов натурных исследований гидроакустических систем, в основе которых лежит детектор сигналов, построенный на базе предложенных алгоритмов.

Для специалистов в области построения современных гидроакустических измерительных приборов, навигационных систем и систем связи и управления.

УДК 681.883

ББК 32.875

*Научное издание*

**Карабанов Иван Вячеславович, Миронов Андрей Сергеевич**

**АЛГОРИТМЫ ОБРАБОТКИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ**

*Дизайн обложки Е. И. Саморядовой*

Подписано в печать с авторского оригинала-макета 24.04.18. Формат 60x84  $\frac{1}{16}$ .  
Усл. печ. л. 8,25. Тираж 500 экз. Заказ 157.

Издательство Тихоокеанского государственного университета. 680035, Хабаровск, ул. Тихоокеанская, 136.

Отдел оперативной полиграфии издательства Тихоокеанского государственного университета.  
680035, Хабаровск, ул. Тихоокеанская, 136.

© Карабанов И. В., 2018

© Миронов А. С., 2018

© Тихоокеанский государственный университет, 2018

**ISBN 978-5-7389-2363-0**

# ОГЛАВЛЕНИЕ

<b>ВВЕДЕНИЕ .....</b>	<b>5</b>
<b>1 МОДЕЛЬ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА.....</b>	<b>7</b>
1.1 Гидроакустические системы.....	7
1.2 Модель гидроакустического сигнала .....	12
1.3 Оценка параметров сигнала.....	19
1.3.1 Постановка задачи оценки параметров сигнала.....	19
1.3.2 Оценка времени запаздывания сигнала .....	21
1.3.3 Оценка начальной фазы сигнала .....	22
1.3.4 Недостатки применения оценки Крамера-Рао при оценке сигналов .....	22
1.4 Обработка гидроакустического сигнала.....	23
1.4.1 Решение задачи обнаружения сигнала.....	23
1.4.2 Виды детекторов .....	27
<b>Библиографические ссылки .....</b>	<b>29</b>
<b>2 ОЦЕНКА ПРОСТЫХ СИГНАЛОВ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ КАНАЛЕ.....</b>	<b>32</b>
2.1 Спектральные методы оценивания времени запаздывания простого гидроакустического сигнала	32
2.2 Метод периодограмм А. Шустера.....	33
2.3 Применение метода периодограмм для оценки параметров простого сигнала конечной длительности и заданной частоты .....	34
2.3.1 Оценка времени запаздывания прихода простого сигнала .....	34
2.3.2 Оценка фазы простого сигнала .....	36
2.4 Моделирование.....	39
<b>Библиографические ссылки .....</b>	<b>44</b>
<b>3 АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ .....</b>	<b>46</b>
3.1 Формирование сложных сигналов на основе псевдослучайных последовательностей .....	46
3.2 Способы и алгоритмы предварительной обработки сигналов .....	50
3.3 Способы выделения полезного сигнала.....	57
3.4 Методы обнаружения гидроакустического сложного фазоманипулированного сигнала .....	60
<b>Библиографические ссылки .....</b>	<b>65</b>
<b>4 СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ .....</b>	<b>69</b>
4.1 Влияние структуры и типа сигналов на точность и достоверность детектирования в гидроакустических системах .....	69
4.2 Корреляционная обработка сигналов с распределенным спектром .....	70

4.3 Оценка фазы сложного сигнала вида ФМ .....	81
4.4 Исследование работы синтезированных алгоритмов.....	81
<b>Библиографические ссылки .....</b>	<b>93</b>
<b>5 РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА .....</b>	<b>96</b>
5.1 Оценка временных параметров гидроакустического канала.....	96
5.2 Многолучевая структура гидроакустического канала.....	98
5.3 Шумы на входе приемного устройства.....	102
5.4 Потери энергии на распространение гидроакустического сигнала .....	104
5.5 Реализация программной модели распространения сигнала .....	106
<b>Библиографические ссылки .....</b>	<b>111</b>
<b>6 ПРОВЕДЕНИЕ НАТУРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ.....</b>	<b>115</b>
6.1 Определение цели проведения натурного исследования .....	115
6.2 Описание мобильного измерительного комплекса для проведения натурного экспериментального исследования .....	116
6.3. Оценка качества детектирования сложных сигналов .....	119
6.4. Оценка качества детектирования простых сигналов .....	132
<b>Библиографические ссылки .....</b>	<b>137</b>
<b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....</b>	<b>140</b>

## **ВВЕДЕНИЕ**

Из всех известных видов излучения звуковая волна распространяется в водной среде с наименьшими потерями. Применение данного эффекта позволило расширить горизонты исследования и освоения Мирового океана. Устройства и приборы, которые для осуществления своего функционального назначения используют гидроакустические волны, называют гидроакустическими системами и комплексами. Существуют различные гидроакустические системы, но объединяет их одно: в основе любой гидроакустической системы лежат методы и алгоритмы обработки гидроакустического сигнала. К известным гидроакустическим системам относятся: гидроакустические навигационные системы (применяются, как правило, на подводных аппаратах), гидроакустические системы связи, гидролокаторы секторного и бокового обзора, эхолоты и системы шумопеленгования.

Огромное влияние на формирование подхода к современной обработке гидроакустических сигналов оказало развитие радиолокационной техники. Можно утверждать, что в настоящее время наметилась тенденция переноса принципов построения систем обработки радиолокационных сигналов в область гидроакустических систем. Для повышения эффективности алгоритмов и методов обработки сигналов обязательным является учет особенности формирования самих сигналов. Это характерно как для радиолокационных, так и для гидроакустических систем. Вместе с тем, хотя радиолокационная обработка дала толчок к развитию гидроакустических систем, необходимо отметить, что в «чистом» виде применение радиолокационной теории при работе с гидроакустическими сигналами не позволяет эффективно решать поставленные задачи. Это связано в первую очередь с отличием среды распространения сигналов, многомодовым и многолучевым распространением гидроакустических сигналов в различных частотных диапазонах, широким спектром разнообразных помех и шумов, а также со сложными динамическими условиями функционирования гидроакустических систем.

В настоящее время при разработке современных гидроакустических систем и комплексов всесторонне применяются различные алгоритмы и методы цифровой обработки сигналов, что позволяет реализовать сложные многоканальные гидроакустические системы пространственно-временной обработки сигналов. Разработка и реализация новых подходов и алгоритмов обработки позволяют уменьшить вычислительные затраты в сотни раз, при этом повысить достоверность и точность обнаружения гидроакустического сигнала.

Применяемые методы и алгоритмы обработки гидроакустических сигналов зависят от требований, предъявляемых при решении конкретных задач. И в свою очередь определяют алгоритмическое и программное обеспечения создаваемых и используемых систем, существенно влияют на принципы построения и аппаратную реализацию систем цифровой обработки сигналов.

В первой главе рассматривается общепринятая модель и приводятся методики оценки параметров гидроакустического сигнала. Рассматриваются основ-

ные характеристики существующих детекторов гидроакустического сигнала и осуществляется постановка задачи обнаружения.

Вторая глава посвящена вопросам, связанным с обработкой простых гидроакустических сигналов. Показаны пределы эффективного использования простых гидроакустических сигналов. Приводятся результаты имитационного моделирования работы детектора гидроакустической системы, работающей с применением простых сигналов.

В третьей и четвертой главах рассматриваются вопросы эффективности применения сложных гидроакустических сигналов. Приводится анализ существующих методов и алгоритмов и дается описание разработанных авторских алгоритмов обработки.

В пятой главе приводится описание разработанной модели распространения гидроакустического сигнала. Показывается ее корректность и достоверность.

В шестой главе приводится описание натурного эксперимента, направленного на оценку сходимости результатов обработки гидроакустических сигналов с применением авторских алгоритмов на наборе тестовых данных и реальных данных, полученных в процессе работы гидроакустической системы.

В библиографический список включены работы, использованные при подготовке монографии.

Целью работы является разработка и описание перспективных методов и алгоритмов цифровой обработки гидроакустических сигналов, предназначенных для практического использования специалистами и разработчиками при проектировании современных многоканальных гидроакустических систем и комплексов.

Книга ориентирована на читателей, имеющих базовые знания по цифровой обработке сигналов в объеме курсов технических университетов.

Авторы выражают благодарность И. Н. Бурдинскому, М. А. Линнику – сотрудникам «Лаборатории интеллектуальных технологий и систем» ФГБОУ ВО Тихоокеанский государственный университет, а также Л. А. Наумову, Ю. В. Матвиенко и Ю. Г. Ларионову – сотрудникам ФГБУН Института проблем морских технологий ДВО РАН.

# 1 МОДЕЛЬ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА

## 1.1 Гидроакустические системы

Гидроакустические системы с момента возникновения претерпели множество изменений: это прежде всего новые виды модуляции сигналов, а также новые алгоритмы работы и архитектуры приемников и передатчиков. Первые системы обладали следующими параметрами: дальность работы до 1 километра, а показатели погрешности около 5% от дальности. Дальность работы современных систем составляет десятки километров. При этом значения погрешности отдельных систем заявлены, как менее 0,1% от дальности. Подробнее о характеристиках современных гидроакустических систем можно прочитать в работах [1, 2].

Гидроакустическим системам приходится работать в сложных условиях, резко отличающихся от тех, в которых функционируют радиоэлектронные системы:

- ограниченные объёмы;
- высокая относительная влажность;
- трудности с отводом тепла, выделяемого в процессе работы электроники и др.

На сегодняшний день можно выделить большое количество гидроакустических систем различных производителей, которые, в основном, обладают сходными техническими параметрами и отличаются лишь различной технологией и материалом изготовления приёмопередающих элементов. Работа любой гидроакустической системы основана на измерении времени распространения сигнала в гидроакустическом канале между передающим и приемным преобразователями. Определение координат подводного объекта выполняется после обобщения результатов нескольких измерений при различном расположении передающего и приёмного устройств. Базовым элементом обработки гидроакустических данных является специальное программно-аппаратное обеспечение, возможности которого зависят от используемых алгоритмов обработки данных [3].

Основными параметрами гидроакустических приборов и устройств, согласно работе [4], являются частота излучаемого акустического сигнала и угол обзора (диаграмма направленности). Диапазон частот лежит в пределах от сотен герц до сотен килогерц. При этом чем больше частота, тем меньше дальность распространения сигнала. Диаграмма направленности определяет тип и область применения гидроакустического устройства и различается величиной углов в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

Показательными среди гидроакустических систем являются гидроакустические (подводные) системы позиционирования или ГАНС. Подводные системы позиционирования принято разделять на три основные группы (по способу определения координат искомого объекта) [5]:

- ГАНС с длиной базой (ГАНС ДБ) – определение координат объекта навигации происходит от системы далеко разнесенных опорных точек (базой называется расстояние между опорными точками или маяками).

- ГАНС с короткой базой (ГАНС КБ) – определение координат объекта навигации происходит также, как и с ГАНС ДБ, но маяки устанавливаются на обеспечивающем судне.

- ГАНС с ультракороткой базой (ГАНС УКБ) – определение координат объекта навигации происходит с использованием дальномерных и угломерных данных, полученных при взаимодействии маяков, находящихся на малом расстоянии друг от друга, причем маяк, принимающий сигнал, представляет собой массив приемопередающих антенн.

В табл. 1.1 приведены технические характеристики некоторых систем позиционирования типа ГАНС-КБ и -УКБ.

Для построения ГАНС ДБ используются три или более маяков стационарно устанавливаемых на морском дне, на фиксированном расстоянии друг от друга в заданных точках с известными географическими координатами [6, 7]. Приемник на борту судна получает гидроакустические сигналы от каждого базисного маяка. С помощью триангуляционного метода блок обработки определяет абсолютные координаты объекта навигации [8, 9].

*Таблица 1.1*

**Технические характеристики современных ГАНС-КБ и -УКБ**

Разработчик, применение	Наименование системы и заявленные характеристики
1. iXSea, MARLYLEROI (Франция) – UVVictor	КБ – Posidonia; Заявленная погрешность – менее 1 % от дальности Максимальная дальность – 8000 м Частота обрабатываемого сигнала – 14-18 кГц Вес – 34 кг
2. Kongsberg Maritime (Норвегия) - ROV, AUV Hugin 3000	УКБ – HiPaP 500 Заявленная погрешность – менее 0,5 % от дальности Максимальная дальность – 3000 м Число каналов – 32, Вес – 55 кг
3. Sonic Works (Норвегия) - ROV, AUV	УКБ – SonicWorksAPNS Заявленная погрешность – до 0,5% от дальности Максимальная дальность – 1000 м Частота обрабатываемого сигнала – 100-600 кГц
4. ORE International (США) – ROV, AUV	УКБ – ORERXTSystem Заявленная погрешность – менее 0,5 % от дальности Угловая погрешность – 5° Максимальная дальность – 1000 м Частота обрабатываемого сигнала – 22-30 кГц
5. Sonatech (США) – ROV, AUV	УКБ – NS-031 Угловая погрешность – 0,5° Заявленная погрешность – менее 1 % от дальности Максимальная дальность – 9000 м

Окончание табл. 1.1

6. EDO Western Corp (США) – ROV, AUV	УКБ – NAVTRAKV/LR Заявленная погрешность – менее 0,25 % от дальности Максимальная дальность – 10000 м Угловая погрешность – 1°
7. WHOI (США) – AUV Remus	УКБ – RATS Заявленная погрешность – менее 0,5% от дальности Максимальная дальность – 3600 м Угловая погрешность – 1,46°

Среди ведущих разработчиков ГАНС ДБ: Maridan A/S, Kongsberg, Nautronix, Sonardyne, LinkQuest Inc. и многие другие. Технические характеристики некоторых современных систем ГАНС-ДБ приведены ниже в табл. 1.2.

В основу гидроакустических систем положен принцип измерения времени распространения сигнала. В зависимости от принципа измерения гидроакустические системы также делятся на пассивные (однопроходный принцип измерения) и активные (двухпроходный принцип измерения) [10, 11]. Оба принципа измерения иллюстрирует рис. 1.1.

*Таблица 1.2*  
**Гидроакустические навигационные системы с длинной базой**

Название	Глубина, м	Дальность, м	Заявленная погрешность	Рабочие частоты	Кол-во маяков
HiPAP350 Portable	3000	4000	0,5%	24-38 кГц	8
ГАНС ОКБ ОТ РАН	6000	8000	0,5%	7-14 кГц	3
HPR408S Kongsberg	4000	6000	2%	5 кГц	3
ГАНС-ДБ SonicWorks	2000	1000	<0,1%	600 кГц	4-12
Pinpoint 1500 LinkQuest Inc.	1000	4000	<0,1%	26,77 кГц	3
Pinpoint 10000 LinkQuest Inc.	7000	10000	<0,2%	7,5 – 12,5 кГц	3

Расстояние  $r$  между приемником и излучателем гидроакустического сигнала определяется как

$$r = k \cdot \tau \cdot V_{\text{зв}}, \quad (1.1)$$

где  $V_{\text{зв}}$  – скорость звуковой волны в среде;  $\tau$  – время прохождения сигнала;  $k$  – константа, зависящая от конфигурации системы измерения.

При активном измерении сигнал излучается передающим устройством объекта. Приемное устройство того же объекта принимает либо отраженный сигнал (пассивный ответ) от препятствия, либо ответный сигнал от второго объекта, например маяка (активный ответ). Формирование ответного сигнала предполага-

ет наличие на маяке приемного и передающего устройств. В данном случае  $k = 1/2$ .

При пассивном измерении сам объект является источником излучения, а второй объект взаимодействия осуществляет только прием сигнала с целью определения времени распространения. Для определения значения  $\tau$  системы отсчета времени обоих объектов должны работать синхронно. Для пассивного измерения времени распространения  $k = 1$ .

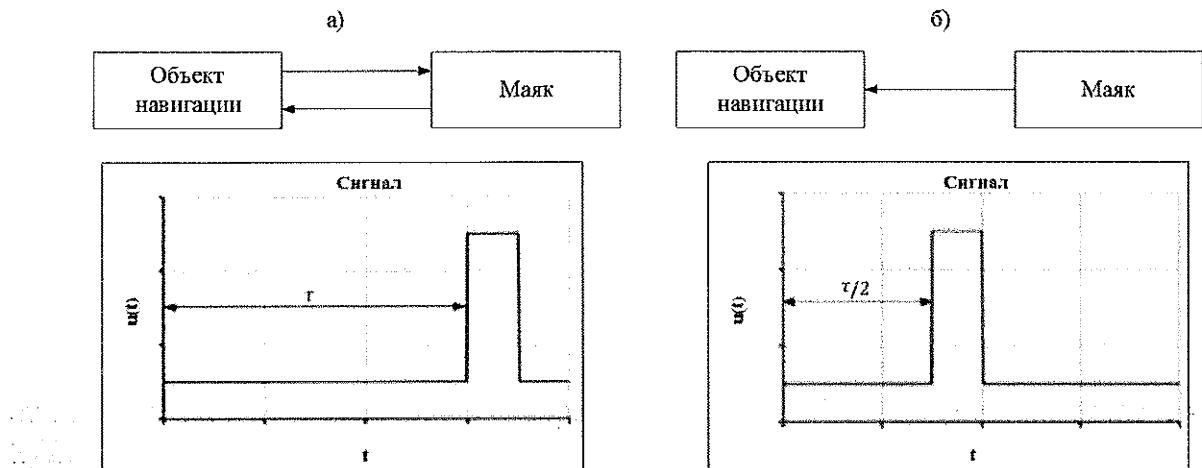


Рис. 1.1. Измерение времени распространения сигнала: а) – двухпроходное и б) – однопроходное (для ГАНС)

Системы с активным измерением времени распространения сигнала проще в реализации и не требуют синхронизации часов на обеих приемных сторонах. Данный способ измерения времени наиболее эффективен, как средство навигации, а также ввиду отсутствия проблем с синхронизацией наилучшим образом подходит для организации работы автономных систем.

Выражение (1.1) также показывает, что точность определения дальности, а, следовательно, и координат напрямую зависит от точности оценки времени прихода сигнала. В работе [12] демонстрируются результаты статистической обработки данных по определению координат. Показано, что среднеквадратичное отклонение от среднего значения оценок дальности  $\delta_r$  зависит от точности измерения временной задержки, описываемой среднеквадратической погрешностью измерения времени  $\delta_\tau$  (рис. 1.2).

Приведенные данные показывают пропорциональную зависимость между определением координат и оценкой измерения времени в случае малых значений  $\delta_\tau$ .

Обзор современных средств позиционирования показал, что точность рассмотренных систем во многом зависит от типа используемых сигналов и прежде всего от полосы рабочих частот. То есть, с ростом частоты сигнала, как правило, возрастает точность, но сокращается рабочая дальность. На больших дальностях используются, как правило, низкочастотные сигналы (при работе выше 5 километров не используются сигналы с частотой выше 15 кГц).

Настоящие требованиями, предъявляемыми к современным навигационным системам, обуславливаются основным направлением применения гидроакустич-

ческих систем, а именно в качестве основного инструмента исследования океана в составе подводного робота и определяются как:

- 1) Автономность работы.
- 2) Низкое энергопотребление. Обусловлено ограничением массогабаритных показателей робота. Сегодня системы элементы питания подводного робота составляют значительную его часть.
- 3) Повышенная дальность функционирования.
- 4) Высокая точность определения координат. Выполнение более сложных миссий без вмешательства человека.
- 5) Одновременная работа множества абонентов. Обусловлено необходимостью разделять сигналы от различных маяков и роботов.

Таким образом, постоянно растущие требования к миссиям подводных роботов стимулируют развитие гидроакустических средств, в том числе исследования в области обработки сигналов.

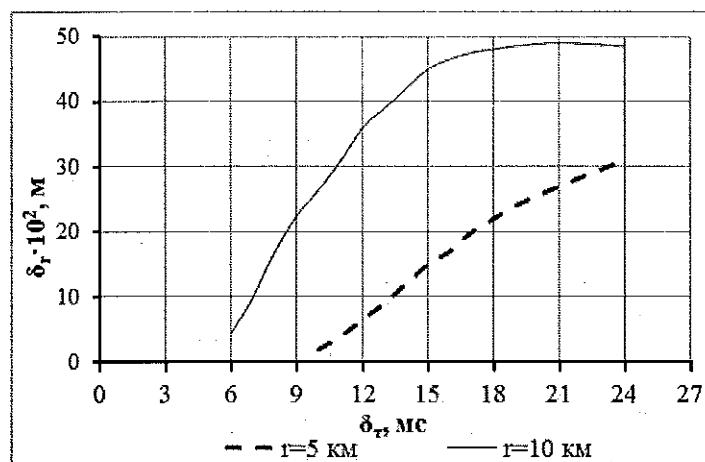


Рис. 1.2. Статистические данные оценок дальности

Описание гидроакустических систем и условий их использования основано на статистической теории гидролокации — разделе технической гидроакустики, в котором разрабатываются вероятностные модели сигналов, помех и условий подводного наблюдения, а на основе этих моделей — методы анализа и синтеза гидролокационных систем. С точки зрения общих методов решения задач гидролокация имеет много общего с радиолокацией, однако ряд специфических ее особенностей обуславливает самостоятельность научного направления — статистической теории гидролокации.

1. Поля гидроакустического сигнала в районе излучения и приема заметно различаются, что обусловлено особенностями излучения сигнала, распространения и отражения. Принято считать, что при работе в *ближней* зоне (зоне Френеля) фронт волны сигнала обычно близок к сферическому, при работе в *далней* зоне (зоне Фраунгофера) приближается к плоскому. Но как показали теоретические и экспериментальные исследования [13], за счет переотражений излученного сигнала от поверхности моря и дна, а также за счет рефракционных явлений зона Френеля может увеличиться многократно. Даже для точечного источника сигнала, зона Френеля в морском волноводе может составлять десятки и

сотни километров. Фронт волны принимаемого сигнала в таких условиях можно считать плоским по апертуре приемной антенны только с определенной степенью условности.

2. Из-за неоднородности среды распространения колебаний возникают различные искажения. В *глубоком* море, например, наблюдается *рефракция* сигнала и его расщепление на отдельные лучи, приходящие в одну и ту же точку пространства с разной задержкой и под разными углами к горизонту. В *мелком* море (глубины не превышают глубины шельфа) сигнал приобретает особую многомодовую структуру, в результате чего фронт волны оказывается различным на разных глубинах. Сигнал также может сильно искажаться из-за отражений от различных поверхностей, в частности, находящихся вблизи точек приема, например, от дна моря, корпуса судна или поверхности моря [14, 15].

3. Многие важные параметры сигнала существенно зависят от динамических условий его излучения. Сигналы, излученные неподвижным и подвижным источниками звука, оказываются различными. Наиболее сильное отличие наблюдается в том случае, когда источник движется неравномерно, а среда неоднородная. Если среда практически однородна и за время наблюдения сигнала скорости движения корреспондирующих элементов практически не меняются, то искажения сводятся к обычному доплеровскому изменению масштаба сигнала по оси частот. В других же случаях, сигнал претерпевает более сложные изменения [16, 17].

4. Влияние доплеровского эффекта, вызывающее изменение формы полезного сигнала, приводит к необходимости разработки и использования таких моделей сигналов, для которых это влияние было бы минимальным.

## 1.2 Модель гидроакустического сигнала

В основе процесса проектирования системы беспроводной связи всегда лежит достоверное (насколько это возможно) описание принимаемого сигнала – основного объекта этой системы. Параметры и свойства сигнала в момент излучения, как правило, считаются заранее известными. Большое разнообразие факторов, искажающих сигналы, неполное понимание механизмов возникновения искажений, незнание параметров этих искажений и их изменчивость делают невозможным описание принимаемых сигналов в рамках лишь детерминированного подхода. Это касается не только шумовых сигналов, но и сигналов активной локации (первичной и вторичной). Для решения практических задач необходимо располагать информацией о конкретных значениях параметров гидроакустических сигналов или хотя бы о диапазоне их изменения. В идеальном случае, для определения методов, методик и алгоритмов обработки сигналов необходимо иметь достоверные модели используемых сигналов с учетом изменения их частотных составляющих, энергии (эффект поглощения энергии сигнала средой), формы т.е. модели должны отражать изменение сигнала максимально приближено к реальным процессам при распространении сигнала, отражения и рассеивания в

водной среде. Описание гидроакустических сигналов, как и в случае радиосигналов, проводится с помощью теории случайных полей и функций [18].

В общем виде модель гидроакустического сигнала для цифровых систем может быть представлена как дискретная случайная последовательность  $\{S_i\}$ , которая является собой случайный процесс с областями определения и значений в виде дискретных множеств, таким образом, что в каждый конкретный момент времени величина  $S_i$  (элемент последовательности в момент  $t_i$ ) принимает значения из множества  $s_1, s_2, s_3, \dots, s_m$ . Наиболее простой моделью является случайная последовательность с независимыми элементами. Для этой последовательности величины  $S_i$  независимы между собой. В общем же случае используется модель, которая представляет собой дискретную последовательность с зависимыми элементами.

В зависимости от характера решаемой задачи применяют различные модели сигналов (временные, пространственно-временные, спектральные, пространственно-спектральные, волновые и пр.). При этом оперируют такими понятиями, как автокорреляционная функция, спектральная плотность мощности, взаимная корреляционная функция, взаимная спектральная плотность мощности, функция частотной когерентности и др.

Параметры реальных гидроакустических сигналов лежат в очень широких пределах, например, длительность – от микро и миллисекунд до минут, и часов, несущая частота – от единиц герц до сотен килогерц, рабочая полоса частот – от долей октавы до нескольких октав. В «единой гидроакустической системе» используются как «простые», так и «сложные» полосовые гидроакустические сигналы [19]. Полосовым сигналом называются сигналы чьи спектры сосредоточены в некоторой полосе частот около несущей частоты  $\omega_0$ .

В общем случае полосовой  $s(t)$  сигнал, передаваемого (переносимого) сигнала  $s_m(t)$  представляется в виде

$$s(t) = a(t) \cdot \cos(\omega_0 + \varphi(t)),$$

где  $a(t)$  — закон изменения амплитуды несущего колебания; а  $\varphi(t)$  — изменение фазы несущего колебания в соответствии с модулирующим сигналом  $s_m(t)$ ;  $\omega_0$  - несущая частота переноса модулирующего сигнала.

Отношение того или иного сигнала к *простому* или *сложному* определяется согласно принципу неопределённости Габора. Произведение длительности сигнала  $T$  на занимаемую им полосу  $F$  (частотно-временное произведение или база сигнала) удовлетворяет неравенству  $FT \geq a$ , в котором константа  $a$  зависит от способа определения длительности и ширины полосы (большинстве случаев ее значение можно принимать равным единице).

Исходя из принципа неопределённости Габора *простым* называется сигнал, для которого  $FT \approx 1$ , а значит, длительность и полоса тесно связаны друг с другом. Единственным способом увеличения полосы, занимаемой простым сигналом, служит уменьшение его длительности, т.е. его укорачивание. Детерминированный сигнал, для которого  $FT >> 1$  и полоса которого может изменяться независимо от длительности, называется *сложным* сигналом или сигналом с *распределённым (расширенным) спектром* [20, 21]. Так же существует классификация сигналов [22, 23], согласно которой узкополосным принято называть сигнал, для

которого отношение полосы частот сигнала  $\Delta f$  к средней его частоте  $f_{S0}$  значительно меньше единицы. Сигналы, параметры которых не удовлетворяют этому условию, называют *широкополосными*.

Перечисленные классификации не являются взаимоисключающими, а дополняют друг друга. Таким образом можно говорить, например, об узкополосном сложном сигнале, а также следует иметь в виду, что термины «широкополосный» и «распределенный спектр» нельзя считать синонимами. Также необходимо учитывать, то что ширина спектра «полезного сигнала» существенно зависит не только от формы (структуры) сигнала, но и от рабочей полосы частот излучателя и приемника. В русскоязычной литературе сложные сигналы принято отождествлять с шумоподобными сигналами (ШПС). Подобие с шумом в данном конкретном случае определяется схожестью закона распределения амплитудного спектра сложного сигнала с законом распределения амплитудного спектра белого гауссовского шума на ограниченной полосе частот.

До настоящего времени в гидроакустических системах, как правило, применяли импульсные детерминированные узкополосные сигналы, причем преимущественно *простые*. Что диктовалось возможностью реализации алгоритмов обработки простых сигналов на существующей элементной базе. Но, информационно-управляющие системы со сложными сигналами получают все более широкое распространение, что объясняется совершенствованием мобильных (бортовых) вычислительных информационно-управляющих средств и систем, позволяющих реализовать требуемые для обработки сигналов данного типа алгоритмы, [24 – 27]. Преимущество сложных сигналов над простыми объясняется их свойствами:

- обладают высокой помехозащищенностью при действии мощных помех;
- дают возможность совместить прием информации с высокой достоверностью и измерение параметров движения объекта с высокой точностью (преимущественно для сложных сигналов с линейной частотной модуляцией);
- позволяют обеспечить кодовую адресацию большого числа абонентов и их разделение при работе в общей полосе частот (для сложных сигналов модулированных псевдослучайными последовательностями).

Также величина базы сигнала определяет помехоустойчивость:

$$q^2 = 2B\rho^2,$$

где  $q^2$  – отношение сигнал/шум ( $SNR$ ) на выходе приемника;  $\rho^2$  –  $SNR$  на входе приемника;  $B$  – база сигнала.

Поскольку для сложных сигналов  $B \gg 1$ , видно, что  $SNR$  на выходе приемного устройства будет много выше, чем на входе. Таким образом, использование сложных сигналов с большой базой делает возможным построение системы, работающей при значениях  $SNR$  на входе приемника ниже 0 дБ.

При вычислении корреляционного интеграла приемником происходит сжатие сложного сигнала по времени [28], что иллюстрирует рис. 1.3.

На рис. 1.3, *a* изображен сложный сигнал с длительностью  $T$ . На рис. 1.3, *b* изображено напряжение на выходе согласованного фильтра – отклик фильтра на сложный сигнал, которое также является автокорреляционной функцией (АКФ). Хотя АКФ имеет длительность  $2T$ , в ней можно выделить две резко отличающиеся

ется структуры. В центре АКФ резкий выброс в виде узкого импульса, называемого центральным пиком. Его амплитуда равна  $A$ , а длительность пика составляет  $\tau_0 = \frac{1}{w}$ . Чем шире спектр сложного сигнала, тем более узкий центральный пик. Вторую область составляют боковые пики с максимальным значением  $a_{max}$ . При этом длительность сигнала после обработки  $R(t)$  уменьшается в  $B$  раз и во столько же раз увеличивается мощность сигнала, что позволяет эффективно фильтровать шум на стороне приема.

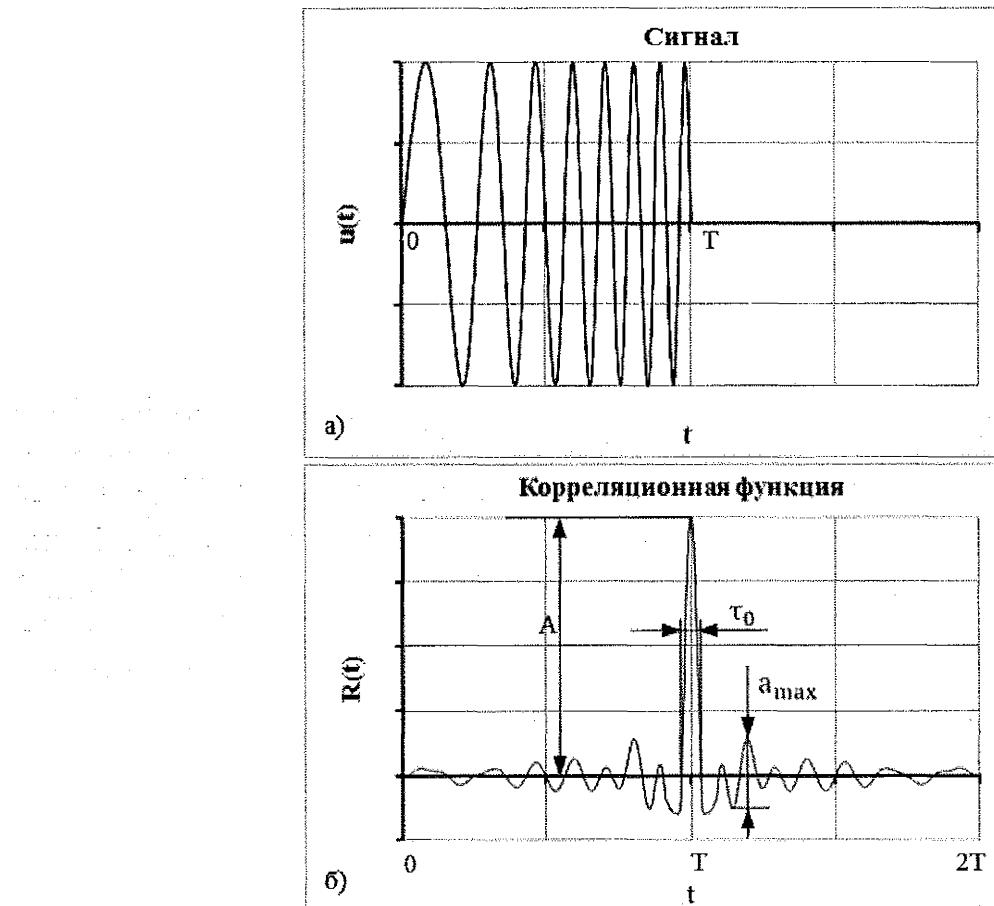


Рис. 1.3. Сложный сигнал (а), корреляционная функция (б)

Также сложные сигналы позволяют намного лучше решать задачу разрешения, когда необходимо выделить два сигнала одинаковой формы, смешанных друг относительно друга на время  $\tau$ , что особенно актуально в условиях многолучевости. Разрешающая способность зависит от формы сигнала, его ширины спектра и длительности.

Для оценки разрешающей способности сигнала используется функция неопределенности [29]:

$$\chi(\tau, f) = |\beta(\tau_p, f_p)|,$$

где  $\tau_p$  – временная задержка между сигналами;  $f_p$  – частотное расстояние между сигналами;  $\beta(\tau_p, f_p)$  – нормированная функция рассогласования комплексной огибающей сигнала.

Функция  $\beta(\tau_p, f_p)$  в свою очередь определяется следующим образом:

$$\beta(\tau_p, f_p) = \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}(t) \dot{S}^*(t - \tau_p) \exp(j2\pi f_p t) dt}{\int_{-\infty}^{\infty} |\dot{S}(t)|^2 dt},$$

где  $\dot{S}(t)$  – комплексная огибающая сигнала;  $\dot{S}^*(t)$  – комплексно сопряженная функция к комплексной огибающей.

Шириной пика функции неопределенности описывается потенциальная разрешающая способность, достигаемая при оптимальных условиях обнаружения, [30]. Чем более узкий пик, тем лучше может быть решена задача разрешения сигнала. Графическое представление данной функции на рис. 1.4, где значению  $T$  по оси абсцисс соответствует длительность сигнала, а единице по оси ординат соответствует максимальное значение функции [31].

Как видно, разрешающая способность, определяемая по заданному уровню (обычно уровень 0,5), для сложных сигналов намного меньше длительности сигнала. Ввиду узкого пика корреляционной функции, применение сложных сигналов позволяет бороться с многолучевостью распространения волн [32].

Ранее перед разработчиками гидроакустических систем позиционирования не возникала задача выбора сигнала, что было обусловлено имеющейся элементной базой. Наиболее часто использовались простые гармонические сигналы. При переходе к использованию технологии распределения спектра, т.е. от простых сигналов к сложным, можно добиться выигрыша в качестве систем приема и передачи: повышению помехоустойчивости и сокращению влияния многолучевости [33]. Так использование сложных сигналов позволит повысить дальность работы подводных систем позиционирования без увеличения уровня мощности излучаемого сигнала, что важно при решении задачи оценивания временной задержки сигнала.

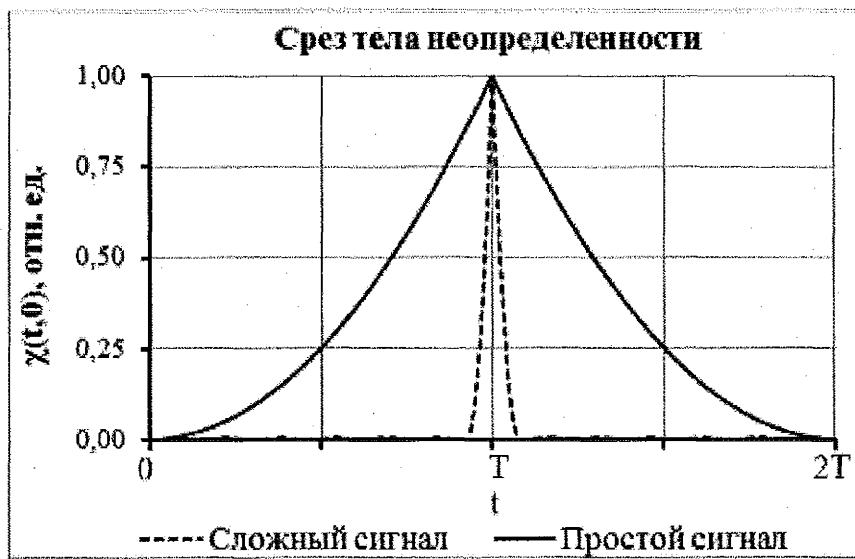


Рис. 1.4. Срез тела неопределенности при нулевом сдвиге частоты

Поскольку на стороне приема необходимо разделять сигналы от различных объектов (маяков, станций, аппаратов или обеспечивающего судна), для чего целесообразно использование системы ортогональных сигналов. Чтобы два сигна-

ла  $s_1(t)$  и  $s_2(t)$  были ортогональными, они не должны коррелировать в течение времени собственной длительности, т.е. должно выполняться следующее условие:

$$\int_0^T u_1(t) \cdot u_2(t) dt = 0.$$

Широкополосные сигналы сами по себе не подразумевают свойство ортогональности по умолчанию, поэтому важен выбор системы сигналов.

Известно большое количество сложных сигналов, свойства которых нашли отражение в научных книгах и статьях [34, 35]. Наиболее часто применяемые среди них: сигналы с линейно-частотной модуляцией (ЛЧМ), дискретные частотный (ДЧ) сигналы и фазоманипулированные (ФМ) сигналы.

Сигналы с линейно-частотной модуляцией являются непрерывными сигналами, частота которых меняется по линейному закону:

$$f(t) = f_0 + \vartheta t,$$

где  $f_0$  – начальная частота сигнала;  $\vartheta$  – скорость изменения частоты.

База ЛЧМ сигнала равна

$$B = \Delta f \cdot T = \vartheta T^2.$$

ДЧ сигналы представляют последовательность символов, несущие которых изменяются по заданному закону. Пусть число символов в ДЧ сигнале равно  $N_s$ , длительность символа  $\tau_s = T/N_s$ , ширина спектра символа  $W_s = \frac{N_s}{T}$ .

База ДЧ сигнала равна

$$B = WT = N_s W_s \cdot N_s \tau_s = N_s^2 W_s \tau_s = N_s^2,$$

поскольку база импульса  $W_s \tau_s = 1$ .

ФМ сигналы представляют последовательность импульсов, фазы которых изменяются по заданному закону. Обычно фаза принимает два значения (0 или  $\pi$ ). Если число символов  $N_s$ , то длительность одного импульса равна  $\tau_s = T/N_s$ , а ширина его спектра равна  $W_s = \frac{1}{\tau_s} = N_s/T$ . База ФМ сигнал равна

$$B = WT = \frac{T}{\tau_s} = N_s,$$

т.е. равна количеству импульсов.

Спектральное представление сигналов различной структуры подчеркивает их особенности. На рис. 1.5 изображены спектры сложных сигналов с равной полосой частот, а также спектр простого сигнала.

Эффективное разделение ЛЧМ сигналов невозможно без сокращения полосы частот сигналов, а значит, снижения помехоустойчивости. Использование сигналов ДЧ и ФМ позволяет использовать кодовое разделение, а значит работать сразу во всей полосе частот. Предпочтение при организации широкополосных систем следует отдавать сигналам с формой спектра наиболее близкой к равномерной [36]. Такая форма спектра обеспечивает наибольшую помехоустойчивость. Из этого следует, что сигналы ФМ и ЛЧМ более выгодны по сравнению с рассматриваемыми.

Но следует отметить, что гидроакустической технике использование ЛЧМ сигналов сопряжено со следующими трудностями:

- отсутствие в настоящее время гидроакустических преобразователей с равномерной широкой рабочей частотной характеристикой в режиме излучения, что приводит к невозможности реализации эффективной системы многоабонентного обслуживания (количество частотных каналов существенно ограничено);
- изменение формы и спектральной характеристики сигналов данного типа при распространении.
- большой уровень боковых лепестков корреляционной функции по сравнению с ФМ.

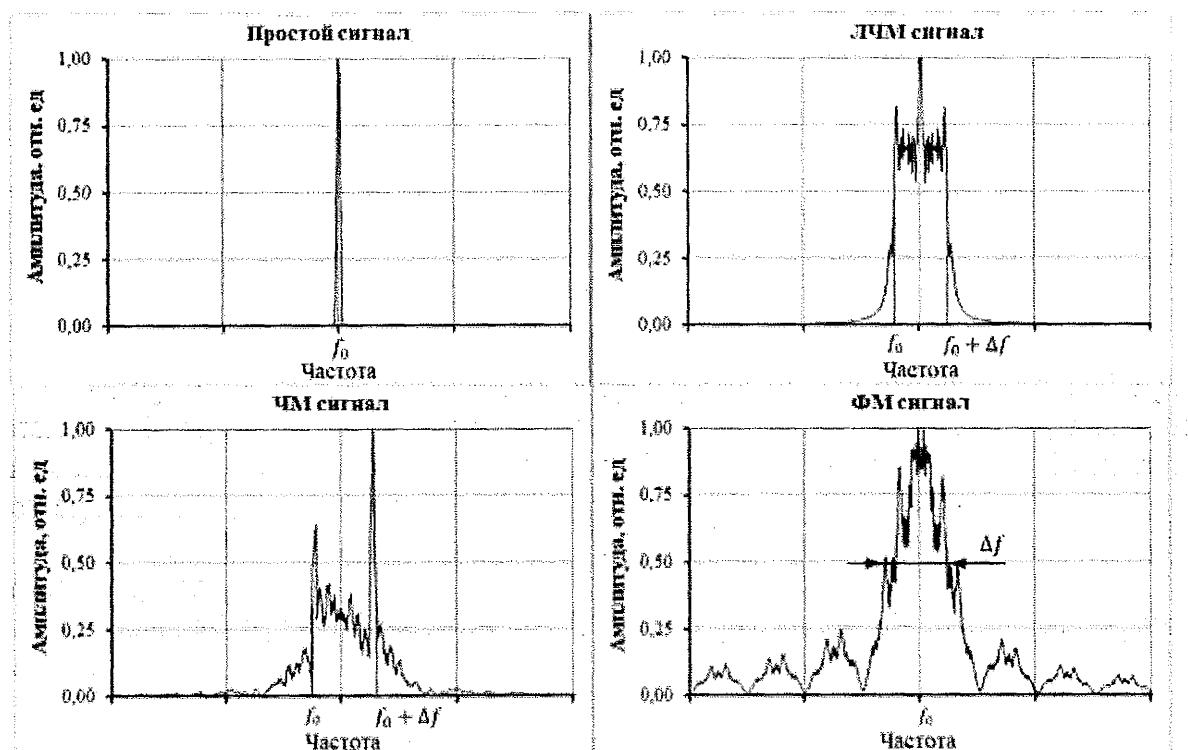


Рис. 1.5. Амплитудные спектры рассматриваемых сигналов

Таким образом можно рассматривать ФМ одним из перспективных видов сложных сигналов. Возможность применения ФМ в качестве сложных сигналов различной длины ограничена только используемой при обработке аппаратурой, и в настоящее время это ограничение все меньше играет критическую роль при реализации систем связи с применением сложных сигналов. Можно осуществлять реализацию таких сигналов с относительно большой длительностью. Так же, ФМ позволяют широко использовать цифровые методы и технику при их формировании и обработке. Следует отметить ФМ наиболее пригоден для многоабонентских систем, которыми в общем случае должны являться системы связи, навигации и телеуправления, так как увеличение длительности базовой последовательности позволяет получить практически неограниченное количество ФМ, обладающих хорошими автокорреляционными свойствами и ортогональных между собой. Анализ гидроакустических телекоммуникационных систем показал, что подавляющее большинство современных производителей ориентирует свои системы на навигационное обеспечение только одного подводного аппарата. В настоящее время актуальной задачей является одновременное исполь-

зование нескольких ПР одного и/или различного типа и функционала на одной территории для решения общей задачи. Применение сложных ФМ позволит сформировать для каждого подводного аппарата свой набор ортогональных последовательностей. Таким образом становится возможным осуществление независимого адресного телекоммуникационного взаимодействие обеспечивающего судна и каждого аппарата, или аппаратов между собой.

Далее в качестве сложных сигналов будут рассматриваться ФМ модулируемые М-последовательностями и последовательностями Голда.

## 1.3 Оценка параметров сигнала

### 1.3.1 Постановка задачи оценки параметров сигнала

В основе создания гидроакустических систем лежат алгоритмы, направленные, на решение задачи получения таких оценок сигналов как, измерение времени запаздывания и направления прихода сигнала необходимо для определения взаимного положения и угловых координат между приемником и целью; определение частотно – фазово – временного рассогласование между принятым и опорным сигналами. В настоящее время синтез алгоритмов оценивания неизвестных, но фиксированных параметров сигналов чаще всего основывается на методе максимального правдоподобия. Главное его достоинство заключается в относительной простоте составления и решения уравнений правдоподобия.

Задача оценки параметров сигнала может формулироваться следующим образом. Пусть наблюдение  $y(t)$  совместно с шумом содержит детерминированный сигнал  $s(t; \lambda)$  в котором единственным неизвестным является точное значение постоянного параметра  $\lambda$ . Наблюдатель, основываясь на анализе  $y(t)$ , должен принять *решение* о том, какое значение из диапазона возможных, принял параметр сигнала. Совместно с самой задачей это решение принято называть *оценкой* и обозначать, как  $\hat{\lambda}$ . Поскольку в принятом наблюдении  $y(t)$ , всегда присутствует шум, то при каждом сеансе приема оценка  $\hat{\lambda}$  отличается от неизвестного истинного значения параметра  $\lambda$ . Все параметры сигнала могут быть разделены на *энергетические* и *неэнергетические* на основании факта влияния параметра на энергию сигнала. Если параметр относится ко второму типу, то энергия сигнала  $s(t; \lambda)$  не зависит от конкретного значения  $\lambda$ . Запаздывание, частота или фаза относятся к неэнергетическим параметрам. При использовании для нахождения оценки параметра сигналов правила максимального правдоподобия, оценка  $\hat{\lambda}$  отвечает такому значению  $\lambda$ , при котором сигнал  $s(t; \lambda)$  в наибольшей степени подобен наблюдаемому колебанию  $y(t)$ .

В задаче оценивания параметров различаемые сигналы есть просто копии  $s(t; \lambda)$  с различными значениями параметра  $\lambda$ . Во многих практических ситуациях оценка похожести двух любых таких копий  $s(t; \lambda_1)$  и  $s(t; \lambda_2)$  определяется лишь их рассогласованием в величине  $\lambda$ , т.е. разностью  $\lambda_2 - \lambda_1$ , а не собственно

значениями  $\lambda_1, \lambda_2$ , так что, положив  $\lambda_1 = 0, \lambda_2 = \lambda$ , приходим к следующему выражению, отвечающему неэнергетическому параметру  $\lambda$ :

$$\rho(\lambda) = \frac{(\mathbf{s}_0, \mathbf{s}_\lambda)}{E} = \frac{1}{E} \int_{-\infty}^{\infty} s(t; 0) s(t; \lambda) dt,$$

данное выражение представляет собой частный случай коэффициента корреляции по параметру  $\lambda$ . На величину  $\rho(\lambda)$  накладывается следующее ограничение:  $\rho(\lambda) \leq \rho(0) = 1$ .

Что корректно, так как сигнальные копии, отличающиеся по величине  $\lambda$ , не могут быть более похожими друг на друга, чем при полной идентичности, которой отвечает единичная корреляция. Оценивание есть частный случай различия сигналов, а последнее выполняется тем надежнее, чем меньше похожесть сигналов. Если копии  $s(t; \lambda)$  имеют малое сходство даже при незначительном отличии в величине  $\lambda$ , то они различаются наиболее просто по сравнению со случаем их большего подобия. Для достижения желаемого результата не ценой только увеличения энергии, следует искать сигналы с сильной зависимостью коэффициента корреляции  $\rho(\lambda)$  от параметра  $\lambda$ . Достоверность оценивания необходимо производить, ориентируясь на величину отклонения  $\varepsilon = \hat{\lambda} - \lambda$  оценки параметра  $\hat{\lambda}$  от его истинного значения  $\lambda$ . Для этого необходимо чтобы выполнялось следующее требование: математическое ожидание ошибки  $\varepsilon$ , усредненное по всем возможным наблюдениям  $y(t)$  при фиксированном истинном значении  $\lambda$ , должно равняться нулю, т.е. оценка  $\hat{\lambda}$  в среднем совпадала бы с истинным значением  $\lambda$ :  $\bar{\varepsilon} = \hat{\lambda} - \lambda = 0 \Leftrightarrow \hat{\lambda} = \lambda, \forall \lambda$ . Оценка, для которой выполняется данное требование, называется *несмещенной* [37].

Также существенное значение имеет величина разброса оценки относительно истинного значения. Мерой разброса служит дисперсия ошибки  $D\{\varepsilon\} = (\hat{\lambda} - \lambda)^2$ . Оптимальное правило для получения несмещенной оценки с минимальным значением дисперсии  $D\{\varepsilon\}$  для всех истинных значений  $\lambda$  можно записать как:  $D\{\varepsilon\} = (\hat{\lambda} - \lambda)^2 = \min, \forall \lambda$ . Минимизация дисперсии несмещенной оценки является естественным путем достижения наибольшей точности измерений.

В теории оценивания используется фундаментальная граница Крамера–Рао, которая устанавливает нижний предел величины дисперсии любой несмещенной оценки. Оценка, дисперсия которой удовлетворяет этой границе, называется *эффективной*. Для неэнергетического параметра  $\lambda$  граница Крамера–Рао имеет особенно простое выражение и дает практический инструмент для вычисления дисперсии максимального правдоподобия оценки

$$D\{\hat{\lambda}\} = D\{\varepsilon\} \approx -\frac{1}{\rho''(0)q^2}, \quad q \gg 1,$$

где  $q^2 = 2E/N_0$ ,  $q$  – соотношение сигнал/шум по мощности на входе приемника;  $E$  – энергия сигнала;  $N_0$  – энергетическая спектральная плотность шума.

### 1.3.2 Оценка времени запаздывания сигнала

Задача определения оценки времени запаздывания  $\tau$  полосного сигнала является типичной для систем локации при измерении дальности до объекта, систем навигации наземного и подводного базирования (измерение расстояния до маяков).

Для оценки потенциального запаздывания сигнала по времени можно использовать следующие методы:

1. Определение фундаментальной границы Крамера – Рао для определяемого неэнергетического параметра  $\tau$  [38]

$$D\{\tau\} \approx \frac{1}{(2\pi F_{rms})^2 q^2}, q \gg 1, \quad (1.2)$$

где  $D\{\tau\}$  – дисперсия оценки времени запаздывания  $\tau$ ;  $q$  – соотношения сигнал/шум;  $F_{rms}$  – среднеквадратическая ширина полосы сигнала:

$$F_{rms} = \frac{1}{2E} \int_{-\infty}^{\infty} f^2 |\tilde{S}(f)| df.$$

Формула (1.2) может использоваться при анализе сигнала, для которого в канале передачи выполняется условие – соотношение сигнал/шум много больше 1. При этом используется модель аддитивного белого гауссовского шума.

$$\sigma_{\tau} = \frac{1}{2\pi} \frac{1}{\sqrt{2T\Delta f}} \frac{1}{f_{ck}} \frac{\sqrt{1+2q}}{q}. \quad (1.3)$$

$$f_{ck} = f_{s0} \sqrt{1 + \frac{\Delta f^2}{12f_{s0}^2}},$$

где  $\Delta f$  – полоса сигнала;  $f_{s0}$  – центральная частота сигнала;  $T$  – время интегрирования сигнала;  $q$  - соотношение сигнал/шум на входе приемника, используется модель аддитивного белого гауссовского шума.

Альтернативой, позволяющей провести потенциальную оценку при соотношении сигнал/шум  $q \leq 1$ , является использование формулы (1.3), которая позволяет для белого гауссовского шума, получить стандартное отклонение  $\sigma_{\tau}$  оценки времени запаздывания  $\tau$ .

2. Измерение интервала временной корреляции  $\tau_{cor}$  – числовой параметр оценки ширины автокорреляционной функции сигнала (АКФ) во времени и степени значимой корреляции значений сигнала по аргументу [39]

$$\tau_{cor} = \frac{1}{\Phi(0)} \int_{-\infty}^{\infty} \Phi(\tau) d\tau,$$

где  $\Phi(0)$  – функция автокорреляции определенная при  $\tau = 0$ .

$$\Phi(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} F_w(\omega) \exp(j\omega\tau) d\omega,$$

где  $F_w(\omega)$  – спектр мощности сигнала на участке частотного диапазона с бесконечно малой шириной, определяется как отношение мощности сигнала приходящейся на этот частотный участок к его ширине, Гц.

Интервал временной корреляции  $\tau_{cor}$  является оценкой времени запаздывания по неэнергетическому параметру  $\tau$ . Точность временного измерения полностью определяется *остротой* основного пика АКФ сигнала и чем острее АКФ, тем меньше дисперсия оценки времени запаздывания  $\tau$ . Таким образом, сигналы

с узкой АКФ, т.е. *малым* временем корреляции, являются предпочтительными для осуществления точного оценивания временной запаздывания. Как можно заметить, применение данного метода оценки запаздывания сигнала не учитывает соотношение сигнал/шум в канале передачи и в чистом виде может использоваться только для получения ориентировочного потенциального достижимого значения оценки.

Ни одна из представленных формул (1.13), (1.14), (1.16) не позволяет оценить достоверность при детектировании и обнаружении сигнала с заданной величиной оценки времени запаздывания сигнала.

### ***1.3.3 Оценка начальной фазы сигнала***

Данный случай типичен для когерентных локационных и навигационных приемников.

Для оценки параметра «начальная фаза»  $\hat{\phi}$  представление формулы для границы Крамера – Рао выглядит как

$$D\{\hat{\phi}\} \approx \frac{1}{q^2}, \quad q \gg 1.$$

Как и в случае оценки времени запаздывания, оценивание фазы существенно зависит от отношения сигнал/шум в канале передачи.

### ***1.3.4 Недостатки применения оценки Крамера-Рао при оценке сигналов***

Из теории оценивания известно, что при нелинейной связи оцениваемого параметра с наблюдаемыми данными (запаздывание сигнала, доплеровское смещение частоты, начальная фаза) применение оценки Крамера – Рао, в основе которой лежит метод максимального правдоподобия, к оцениванию параметров сигналов не является оптимальным. Получаемая в результате применения принципа максимального правдоподобия оценка в этом случае является лишь асимптотически оптимальной при больших отношениях сигнал/шум или длительном наблюдении. При средних или сравнительно небольших значениях этого отношения, но достаточных для решения задачи оценивания, точность оценки правдоподобия может сильно отличаться от потенциальной границы Крамера - Рао.

При осуществлении оценки запаздывания сигнала известной формы, в соответствии с принципом МП, необходимо использовать либо согласованный фильтр, либо – оптимальный дискриминатор, как решение уравнения МП, в котором используется фильтр с импульсной характеристикой, определяемой производной сигнала. В первом случае в качестве оценки запаздывания используют положение максимума выходного сигнала фильтра, во втором – момент пересечения выходным сигналом оси времени [40].

Ни то, ни другое решение, в общем случае, не позволяет получить точность, совпадающую с границей Крамера-Рао [41]. Это обусловлено нелинейностью связи оценки запаздывания наблюдаемого сигнала с его формой и длительностью. В [42] утверждается, что в случае нелинейной связи оцениваемого па-

раметра с наблюдениями возможны оценочные процедуры с меньшей дисперсией ошибки по сравнению с процедурами, основанными на методе максимального правдоподобия. Проблема заключается в отсутствии общего правила их нахождения.

Одной из решаемых в данной работе задач является разработка эффективной модельной системы, позволяющей для заданного типа сигнала провести оценку анализируемого параметра сигнала, которая будет максимально близка к результатам, получаемым при использовании реальных гидроакустических систем.

## 1.4 Обработка гидроакустического сигнала

### 1.4.1 Решение задачи обнаружения сигнала

Понятие „обработка гидроакустического сигнала” включает в себя формирование заданного акустического сигнала в тракте излучения и его прием во времени и в пространстве. В тракте приема осуществляются первичная и вторичная обработка сигнала. Первичная обработка предназначена для выявления полезного сигнала (детектирование и обнаружение), определения местоположения и скорости движения объекта (в случае работы с отраженным сигналом). Вторичная обработка позволяет извлечь полезную информацию от объекта, содержащуюся в сигнале, и передать ее на индикаторное устройство [43, 44]. На рис. 1.6 представлена общая структура блока цифровой обработки гидроакустического сигнала.

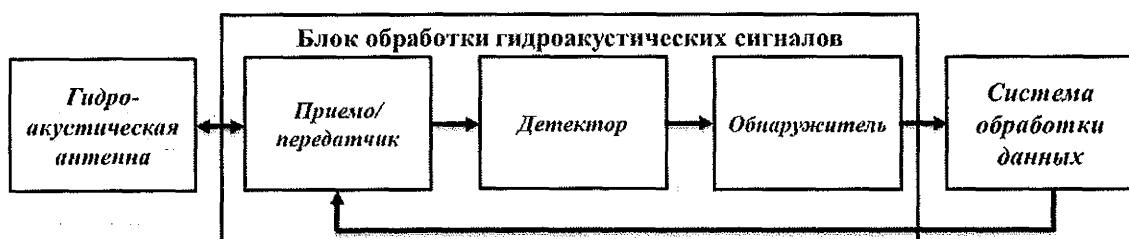


Рис. 1.6. Общая структура блока цифровой обработки гидроакустического сигнала

Различают пространственную и временную обработку акустических сигналов [45 – 47].

Физической основой *пространственной обработки* акустических полей является когерентное суммирование (с учётом фазы) полезного сигнала с заданного направления всеми элементами гидроакустической антенны и энергетическое суммирование некоррелированных или слабо коррелированных помех от элемента к элементу. Под *пространственной обработкой* понимают действия по получению оптимальной выборки в пространстве поля сигнал/помехи и амплитудно-фазовые преобразования сигналов с целью представления информации в

виде, удобном для принятия решения. В результате пространственной обработки выделяется процесс, характеризующий поле полезного сигнала.

Под *временной обработкой* понимают совокупность преобразований входного процесса с целью максимизации отношения сигнал/помеха по заданному параметру. Если сходны временные корреляционные функции помехи и сигнала, то временная обработка неэффективна (при этом сохраняется эффективность временного усреднения после нелинейного элемента) и основным элементом решения задачи является пространственная обработка. При построении приёмных трактов гидроакустической системы, как правило, ориентируются на некоторые вполне определённые корреляционные свойства сигналов и помех, поэтому при их отличии имеется возможность выделения сигнала при отсутствии пространственной обработки.

Условия, при которых производится обработка сигналов, могут быть различными, например, прием сигналов с известными параметрами на фоне шума, сигналов с неизвестными параметрами на фоне шума и случайных сигналов на фоне шума. В качестве помехи может быть, как гауссовский, так и негауссовский шум.

Разработка и реализация трактов гидроакустического детектирования и обнаружения основывается на априорных сведениях о структуре (модели) полезного сигнала, о структуре (модели) помехи, а также на выбранных критериях. Подавляющее большинство задач обнаружения полезного сигнала (ПС) в настоящее время решается методами статистической теории принятия решений, которая является разделом математической статистики. Эти методы позволяют анализировать результат детектирования сигнала на выходе приемника (гидроакустического преобразователя), полученного на определенном интервале наблюдения.

Методы получения результата детектирования можно классифицировать следующим образом:

- методы, основанные на анализе энергии сигнала (или его части) во временной области (рис. 1.7, а).
- методы, основанные на анализе энергии сигнала в частотной области (рис. 1.7, б). Оценивается значение спектральной плотности мощности характерной для сигнала.
- методы, основанные на анализе сигнала после обработки его согласованым фильтром или коррелятором (рис. 1.8).

В результате анализа принимается решение о наличии или отсутствии исходного полезного сигнала в составе выходного сигнала с гидроакустического преобразователя. Из-за статистической природы анализируемого результата, принятое решение имеет ту или иную степень достоверности. Для получения такого решения необходимо выполнить два условия.

Во-первых, должна быть известна некоторая предварительная (априорная) информация о составе выходного сигнала с гидроакустического преобразователя. В качестве априорной информации используются, например, известные функции распределения значений шума  $W_0(U)$  и значений суммы сигнала и шу-

ма  $W_1(U)$ . Такой информацией является, например, форма ожидаемого полезного сигнала.

Во-вторых, обработка выходного сигнала с гидроакустического преобразователя и принятие решения о наличии или отсутствии искомого (ожидаемого) полезного сигнала должны быть выполнены по определенному правилу. Применение этого правила должно максимально увеличить объем полученной (апостериорной) информации о составе выходного сигнала с гидроакустического преобразователя.

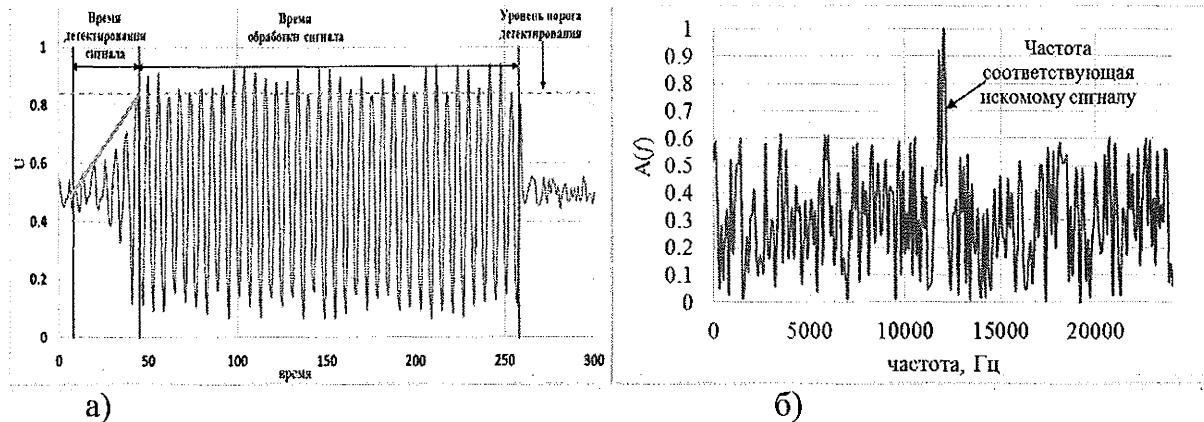


Рис. 1.7. Метод детектирования, основанный на оценке энергии сигнала во временной области а) и основанный на оценке энергии сигнала в частотной области б)

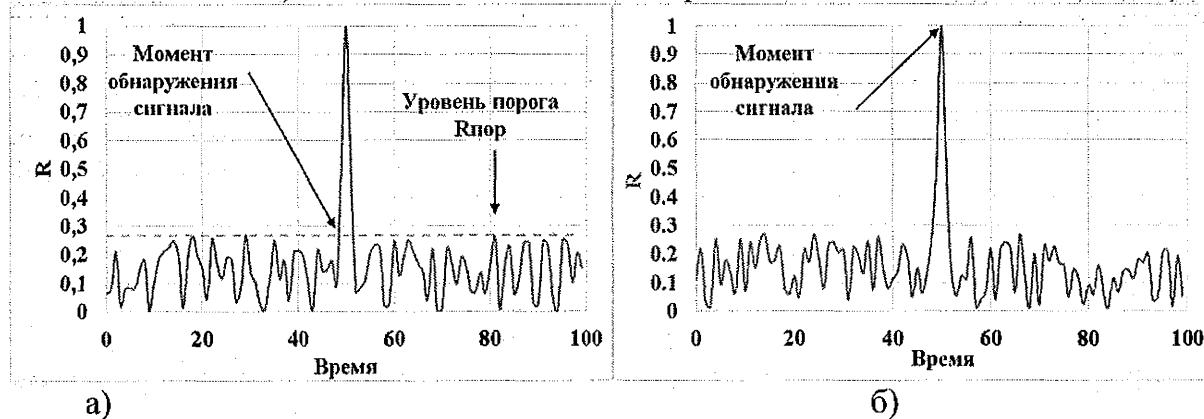


Рис. 1.8. Обнаружение сигнала по порогу результата после фильтрации а) и обнаружение сигнала по максимальному значению сигнала после фильтрации на наблюдаемом интервале б)

Широко используются следующие критерии статистического обнаружения сигналов.

### 1. Критерий идеального наблюдателя [48]

Имеются две группы событий. В первую группу входят два события, которые отражают фактическую ситуацию гидроакустическом канале: «сигнал есть» (событие  $H_1$ ) и «сигнала нет» (событие  $H_0$ ). Каждое из этих событий имеет свою вероятность появления:  $P(H_1)$  и  $P(H_0)$ . Эти события составляют полную группу, поскольку  $P(H_1)+P(H_0)=1$  и несовместны, поскольку в данный момент времени может происходить только одно из них. Во вторую группу входят два других события, которые отражают фактическую ситуацию на выходе системы обработки

после анализа полученного сигнала и принятия решения: «сигнал есть» (событие  $H'_1$ ) и «сигнала нет» (событие  $H'_0$ ). Вероятности появления этих событий:  $P(H'_1)$  и  $P(H'_0)$ . Эти события также несовместимы и составляют полную группу:

$$P(H'_1) + P(H'_0) = 1$$

В процессе наблюдения в каждый момент времени (или элементарные временной интервал) будет иметь место одно из событий первой группы и одно из событий второй группы. В результате в каждый момент времени возникнет один из четырех вариантов одновременного наступления двух зависимых событий. Два из этих вариантов дадут безошибочное решение:  $H_1$  и  $H'_1$  – правильное обнаружение сигнала и  $H_0$  и  $H'_0$  – правильное необнаружение сигнала. И два варианта дадут ошибочные решения:  $H_1$  и  $H'_0$  – пропуск сигнала и  $H_0$  и  $H'_1$  – ложная тревога. Ошибочные варианты появятся благодаря статистическому (шумовому) характеру выходного сигнала с гидроакустического преобразователя, не позволяющему получать полностью достоверную информацию.

Основным вопросом при применении критерия идеального наблюдателя является вопрос определения оптимального уровня порога выходного сигнала  $U_{\text{ПОР}}$ . Для отыскания оптимального уровня порога  $U_{\text{ПОР}}$  необходимо определить его значение, при котором вероятность правильного решения будет максимальна. Граничным условием для определения порога является выполнение равенства

$$\frac{W_1(U_{\text{ПОР}})}{W_0(U_{\text{ПОР}})} = \frac{P(H_0)}{P(H_1)},$$

тогда, для принятия решения о наличии сигнала необходимо, чтобы

$$\frac{W_1(U)}{W_0(U)} \geq \frac{P(H_0)}{P(H_1)}.$$

При обратном неравенстве принимается решение об отсутствии сигнала. Критерий идеального наблюдателя является наиболее простым. Его основной недостаток – отсутствие на практике априорных вероятностей наличия  $P(H_1)$  или отсутствия  $P(H_0)$  сигнала. Кроме того, критерий идеального наблюдателя не учитывает последствий ошибочных решений.

## 2. Критерий максимального правдоподобия [49]

Данный критерий используется, когда решение о наличии сигнала принимается не по моментальным значениям смеси сигнала и шума, а по  $n$  отсчетам выходного сигнала с гидроакустического преобразователя, полученным в интервале наблюдения. Отсчеты могут быть взяты либо по ансамблю реализаций в один момент времени либо из одной реализации в разные моменты времени. Анализируется функция правдоподобия  $W(U_1, U_2, \dots, U_n)$ . При использовании критерия максимального правдоподобия (МП) решение о наличии сигнала принимается в том случае, когда функция правдоподобия  $W_1$  превосходит функцию правдоподобия  $W_0$ :

$$\frac{W_1(U_1, U_2, \dots, U_n)}{W_0(U_1, U_2, \dots, U_n)} > 1.$$

Как уже указывалось выше, некоторые априорные вероятности, необходимые для принятия решения о наличии сигнала, на практике обычно неизвестны.

### 3. Критерий Неймана-Пирсона

Критерий Неймана-Пирсона обеспечивает максимальную вероятность правильного обнаружения при заданной вероятности ложной тревоги  $P_F$ . В соответствии с этим критерием величина порога  $U_{\text{пор}}$  выбирается из заданной условной вероятности ложной тревоги

$$P_F[U(t) \geq U_{\text{пор}}] = \int_{U_{\text{пор}}}^{\infty} W_0(U) dU.$$

Таким образом, решение задачи обнаружения сигнала в большинстве случаев сводится к вычислению отношения

$$\Lambda = \frac{W_1(U_1, U_2, \dots, U_n)}{W_0(U_1, U_2, \dots, U_n)}.$$

которое, называется отношением правдоподобия. Решение о наличии сигнала принимается в том случае, когда это отношение превосходит некоторый фиксированный уровень  $U_{\text{пор}}$ , установленный заранее в зависимости от принятого критерия. Критерий Неймана-Пирсона широко используется так как не зависит от априорных вероятностей распределения не только шума, но и смеси сигнала и шума [50].

#### 1.4.2 Виды детекторов

Детекторы сигналов в зависимости от режима работы разделяют на детекторы когерентного приема и детекторы некогерентного приема. Для когерентного и некогерентного приема детекторы дополнительно можно разделить еще на две подгруппы: оптимальные и квазиоптимальные детекторы [51].

Суть решения задачи обнаружения состоит в выработке алгоритма, на основании которого синтезируется обнаружитель - детектор, наиболее подходящий для выбранных условий по заданным критериям. Такой детектор называется оптимальным. Как правило, в основе работы оптимального обнаружителя лежат методы математической статистики.

Применение статистических подходов оправдано тем, что реальный принимаемый полезный сигнал, как правило, искажен случайным шумом (помехой), а также влиянием среды распространения. Зачастую мощность полезного сигнала оказывается существенно меньше мощности мешающих шумов. Оптимальный приемник позволяет обнаруживать подобные сигналы.

Помимо задачи обнаружения сигналов детекторы так же должны решать задачу оценки параметров сигналов.

Оптимальные детекторы позволяют различать сигналы, а также измерять их параметры, исходя из каких-либо заранее выбранных критериев оптимальности и моделей сигналов и шумов. Как правило, основным элементом оптимального детектора является коррелятор (набор корреляторов) и пороговое устройство. Взамен коррелятора так же может быть использован согласованный с обнаруживаемым сигналом фильтр. Классический пример оптимального приемни-

ка - приемник точно известного (детерминированного) сигнала на фоне белого гауссовского шума. Более сложные, обладающие лучшими характеристиками, оптимальные приемники получаются при выборе более адекватных (более приближенных к реальным условиям) моделей сигналов и помех: не белый шум, не гауссовский шум; мультипликативный шум (не суммируется, в отличие от аддитивного, а перемножается с сигналом); детектор на фоне "сверточной помехи" - сама среда распространения рассматривается как фильтр, искажающий полезный сигнал (реверберация); наличие нескольких типов шумов одновременно (аддитивный и мультипликативный, например); шум, коррелированный с полезным сигналом и т.д. [52].

Первоначально методы оптимальной обработки сигналов разрабатывались применительно к задачам радиотехники касающихся радиолокации и связи. Позднее методы оптимальной обработки стали применяться также и в других предметных областях, в частности в гидроакустике где помехи и шумы имеют более сложную структуру, чем в радиолокации. Кроме того, среда распространения гидроакустических колебаний существенно неоднородна. В результате развития теории оптимальной обработки сигналов с учетом гидроакустической специфики сформировалась теория оптимальной обработки гидроакустических сигналов, учитывающая неоднородный характер гидроакустической среды распространения колебаний и сложный характер помеховой обстановки.

Наряду с оптимальными детекторами обработки принимаемых гидроакустических сигналов в настоящее время находят широкое распространение квазиоптимальные (подоптимальные) детекторы. Методы обработки сигналов, у которых энергетический проигрыш относительно оптимальных не превышает нескольких единиц децибел, принято называть квазиоптимальными [53]. Энергетический проигрыш между двумя методами детектирования определяется как разница между минимальными значениями соотношения сигнал/шум, дБ., при котором происходит детектирование сигнала с заданной точностью и вероятностью. Использование квазиоптимальных детекторов происходит по разным причинам. Во-первых, оптимальные статистические методы обработки часто сложны в реализации. Например, определенные затруднения может вызвать необходимость построения согласованного фильтра для достаточно сложных сигналов или учесть некоторые параметры, необходимые для разработки оптимальных методов. Во-вторых, существуют различные критерии, например, стоимость, габариты, вес и т.д., которые могут существенно повлиять на принцип построения всей гидроакустической системы. В-третьих, некоторые неоптимальные методы мало уступают оптимальным, но отличаются большей простотой, универсальностью и экономичностью. Конечно, при любом неоптимальном построении приемного устройства вероятность ошибки повышается и для того, чтобы сохранить качество детектирования и обнаружения сигнала, приходится повышать мощность передатчика (увеличивать энергетический проигрыш) или уменьшать дальность действия системы.

## **Библиографические ссылки**

1. Автономные подводные роботы. Системы и технологии / под общ. ред. акад. М.Д. Агеева. – М.: Наука, 2007. – 398 с.
2. Захаров Н. В., Капустин В. А. Перспективные подводные робототехнические системы и сферы их применения // Морская биржа. – 2008. – № 1. – С. 66-69.
3. Там же.
4. Baggeroer A. Acoustic telemetry - An overview // IEEE Journal of Oceanic Engineering, Massachusetts Institute of Technology. – 1984. – № 9. – Р. 229 – 235
5. Автономные подводные роботы ... С. 8.
6. Kilfoyle D. B. The state of the art in underwater acoustic telemetry // IEEE Journal of Oceanic Engineering. – 2000. – № 25. – Р. 4 – 27.
7. Chitre M., Shahabudeen S., Stojanovic M. Underwater Acoustic Communications and Networking: Recent Advances and Future Challenges // Marine technology society journal. – 2008. – №25. – Р. 103–116.
8. Бочаров Л.Ю. Современные тенденции в развитии миниатюрных подводных аппаратов и роботов за рубежом // Подводные исследования и робототехника. – 2006. – № 2. – С. 36-52.
9. Лихарев В.А. Цифровые методы и устройства в радиолокации. – М. : Сов. радио, 1973. – 456 с.
10. Бурдинский И. Н. Принципы функционирования и источники ошибок гидроакустических систем позиционирования // Вестник Тихоокеанского государственного университета. – 2009. – № 3(14). – С. 47-54.
11. Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника: Состояние и актуальные проблемы. – СПб.: Наука, 2004. – 410 с.
12. Brekhovskikh L. M., Lysanov Y. P. Fundamentals of Ocean Acoustics. – Third Edition. – Springer, 2003. – 293 p.
13. Колмогоров В. С. Методы обработки гидроакустических сигналов, принимаемых в зоне Френеля приемных и излучающих систем : дис. ... д-ра техн. наук. – Владивосток, 2010. – 271 с.: ил. РГБ ОД, 71 11-5/121.
14. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики: Пер. с англ. – Л.: Судостроение, 1988. – 444 с.
15. Ольшевский В.В. Статистические свойства морской реверберации. – М. : Наука, 1983. – 279 с.
16. Макаров А. И., Дворников В. Д., Конопелько В. К. Передача информации в гидроакустическом канале // Доклады БГУИР. – 2004. – № 2. – С. 103 – 118.
17. Милн П. Подводные инженерные исследования – пер.с англ. М. Г. Жибаева, А. Д. Старкова. – Л.: Судостроение, 1984.
18. Ильичев В. И., Калюжный А. Я., Красный Л.Г., Лапий В. Ю. Статистическая теория обнаружения гидроакустических сигналов. – М., Наука, 1992. – 415 с.

19. Горбань И. И. Обработка гидроакустических сигналов ...
20. Ipatov V. P. Spread Spectrum and CDMA. Principles and Applications. – John Wiley & Sons Ltd, 2004. – 398 p.
21. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. – М.: Техносфера, 2007. – 488 с.
22. Schafer W. Narrowband and Broadband Discrimination with a Spectrum Analyzer or EMI Reciver // IEEE International Symposium on Electromagnetic Compatibility, Portland, 2006. EMC 2006. – Vol. 2. – Р. 249-255
23. Глушков А. Разработка и исследование быстрых цифровых алгоритмов обнаружения и демодуляции узкополосных сигналов : автореф... дис. канд. техн. наук. – Воронеж: Воронежский институт МВД РФ, 2006.
24. Мосолов С. С., Скнаря А. В., Тутынин Е. В. Некоторые аспекты и перспективы применения сложных сигналов в гидроакустике // Материалы IV Всероссийской конференции «Радиолокация и радиосвязь», 29 ноября – 3 декабря, 2010 г.– ИРЭ РАН, 2010 г. – С. 170 – 174.
25. Дзюин С. В. Мухин К. В., Дзюин С. В. Использование тестовых фазоманипулированных шумоподобных сигналов в системах защиты информации // Доклады ТУСУРа. – 2008. – № 2(18). – С. 7 – 8.
26. Гантмахер В. Е. Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы анализ синтез обработка. – СПб.: Наука и техника, 2005. – 400с.
27. Велес Д. Х. Методы и устройства унифицированной обработки связных и навигационных сигналов в малогабаритных спутниковых станциях : автореф... дис. канд. техн. наук. – Москва: Московский энергетический университет, 2006.
28. Вакман Д. Е. Сложные сигналы и принцип неопределенности в радиолокации. – М.: Сов. радио, 1965. – 303 с.
29. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
30. Вакман Д. Е. Указ. соч.
31. Meel Ir. J. Spread Spectrum – Introduction and Application. – Sirius Communication, 1999. – 33 р.
32. Гантмахер В. Е. Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы анализ ...
33. Варакин Л. Е. Указ. соч.
34. Вакман Д. Е. Указ. соч.
35. Spread Spectrum in Mobile Communication / O Berg and at el. – London: IEE, 1998. – 445 р.
36. Meel Ir. J. Указ. соч.
37. Woodward P. M. Probability and Information theory, with applications to radar. – London: Pergamon press ltd, 1953
38. Там же.
39. Турчин В. И. Введение в современную теорию оценки параметров сигналов. – Нижний Новгород: ИПФ РАН, 2005. – 116 с.
40. Шереметьев А. Г. Статистическая теория лазерной связи. – М.: Связь, 1971. – 264 с.

41. Новые возможности при разработке систем связи, радиотехнических, акустических, гидроакустических комплексов аппаратуры [Электронный ресурс] // Лаборатория цифровых методов обработки сигналов Инновационного парка РГУ им. И. Канта. – 2010. – Режим доступа: [http://www.kantiana.ru/innopark/cifrmethod/result\\_Pahotin.pdf](http://www.kantiana.ru/innopark/cifrmethod/result_Pahotin.pdf), свободный.
42. Латышев В. В., Никерова О.А. Информационный анализ статистик, используемых при оценке запаздывания сигнала // 9я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» «DSPA-2007», Москва, Россия, доклады. – М., 2007. – Выпуск IX-1. – С. 215 – 218.
43. Аллен Дж. Архитектура процессоров для цифровой обработки сигналов // ТИИЭР. – 1986. – Т.73. – № 5. –С. 3 – 37.
44. Дымков В. И. Синицын Е. В Элементы концепции персональных систем обработки изображений // В сб. Системы и средства информатики. – Вып.1. – 1989. – С. 74 – 81.
45. Петров П. Н., Сенин А. В. Пространственно - временная обработка сигналов акустоэлектронными устройствами с масштабными переизлучающими решетками // Информационно - управляющие системы. – 2006. – № 3. – С. 5–11.
46. Селиванов Д. Пространственно-временная обработка сигналов в системе акустоэлектромагнитного зондирования: автореф... дис. канд. техн. наук. – Екатеринбург: Уральский государственный технический университет, 2007.
47. Кремер И. Я., Кремер А. И., Петров В. М. Пространственно-временная обработка сигналов / под ред. И. Я. Кремера. – М.: Радио и связь, 1984. – 224 с.
48. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь, 1983.
49. Шереметьев А. Г. Указ. соч.
50. Берг А. И. Автоматизация производства и промышленная электроника. Энциклопедия. В 4 томах. Том 3. Погрешность решения – Телеизмерительная система частотная / гл. ред. А. И. Берг, В. А. Трапезников. – М.: Советская энциклопедия, 1964. – 488 с.
51. Денисенко А. Н. Статистическая теория радиотехнических систем. – М.: АРИ, 2007. – 200 с.
52. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. – М.: Радиотехника, 2003 г. – 400 с.
53. Михеев П. В. Синтез оптимальных и квазиоптимальных методов пространственно-временной обработки сигналов в импульсных радиолокационных системах : автореф... дис. канд. ф.-м. наук. – Нижний Новгород: Нижегородский государственный университет им. Н. И. Лобачевского, 2007.

## 2 ОЦЕНКА ПРОСТЫХ СИГНАЛОВ В ГИДРОАКУСТИЧЕСКОМ КАНАЛЕ

### 2.1 Спектральные методы оценивания времени запаздывания простого гидроакустического сигнала

В существующих гидроакустических системах ПР в качестве ГАС широко применяются - простые сигналы. К простому типу сигналов относится гармонический или тональный сигнал. Его временной спектр на бесконечно большом интервале времени представляет собой дельта-функцию  $S(f) = \delta(f-f)$ , а во временной области – гармоническое колебание. Применение данного типа сигналов связано, прежде всего, с простотой создания трактов излучения и приема, а также с простотой реализации алгоритма обнаружения и оценки сигнала. Недостатком использования простых сигналов является их слабая помехозащищенность. В качестве основного инструмента обнаружения простых сигналов используется теория спектрального оценивания. Основоположником данной теории можно считать, Ж. Фурье, который в своем трактате «Аналитическая теория тепла» [1] обобщил результаты, полученные для волнового уравнения, показав, что любую произвольную функцию  $u(x)$ , даже обладающую конечным числом разрывов, можно представить в виде бесконечной суммы синусных и косинусных членов

$$u(x) = \sum_{k=1}^{\infty} (A_k \cos k\alpha x + B_k \sin k\alpha x),$$

где  $A_k$  и  $B_k$  - коэффициенты взяты из волнового уравнения для колеблющейся струны, предложены Л.Эйлером, как решения следующих уравнений:

$$A_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u(x) \cos kx dx;$$
$$B_k = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} u(x) \sin kx dx.$$

Существующие методы [2, 3] детектирования и оценивания простого тонального сигнала работают по следующему алгоритму:

Шаг 1. Весь интервал наблюдения разбивается на временные подинтервалы.

Шаг 2. На каждом подинтервале, производится вычисления спектральной плотности мощности для заданной частоты сигнала.

Шаг 3. Если значение спектральной плотности мощности превышает заданный порог, то считается, что имело место обнаружение сигнала на данном подинтервале (данное утверждение может быть опровергнуто в дальнейшем при дополнительной статистической обработке с учетом истории обработки данных на предыдущих интервалах наблюдения).

Точность оценивания в данном случае равняется длительности анализируемого подинтервала. Длительность подинтервала выбирается в зависимости от

длины искомого сигнала и вычислительной мощности детектора. Для синхронных систем, в начале каждого интервала наблюдения производится сохранение информации полученной на предыдущем интервале (совокупности подинтервалов) и сброс системы в начальное состояние. Для асинхронных систем анализируется информация для каждого подинтервала, без учета истории обнаружения сигналов на предыдущих подинтервалах. В работе [4] указывается, что задача оценивания времени запаздывания простого сигнала решается только при отношении сигнал/шум, много большем 0 дБ. Точность детектирования обратно пропорциональна длительности используемого сигнала. Разрешающая способность простого сигнала по времени (оценка времени запаздывания), не может быть лучшей, чем длительность самого сигнала. Таким образом для того чтобы повысить точность оценки времени запаздывания необходимо уменьшать длительность сигнала, что приводит к уменьшению помехоустойчивости при тех же значениях мощности сигнала.

В работе предложен альтернативный метод, который может использоваться при оценке времени обнаружения простого сигнала в гидроакустическом канале – метод А. Шустера. Задачей исследования в рамках выполняемой работы является определение эффективности использования данного метода при детектировании простого сигнала – определение оценки времени запаздывания сигнала для заданных значений соотношения сигнал/шум на выходе приемника гидроакустической системы.

## 2.2 Метод периодограмм А. Шустера

Метод периодограмм (метод А. Шустера) [5, 6] обычно используется для оценки спектра мощности при анализе равномерных временных рядов. Равномерным временным рядом называется выборка значений некоторой функции, следующих друг за другом с постоянным временным шагом и не меняющих своих характеристик на интервале измерений.

Пусть центрированный эргодический случайный процесс  $x = x(t)$  задан конечным набором вещественных значений  $x_k = x(t_k)$  на равномерной временной сетке  $t_k = \Delta t k; k = 0, 1, \dots, L - 1$ ; где постоянная величина  $\Delta t$  является шагом выборки. В этом случае оценка спектра мощности – периодограмма  $D(f_s)$  будет выглядеть как [7, 8]

$$D(f_s) = \frac{1}{L^2} \left| \sum_{k=0}^{L-1} x_k e^{-i2\pi f_s t_k} \right|^2,$$

где  $f_s$  – представление частоты связанное с круговой частотой соотношением  $\omega = 2\pi f_s$ .

В своей статье А. Шустер [9] указал многочисленные трудности, связанные с вычислением периодограммы, и характерные ее особенности. Изменяя начало отсчета времени  $\tau$ , А. Шустер получал образцы периодограммы с различными нерегулярными изменениями, причем эти периодограммы иногда содержали ложные пики (А. Шустер назвал их «случайными периодичностями») там, где в действительности никакой периодичности не существовало. А. Шустер предло-

жил использовать усреднение значений периодограммы  $S_h$ , полученных для различных отрезков последовательности данных (при фиксированном периоде  $T$ ), что приводит к сглаживанию периодограммы (получения «средней периодограммы» в терминологии А. Шустера) и устранению ложных пиков. Хотя А. Шустер установил необходимость усреднения, практическая его реализация требовала вычислительных средств, далеко выходящих за рамки имеющихся в те годы технических возможностей.

## 2.3 Применение метода периодограмм для оценки параметров простого сигнала конечной длительности и заданной частоты

### 2.3.1 Оценка времени запаздывания прихода простого сигнала

Пусть анализируемый временной ряд представляет собой значения синусоидального сигнала с частотой  $f_s = f_{s0}$ , тогда максимум периодограммы будет достигаться при частоте  $f_{s0}$ . На рис. 2.1 показана взаимосвязь между периодограммой для гармонического сигнала и его спектром мощности для одной частоты.

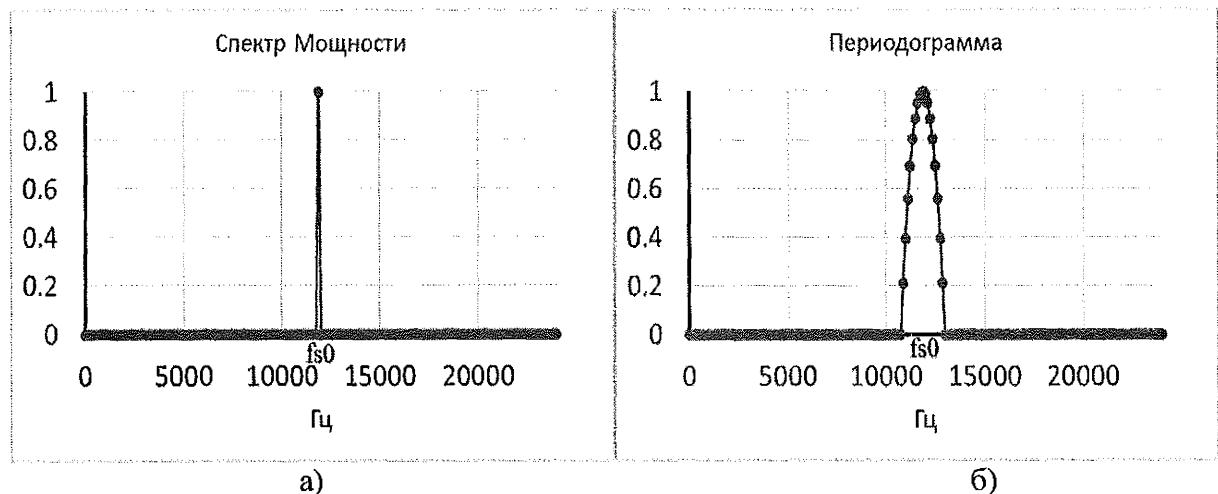


Рис. 2.1. Различие между спектром мощности и периодограммой для гармонического сигнала: а) – спектр мощности; б) – периодограмма

Таким образом, рассчитав периодограмму, можно по ее максимумам определить положение частот основных синусоидальных процессов. Если ограничиться определенным интервалом наблюдения, в котором мы будем искать наш сигнал, тогда количество значений усредненной огибающей будет конечным. Воспользовавшись усредненной величиной огибающей периодограммы, можно получить относительную величину, которая расскажет о том, как доминирует заданная частота в просматриваемом спектре для анализируемого интервала наблюдения. Для этого необходимо построить график для квадрата огибающей

на анализируемом временном интервале с использованием коэффициентов преобразования Фурье. В основу алгоритма обнаружения простого сигнала заданной частоты и длительности в гидроакустическом канале с помощью метода А. Шустера положен «принцип скользящего окна» [10].

«Окном» называется временной интервал длительностью  $N$  дискретных отсчетов входного сигнала, на котором производится вычисление значения целевой функции – усредненной огибающей. Пусть имеется временной отрезок конечной длительности, вероятность обнаружения сигнала, на котором, не равна нулю. Временной отрезок, на котором производится поиск сигнала много больше длительности «окна». Необходимо оценить момент появления сигнала с заданной частотой и длительностью.

Для решения этой задачи был *разработан* алгоритм с использованием метода периодограмм:

**Шаг 1.** Для текущего положения «окна» определяются коэффициенты Фурье  $A_k$  и  $B_k$  для искомой частоты сигнала.

$$A_k = \sum_{n=1}^N x(n) \cos(2\pi f_{s0} n), \quad B_k = \sum_{n=1}^N x(n) \sin(2\pi f_{s0} n),$$

где  $n$  – номер отсчета внутри анализируемого «окна»;  $k$  – номер дискретного отсчета входного сигнала, соответствующего первому отсчету в анализируемом «окне»;  $f_{s0}$  – искомая несущая частота сигнала;  $N$  – длина окна в дискретных отсчетах.

**Шаг 2.** Вычисляется значение квадрата усреднённой огибающей  $Sh_k$  на основе коэффициентов  $A_k$  и  $B_k$

$$Sh_k = A_k^2 + B_k^2.$$

**Шаг 3.** Полученное значение  $Sh_k$  сравнивается с максимальным  $Sh_{max}$  полученным за предыдущие вычисления. Если  $Sh_k > Sh_{max}$ , то  $Sh_{max} = Sh_k$ , в памяти сохраняются значение  $k$ , коэффициенты  $A_k$  и  $B_k$ .

**Шаг 4.** Окно сдвигается на заданное смещение  $dS$ , которое определяется требуемой разрешаемой способностью, вдоль рассматриваемого временного отрезка. Минимальное значение смещения равняется одному дискретному отсчету.

**Шаг 5.** Если достигнут конец анализируемого отрезка, то  $k$  – номер дискретного отсчета входного сигнала, при котором было определено последнее значение  $Sh_{max}$  соответствует моменту обнаружения сигнала. Иначе переходим к **Шагу 1**.

Если посмотреть на выражения расчета  $A_k$  и  $B_k$ , то можно увидеть, что ряд значений синуса и косинуса будет постоянным для всех положений окна. Эти массивы (квадратурные массивы отсчетов) как раз и определяют обнаруживаемую частоту. Квадратурные массивы отсчетов представляют собой массивы значений функций  $\sin(2\pi f_{s0} n)$  и  $\cos(2\pi f_{s0} n)$  с заданной начальной фазой равной нулю и частотой дискретизации равной частоте дискретизации искомого сигнала.

На рис. 2.2, *a*, *b* строятся по значениям усреднённой огибающей. Функция  $Sh$  имеет максимум в тех местах, где «окно» полностью накладывается на искомый по частоте сигнал. При этом, если длина окна в два раза больше чем длина сигнала, максимальная амплитуда огибающей в точке обнаружения сигнала составляет 0,5 от возможного, в то время как для случаев изображенных на

рис. 2.2, а, б - это значение почти равно 1. На такой результат влияет разница в длине окна. Как видно, для рис. 2.2, б, в определение момента прихода сигнала будет неоднозначным, ввиду присутствия нескольких максимумов (на графике усредненной огибающей наблюдается срезанная верхушка пирамиды, где трудно выделить явный максимум - наблюдается слабое различие между значениями соседних максимумов). Единственный практически интересный случай, когда окно будет равно длительности сигнала с заданной частотой, на графике имеет место один максимум в точке полного совпадения по длительности «окна» с заданным сигналом (рис 2.2, а). В этом случае обнаруженный одиночный максимум на шкале времени соответствует моменту начала полезного сигнала с точностью не превышающей дискретного отсчета [11].

На практике, канал должен прослушиваться непрерывно во времени, при этом для каждого “окна” должна вычисляться усреднённая огибающая. Чтобы обнаружить максимум функции  $Sh$ , необходимо дождаться спада усредненной огибающей. Следовательно, обнаружение сигнала будет запаздывать относительно момента его появления на величину равную длине сигнала.

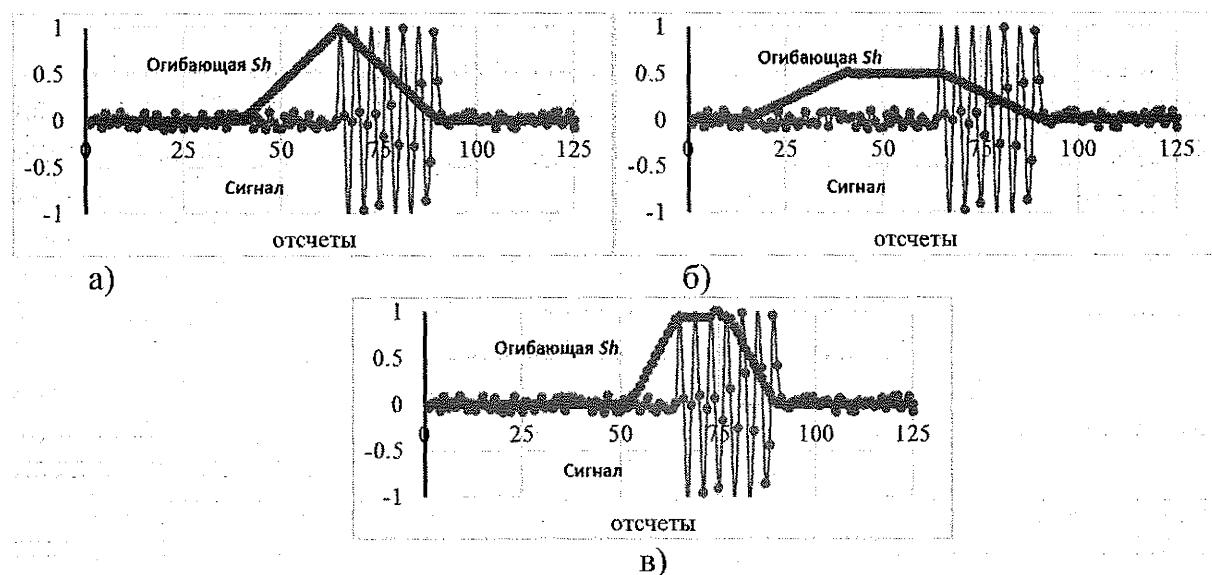


Рис. 2.2. Зависимость формы огибающей от длины окна: а) – длина окна равна длительности сигнала; б) – длина окна в два раза больше длительности сигнала; в) – длина окна равна половине длительности сигнала

### 2.3.2 Оценка фазы простого сигнала

На предыдущем этапе был определён **номер дискретного отсчёта**, которому соответствует пик огибающей. С помощью представленного выше алгоритма невозможно детектировать появление частоты точнее, чем один шаг дискретизации (один отсчет). Таким образом, на текущем этапе оценка времени запаздывания прихода сигнала не может быть лучше, чем  $\Delta t = 1/f_d$ , где  $f_d$  – частота дискретизации сигнала. Уточнение момента прихода сигнала – улучшение оценки времени запаздывания сигнала, актуально при реализации гидроакустических навигационных систем с ультракороткой базой - УКБ (USBL) систем.

При реализации дальнобазисных систем, применение разработанного алгоритма с использованием метода периодограмм, потенциально позволяет добиться точности оценки не превышающей десятков микросекунд (применяемые АЦП в реальных системах, имеют частоту дискретизации не более 200 кГц). Для расстояний между приемником и передатчиком равных нескольким километрам или в несколько десятков километров такая точность оценки (единицы сантиметров при средней скорости звука равной 1500 м/с) является допустимой. В то же время, если необходимо замерить время прохождения сигнала между двумя датчиками, расположенными на одной небольшой площадке на расстоянии менее десяти сантиметров (характерно для гидроакустических преобразователей, применяемых при построении УКБ навигационных систем), чтобы рассчитать угол поворота площадки относительно точки излучения сигнала, ошибка в сантиметры будет неприемлема. Поэтому точность равная одному отсчету частоты дискретизации не годится для систем типа USBL. Теоретически можно увеличить точность оценки времени прихода сигнала увеличив частоту дискретизации сигнала. Данный способ не всегда может быть использован в реальных системах так как приводит к существенному увеличению вычислительных затрат и ресурсов для проведения вычислительных операций реализующих рассматриваемый алгоритм. Альтернативным способом повышения точности, является метод корректировки момента времени прихода сигнала, за счет вычисления фазы сигнала в момент детектирования [12]. Максимально точное определение фазы сигнала в момент детектирования, и как следствие истинного момента прихода сигнала на приемник позволит повысить точность оценки времени запаздывания сигнала.

Из теории волновой физики известно, что волна движется своим фронтом по всему пути следования [13]. Каждая точка, участвующая в движении волны принимает на себя последовательно значение всех точек волны. В один и тот же момент времени, все точки волны имеют одну и ту же фазу, сдвинутую относительно начальной фазы на пройденное волной расстояние.

В общем случае момент детектирования сигнала (он приходится на очередной этап дискретизации сигнала) не совпадает с моментом прихода сигнала на приёмник. Процесс детектирования сигнала можно представить, как следующую временную последовательность:

**Шаг 1.** Во время дискретного отсчёта ( $i-1$ ) приёмник не детектирует сигнал (сигнал ещё не пришёл, определяет только шум или сигнал пришёл, но его первое значение равно нулю);

**Шаг 2.** Между дискретными отсчётами ( $i-1$ ) и ( $i$ ), когда АЦП осуществляет очередное преобразование, на приёмник приходит сигнал;

**Шаг 3.** Во время дискретного отсчёта ( $i$ ) АЦП возвращает значение пришедшего сигнала (или смеси сигнал и шум), значение сигнала уже влияет на определитель огибающей периодограммы, поэтому происходит его обнаружение.

Найдя значение фазы сигнала, для момента, в который произошло обнаружение, можно определить «истинный момент» прихода сигнала на приемник. Для решения данной задачи необходимо вычислить сдвиг фаз между пришедшим сигналом и квадратурными массивами отсчётов. Это можно сделать, если

известны коэффициенты  $A_k$  и  $B_k$  в момент обнаружения. Если представить эти величины на комплексной плоскости, то  $A_k$  показывает мнимую часть сигнала,  $B_k$  отвечает за реальную часть, что соответствует квадратурной и синфазной составляющим сигнала. А угол поворота  $\Delta\varphi$  вектора  $Sh_k$  и есть фаза сигнала.

Принимая во внимание, что сигнал приходит на приемник с фазой равной начальной фазе в момент излучения, и пусть начальная фаза излучаемого источником сигнала равна нулю, тогда, чтобы определить *отличие* фазы искомого сигнала, в момент обнаружения, относительно нуля, достаточно использовать формулу

$$\Delta\varphi = \text{atan}2(A_k, B_k) + \varphi^*,$$

где функция  $\text{atan}2(A_k, B_k)$  определяется как:

$$\text{atan}2(A_k, B_k) = \begin{cases} \arctan\left(\frac{A_k}{B_k}\right) & \text{при } B_k > 0 \\ \arctan\left(\frac{A_k}{B_k}\right) + \pi & \text{при } A_k \geq 0, B_k < 0 \\ \arctan\left(\frac{A_k}{B_k}\right) - \pi & \text{при } A_k < 0, B_k < 0, \\ \frac{\pi}{2} & \text{при } A_k > 0, B_k = 0 \\ -\frac{\pi}{2} & \text{при } A_k < 0, B_k = 0 \\ \text{не определена} & \text{при } A_k = 0, B_k = 0 \end{cases}$$

где  $\varphi^*$  – поправочное значение фазы сигнала. Данное значение зависит от величины  $\text{atan}2(A_k, B_k)$  и  $f_d/f_{s0}$  и для  $\frac{f_d}{f_{s0}} = 4$  составляет:

$$0 \text{ при } \text{atan}2(A_k, B_k) < 360f_{s0}/f_d; -2\left(\frac{360f_{s0}}{f_d}\right) \text{ при } \text{atan}2(A_k, B_k) > 2\left(\frac{360f_{s0}}{f_d}\right); \\ -360f_{s0}/f_d \text{ при } \left(\frac{360f_{s0}}{f_d}\right) < \text{atan}2(A_k, B_k) < 2\left(\frac{360f_{s0}}{f_d}\right).$$

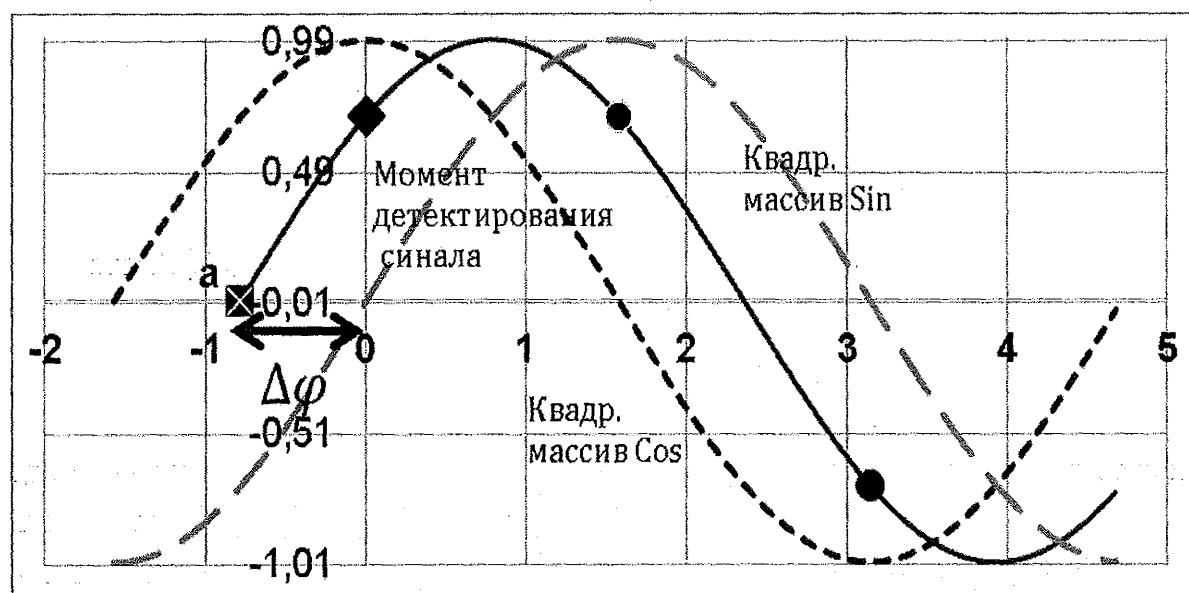


Рис. 2.3. Процедура уточнения момента прихода сигнала за счет вычисления фазы сигнала

При расчете фазы сигнала следует принимать во внимание, что корректный результат будет иметь место только при точности оценки времени запаздывания сигнала не хуже, чем один период частоты несущей опорного гармонического колебания. Для уменьшения погрешности в определении фазы сигнала предпочтительным является то, что бы искомый сигнал состоял из целого числа периодов.

Реализация функции  $\text{atan2}(Y, X)$  в настоящее время доступна в различных системах цифровой обработки сигналов: для цифровых сигнальных процессоров данная функция входит в стандартный набор тригонометрических функций математической библиотеки; для систем программируемой логики, может быть реализована при использовании блока Кордика. На рис. 2.3 показан общий принцип (процедура) уточнения момента прихода сигнала за счет вычисления фазы сигнала.

Сплошная линия показывает пришедший на приёмник реальный сигнал. Штриховыми линиями показано представление на временной оси квадратурных массивов, относительно которых определяется разность фазы. Точка 0 показывает отсчет, в который произошло детектирования сигнала. Точка а показывает момент прихода сигнала на приёмник, в этой точке сигнал имеет нулевую фазу относительно квадратурных массивов.  $\Delta\varphi$  – разность между фазой сигнала в момент детектирования и нулем.

## 2.4 Моделирование

Разработанный выше алгоритм оценки времени запаздывания сигнала и предложенная процедура определения фазы сигнала требует уточнения граничных условий, при которых его можно применять в реальной гидроакустической системе. Необходимо ответить на следующие вопросы:

1. При каком соотношении сигнал/шум в канале предложенный способ позволит производить определение оценки времени запаздывания сигнала с заданной точностью.
2. Как влияет увеличение частоты дискретизации на качество оценки сигнала в канале с шумом.
3. Как влияет изменение мощности и энергии сигнала на эффективность предложенного способа.

Для оценки эффективности детектирования и обнаружения простого сигнала в качестве гидроакустического сигнала при использовании предложенного способа был разработан программный комплекс (рис. 2.4) в среде математического моделирования Matlab [14, 15]. С помощью разработанного программного комплекса было проведено имитационное моделирование.

Условия проведения вычислительного эксперимента:

1. Для всестороннего рассмотрения влияния шума на оценку параметров сигнала при проведении эксперимента применялись три шумовых модели:
  - модель шума представленная аддитивным белым гауссовским шумом, (ШМ1-шумовая модель 1);

- модель с аддитивным белым гауссовским шумом в ограниченной полосе частот (ШМ2-шумовая модель 2);

- шум реального гидроакустического канала (ШМ3-шумовая модель 3).

Цель использования нескольких шумовых моделей заключалась в определении той модели, при использовании которой будет получена наилучшая сходимость полученных данных в результате численного и реального экспериментов.

2. Для шумовой модели 2 полоса частот определялась исходя из технических характеристик гидроакустических преобразователей ПИ1-ЛУЗ.814. Характеристики гидроакустического преобразователя приведены в приложении В.

3. Для шумовой модели 3 использовалась усредненная по 300 различным независимым выборкам реализация шума реального гидроакустического канала. Каждая выборка была получена с помощью гидроакустического преобразователя: ПИ1-ЛУЗ.814 – резонансная частота составляет 11700 Гц.

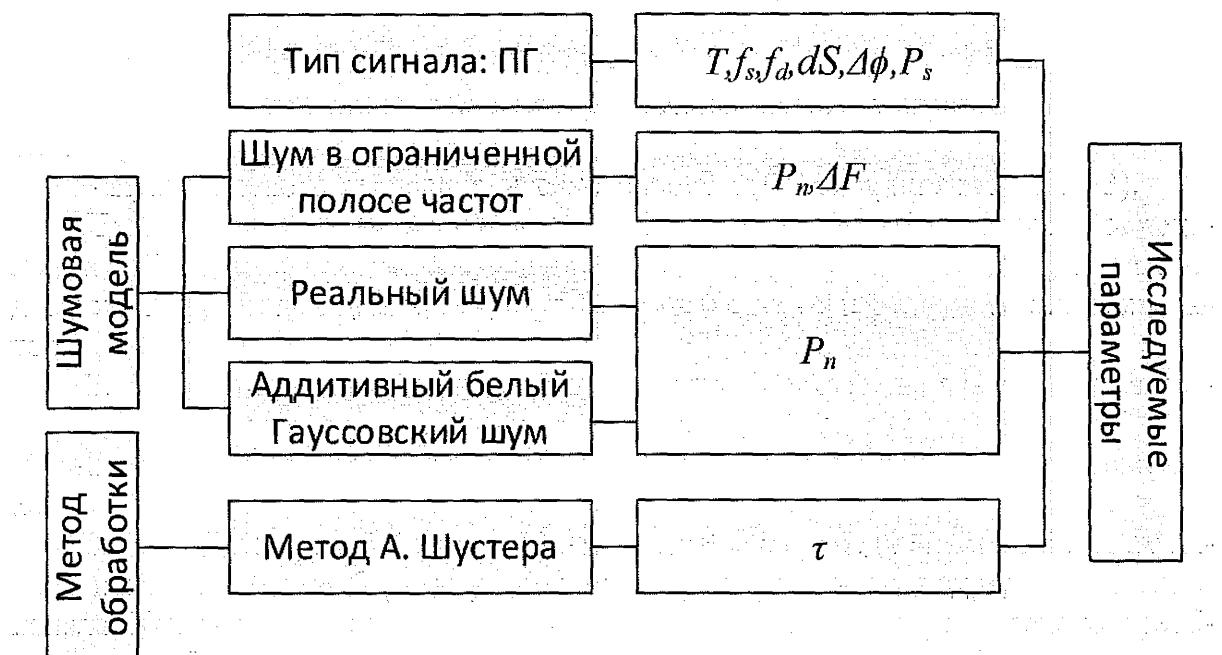


Рис. 2.4. Общая структура программного комплекса для определения граничных условий использования простых гармонических сигналов в качестве базовых гидроакустических сигналов

4. Моделирование проводилось для диапазона значений  $SNR=10\log(P_s/P_n)$  на входе детектора от -20 до 20 дБ.  $P_s$  – мощность сигнала,  $P_n$  – мощность шума. Для каждого значения сигнал/шум на входе приемника при фиксированных прочих параметрах проводилось 273 измерения, что позволяет, используя формулу Бернулли [16 – 19], провести оценку вероятности достоверного обнаружения сигнала для доверительной вероятности  $Q = 0,9$  при доверительном интервале  $\varepsilon = 0,05$ . В качестве оценки вероятности достоверного обнаружения сигнала использовалась частота  $\hat{P}$ , как отношение числа успешных событий (достоверное обнаружение) к общему числу событий.

5. Несущая частота сигнала  $f_{s0}=11,7$  кГц (соответствует резонансной частоте гидроакустического преобразователя ПИ1-ЛУЗ.814). Изменение несущей частоты сигнала в процессе моделирования проходило с учетом движения приемника со скоростью  $v=0\text{--}3$  м/с вдоль направления распространения волны и в зависимости от длительности сигнала. Значение  $v$  выбиралось случайным образом из указанного предела для каждой итерации при моделировании.

6. Относительный период  $f^*$ :  $f^*=f_d/f_{s0}$ , где  $f_d$  – частота дискретизации,  $f_{s0}$  – несущая частота сигнала. Изменение параметра: 4, 8;

7.  $T$  – длительность сигнала. Изменение параметра: 0,6 мс, 10 мс, 20 мс, 40 мс, 85 мс;

8. Шаг  $dS$  – шаг в отсчетах с которым можно двигать окно для определения максимума усредненной огибающей периодограммы без потери в точности оценки. Изменение параметра: 1, 2, 4;

9. Допустимая граница оценки времени запаздывания (точность детектирования)  $\tau_{ou}$  обнаружения сигнала. Изменение параметра: 0,08 мс, 0,6 мс;

10. Фаза в момент детектирования сигнала. Изменение параметра: случайное в пределах 1 периода несущей частоты;

11. Все сигналы, анализируемые в ходе эксперимента, обладали одинаковой мощностью.

Фактом успешного детектирования сигнала считалось определение времени запаздывания сигнала с погрешностью, не превышающей заданной допустимой границы оценки времени запаздывания. Исходя из этого, вычислялась частота  $\hat{P}$ . В случае успешного детектирования фиксировалась погрешность детектирования, как разница между детектируемым и действительным значениями момента прихода сигнала в пределах допустимой границы оценки сигнала. Вычислялась максимальная, средняя и среднеквадратичная ошибка детектирования для каждого значения  $SNR$ . Представленные ниже граничные значения искомых характеристик и оценок, получены для значения  $\hat{P}=1$ .

В табл. 2.1 – 2.2 приведены результаты моделирования по определению помехоустойчивости гидроакустической системы при использовании простых сигналов для различных шумовых моделей при заданных параметрах  $f^*$ ,  $\hat{P}$ ,  $\tau_{ou}$ . В табл. 2.3 – 2.4 приведены результаты моделирования по определению эффективности применения процедуры уточнения оценки времени запаздывания через определение фазы сигнала при заданных параметрах  $f^*$ ,  $\hat{P}$ ,  $\tau_{ou}$ , для различных шумовых моделей.

**Таблица 2.1**  
**Помехоустойчивость гидроакустической системы, при использовании простых сигналов для  $f^*=4$ ,  $\hat{P}=1$ ,  $\tau_{ou}=0,6$  мс**

№	Модель	Длительность сигналов, мс				
		0,6	10	20	40	80
SNR, дБ						
1	ШМ1	2	-5	-2	1	-3
2	ШМ2	10	6	6	7	5
3	ШМ3	14	8	7	10	9

Таблица 2.2

**Помехоустойчивость гидроакустической системы, при использовании простых сигналов для  $f^*=8$ ,  $\bar{P}=1$ ,  $\tau_{oq}=0,6$  мс**

№	Модель	Длительность сигналов, мс				
		0,6	10	20	40	80
		SNR, дБ				
1	ШМ1	-2	-5	-7	-3	-6
2	ШМ2	11	6	7	5	7
3	ШМ3	14	8	7	9	10

Таблица 2.3

**Эффективность определения фазы ГАС, при использовании простых сигналов для  $f^*=4$ ,  $\bar{P}=1$ ,  $\tau_{oq}=0,083$  мс**

№	Модель	Длительность сигналов, мс									
		0,6		10		20		40		80	
		SNR	φ	SNR	φ	SNR	φ	SNR	φ	SNR	φ
1	ШМ1	5	5	5	3	5	2	5	1	6	2
2	ШМ2	13	6	13	2	12	3	14	1	13	2
3	ШМ3	14	5	16	2	16	3	14	2	14	2

Таблица 2.4

**Эффективность определения фазы ГАС, при использовании простых сигналов для  $f^*=8$ ,  $\bar{P}=1$ ,  $\tau_{oq}=0,083$  мс**

№	Модель	Длительность сигналов, мс									
		0,6		10		20		40		80	
		SNR	φ	SNR	φ	SNR	φ	SNR	φ	SNR	φ
1	ШМ1	4	7	6	2	6	1	4	1	4	1
2	ШМ2	14	10	14	3	13	3	13	1	13	2
3	ШМ3	14	9	16	2	16	2	16	1	16	1

Как показал проведенный модельный эксперимент при  $\tau_{oq}=0,6$  мс применение шумовой модели 1 дает лучшие показатели по помехоустойчивости чем другие две модели. Шумовая модель 1 показывает возможность детектирования сигнала при соотношении сигнал/шум в канале до -7 дБ (для  $T=10 - 80$  мс). Шумовые модели 2 и 3 показывают возможность детектирования при соотношении сигнал/шум в канале около 3 – 5 дБ. Таким образом, разница составляет 10 – 13 дБ.

Увеличение  $f^*$  в два раза (8 по сравнению с 4) приводит к улучшению помехоустойчивости системы только для шумовой модели 1 и составляет 3 – 5 дБ в зависимости от длительности сигнала  $T$ . Для двух других случаев, увеличении  $f^*$  не дает существенного выигрыша по помехоустойчивости (увеличение составляет около 1–2 дБ).

Рассматривая зависимость помехоустойчивость системы в зависимости от длительности сигнала можно отметить, что для систем, использующих сигналы с длительностью 10–80 мс помехоустойчивость от длительности практически не зависит. Применение сигналов с длительности примерно равной  $\tau_{oq}$  понижает помехоустойчивость системы в среднем на 5 – 7 дБ для различных шумовых моделей.

Изменение шага сдвига окна с 1 до 4 для  $\tau_{oy}=0,6$  мс как правило, практически не ухудшает помехоустойчивость системы не для одной из трех моделей.

Целью расчета текущей фазы сигнала является уточнение оценки времени запаздывания. Как указывалось, ранее, данная операция имеет смысл только при получении предварительной оценки с точностью не хуже, чем один период частоты несущей сигнала. При таких ограничениях помехоустойчивость системы понижается, для: *шумовой модели 1* – на 2 дБ, при  $T=0,6$  мс, и 7 – 8 дБ, при  $T=10$  – 80 мс; *шумовой модели 3* – 4 – 5 дБ, при  $T=10$  – 80 мс, – не изменяется при  $T=0,6$  мс; *шумовой модели 2* – на 3 дБ, при  $T=0,6$  мс, и 1 – 2 дБ, при  $T=10$  – 80 мс. Увеличение длительности сигнала способствует улучшению точности определения фазы сигнала: для  $T=0,6$  мс – максимальная ошибка определения фазы составляла около 15 градусов, для  $T=10$  – 80 мс – максимальная ошибка определения фазы сигнала не превышала 4 градусов. Увеличение  $f^*$  с 4 до 8 не привело к существенному улучшению помехоустойчивости системы. Точность определения фазы сигнала так же сопоставима с реализацией для  $f^*$  равной 4.

Анализ данных модельного эксперимента показал потенциальную возможность определения оценки запаздывания простого сигнала в зашумленном канале с ошибкой меньше длительности сигнала, при соответствующем соотношении сигнал/шум. Для определения какая из моделей наиболее корректно отражает реальное положение необходимо проведение натурного эксперимента с последующей оценкой сходимости результатов.

## Библиографические ссылки

1. Fourier J. *Théorie analytique de la chaleur*. – Paris: Chez Firmin Didot Père et Fils, 1822. – F.639
2. Понамарев В. И., Луппов А.В. Сравнительный анализ свойств метода пеленгования MUSIC и классического корреляционного метода при решении задач радиопеленгования на разреженных антенных решетках // Мехатроника, автоматизация, управление. – 2007. – № 11. – С. 37 – 39.
3. Ботов В. А. Сравнительный анализ методов пеленгации со сверхразрешением // 6я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» «DSPA-2004», Москва, Россия, доклады. – М., 2004. – Выпуск VI. – Т. 1. – С. 210 – 213.
4. Громашева О. С., Юхновский В.А. О выборе частоты и мощности излучаемых сигналов, фазоманипулированных по М-последовательностям [Электронный ресурс] // Электронный журнал “Техническая акустика”. – 2009. – № 9. – Режим доступа: <http://www.ejta.org/ru/gromasheva2>, свободный. – Загл. с экрана.
5. Джекинс Г., Ватс Д. Спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1972. – Т.1, 2.
6. Deeming T.J. Fourier analysis with unequally – spaced data // *Astrophys. And Space Sci.* – 1975. – Vol. 36. – P. 137 – 158.
7. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. – М.: Мир, 1990 г. – 265 с.
8. Vityazev V.V. Time Series Analysis of Unequally Spaced data: The statistical properties of the Schuster periodogram // *Astron. and Astrophys. Trans.* – 1995. – Vol. 11. – P. 159 – 173.
9. Schuster A. On lunar and solar periodicities of earthquakes // *Proc. Roy. Soc. London*. 1897. V. 61. P. 455 – 465.
10. Burdinskiy I. N. Mironov A. S., Naumov L. A. System Simulation for Digital APS Signal Processing On the Basis of Programmable Array Logic // Proc. of The Korea-Russia Joint-Workshop 2006 on Signal Transmission, Processing, Sensor and Monitoring Systems, October 26 – 28, 2006. Khabarovsk, Russia. – 2006. – P. 115 – 120.
11. Бурдинский И. Н., Миронов А. С. Разработка системы цифровой обработки сигналов ГАНС на базе программируемой матричной логики // Материалы шестой Всероссийской научной-конференции «Теоретические и прикладные вопросы современных информационных технологий». – Улан-Удэ: Издательство ВСГТУ. – 2005. – Ч.1. – С. 161 – 166.
12. Burdinsky I. N., Mironov A. S., Naumov L. A. Methods and means of acoustic positioning signal processing // Materials of international VIII Russia-China Symposium “Modern materials and technologies 2007” 17-18 October, 2007. – Khabarovsk: Pacific National University, 2007. – Vol. II. – P. 25 – 31.
13. Кравченко И. Т. Теория волновых процессов. – Издательство: Еди-ториал УРСС, 2003. – 240 с.

14. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614178 Программный комплекс для спектрального анализа акустических сигналов / В. Р. Раупов, М. А. Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, А. С. Миронов. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28.06.2010 (РФ).

15. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012615907. Программный модуль для анализа эффективности использования высокочастотных гидроакустических сигналов / Ф. В. Безручко, М. А. Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, А. С. Миронов. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 27.06.2012 (РФ).

16. Купер Дж., Макгиллем К. Вероятностные методы анализа сигналов и систем. – М.: МИР, 1989. - 376 с.

17. Феллер В. Введение в теорию вероятностей и ее. – М.: МИР, 1984. – Т.2. – 738 с.

18. Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных. – М.: МИР, 1989. – 540 с.

19. Джонсон Н., Лион Ф. Статистика и планирование эксперимента в технике и науке. – М.: МИР, 1980. – 610 с.

### **3 АНАЛИЗ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ**

#### **3.1 Формирование сложных сигналов на основе псевдослучайных последовательностей**

Как было показано выше, в качестве излучаемого сигнала наиболее предпочтительно использовать сложный ФМ сигнал в виду его высоких показателей помехоустойчивости и точности обнаружения за счет эффекта сжатия при корреляционной обработке. Также данный тип сигнала позволяет использовать технологию кодового разделения каналов, описанную в работах [1 – 3]. Сложный ФМ сигнал можно представить в виде гармонических импульсов, фаза которых принимает одно из двух значений (0 или  $\pi$ ) в соответствии с бинарной последовательностью:

$$u(t) = \begin{cases} \sin(2\pi f_c t) & \text{при } m_i = 0 \\ \sin(2\pi f_c t + \pi) & \text{при } m_i = 1 \end{cases}$$

где  $m_i$  – псевдослучайная бинарная последовательность;  $f_c$  – несущая частота.

Свойства бинарных псевдослучайных последовательностей [4–6]:

1. Сбалансированность. Количество "1" в каждой последовательности должно отличаться от количества "0" не более, чем на единицу.
2. Распределение последовательностей нолей и единиц. Чем короче последовательность одинаковых знаков, тем она более часто повторяется.

3. Вид автокорреляционной функции стремится к дельта-функции. Автокорреляционный пик растёт с увеличением длины последовательности и приближается к автокорреляционной функции белого шума.

4. Ограниченность взаимной корреляции (низкая степень коррелированности с другими последовательностями).

Вид сигнала, формируемого бинарной последовательностью, представлен на рис. 3.1. Изображенный сигнал состоит из трех бинарных импульсов длительностью  $\tau_c$ .

При формировании сигнала используются псевдослучайные коды, наиболее распространенные из которых: коды Баркера, М-последовательности, коды Голда, коды Адамара-Уолша, коды Касами.

В данной работе для построения сложных ФМ сигналов используются два вида последовательностей: М-последовательности и коды Голда. М-последовательности используются ввиду оптимальных корреляционных свойств, заключающихся в максимальном отношении величины главного пика к боковым лепесткам, что обеспечивает наилучшую помехоустойчивость.

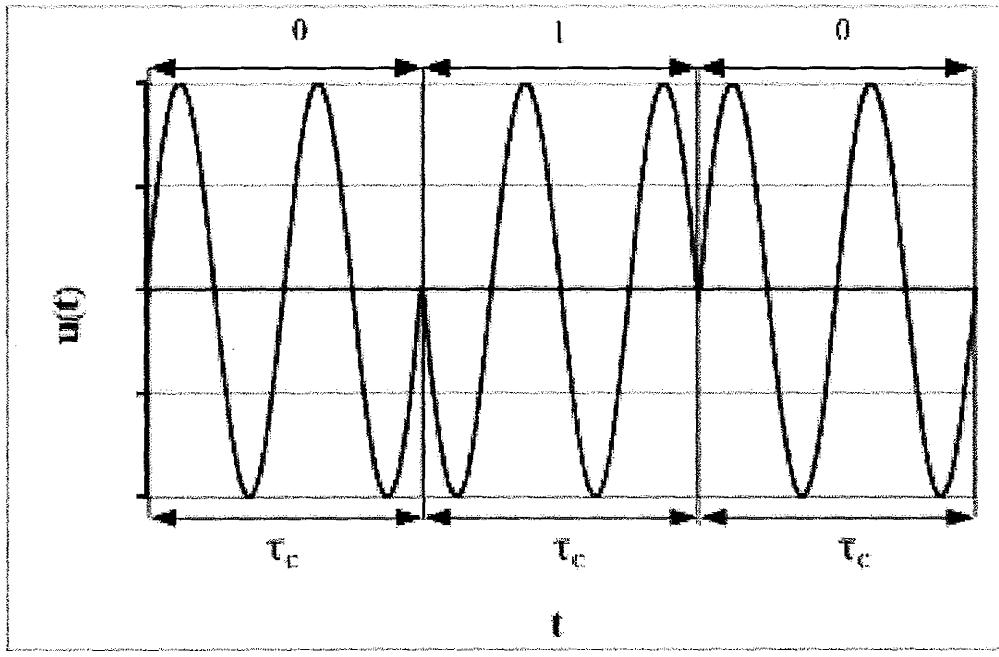


Рис. 3.1. Вид формируемого сигнала

При использовании технологии кодового разделения количество уникальных сигналов задается набором псевдослучайных последовательностей, где каждой последовательности соответствует номер команды и абонента (аппарату, маяка или судна). Однако, использование только М-последовательностей накладывает жесткое ограничение на количество абонентов и команд системы. Для преодоления данного ограничения в работе используются коды Голда. Они несколько уступают М-последовательностям по корреляционным свойствам, но позволяют существенно расширить функциональность разрабатываемой системы, [7].

ФМ сигналы, кодируемые М-последовательностью, обладают следующими основными свойствами:

1. М-последовательность является периодическим кодом с периодом, состоящим из  $N_s$  импульсов (символов).
2. Боковые пики периодической автокорреляционной функции сигналов, образованных М-последовательностью, равны  $1/\sqrt{N_s}$ , поэтому с ростом  $N_s$  величина боковых пиков уменьшается.
3. М-последовательность в общем случае состоит из нескольких видов импульсов (импульсы могут отличаться начальными фазами, несущими частотами и т. д.). Импульсы различного вида встречаются в периоде примерно одинаковое число раз, т.е. все импульсы распределяются в периоде равновероятно. Вследствие этого М-последовательности часто называют псевдослучайными.

В работах [8, 9] были исследованы свойства М-последовательностей и их применение для гидроакустических навигационных систем. Экспериментальные данные показывают хорошую помехоустойчивость М-последовательностей. Их свойства, как свойства любой шумоподобной последовательности, схожи со свойствами белого гауссова шума.

Для кодирования сигнала М-последовательностями, была написана программа генерации последовательностей заданной длины и анализа их корреляционных свойств [10 – 13]. Это позволило находить М-последовательности заданной длины, а также другие псевдослучайные последовательности.

Нхождение М-последовательностей можно описать следующей схемой (рис. 3.2).

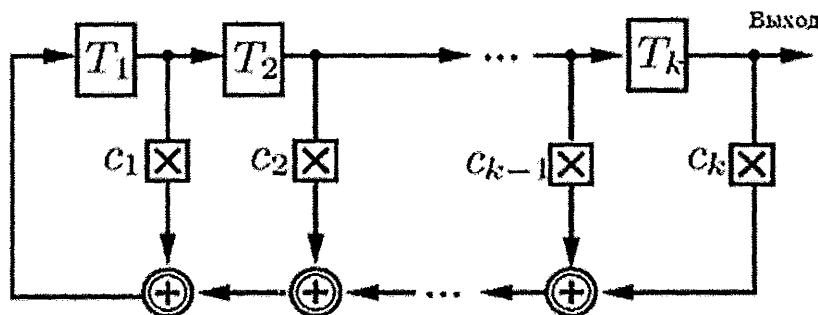


Рис. 3.2. Схема генерации М-последовательности

Суть алгоритма заключается в постепенном сдвиге битовой последовательности. В каждом такте происходит операция сложения по модулю 2 последнего символа и бит слова, определяемых формирующим полиномом (биты  $c_1, c_2, \dots, c_k$ ). Результат данного сложения добавляется в начало (разряд  $T_1$ ). Каждый такт значение из последнего разряда  $T_k$  сохраняется, как бит формируемой последовательности. Полное формирование последовательности происходит за  $2^k - 1$  тактов. Вид получаемой последовательности будет зависеть от начального значения слова и вида формирующего полинома.

После генерации последовательности необходимо проверить ее корреляционные свойства, для чего вычисляется АКФ. Если максимум АКФ равен 1, а боковые лепестки не превышают значения  $1/N_s$ , где  $N_s$  – длина бинарной последовательности, то найденная последовательность является М-последовательностью. Также производился поиск последовательностей с автокорреляцией близкой к идеальной. Последовательности, у которых боковые лепестки не превышают 20% от максимального значения АКФ, были классифицированы, как неидеальные М-последовательности.

Не каждый полином из  $2^k$  вариантов дает М-последовательность. Для нахождения М-последовательности используется полиномы типа

$$y = x^7 + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1.$$

Приведенный выше полином имеет порядок  $k = 7$ . Длина генерируемой М-последовательности при этом будет равна  $(2^k - 1) = 127$  знаков.

В табл. 3.1 приведены данные о количестве найденных «идеальных» и «неидеальных» М-последовательностей для различного числа символов в М-последовательности.

Использование кодов Голда может позволить существенно расширить набор используемых сигналов, [14, 15]. Для генерации кодов Голда необходимо произвести операцию сложения по модулю два над двумя М-последовательностями, одна из которых имеет сдвиг на  $i$  символов.

Таблица 3.1

## Количество вычисленных М-последовательностей

Длина последовательности, $N_s$	Количество «идеальных» последовательностей	Количество «неидеальных» последовательностей	Общее количество
31 символ	6	0	6
63 символа	6	2	8
127 символов	18	10	28
255 символов	16	12	28
511 символов	48	12	60
1023 символа	60	36	96
2047 символов	176	58	234

Ниже в табл. 3.2 указаны некоторые параметры кодов Голда для различных длин бинарных последовательностей.

Таблица 3.2

## Коды Голда

Количество символов, $N_s$	Значения взаимной корреляции			Величина взаимной корреляции, %	Количество оптимальных последовательностей Голда	Общее количество последовательностей Голда
31	7	-1	-9	29	31	465
63	15	-1	-17	27	63	945
127	15	-1	-17	13	254	19 431
255	31	-1	-17	12	255	30 600
511	31	-1	-33	6	1022	576 408
1023	63	-1	-65	6	3069	1 810 710
2047	63	-1	-65	3	4094	31 528 800

Сдвиг  $k$  может изменяться в пределах от 0 до  $N_s - 1$ , что позволяет получить  $N_s$  последовательностей Голда от каждой пары М-последовательностей. Если количество М-последовательностей равно  $N_L$ , то число пар последовательностей равно  $\frac{N_L!}{2!(N_L-2)!}$ . Количество возможных кодов Голда составит при этом  $N_s \left( \frac{N_L!}{2!(N_L-2)!} \right)$ . Так для последовательностей длины  $N_s = 127$  количество М-последовательностей равно 18, а количество кодов Голда  $127 \cdot \left( \frac{18!}{2!16!} \right) = 19431$ . Такие последовательности имеют хорошие корреляционные свойства, в том числе низкий уровень взаимной корреляции. При этом выделяют некоторое количество пар М-последовательностей, называемых предпочтительными, которые позволяют получать последовательности Голда с оптимальными корреляционными свойствами. Взаимнокорреляционная функция оптимальных последовательностей Голда (с наименьшей величиной боковых лепестков) принимает в любой момент одно из трёх фиксированных значений.

АКФ рассматриваемых последовательностей приведены на рис. 3.3. В дальнейшей работе при проведении вычислительных экспериментов и морских

испытаний были выбраны М-последовательности и коды Голда с длиной равной  $N_s = 127$ , так как это обеспечивает достаточное количество различных наборов сигналов, необходимых для разделения команд и объектов системы позиционирования. Излучение более длинных последовательностей приведет к увеличению сложности приема и расхода энергии, а использование менее длинных последовательностей станет причиной существенного снижения помехоустойчивости.

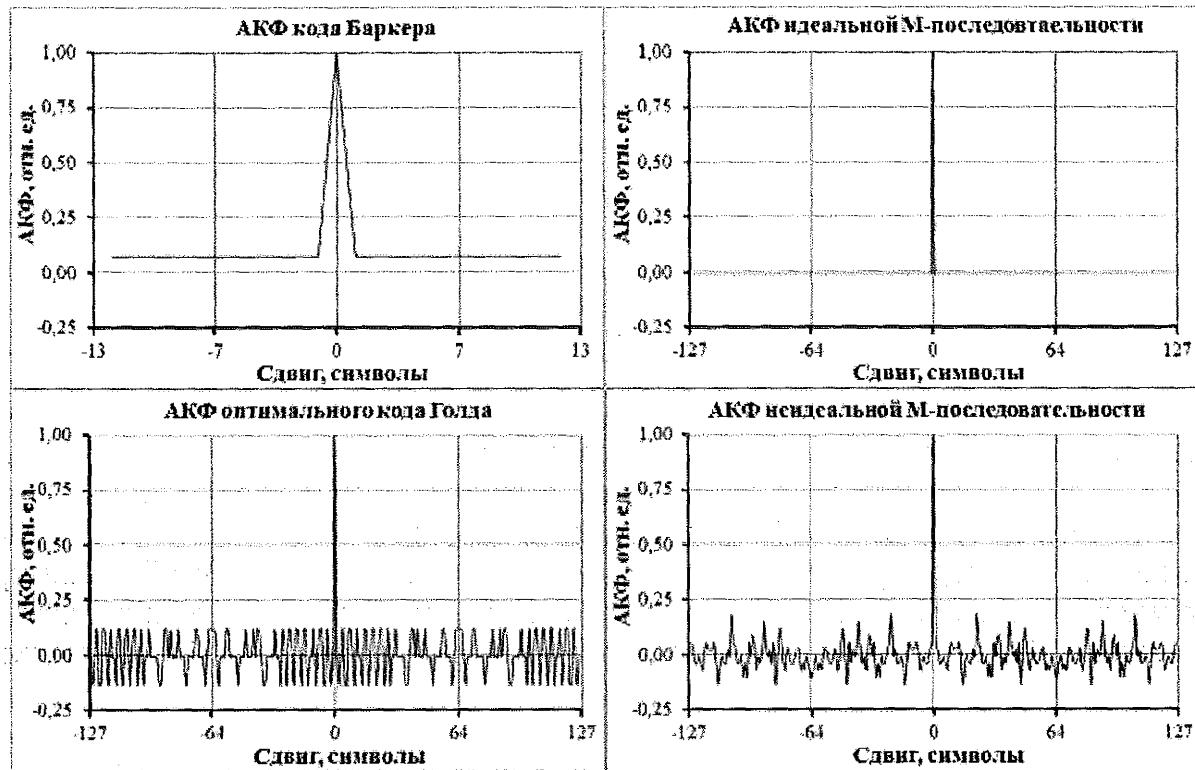


Рис. 3.3. Автокорреляционные функции псевдослучайных последовательностей

АКФ данных кодов имеет вид дельта-функции, что является одним из характерных свойств шума. Главным отличием между рассматриваемыми кодами является величина боковых лепестков, которая напрямую влияет на помехоустойчивость кода.

### 3.2 Способы и алгоритмы предварительной обработки сигналов

В основе алгоритмов асинхронного приема сигнала лежит метод окна или последовательного поиска, подробнее в работах [16, 17, 18]. В каждый момент времени анализируется только один временной интервал, называемый окном. Конечной целью анализа является оценка информационных параметров сигнала (в рамках рассматриваемой задачи это время запаздывания), для чего необходимо выделить полезную составляющую, выполнить подавление помех, определить наличие принимаемого сигнала.

Основным инструментом разработки алгоритмов, удовлетворяющим сформулированным ранее требованиям, является имитационное моделирование. Закономерным является проведение серий вычислительных экспериментов при помощи модели распространения, разработанной в предыдущей главе. При этом удобно разбить процесс обработки сигнала на составляющие этапы (табл. 3.3), с целью выбора оптимальных способов обработки на каждом из этапов.

В соответствии со схемой обработки, изложенной в таблице, сигнал сначала подвергается предварительной обработке, которая изменяет характеристики сигнала с целью подготовки к последующей обработке (преобразование спектра сигнала, изменение частоты дискретизации, переход в цифровое представление и прочее). Далее идет выделение полезного сигнала в принимаемом наблюдении, для чего может быть использован корреляционный анализ. На конечном этапе полученные в ходе обработки данные анализируются с целью принятия решения об истинности или ложности рассматриваемого окна обработки. При этом каждый из трех этапов является вариативным, то есть могут использоваться самые различные способы. С целью дальнейшего анализа испытаниям подвергался каждый из этапов обработки сигнала.

Таблица 3.3

**Этапы обработки сигнала**

Этап обработки	Способы обработки
1. Предварительная обработка	Фильтрация, оцифровка, формирование спектра, децимация и др.
2. Выделение полезного сигнала	Расчет корреляционной функции (линейная корреляция, знаковая корреляция, корреляция в частотной области), вычисление логарифмической функции максимального правдоподобия и др.
3. Обнаружение сигнала по выбранному критерию	Правило максимума функции, пороговые критерии (фиксированные и адаптивные).

При моделировании проводилась генерация тестового гидроакустического сложного ФМ сигнала, который был описан ранее во второй главе. Начальная фаза принимаемого сигнала это случайная величина с равномерным законом распределения. Сигнал подвергался воздействию шума канала в соответствии с частотной характеристикой реального шума тракта приема и передачи гидроакустической системы позиционирования. Влияние многолучевой структуры в вычислительных экспериментах, тестирующих этапы обработки, не учитывалось, поскольку ни один из подвергаемых моделированию способов обработки никак не учитывает многолучевое распространение. Такая схема эксперимента позволяет сосредоточиться на параметрах точности и помехоустойчивости каждого из способов по отношению друг к другу. Во время проведения экспериментов обнаружение считалось успешным при условии, что момент прихода сигнала определялся с ошибкой не превышающей разрешающей способности ФМ сигнала по времени, что соответствует длительности корреляционного пика одиночного сигнала. Моделирование проводилось для диапазона значений сигнал/шум

$-30 \text{ дБ} \leq SNR \leq 0 \text{ дБ}$  с шагом в 1 дБ. Для каждого метода детектирования рассчитывалась частота событий успешного детектирования  $P_{\text{дет}}$  при различных значениях  $SNR$  [19].

Одним из способов предварительной обработки является децимация частоты дискретизации, которую проводят прежде всего с целью снижения вычислительных затрат [20, 21]. Это позволяет реализовать более сложные и совершенные алгоритмы, увеличивать производительность приемной аппаратуры.

Согласно теореме Котельникова, сигнал можно однозначно восстановить без потерь при частоте дискретизации  $f_d$  в два раза превышающей самую высокочастотную компоненту  $f_{\text{вч}}$  сигнала ( $f_d \geq 2 \cdot f_{\text{вч}}$ ). Таким образом, зная полосу частот сигнала, можно сократить частоту отсчетов оцифрованного сигнала. Особенно заметны будут изменения в количестве вычислительных операций в том случае, если сигнал занимает сравнительно узкую полосу частот. При этом работают не с самим сигналом, а с его комплексной огибающей, которая обладает всеми, необходимыми для задачи оценки задержки, свойствами сигнала, однако лежит в области низких частот. Так, например, если сигнал имеет среднюю частоту 12 кГц и полосу частот 3 кГц, то наибольшая высокочастотная компонента находится на частоте 13,5 кГц и наименьшая достаточная частота дискретизации  $f_d = 27$  кГц. Комплексная огибающая данного сигнала также будет обладать полосой частот 3 кГц, однако средняя частота сместится в 0 Гц, а наибольшая высокочастотная компонента обладает частотой 1,5 кГц. Благодаря этому для обработки комплексной огибающей данного сигнала достаточно использовать частоту дискретизации 3 кГц и сократить, таким образом, количество операций вычисления до 9 раз.

При расчете корреляционной функции комплексной огибающей сигнала [22, 23], результирующая корреляционная функция имеет похожий вид с корреляционной функцией самого сигнала (рис. 3.4). Характерным отличием корреляционной функции комплексной огибающей сигнала является отсутствие высокочастотной составляющей.

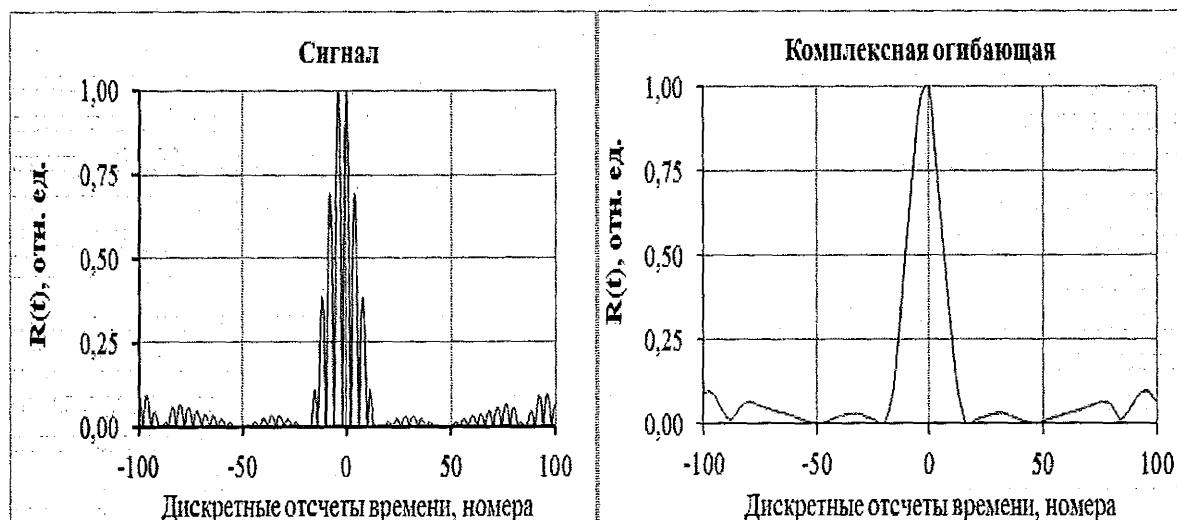


Рис. 3.4. Обработка сигнала с понижением частоты дискретизации

Огибающие обеих функций полностью совпадают и для дальнейшего анализа можно использовать, как первый способ расчета, так и второй. Только при обработке комплексной огибающей появляется возможность существенного сокращения вычислительных операций.

Работа с комплексной огибающей требует предварительной обработки сигнала по смещению сигнала в низкочастотную область и понижению частоты дискретизации. Но данная обработка не требует существенных аппаратных затрат и дает возможность сокращать количество операций по обработке сигнала и организовывать эффективные структуры для параллельной обработки множеством корреляционных приемников.

Другой процесс предварительной обработки сигнала это его оцифровка [24, 25], которая определяет изначальную частоту дискретизации, а также количество уровней квантования, определяющих разрядность вычислительных блоков. Операции с числами меньшей разрядности, как правило, происходят быстрее, а реализация функций проще. Однако с понижением разрядности уменьшается и точность вычислений.

При уменьшении числа уровней квантования обрабатываемого сигнала до двух, остается информация только о знаке функции. Коррелятор, работающий только со знаком, является решением близким к оптимальному для многих негауссовых шумов, к которым относятся и гидроакустические шумы [26 – 29]. Но в случае белого шума знаковая корреляция будет проигрывать линейному способу.

Для рассмотрения влияния частоты дискретизации на качество обнаружения сложных ФМ сигналов было введено понятие относительной частоты дискретизации  $f^*$ . Относительная частота была определена, как отношение частоты дискретизации к полосе частот сигнала  $W$ :  $f^* = \frac{f_d}{W}$ . Также было исследовано влияние количества уровней квантования, определяемое разрядностью цифровых блоков  $Q$  приемного устройства. При моделировании были выбраны следующие разрядности цифровых блоков  $Q=1,2,4,8,16,24$  и им соответствующие значения уровней квантования. Результаты моделирования приведены ниже на рис. 3.5.

Из графиков видно, при соблюдении условия  $f^* \geq 1$ , помехоустойчивость практически не изменяется в зависимости от частоты дискретизации. Так же граничное условие  $f^* \geq 1$  соответствует выражению  $f_d \geq 2 \cdot f_{вч}$ . Ниже в табл. 3.4 представлены значения  $SNR$  по срезу частоты событий успешного детектирования  $P_{дет}=0.75$  (разрядность блоков приемного устройства – 4 бита), которые наглядно иллюстрируют поведение помехоустойчивости при изменении частоты дискретизации.

**Таблица 3.4**  
**Значение  $SNR$  при фиксированном значении частоты событий успешного обнаружения  $P_{дет}=0,75$**

$f^*$	1/2	1	2	3	4
SNR, дБ	-14	-17	-18	-18,5	-19

В табл. 3.5 представлены значения среднеквадратичной ошибки  $\sigma(\tau_0)$  при оценке временной задержки сигнала при  $SNR > -20$  дБ для различных значений

относительной частоты дискретизации  $f^*$ . Значения ошибки приведены в процентах относительно длительности корреляционного пика одиночного сигнала.

Таблица 3.5

**Оценка ошибки обнаружения сигнала**

$f^*$	1/2	1	2	3	4
$\sigma(\tau_0)$ , отн. ед.	3,188	0,746	0,477	0,432	0,420

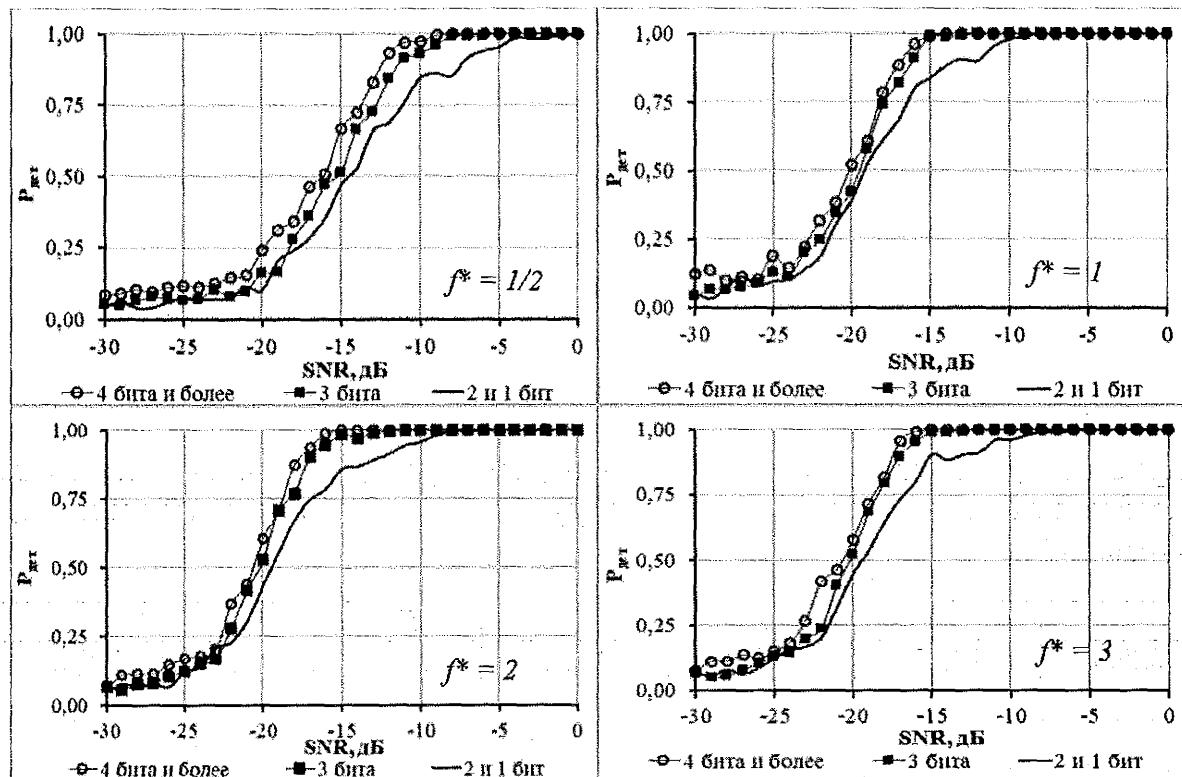


Рис. 3.5. Прием при различных значениях количества уровней квантования и частоты дискретизации

Результаты моделирования показали, что с изменением частоты дискретизации зависимости вероятности обнаружения сигнала и точности обнаружения от значения  $SNR$  при различном количестве уровней квантования и различных значениях относительной частоты дискретизации не изменялись существенно при соблюдении условия  $f^* \geq 1$ .

Одним из способов предварительной обработки является выбеливание принимаемого сигнала, которое является особым видом фильтрации, выравнивающим частотные составляющие сигнала [30, 31, 32].

В условиях аддитивного белого гауссовского шума, действующего на сигнал, оптимальным приемником (приемником обладающим в данных условиях наибольшей помехоустойчивостью) является линейный коррелятор. Однако в реальном гидроакустическом канале шум имеет распределение отличное от белого.

Помехоустойчивость приемника можно увеличить за счет предварительной обработки принимаемого сигнала выбеливающим фильтром. Таким образом, процесс в канале, состоящий из полезного сигнала  $u(t)$  и небелого шума  $n'(t)$ ,

проходит через выбеливающий фильтр, на выходе которого получаем сумму белого шума  $n(t)$  и нового искаженного сигнала  $\tilde{u}(t)$ . Так как шум в получившейся сумме является белым, то далее она обрабатывается оптимальным приемником для белого шума, которым является в данном случае линейный коррелятор.

Использование выбеливающего фильтра перед корреляционной обработкой сложных ФМ сигналов позволяет повысить значение  $SNR$  на выходе устройства за счет понижения уровня шумов при фильтрации.

Для оценки эффективности данного способа предварительной обработки в условиях небелого шума была смоделирована обработка сигнала с выбеливающим фильтром. Видимым недостатком данного метода обработки является искажение сигнала, проходящего через входной фильтр.

Рассмотрим два способа компенсации искажения сигнала: 1) использовать в корреляторе искаженный опорный сигнал, совпадающий с исходным сигналом после операции выбеливания; 2) синтезировать сигнал с обратным искажением на стороне излучателя таким образом, чтобы после выбеливающего преобразования на стороне приема сигнал был идентичен исходному.

Ниже на рис. 3.6 представлен график помехоустойчивости для корреляционной обработки при различных способах выбеливания. При моделировании использовались четыре способа приема: без выбеливающего фильтра; с использованием выбеливающего фильтра без компенсаций; выбеливание с компенсацией 1 (искажение опорного сигнала), выбеливание с компенсацией 2 (преобразование сигнала).

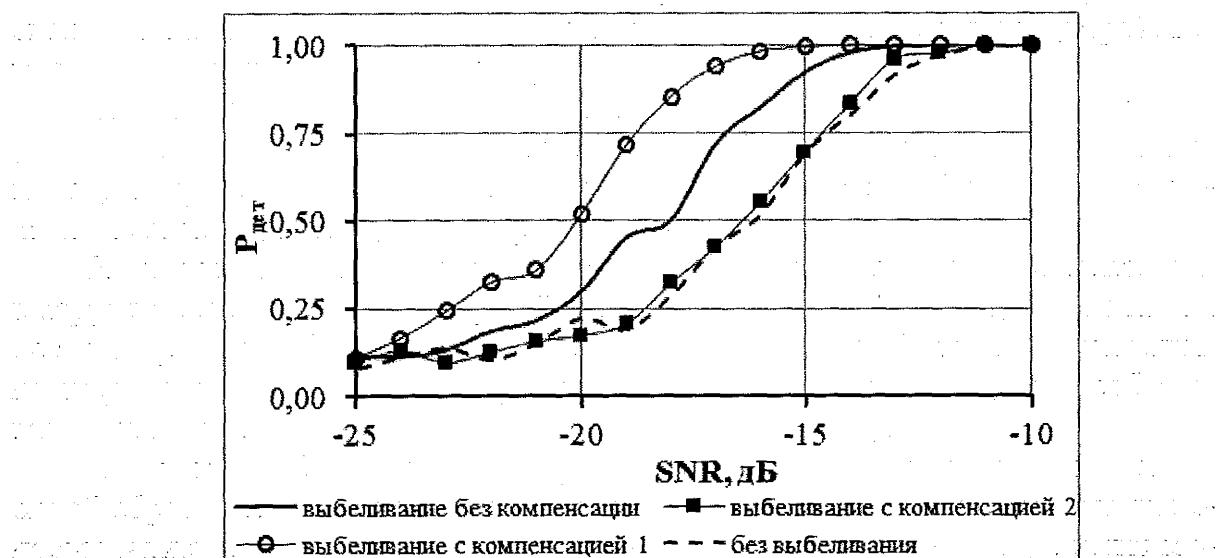


Рис. 3.6. Результаты моделирования приема сигнала с выбеливающим фильтром

Видно, что данная технология дает прирост помехоустойчивости до 2 дБ в случае обычного выбеливания и до 4 дБ в случае выбеливания с компенсацией 1. При этом способ выбеливания с компенсацией 2, при котором искажается исходный сигнал, оказался неэффективным, что можно объяснить возрастающим влиянием узкополосных помех в канале при данном формировании сигнала. Результаты моделирования позволяют судить о том, что использование выбелива-

ющего фильтра для современных гидроакустических систем обработки сигнала является перспективным направлением.

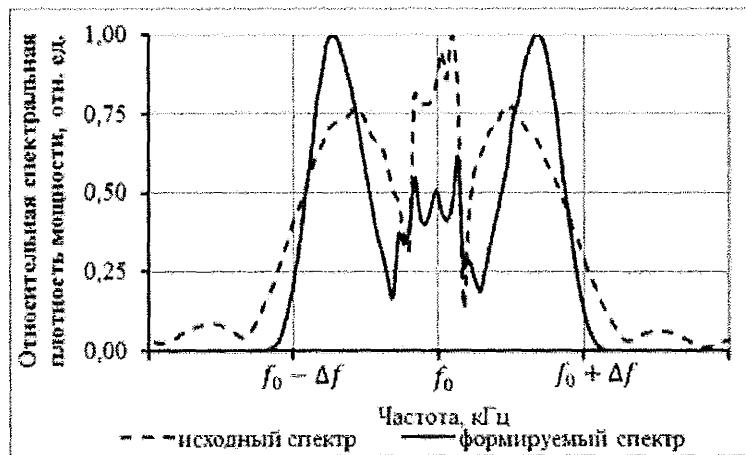


Рис. 3.7. Спектр сложного сигнала до и после преобразования.

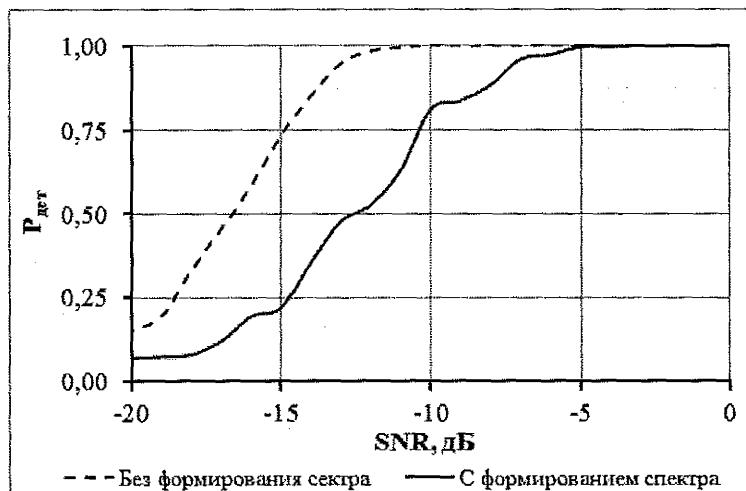


Рис. 3.8. Результаты моделирования обработки сигнала с формированием спектра

Для решения задач обнаружения и оценки параметров сигнала в системе позиционирования в данной работе используется сигнал с бинарной фазовой манипуляцией. Бинарная манипуляция приводит к появлению скачков и в сформированном спектре. Спектр такого сигнала является бесконечным, медленно затухающим. Для того, чтобы сделать спектр сигнала более компактным и сконцентрировать энергию сигнала в определенной полосе частот, необходимо обеспечить гладкость модулирующей функции.

Исходный сигнал интерполируют функцией, лежащей в заданном диапазоне частот, при помощи формирующего фильтра и таким образом располагают спектр более компактно. Данный процесс позволяет оптимизировать передачу энергии в заданной полосе частот, однако требует дополнительное преобразование, как на стороне излучателя, так и на стороне приема.

Наибольшая часть энергии спектра исследуемого сигнала сконцентрирована в ограниченной полосе частот. Например, сигнал, описанный в начале данного раздела, имеет ширину спектра  $W = 10$  кГц по уровню 0,1, в данной полосе

сконцентрировано 90,3% энергии сигнала, оставшаяся энергия сигнала при ограничении полосы канала будет потеряна. Излучая сигнал по технологии формирования спектра, сглаживая резкие переходы фазы, лишь 0,004% энергии лежит вне полосы  $W$ . На рис. 3.7 изображены спектры сигнала до формирования и после. Такое перераспределение спектра позволяет повысить энергетическую эффективность системы и позволяет передавать почти на 10% энергии больше.

Однако сложный сигнал искажается, проходя через формирующий фильтр, и на стороне приема необходим обратный фильтр. Поведение данного метода приема-излучения при низких значениях  $SNR$  приведено на рис. 3.8.

Оценка эффективности данной технологии на примере системы с использованием сложных ФМ сигналов показала, что повышения помехоустойчивости не произошло. Наблюдается снижение помехоустойчивости на 5 дБ, что можно объяснить возникновением дополнительных искажений сигнала во время обратного преобразования сигнала на стороне приема. Таким образом, данный способ не позволяет оптимизировать работу системы передачи в условиях мощных шумов, препятствующих приему. Был сделан вывод, что технология формирования спектра не способна улучшить качество системы на основе сложных сигналов, работающей при уровне шума превышающем мощность сигнала, и не может быть использована для решения данной задачи. Таким образом, наиболее перспективным способом обработки, из рассмотренных в данном разделе, является выбеливающая фильтрация.

### 3.3 Способы выделения полезного сигнала

Для выделения полезной составляющей принимаемого сигнала могут использоваться следующие способы обработки [33 – 36]:

- 1) линейная корреляция;
- 2) знаковая корреляция;
- 3) корреляция в частотной области;
- 4) посимвольная обработка на базе фазового детектора;
- 5) оценка по принципу максимального правдоподобия.

Линейная корреляция является способом оптимального приема для сигнала известной формы в случае белого гауссовского шума [37, 38]. Корреляционная функция во временной области  $R(\tau)$  вычисляется следующим образом:

$$R(\tau) = \int_{-\infty}^{\infty} y(t)m(t + \tau)dt,$$

где  $y(t)$  – сигнал с временным сдвигом;  $m(t)$  – опорный сигнал коррелятора;

$\tau$  – временной сдвиг;  $T$  – длительность сигнала.

Современные средства обработки сигнала, как правило, имеют дело с оцифрованным сигналом, в этом случае корреляционная величина  $R_k$  вычисляется следующим образом:

$$R_k = \sum_{i=0}^{N_T-1} y_{k+i} m_i,$$

где  $y_{k+i}$  – оцифрованный наблюдаемый сигнал в виде набора входных отсчетов;  $m_i$  – формируемый искомый сигнал или маска в цифровом виде;  $N_T$  – длительность сигнала в отсчетах дискретизации;  $k$  – номер обрабатываемого дискретного отсчета времени.

Знаковая корреляция является простой модификацией линейной корреляции и известна, как способ оптимального приема при шуме с двумерным экспоненциальным распределением. Данный способ чаще всего более предпочтителен при различных негауссовских шумах.

Результат вычисления знаковой корреляции принимает значения из относительно небольшого конечного набора значений. Корреляционная величина, вычисляемая таким образом, не зависит от мощности принимаемого сигнала [39]:

$$R_k = \sum_{i=0}^{N_T-1} sign[y_{k+i}] \cdot m_i,$$

где  $y_{k+i}$  – наблюдаемый сигнал в виде набора входных отсчетов;  $m_i$  – формируемый искомый сигнал или маска в знаковом виде;  $sign[]$  – знаковая функция.

Недостатком знаковой корреляции является отсутствие возможности оценки энергетических параметров сигнала. Если существует необходимость данной оценки, можно использовать знаковую корреляцию совместно с другим методом обработки. Например, для оценки мощности сигнала может быть использована оценка по методу максимального правдоподобия.

Еще один способ обработки ФМ сигнала заключается в предварительной обработке каждого символа (импульса) сигнала отдельно с целью оценки его фазы [40]. Принимаемый сигнал представляется в виде знаковой функции:

$$g_k = sign[y_k] = \begin{cases} 1, & \text{при } u_i \leq 0 \\ 0, & \text{при } u_i > 0 \end{cases}$$

где  $y_k$  – наблюдаемый сигнал в виде набора входных отсчетов.

Затем идет квадратурная обработка символа, тоже в знаковой форме:

$$X_k = \sum_{i=0}^{N_c-1} g_{k+i} \cdot sign \left[ \cos \left( 2\pi \frac{f_c}{f_d} i \right) \right],$$

$$Y_k = \sum_{i=0}^{N_c-1} g_{k+i} \cdot sign \left[ \sin \left( 2\pi \frac{f_c}{f_d} i \right) \right],$$

где  $k$  – номер текущего интервала обработки;  $f_c$  – средняя частота обрабатываемого сигнала;  $f_d$  – частота дискретизации системы;  $N_c$  – длина одного символа в дискретных отсчетах.

Далее по значениям  $X_n$  и  $Y_n$  определяется фаза символа  $\phi$  (каждому значению фазы соответствуют свои значения  $X_n$  и  $Y_n$ ):

$$p_j = \begin{cases} -1, & 0 \leq \varphi \leq \frac{\pi}{2} \text{ и } \frac{3}{2}\pi < \varphi \leq 2\pi \\ 1, & \frac{\pi}{2} < \varphi \leq \frac{3}{2}\pi \end{cases}$$

В данном методе также производится вычисление взаимной корреляции кодовой последовательности по выражению

$$R_k = \sum_{j=0}^{N_s} p_{j+k} \cdot m_j,$$

где  $m_j$  – массив, содержащий последовательность бинарных значений цифрового представления опорного сигнала или маски (1 и -1);  $p_j$  – символьное представление наблюдаемого сигнала;  $N_s$  – количество импульсов (символов).

Корреляция в частотной области позволяет существенно сократить количество математических операций и ускорить процесс вычисления корреляционной величины [41, 42]:

$$R_k = \frac{1}{N_o} F_D^{-1}[X_1^*(k) \cdot X_2(k)],$$

где  $F_D^{-1}$  – обратное дискретное преобразование Фурье (ДПФ);  $X_1^*(k)$  – комплексно-сопряженное ДПФ для маски;  $X_2(k)$  – ДПФ для входных данных;  $N_o$  – размер интервала обработки.

Данный подход требует выполнение двух дискретных преобразований Фурье и одного обратного ДПФ. Для более быстрого выполнения ДПФ рекомендуется применять алгоритмы быстрого преобразования Фурье (БПФ).

Данный метод имеет преимущество по скорости выполнения вычислений за счет существенного сокращения вычислительных операций при условии достаточно большого интервала обработки. Однако для систем реального времени, когда необходимо обрабатывать сигнал и получать результат каждый дискретный отсчет времени корреляция в частотной области становится слишком громоздким и затратным способом выделения сигнала, в силу чего разработчики от него отказываются.

В случае негуассовских шумов, к которым относятся и естественные гидроакустические шумы, линейный коррелятор уже не является оптимальным приемником [43, 44]. При известной функции плотности вероятности шума может быть использован метод оценки максимального правдоподобия. Часто используется логарифмическая функция максимального правдоподобия (МП) [45, 46]:

$$\begin{aligned} L_k(\lambda) &= \sum_i \log\{f_n[y_{k+i} - m_i(\lambda)]\}, \\ \hat{L} &= \max_{\lambda} L(\lambda), \\ \hat{\lambda} &= \arg \max_{\lambda} L(\lambda), \end{aligned}$$

где  $y_{k+i}$  – наблюдаемый сигнал в виде набора входных отсчетов;  $m_i$  – формируемый искомый сигнал или маска;  $f_n[\cdot]$  – функция распределения плотности вероятности для амплитуды шума;  $\lambda$  – параметр оценки.

Представленный метод хорош при оценке мощности сигнала, но может быть использован также для оценки времени запаздывания. К недостаткам можно отнести требование значительных вычислительных затрат при вычислении функции плотности вероятности.

В работе рассмотрены и проанализированы наиболее распространенные способы приема: 1) классическая линейная корреляционная обработка, 2) знаковая корреляция 3) посимвольная обработка на базе фазового детектора и 4) вычисление логарифмической функции правдоподобия. При этом способы 2 и 3 являются модификациями линейной корреляционной обработки. Обнаружение сигнала производилось по максимуму значения корреляционной функции или логарифмической функции правдоподобия. Результаты моделирования приведены на рис. 3.9.

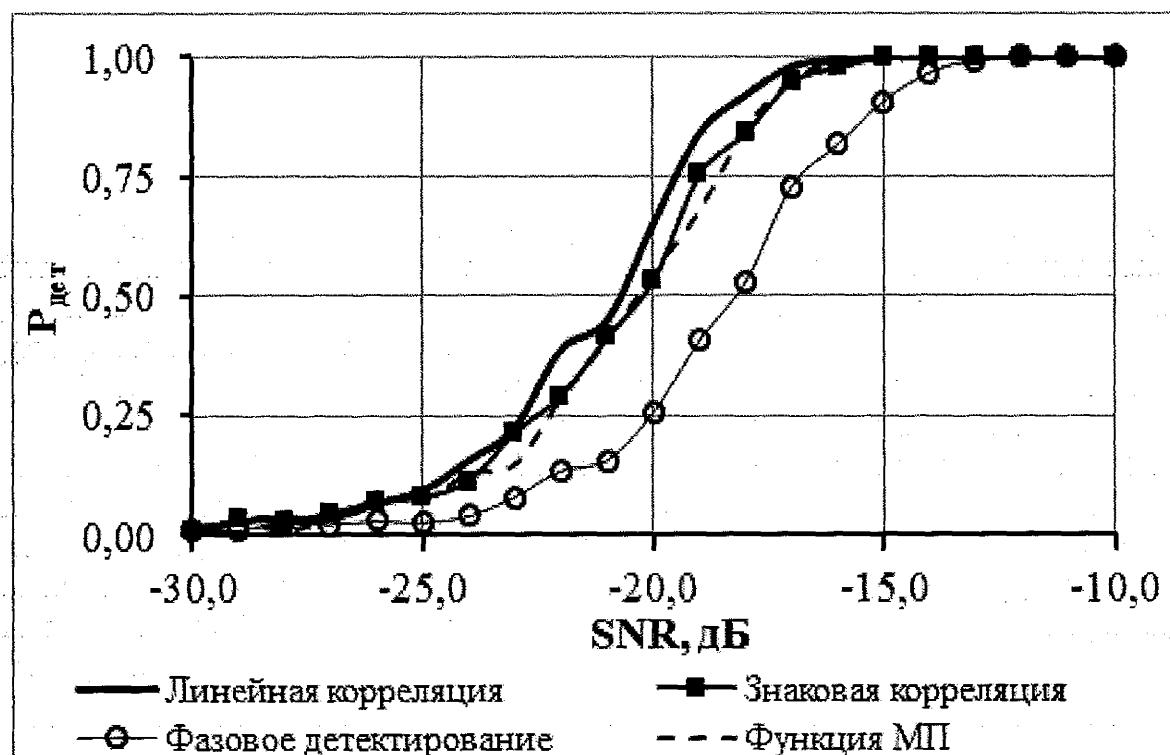


Рис. 3.9. Сопоставление различных методов

Как видно, наибольшей помехоустойчивостью в данных условиях обладает линейная корреляция. В то же самое время, методы знаковой корреляции и вычисления логарифмической функции правдоподобия немногим уступают линейной корреляции. Последний из перечисленных методов требует значительных вычислительных затрат. Знаковая корреляция же очень близка по основным показателям (точность и помехоустойчивость) к линейной корреляции, но при этом менее требовательна к аппаратной базе, возможна организация большинства блоков с разрядностью равной единице. Еще одним достоинством знаковой корреляции является эффективная борьба с импульсной помехой, характерной для условий мелкого моря и судоходства.

### 3.4 Методы обнаружения гидроакустического сложного фазоманипулированного сигнала

Под обнаружением гидроакустического сложного ФМ сигнала в данном разделе понимается решение задачи о подтверждении или опровержении гипотезы о наличии сигнала в рассматриваемом интервале. В том случае, если гипотеза подтверждается, обрабатываемый временной интервал (текущее окно) считается истинным. При принятии решения об истинности обрабатываемого временного интервала могут использоваться различные критерии [47 – 50]. Например, поиск может продолжаться до тех пор, пока все анализируемые временные интервалы не будут проанализированы, причем в течение анализа запоминается максимальное значение корреляции на текущий момент времени и соответствующее ей значение  $\tau$ . Затем, после анализа всех интервалов обработки, автоматически становится известным окно, признанное истинным. Данная стратегия, хотя и реализующая правило оценивания максимального правдоподобия, производит необходимые вычисления корреляций не одновременно, а последовательно во времени для следующих друг за другом сегментов принятого сигнала.

Часто возникает потребность нахождения сигнала в реальном времени и период излучения сигнала неизвестен, в этом случае критерий максимума корреляционной функции не подходит. Более типичной для реальных приемников является другая версия последовательного поиска, когда найденное в текущий момент значение корреляции только сравнивается с порогом [51]. Если значение корреляции превышает порог, то принимается решение, что текущее окно является истинным. Ниже приведены результаты моделирования для различных методов пороговой обработки:

- 1) Фиксированный порог (*FT*).
- 2) Среднее корреляционное значение (*MCV*).
- 3) Мощность приходящего сигнала (*RDP*).
- 4) Вторая корреляционная функция (*2<sup>nd</sup> RK*).

Корреляционная функция рассчитывалась, как классическим линейным способом, так и знаковым. При помощи математического аппарата теории вероятностей можно вычислить требуемый порог в зависимости от заданного значения вероятности ложной тревоги. При знаковой корреляции каждое значение амплитуды сигнала может принимать одно из двух возможных значений (1 и -1). Также известно, что оба этих значения равновероятны, поскольку полезный сигнал в рассматриваемом случае (ложная тревога) отсутствует. Тогда вероятность случайного совпадения с символом сигнала равна  $p_c = 0.5$ . Однако для манипуляций сложных ФМ сигналов используются длинные последовательности  $N_s \in \{127, 511, \dots\}$ . Вероятность совпадения точного количества символов равного числу  $k_t$  равна в соответствии с формулой Бернули [52]:

$$p_{k_t} = p_c^{k_t} q^{n_p - k_t} C_{n_p}^{k_t},$$

где  $q$  – вероятность несовпадения знака со знаком принимаемой последовательности ( $q = 1 - p_c$ );  $C_{n_p}^{k_t}$  – количество сочетаний знаков  $k_t$  по множеству  $n_p$ .

$$(C_{n_n}^{k_t} = \frac{n_n!}{k_t!(n_n-k_t)!}).$$

Поскольку  $p_c = 0.5$ , то также  $q=p_c$  и формула вероятности упрощается

$$p_{k_t} = p_c^{n_n} C_{n_n}^{k_t}.$$

Также можно построить интегральную функцию распределения вероятностей, которая будет говорить о повышении вероятности совпадения количества символов равном числу  $k_t$  и более (или не менее, чем  $k_t$  знаков).

Таким образом, вероятность ложной тревоги в зависимости от количества совпадений

$$p_{лож} = P(k_t) = \sum_{i=k_t}^{n_n} p_c^{n_n} C_{n_n}^i.$$

Поскольку корреляционное значение при знаковой корреляции определяется разностью совпавших и не совпавших символов, значение порога равно

$$h = R_k = |k_t - (n_n - k_t)| = |2k_t - n_n|$$

Порог  $h$  следует подбирать, как наименьшее значение корреляционной функции  $R_k$ , при котором вероятность ложной тревоги  $p_{лож}$  соответствует требуемой величине.

Для бинарной корреляционной последовательности длиной  $N_s = 127$ , интегральная функция распределения вероятности совпадения  $k_t$  символов будет иметь вид, представленный на рис. 3.10.

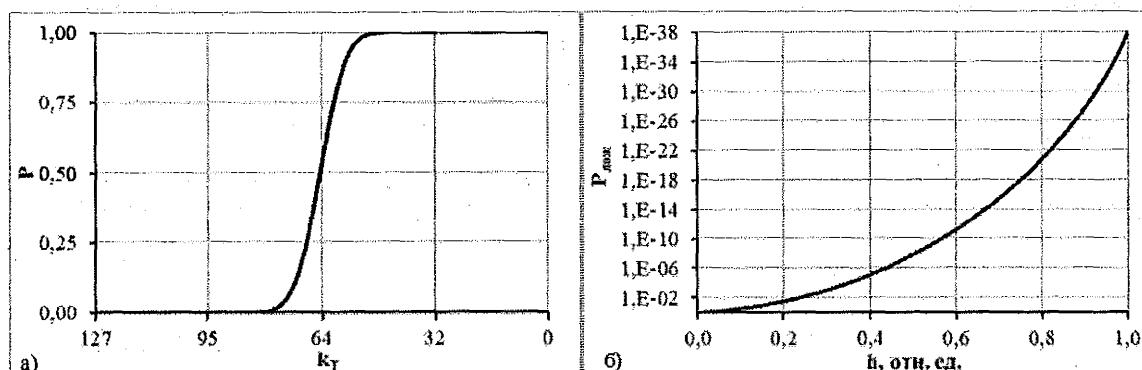


Рис. 3.10. Распределения вероятностей: интегральная вероятность в зависимости от количества совпадающих символов а) и вероятность ложного детектирования в зависимости от величины порога б)

Если длина обрабатываемой последовательности равна  $N_s=127$  и необходимо обеспечить вероятность ложного обнаружения не более  $p_{лож} \leq 2 \cdot 10^{-13}$ , что при частоте дискретизации приемного устройства равной  $f_d = 48$  кГц (частота дискретизации системы напрямую задает количество независимых событий обработки) соответствует частоте ошибки  $f=9.6 \cdot 10^{-9}$  1/с (примерно одно ложное срабатывание за три года), тогда в соответствии с формулой 3.1 выбирается  $k_t=104$  (вероятность случайного совпадения 104 символов из 127 равна  $p_{лож} = 1.69 \cdot 10^{-13}$ ). Отсюда, порог  $h$  может быть рассчитан по выражению (3.2), как  $h_n = |2k_t - n_n| = |2 \cdot 104 - 127| = 81$ , или в относительных единицах  $h_{отн}=81/127=0.64$ .

Данный подход не универсален и не подходит для адаптивных способов обнаружения сигнала, а также при работе с другими способами вычисления кор-

реляции помимо знаковой. Поэтому наряду с ним для вычисления порога  $h_n$  и настроечный коэффициентов  $\mu$  использовались статистические методы. В зависимости от требуемой вероятности ложного обнаружения  $p_{лож}$  определялось количество необходимых численных экспериментов  $N_3$ , которое должно быть не менее, чем  $N_3 = 1/p_{лож}$ . Так при выборе настроечных параметров пороговых алгоритмов использовалась вероятность  $p_{лож} = 10^{-9}$ , количество экспериментов равно  $N_3 = 10^9$ . При анализе методов настроечные параметры  $\mu$  подбирались таким образом, что  $P_{дет} \rightarrow 1$ ,  $p_{лож} \rightarrow 0$ , а  $\mu \rightarrow 0$ . Такой выбор обеспечивает успешный прием в широком диапазоне  $SNR$  с минимальным количеством ложных срабатываний детекторов. Результаты моделирования различных методов обнаружения после вычисления линейной корреляции представлены на рис. 3.11.

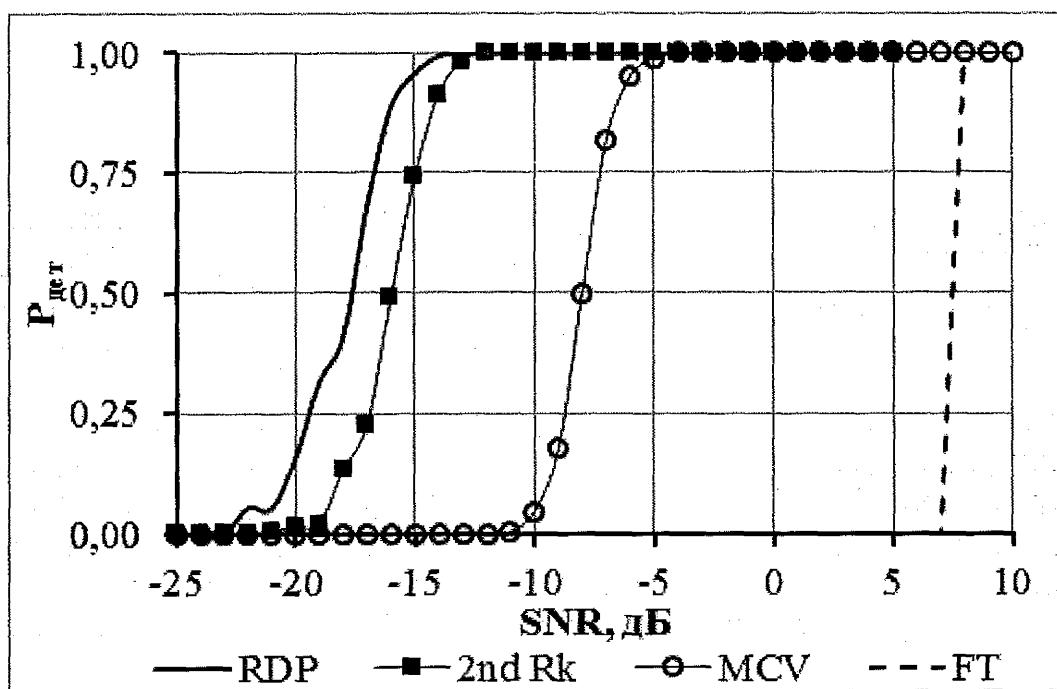


Рис. 3.11. Обнаружение сигнала при вычислении линейной корреляции

Для обычной линейной корреляции наихудшим из методов показал себя, как и ожидалось, фиксированный порог. Данный метод неприменим для случая, когда значение  $SNR$  ниже 0 дБ. Метод среднего корреляционного значения (MCV) и второй корреляционной функции имели лучшие показатели при моделировании по сравнению с фиксированным порогом. Но они также не очень хороши при низких значениях  $SNR$ . К числу их недостатков относится высокая частота ложных срабатываний и плохая адаптивность при изменяющихся характеристиках канала. Наилучшие результаты показал метод оценки мощности приходящего сигнала (RDP), отлично работающий для большого диапазона значений  $SNR$ . Моделирование для сигналов, кодируемых бинарными последовательностями различной длины, отличной от 127, показали схожие результаты.

Также проводилось исследование эффективности работы методов порогового детектирования при знаковой корреляции (результаты на рис. 3.12).

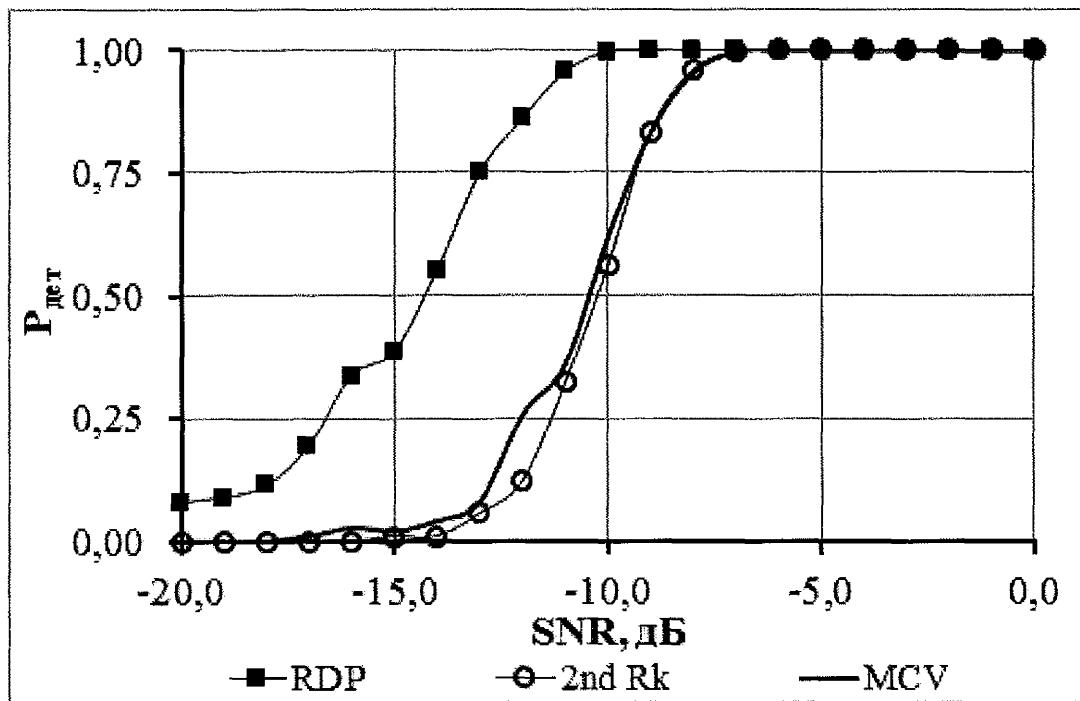


Рис. 3.12. Пороговое детектирование при знаковой обработке

При этом метод оценки мощности приходящего сигнала (RDP) в случае знаковой корреляции вырождается в метод с фиксированным порогом ввиду того, что мощность сигнала всегда постоянна при данном способе обработке [53].

Уровень знаковой корреляции принимает дискретные значения и не зависит от мощности сигнала. Данный метод хорошо работает при низких значениях  $SNR$ , не чувствителен к импульсной помехе. Адаптивные способы детектирования при знаковой корреляции не показали никаких видимых преимуществ.

## **Библиографические ссылки**

1. Schulze H., Lueders C. Theory and Applications of OFDM and CDMA: Wideband Wireless Communications. – 1st edition. – Wiley, – 2005. – 420 p.
2. Zehntner C., Party C., Maier M. Digital communication and multipath propagation // RTO MP-26, 1999. – 6 p.
3. Glisic S.G. Adaptive WCDMA: Theory and Practice. – Wiley, 2003. – 640 p.
4. Wiley Encyclopedia of Telecommunications. Volume 1 / ed. John G. Proakis. - John Wiley & Sons, Inc., 2003. – 630 p.
5. Kasam T. Weight Distribution Formula for Some Class of Cyclic Codes. – Tech. Report No. R-285, Univ. of Illinois, 1966. – 29 p.
6. Welch L. Lower Bounds on the Maximum Cross Correlation of Signals // IEEE Trans. on Info. Theory, – 1974. – №6. – P. 397 – 399.
7. Wiley Encyclopedia of Telecommunications ... Volume 1.630 p.
8. Бурдинский И. Н., Линник М. А. Моделирование работы приемо-передатчика высокоскоростной гидроакустической системы связи // Теоретические и прикладные вопросы современных информационных технологий : Материалы X Всероссийской научно-технической конференции : в 2 ч. – Улан-Удэ: Изд-во ВСГТУ, – 2009. – Ч. I. – С.158 – 163.
9. Burdinsky I. N., Myagotin A. V. AUV Positioning Model Employing Acoustic and Visual Data Processing // The OCEANS'10 IEEE Sydney Conference and Exhibition. Sydney, – 2010. P.1 – 6.
10. Программный комплекс для определения энергетических параметров канала связи / И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, М. А. Линник, А. С. Миронов, Ф. В. Безручко // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614177. – 2010.
11. Анализатор статистических данных для оценки характеристик гидроакустического канала передачи / И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, М. А. Линник, А. С. Миронов, Ф. В. Безручко // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614179. – 2010.
12. Модель информационного обмена подводного робота с обеспечивающим судном / И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, М. А. Линник, А. С. Миронов, Ф. В. Безручко // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010616220. – 2010.
13. Программный модуль для анализа эффективности использования высокочастотных гидроакустических сигналов / И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, М. А. Линник, А. С. Миронов, Ф. В. Безручко // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012615907. – 2012.
14. Программный комплекс для определения энергетических ...

15. Анализатор статистических данных ...
16. Лихарев В.А. Цифровые методы и устройства в радиолокации. – М. : Сов. радио, 1973. – 456 с.
17. Гантмахер В. Е. Быстров Н. Е., Чеботарев Д. В. Шумоподобные сигналы анализ синтез обработка. – СПб.: Наука и техника, 2005. – 400с.
18. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. Пер. с англ. / под ред. В. И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.
19. Корн Г., Корн Т. Справочник по математике для научных работников и инженеров / пер. с англ. И. Г. Арамановича, А. М. Березмана, И. А. Вайнштейна и др. - под ред. И. Г. Арамановича. – М., 1970. – 832 с.
20. Chengbing He., Jianguo Huang, Zhi Ding. A Variable-Rate Spread-Spectrum System for Underwater Acoustic Communications // IEEE Journal of Oceanic Engineering, 2009. – №34 – Р. 624 – 633.
21. Цифровая обработка сигналов на основе теоремы Уиттекера-Котельникова-Шеннона / М.А. Басараб и др. – М.: Радиотехника, 2004. – 72 с.
22. Корн Г., Корн Т. Указ. соч.
23. Chengbing He., Jianguo Huang, Zhi Ding. A Variable-Rate Указ. соч.
24. Феер К. Беспроводная цифровая связь Указ. соч.
25. Басараб М.А. Цифровая обработка сигналов ...
26. Харкевич А. А. Спектры и анализ. – 4-е изд. – Москва: URSS: ЛКИ, 2007. – 236 с.
27. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь. – 1978. – 320 с.
28. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов: практический подход: Пер. с англ. – 2-е изд. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
29. Casari P., Harris A.E. Energy-efficient Reliable Broadcast in Underwater Acoustic Networks // International Conference on Mobile Computing and Networking, Proceedings of the second workshop on Underwater networks, Montreal, Quebec, Canada. – 2007. – Р. 49 – 56.
30. Тихонов В. И. Оптимальный прием ...
31. Айфичер Э., Джервис Б. Цифровая обработка сигналов...
32. Casari P., Harris A.F. Energy-efficient Reliable Broadcast ...
33. Попов Д. И. Анализ цифровых систем обнаружения сигналов моделированием на ЦВМ. Радиотехника. – 1980. – № 12. – С. 66 – 69.
34. Proakis J.G. Digital Communications. – New York: McGraw-Hill, 2001. – 1150 р.
35. Попов Д. И. Синтез и анализ эффективности систем адаптивной межпериодной обработки сигналов на фоне помех с неизвестными свойствами // Радиотехника и электроника. – 1983 – № 12. – С. 2373 – 2380.
36. Бурдинский И. Н., Миронов А. С. Методы и средства обработки гидроакустических навигационных сигналов на базе технологии FPGA // Приборы и системы. Управления, контроль, диагностика. – 2007. – № 9. – С.28 – 34.

37. Brekhovskikh L. M., Lysanov Y. P. Fundamentals of Ocean Acoustics. – Third Edition. – Springer, 2003. – 293 p.
38. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. – М.: Радио и связь. – 1978. – 320 с.
39. Chitre M., Shahabudeen S., Stojanovic M. Underwater Acoustic Communications and Networking: Recent Advances and Future Challenges // Marine technology society journal. – 2008. – №25. – Р. 103–116.
40. Бурдинский И. Н. Методы и средства детектирования сигналов гидроакустических систем позиционирования // Вестник Тихоокеанского государственного университета. – 2009. – № 4(15). – С.39 – 46
41. Бурдинский И. Н. Цифровая система обработки информационно-управляющих гидроакустических сигналов // Датчики и системы. – 2008. – № 8. – С.2 – 7.
42. Кошевой В. М. Адаптивная обработка сигналов в условиях стационарных помех // Радиотехника. – 1986. – № 10. – С.65 – 68.
43. Модель высокоскоростной гидроакустической системы связи «ГАСС» / И.Н. Бурдинский, И.В. Карабанов, М.А. Линник, А.С. Миронов // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2009613300. – 2009.
44. Борисов В. И. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью // Издательство: Радио и связь. – 2003. – 640 с.
45. Корякин Ю.А., Смирнов С.А., Яковлев Г.В. Корабельная гидроакустическая техника: Состояние и актуальные проблемы. – СПб.: Наука, 2004. – 410 с.
46. Применение параллельных и распределенных вычислений в комплексе MATLAB для обработки данных / И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, М. А. Линник, А. С. Миронов, В.В. Бородулин // Информационные технологии и высокопроизводительные вычисления: материалы международной науч.-практ. конф., Хабаровск, 4 – 6 октября 2011 г. – Хабаровск : Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, – 2011. – С.23 – 29.
47. Stojanovic M., Catipovic J.A., Proakis J.G. Adaptive multichannel combining and equalization for underwater acoustic communications // Acoust. Soc. Am. – 1993. – № 94. – Р. 1621 – 1631.
48. OFDM synchronization using PN sequence and performance / Chunlin Yan and at el. // Personal, Indoor and Mobile Radio Communications. – 2003. – № 1. – Р. 936 – 939.
49. Girod L., Estrin D. Robust range estimation using acoustic and multi-modal sensing // Proceedings of IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS '01), Maui, Hawaii, USA. – 2001. – № 3. – pp. 1312 – 1320.
50. Метод порогового детектирования гидроакустического шумоподобного фазоманипулированного сигнала / А.С. Миронов и др./ 13-ая Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение - DSPA-2011»: доклады. – М., 2011 – Выпуск XIII-1. – С.180 – 183.

51. Stojanovic M., Catipovic J.A., Proakis J.G. Указ. соч.
52. Модель высокоскоростной гидроакустической ...
53. Компьютерная модель гидроакустической телекоммуникационной системы в среде MATLAB / И.Н. Бурдинский [и др.] ; сост. В. В. Замаруев. // Проектирование инженерных и научных приложений в среде MATLAB : материалы V международной науч. конф. (Харьков, 11–13 мая 2011 г.). – Харьков : ФЛП Шейнина Е.В., 2011. – С. 447–452.

## **4 СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ СЛОЖНЫХ ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ**

### **4.1 Влияние структуры и типа сигналов на точность и достоверность детектирования в гидроакустических системах**

Как показали проведенные модельные экспериментальные исследования, повышение помехоустойчивости системы при заданной точности оценки времени запаздывания простого тонального сигнала возможно только при пропорциональном увеличении средней мощности сигнала. Таким образом, можно прийти к ситуации, когда необходимая мощность станет очень высокой для конкретной реализации гидроакустического преобразователя, что приведет к его разрушению, так же при реализации реальных систем, требование повышенной излучаемой мощности приводит к увеличению массогабаритных характеристик передающей аппаратуры, и увеличению негативного влияния на окружающую среду. Мировой опыт создания беспроводных систем связи, развитие теории сигналов с расширенным спектром и вычислительной техники позволяет говорить о целесообразности использования в различных гидроакустических системах, наряду с простыми сигналами, сложных сигналов. Привлечение технологии распределенного спектра (использование сложных сигналов) позволяет найти компромисс между величиной мощности излучения, помехоустойчивостью системы и точностью оценивания: необходимая энергия вкладывается в сигнал за счет его длительности, а не мощности, тогда как высокая точность измерения (оценки) достигается посредством синтеза соответствующего закона модуляции.

В табл. 4.1 приведены значения теоретической (потенциально возможной) оценки времени обнаружения сигнала для узкополосных сигналов и сигналов, построенных с использованием технологии распределенного спектра.

*Таблица 4.1*

**Потенциально возможная оценка времени обнаружения сигнала  
для различных типов гидроакустических сигналов  
при отношении сигнал/шум 0 дБ в реальных условиях эксплуатации**

№ п/п	Системы	Точность оценки времени прихода сигнала, мс	
		Узкополосный	Сложный (Широкополосный)
1	LF (до 12 кГц)	0,333	0,033
2	MF (до 22 кГц)	0,167	0,030
3	HF (до 96 кГц)	0,030	0,020
4	EF (свыше 96 кГц)	0,020	0,020

Актуальной является проблема, исходя из решаемой задачи, определения и нахождения необходимого сигнала или семейства сигналов с распределенным спек-

тром, которые при значительной длительности имеют «острую» АКФ, и как следствие позволяют получить более точную оценку времени запаздывания сигнала [1].

## 4.2 Корреляционная обработка сигналов с распределенным спектром

Общепризнанным способом для оптимального обнаружения сложного сигнала является использование в устройстве детектора корреляционного метода [2, 3], так как, при решении задачи обнаружения полезного сигнала на фоне шума наиболее эффективным является критерий максимума соотношения сигнал/шум на выходе согласованного фильтра. Наилучший результат при этом дает корреляционный приемник, который представляет собой реализацию согласованного фильтра в системах обработки сложных сигналов. В основе алгоритма детектирования лежит процесс сравнения анализируемого сигнала с опорным сигналом – маской. Все параметры маски: форма, фазово-частотные характеристики, длительность, амплитуда, – заранее известны. В классической схеме корреляционного приемника для сложного сигнала отсутствует дополнительная схема синхронизации фаз приемника и передатчика, также не применяется операция определения квадратурной и синфазных составляющих для уточнения фазы сигнала.

В работе рассматриваются следующие способы детектирования сложных сигналов:

- способ, использующий алгоритм вычисления корреляции, оперирующий с представлением сигналов в частотной области (КЧО) – может быть использован для детектирования, как сложных сигналов с линейной частотной модуляцией, так и для шумоподобных сигналов модулированных псевдослучайными последовательностями;
- способ, использующий алгоритм «Линейная корреляция» - применяется для детектирования, как сложных сигналов с линейной частотной модуляцией, так и для шумоподобных сигналов модулированных псевдослучайными последовательностями;
- разработанный способ с применением предложенного впервые алгоритма корреляции с посимвольной обработкой «посимвольная корреляция» – используется для детектирования ФМ;
- способ на основе разработанного алгоритма на базе выбеливающей фильтрации (применяется для наибольшей помехоустойчивости при асинхронном приеме детектирования ФМ);
- способ на основе разработанного алгоритма знаковой корреляции (применяется с целью сокращения вычислительных затрат и повышения производительности детектора)

Последние четыре алгоритма относятся к корреляционным алгоритмам с представлением сигналов во временной области (КВО).

## *1. Способ на основе алгоритма «Корреляция в частотной области»*

При использовании метода КЧО корреляционная функция  $R$  для входного сигнала и опорного сигнала (маски), представленных в цифровом виде, вычисляется как обратное преобразование Фурье от произведения представлений анализируемого сигнала и маски рассматриваемых в частотной области (пространстве):

$$R = \frac{1}{L} F_D^{-1}[X_1^* \cdot X_2],$$

где  $F_D^{-1}$  – обратное дискретное преобразование Фурье (ДПФ);  $X_1^*$  – комплексно-сопряженное ДПФ для маски,  $X_2$  – ДПФ для входных данных (входного анализируемого сигнала);  $L$  – размер интервала обработки. Данный подход требует выполнение двух дискретных преобразований Фурье и одного обратного ДПФ (БПФ).

Вычисление корреляционной функции в *частотной области* сводится к поэлементному умножению Фурье-образов входной последовательности и маски искомого сигнала. При использовании алгоритма быстрого преобразования Фурье для определения корреляционного максимума, сложность - общее число требуемых операций умножения + сложение, составит  $O(УМ+СЛ)$ , где количество операций умножения  $УМ= L(1+2\log_2(L))$ , количество операций сложения  $СЛ=2L\log_2(L)$ , таким образом сложность определяется как  $O(L+4L\log_2(L)) \approx O(4L\log_2(L))$ .

Общая последовательность действий для детектирования сигнала при реализации рассматриваемого способа представляется в виде следующего алгоритма [4]:

**Шаг 1.** Накопление информации для всего интервала наблюдения

**Шаг 2.** Прямое быстрое преобразование Фурье исходного вектора сигнала. (Подразумевается, что маска сигнала заранее представлена в требуемом виде и не требует постоянного дополнительного преобразования для расчета корреляции).

**Шаг 3.** Поэлементное перемножение результирующих векторов маски и сигнала.

**Шаг 4.** Обратное преобразование БПФ для результата, полученного на **Шаге 3.**

**Шаг 5.** Определение положения на временной оси максимума корреляционной функции.

Следует помнить о том, что алгоритм КЧО за счет использования алгоритма БПФ, и свойственного ему эффекта «размазывания спектра» в общем случае может определять значение корреляционной функции с некоторой ошибкой. Данное свойство особенно негативно может сказаться при работе с узкополосными сигналами. Для минимизации этой ошибки размер вектора, содержащего отсчеты входного сигнала на всем интервале наблюдения должен быть максимально большой.

## *2. Способ на основе алгоритма линейной корреляции*

При использовании алгоритма линейной корреляции значение корреляционной функции  $R_k$  для  $k$  дискретного отсчета входного сигнала, представленного

в цифровом виде, вычисляется как взаимная корреляция принимаемого сигнала с опорным сигналом-маской

$$R_k = \sum_{j=0}^{N-1} u_{k+j} \cdot m_j,$$

где  $u_k$  – последовательность отсчетов входного сигнала;  $m_j$  – сформированный массив отсчетов маски (портрета) искомого сигнала;  $N$  – размер обрабатываемого окна;  $k$  – номер дискретного отсчета входного сигнала.

При определении корреляционного максимума во *временной области* потребуется  $o(UM+CL)$  операций умножение + сложение, где количество операций умножения  $UM=LN$ , количество операций сложения  $CL=L(N-1)$ . Таким образом сложность определяется как  $o(2LN-L) \approx o(2LN)$ .

Общая последовательность действий для детектирования сигнала при реализации рассматриваемого способа представляется в виде следующего алгоритма:

**Шаг 1.** Производится вычисление значения корреляционной функции  $R_k$  для текущего отсчета с применением метода скользящего окна в реальном времени.

**Шаг 2.** Полученное значение  $R_k$  сравнивается с максимальным  $R_{\max}$  за предыдущие вычисления. Если  $R_k > R_{\max}$ , то  $R_{\max} = R_k$ , в памяти сохраняется значение  $k$ .

**Шаг 3.** Окно сдвигается на заданное смещение  $dS$ , которое определяется требуемой разрешающей способностью, вдоль рассматриваемого временного отрезка. Минимальное значение смещения равняется одному дискретному отсчету.

**Шаг 4.** Если достигнут конец анализируемого отрезка, то  $k$  – номер дискретного отсчета входного сигнала, при котором было определено последнее значение  $R_{\max}$  соответствует моменту обнаружения сигнала. Иначе переходим к **Шагу 1**.

### 3. Способ на основе разработанного алгоритма на базе выбеливающей фильтрации

При использовании алгоритма на базе выбеливающей фильтрации детектирование сигнала проводится по следующему алгоритму:

**Шаг 1.** Вычисление импульсной характеристики выбеливающего фильтра.

Расчет дискретной импульсной характеристики выбеливающего фильтра производится методом частотной выборки в полосе частот сигнала.

Производится вычисление коэффициентов Фурье

$$a_k^\Phi = \sum_{i=1}^{N_{\text{вф}}} y_i \cdot \cos\left(\frac{2\pi f_k i}{f_d}\right), \quad (4.1)$$

$$b_k^\Phi = \sum_{i=1}^{N_{\text{вф}}} y_i \cdot \sin\left(\frac{2\pi f_k i}{f_d}\right), \quad (4.2)$$

где  $y$  – входной сигнал в цифровой форме;  $f_k$  –  $k$ -я частота в полосе частот сигнала  $f_{\text{нч}} \leq f_k \leq f_{\text{вч}}$  ( $f_{\text{нч}}$  – нижняя граница спектра сигнала,  $f_{\text{вч}}$  – верхняя граница спектра сигнала) и определяется как  $f_k = k \cdot \frac{f_d}{N_{\text{вф}}}$ , где  $k = 1, 2, \dots$  – целое число;

$N_{\text{вф}}$  – длительность окна обработки, задается целым числом длительностей сигнала  $N_{\text{вф}} = n_{\phi} \cdot N_s$  ( $n_{\phi}$  – целое число, которое определяет величину окна обработки при вычислении импульсной характеристики выбеливающего фильтра по отношению к длительности сигнала).

По коэффициентам Фурье вычисляются амплитудные составляющие гармоник

$$A_k^{\phi} = \sqrt{(a_k^{\phi})^2 + (b_k^{\phi})^2}.$$

При помощи величин амплитудных составляющих гармоник определяются коэффициенты для построения выбеливающего фильтра

$$c_k^{\phi} = \frac{\max_k A_k^{\phi}}{A_k^{\phi}}.$$

Коэффициенты Фурье выбеливающего фильтра вычисляются следующим образом:

$$\begin{aligned}\hat{a}_k^{\phi} &= a_k^{\phi} \cdot (c_k^{\phi})^2, \\ \hat{b}_k^{\phi} &= b_k^{\phi} \cdot (c_k^{\phi})^2\end{aligned}$$

Частотная характеристика выбеливающего фильтра

$$H_i^{\text{вф}} = \sum_{k=(i-1) \cdot n_{\phi}}^{i \cdot n_{\phi}-1} (\hat{a}_k^{\phi} + \sqrt{-1} \cdot \hat{b}_k^{\phi}).$$

После вычисления обратного дискретного преобразования Фурье для полученной частотной характеристики, получена дискретная импульсная характеристика выбеливающего фильтра

$$h_i = \frac{1}{N_s} \sum_{k=0}^{N_s-1} H_k^{\text{вф}} \cdot \exp \left( \sqrt{-1} \frac{2\pi}{N_s} ik \right).$$

Полученная таким образом импульсная характеристика выбеливающего фильтра имеет длительность равную длительности сигнала  $N_s$  и позволяет выравнивать амплитуды шума приемо-передающего тракта в полосе частот полезного сигнала.

**Шаг 2.** Выравнивание амплитуд спектра сигнала выбеливающей фильтрацией.

Второй этап обработки, заключающийся в выбеливающей фильтрации, позволяет снизить влияние шумов канала на сигнал и увеличить общую помехоустойчивость, поскольку в качестве предварительной обработки выбеливающая фильтрация показала хороший результат по увеличению качества обработки. Суть данной процедуры сводится к формированию равномерного спектра из спектра произвольной формы, может быть описана, как свертка сигнала и импульсной характеристики фильтра

$$y_k^{\text{в}} = \sum_{i=0}^{N_s-1} y_{k+i} \cdot h_{N_s-1-i},$$

где  $y$  – входной сигнал в цифровой форме;  $h$  – импульсная характеристика выбеливающего фильтра;  $k$  – номер текущего цифрового отсчета.

**Шаг 3.** Выделение сигнала посредством линейной корреляции.

Далее происходит вычисление корреляционной величины  $R_k$  между выбеленным сигналом  $u_k^B$  и цифровой копией искомого сигнала  $m_i$ :

$$R_k = \sum_{i=0}^{N_{cp}-1} u_{k+i}^B \cdot m_i,$$

где  $N_T$  – длительность обрабатываемого сигнала в отсчетах частоты  $f_d$ ;  $m_k$  – опорный сигнал коррелятора в знаковой форме.

**Шаг 4.** Детектирование с адаптивным расчетом порога, учитывающем энергию входного сигнала.

Детектирование сигнала происходит пороговым способом с адаптивным измерением мощности принимаемого сигнала (RDP), основанного на существовании пропорциональной зависимости между амплитудой сигнала и значением корреляционной функции [5].

$$R_k > \mu_{rdp} \cdot A_k,$$

где  $A_k$  – энергетический параметр принимаемого сигнала:

$$A_k = \sum_{i=0}^{N_\mu-1} |u_{k+i}|^2;$$

$\mu_{rdp}$  – настроочный параметр;  $N_\mu$  – размер интервала для расчёта порогового значения.

#### 4. Способ на основе алгоритма «посимвольная корреляция»

При использовании алгоритма «посимвольной корреляции» вычисление значения корреляционной функции  $Rs_k$  для сложного сигнала вида ФМ, представленного в цифровом виде, и детектирование сигнала проводится по следующему алгоритму [6 – 8]:

**Шаг 1.** Для текущего положения окна производится последовательное перемножение значений векторов  $m$  и  $s$  для одного символа искомого сигнала и суммирование полученных произведений:

$$B_l = \sum_{j=1}^{Ts} m_j s_{k+l \cdot Ts+j}, \quad (4.3)$$

где  $j = 1 \dots Ts$ ;  $Ts$  – длина одного символа в отсчетах частоты дискретизации;  $m_j$  – значение одного отсчета маски символа;  $s_{k+l \cdot Ts+j}$  – значение одного отсчета входного сигнала рассматриваемого как часть очередного символа искомой последовательности;  $l = 1 \dots C_s$  – номер символа ФМ;  $k$  – номер отсчета входного сигнала.

**Шаг 2.** Определение бинарных символов. Если  $B_l < 0$ , то значение бинарного символа принимается, как  $u_l = -1$ . А если  $B_l \geq 0$ , то  $u_l = 1$ .

**Шаг 3.** Расчет корреляционной функции для  $k$  отсчета входного сигнала:

$$Rs_k = \sum_{l=1}^{C_s} PN_l u_l, \quad (4.4)$$

где  $PN_l$  –  $l$ -ый символ псевдослучайной последовательности  $PN$  (маски);  $k$  – номер отсчета входного сигнала.

**Шаг 4.** Полученное значение  $Rs_k$  сравнивается с максимальным  $Rs_{max}$  за предыдущие вычисления. Если  $Rs_k > Rs_{max}$ , то  $Rs_{max} = Rs_k$ , в памяти сохраняется значение  $k$ .

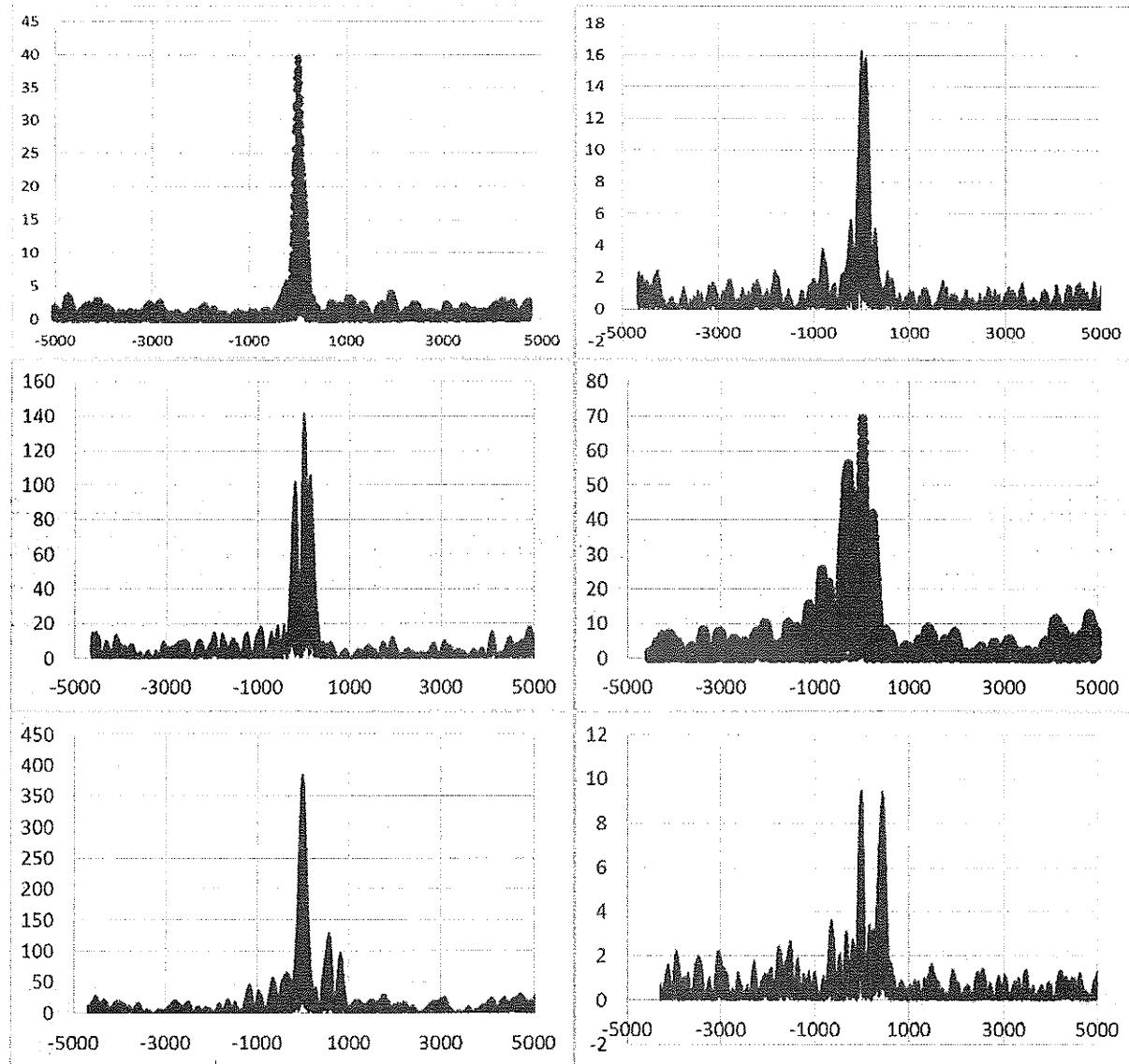
**Шаг 5.** Окно сдвигается на заданное смещение  $dS$ , которое определяется требуемой разрешающей способностью, вдоль рассматриваемого временного отрезка. Минимальное значение смещения равняется одному дискретному отсчету.

**Шаг 6.** Если достигнут конец анализируемого отрезка, то  $k$  номер дискретного отсчета входного сигнала, при котором было определено последнее значение  $Rs_{max}$  соответствует моменту обнаружения сигнала. Иначе переходим к **Шагу 1.**

Цель создания алгоритма «посимвольной корреляции» и способа детектирования на его основе состояла в решении задачи достоверного обнаружения сложного сигнала модулируемого М-последовательностью (или последовательностью Голда) в реальном времени (с задержкой равной длине искомого сигнала) с заданной оценкой времени запаздывания и вероятностью детектирования. Алгоритм линейной корреляции не обеспечивает решение задачи достоверности приема (есть сигнал или нет). При использовании алгоритма линейной корреляции отличительным признаком наличия сигнала в канале является максимальное значение корреляционной функции (энергетический показатель) на *всём* наблюдаемом интервале. Ввиду наличия в канале быстро меняющихся шумов, импульсных помех большой мощности, а также пространственному затуханию сигнала, при использовании линейной корреляции невозможно определить фиксированный уровень корреляционной функции (порог), при котором будет обеспечено достоверное детектирование сигнала с заданной вероятностью [9 – 13]. На рис. 4.1 приведены графики корреляционных функций полученных с помощью алгоритма линейной корреляции для реальных гидроакустических ФМ. Сигналы были излучены и приняты при использовании одинакового оборудования, и в один и тот же временной промежуток (15 августа 2012 года). Максимальные значения корреляционных функций определяют момент достоверного обнаружения сигналов. Каждый информационный ряд на графиках соответствует корреляционной функции одного сигнала. Все обрабатываемые сигналы имели следующую структуру и характеристики: длительность 83 мс, число символов моделирующей М-последовательности 127, длительность одного символа 0.6 мс. Соотношение сигнал/шум во всех случаях было меньше 0 дБ.

Как можно увидеть на представленных графиках максимальное значение корреляционной функции при достоверном детектировании лежит в диапазоне от 9 ед. до 380 ед. для различных сигналов, при этом максимальное значение боковых лепестков составило превышает 100 ед. Таким образом, можно сделать вывод о невозможности применения в реальных условиях достоверного порогового детектирования по заранее заданному значению корреляционной функции (в том числе и при реализации асинхронных систем связи), так как продемонстрированное априори непредсказуемое поведение корреляционной функции приведет к ложным срабатываниям приемного устройства. Возможная реализация с использованием адаптивного порога за счет определения значения соотношения энергии основного лепестка максимума корреляционной функции к

энергии боковых лепестков представляется затруднительной, так как в реальных условиях эксплуатации наблюдается априори неизвестный «размытий» основного лепестка за счет различных искажений при распространении сигнала (экспериментальные исследования показали возможность «размытия» до 4 мс).



*Рис. 4.1. Внешний вид корреляционной функции для реального ГАС вида ФМ*

Эффект «размытия» существенно затрудняет точное определения положения максимума основного лепестка и его ширины. Применение адаптивного алгоритма детектирования приведет к заведомой ошибке оценки времени запаздывания сигнала равной ширине основного лепестка корреляционной функции для самых неблагоприятных условий. Также необходимо учитывать эффект многолучевости распространения сигнала характерный для мелкого моря. Согласно модели Райса, пришедший первый луч будет определять наикратчайшее рассто-

жение распространения между излучателем и приемником. При этом первый пришедший луч, не всегда, будет иметь максимальное значение линейной корреляционной функции.

Решением указанных задач является разработка алгоритма детектирования/обнаружения, обладающего следующими особенностями:

1. Осуществление перехода от вычисления линейной корреляционной функции к вычислению бинарной корреляции. Максимальное значение корреляционной функции в этом случае заранее известно и равно числу символов в модулирующей последовательности.

2. Определение порогового значения корреляционной функции, при котором будет осуществляться достоверное обнаружение искомого сигнала (первого луча при многолучевом распространении) при заданном соотношении сигнал/шум, вероятности детектирования и оценки времени запаздывания сигнала.

Указанными особенностями обладает представленный в работе алгоритм «посимвольной корреляции» относится к квазиоптимальным когерентным методам детектирования. Доказательство корректности использования алгоритма «посимвольной корреляции» при детектировании сложных сигналов модулируемых псевдослучайной последовательностью при идеальных условиях когерентного приема представлено ниже:

Шаг 1. Пусть имеется полезный сигнал на входе детектора, модулируемый М-последовательностью (или последовательностью Голда). Длительность сигнала в дискретных отсчетах частоты дискретизации равна  $T = T_s \cdot C_s$ , где  $T_s$  – длительность символа в дискретных отсчетах.  $C_s$  - число символов в последовательности.

Шаг 2. Опорным (базовым) сигналом для модулирования служит сигнал вида

$$s(t_j) = \sin(\omega_0 t_j + \varphi), \quad (4.5)$$

где  $t_j$  – дискретный отсчет.

Шаг 3. Модулирующая псевдослучайная последовательность «*m*» представляет собой последовательность символов: 1 и -1, такую, что ее бинарная автокорреляционная функция имеет максимальное значение в момент полного совпадения сигналов, а во всех остальных случаях значение автокорреляционной функции не превышает  $\frac{1}{C_s}$ . Тогда сложный сигнал будет иметь вид

$$Y(t_j) = A_m(t_j) \cdot A(t_j) \cdot \sin(\omega_0 t_j + \varphi), \quad (4.6)$$

где  $A(t_j) = 1$  на интервале  $(t_j, t_{j+T_s-1})$  если  $m_i=1$ , и  $A(t_j) = -1$ , на временном интервале  $(t_j, t_{j+T_s-1})$  если  $m_i=-1$ ;  $i = 0..C_s - 1$ .  $j = 0..C_s - 1$ .  $i = \text{floor} \left( \frac{j}{T_s} \right)$ .

$A_m(t_j)$  – неотрицательное дискретное значение амплитуды сигнала на входе детектора.

Шаг 4. Рассмотрим случай когерентного приема. Величина фазы сигнала на входе детектора является известной, неизменной и определяется как  $\varphi = 0$ . В канале присутствует аддитивный белый гауссовский шум, соотношение сигнала шум на входе детектора много больше нуля, помехи в канале отсутствуют. Про-

странственное затухание сигнала отсутствует, т.е. при условии излучения сигнала с постоянной амплитудой, на входе детектора имеем величину  $Am(t_j)$  постоянной -  $Am(t_j) = const$ . Пусть априори известен момент прихода сигнала, тогда для того чтобы перейти от метода линейной корреляции к расчету методу «посимвольной корреляции» нам необходимо в момент обнаружения сигнала выделить его огибающую и произвести ее децимацию с частотой равной значению обратному длительности символа. Таким образом, получаем бинарную модулирующую последовательность. После чего провести бинарную корреляцию полученной и опорной последовательностей.

Для выполнения операции получения бинарной модулирующей последовательности «*и*», с учетом сделанных допущений, необходимо выполнить следующую операцию

$$u_i = sign(\sum_{h=0}^{T_s-1} Am(t_{k+(i)\cdot T_s+h}) \cdot A(t_{k+(i)\cdot T_s+h}) \cdot \sin(w_0 t_{k+(i)\cdot T_s+h})^2), \quad (4.7)$$

где  $i = 0 \dots Cs - 1$ ;  $t_k$  дискретный отсчет, соответствующий моменту обработки входного сигнала.

**Шаг 5.** Определение бинарных символов  $u_i$  происходит по знаку полученной суммы. Если значение суммы отрицательное, то значение бинарного символа принимается, как  $u_i = -1$ . А если положительное, то  $u_i = 1$ . При равенстве суммы «нулю»  $u_i = 0$ . После получения модулирующей бинарной последовательности «*и*» производится ее бинарная корреляция с опорной последовательностью «*т*»

$$Rs_k = \sum_{i=0}^{Cs-1} m_i \cdot u_i, \quad (4.8)$$

где  $m_i$  –  $i$ -й символ опорной псевдослучайной последовательности «*т*»;  $u_i$  –  $i$ -й символ опорной псевдослучайной последовательности «*т*»;  $k$  – номер дискретного отсчета (периода частоты дискретизации).

Полученное в результате значение, бинарной корреляционной функции  $Rsymb_k$  должно быть максимальным на исследуемом интервале (в идеальном случае равно длине модулирующей М-последовательности), и соответствовать моменту обнаружения искомого сигнала с ошибкой точности детектирования на временной оси, не превышающей  $\pm T_s$ . Оба утверждения являются корректными в рамках сделанных выше определений и допущений.

Важной вытекающей из алгоритма «посимвольной корреляции» особенностью, является возможность фильтрации мощных кратковременных импульсных помех, так как влияние помехи локализуется в границах одного символа и не распространяется на всё получаемое значение корреляционной функции.

Принимая во внимание, что все выше сказанное относится к когерентному режиму работы детектора, мы должны определить граничные условия применения полученных выводов для реальной системы работающей со сложными сигналами, которая, в общем случае, функционирует в некогерентном режиме. Необходимо ответить на следующие вопросы:

- Имеет ли место ложное детектирование – то есть максимальному значению  $Rs$  на наблюдаемом интервале не соответствует момент обнаружения сигнала в канале.

- При каком минимальном соотношении сигнал/шум на входе детектора возникает подобная ситуация.
- Какое значение  $R_s$  является необходимым и достаточным для достоверного (с заданной вероятностью) детектирования искомого сигнала.
- Для оценки эффективности алгоритма необходимо определить минимальное значения сигнал/шум SNR, дБ, при котором возможно достоверное обнаружение искомого сигнала с заданной точностью оценки времени запаздывания.

### *5. Способ на основе разработанного алгоритма знаковой корреляции*

Понижение уровней квантования и частоты дискретизации уменьшают количество элементарных математических операций на этапе обработки. Вычисление знаковой корреляции позволяет получить выигрыши в вычислительной мощности за счет сокращения разрядности вычислительных блоков, при этом помехоустойчивость знаковой корреляции по сравнению с классической линейной корреляцией по данным моделирования уступает не более, чем 2 дБ. Затем происходит детектирование пиков пороговым методом для допустимого значения вероятности правильного детектирования. При выборе порогового значения необходимо минимизировать вероятность ложных срабатываний. Для компенсации эффекта многолучевого распространения в гидроакустическом канале необходим выбор пика корреляционной функции, соответствующий лучу прошедшему в зоне прямой видимости или наиболее близкому к нему.

При использовании **алгоритма знаковой корреляции** детектирование сигнала проводится по следующему алгоритму:

**Шаг 1.** Выравнивание амплитуд сигнала, реализуемых знаковой функцией.

Преобразование полученного сигнала, представляющего аддитивную смесь шума и сигнала, в виде знаковой функции [14, 15]:

$$y_k^s = \text{sign}[y_k].$$

**Шаг 2.** Смещение сигнала в область низких частот.

Необходимо сместить среднюю частоту сигнала  $f_c$  в область низких частот так, чтобы  $f_c \rightarrow 0$ ; сигнал представляется в квадратурной суммы:

$$\dot{y}_k = X_k + \sqrt{-1} \cdot Y_k,$$

где  $X_j$  – реальная составляющая сигнала;  $Y_j$  – квадратурная составляющая сигнала.

Вычисление квадратурных компонентов сигнала происходит следующим образом:

$$X_k = \sum_{i=j}^{k+N_{\text{KB}}} y_{i+k}^s \cdot \cos(2\pi f_c i / f_d),$$

$$Y_k = \sum_{i=k}^{k+N_{\text{KB}}} y_{i+k}^s \cdot \sin(2\pi f_c i / f_d),$$

где  $f_c$  – средняя частота обрабатываемого сложного ФМ сигнала;  $f_d$  – частота дискретизации системы обработки сигнала;  $N_{\text{KB}}$  – длина окна обработки, должна

быть не менее длительности периода средней частоты сигнала  $T_c = 1/f_c$  и равняться целому числу периодов, т.е.  $N_c = n \cdot T_c$ , где  $n = 1, 2, 3 \dots$

**Шаг 3.** Обработка сигнала фильтром низких частот.

Выполняется операция свертки входного сигнала с импульсной характеристикой фильтра низких частот:

$$\hat{y}^\Phi_j = \sum_{i=0}^{N_\Phi-1} \hat{y}_{j+i} \cdot h_i,$$

где  $h_i$  – импульсная характеристика фильтра низких частот;  $N_\Phi$  – длина импульсной характеристики фильтра.

Частота среза фильтра  $f_{cp}$  выбирается равной полосе частот сигнала.

**Шаг 4.** Понижение частоты дискретизации.

Далее данная частота среза  $f_{cp}$  выступает в качестве частоты дискретизации системы после девиации частоты интегральным способом:

$$y_k^A = \sum_{i=0}^{N_d-1} \hat{y}^\Phi_{k+i},$$

где  $N_d$  – шаг дискретизации, равный отношению частоты дискретизации  $f_d$  исходного сигнала и частоты среза ( $N_d = f_d/f_{cp} = f_d/W$ ).

**Шаг 5.** Выделение полезного сигнала посредством вычисления знаковой корреляционной функции с повторным выравниванием амплитуд.

Низкочастотный сигнал с пониженной частотой дискретизации проходит знаковую корреляционную обработку:

$$R_k = \sum_{i=0}^{N_{cp}-1} sign[y_{k+i}^A] \cdot m_i,$$

где  $N_{cp}$  – длительность обрабатываемого сигнала в отсчетах частоты дискретизации  $f_{cp}$ ;  $m_i$  – опорный сигнал коррелятора в знаковой форме.

**Шаг 6.** Детектирование пиков функции с учетом длительности многолучевого профиля.

Детектирование сигнала происходит пороговым способом. Если значение  $R_k$  больше заданного порога  $h_n$  ( $R_k > h_n$ ), то имеет место быть наличие сигнала в канале. При этом  $h_n$  должно быть рассчитано при помощи выражений (4.1) и (4.2).

При пороговом детектировании в каждом из разработанных алгоритмов происходит проверка условия:  $R_k > h_n$ , при выполнении которого необходимо также дополнительно проверить, не было ли превышения порога в пределах интервала равного количеству  $N_\Pi$  шагов дискретизации  $[R_{k-N_\Pi}; R_k]$ . Если превышение порога уже имело место быть в данном интервале, то пик считается ложным. Данная проверка необходима для компенсации многолучевого распространения и проводится исходя из предположений, что длительность многолучевого профиля распространения сигнала равна  $N_\Pi$  отсчетов частоты дискретизации, а также что интервал излучения сигнала превышает время равное  $N_\Pi$  отсчетов частоты дискретизации. Данная проверка позволяет разделить сигнал, пришедший

по пути прямой видимости, от сигналов отраженных. Делая предположение, что сигнал прямой видимости всегда приходит раньше отраженных (то есть скорости распространения всех компонентов сигнала равны), необходимо выделить первый пик корреляционной функции. Последующие сигналы в пределах длительности  $N_p$  соответствуют отраженным лучам и должны быть отброшены. Выбор пиков корреляционной функции позволяет более точно регистрировать момент прихода сигнала.

### 4.3 Оценка фазы сложного сигнала вида ФМ

Для оценки фазы сложного сигнала вида ФМ, можно воспользоваться способом, указанным во второй главе при рассмотрении метода оценки фазы для простого сигнала. При расчете фазы сигнала так же следует принимать во внимание, что корректный результат будет иметь место только при точности оценки времени запаздывания сигнала не хуже, чем один период частоты несущей опорного гармонического колебания.

Отличием рассмотренного способа, при работе со сложными сигналами является то, что расчет коэффициентов  $A_k$  и  $B_k$  производится по следующим формулам

$$A_k = \sum_{i=0}^{N-1} mc_i \cdot u_{i+k}, \quad B_k = \sum_{i=0}^{N-1} ms_i \cdot u_{i+k}, \\ mc(t_i) = \cos(2\pi f_{s0} t_i) \cdot M(t_i), \\ ms(t_i) = \sin(2\pi f_{s0} t_i) \cdot M(t_i),$$

где  $t_i$  - временной дискрет,  $f_{s0}$  – несущая частота опорного гармонического колебания;  $M$  – вектор содержащий значения огибающей искомого сложного сигнала.

Для определения фазы сигнала используется формула

$$\Delta\varphi = \text{atan2}(A_k, B_k) + \varphi^*,$$

где  $\varphi^*$  – поправочное значение фазы сигнала. Данное значение зависит от величины  $\text{atan2}(A_k, B_k)$  и  $f_d/f_{s0}$ . При  $\frac{f_d}{f_{s0}} = 4$  составляет:  $0$  при  $\text{atan2}(A_k, B_k) < 360f_{s0}/f_d$ ;  $-360f_{s0}/f_d$  при  $(\frac{360f_{s0}}{f_d}) < \text{atan2}(A_k, B_k) < 2(\frac{360f_{s0}}{f_d})$ ;  $-2(\frac{360f_{s0}}{f_d})$  при  $\text{atan2}(A_k, B_k) > 2(\frac{360f_{s0}}{f_d})$ ;  $f_d$  – частота дискретизации.

### 4.4 Исследование работы синтезированных алгоритмов

Для оценки эффективности использования ФМ и способов их обработки, было проведено имитационное моделирование. Моделирование проводилось с использованием разработанного программного комплекса в среде математического моделирования Matlab [16 – 20]. Структурная схема разработанного комплекса представлена на рис. 4.2.

Условия проведения вычислительного эксперимента:

1. Для всестороннего рассмотрения влияния шума на оценку параметров сигнала при проведении эксперимента применялись три шумовых модели:

- модель шума представленная аддитивным белым гауссовским шумом, (ШМ1-шумовая модель 1);
- модель с аддитивным белым гауссовским шумом в ограниченной полосе частот (ШМ2-шумовая модель 2);
- шум реального гидроакустического канала (ШМ3-шумовая модель 3).

Цель использования нескольких шумовых моделей заключалась в определении той модели, при использовании которой будет получена наилучшая сходимость полученных данных в результате численного и реального экспериментов.

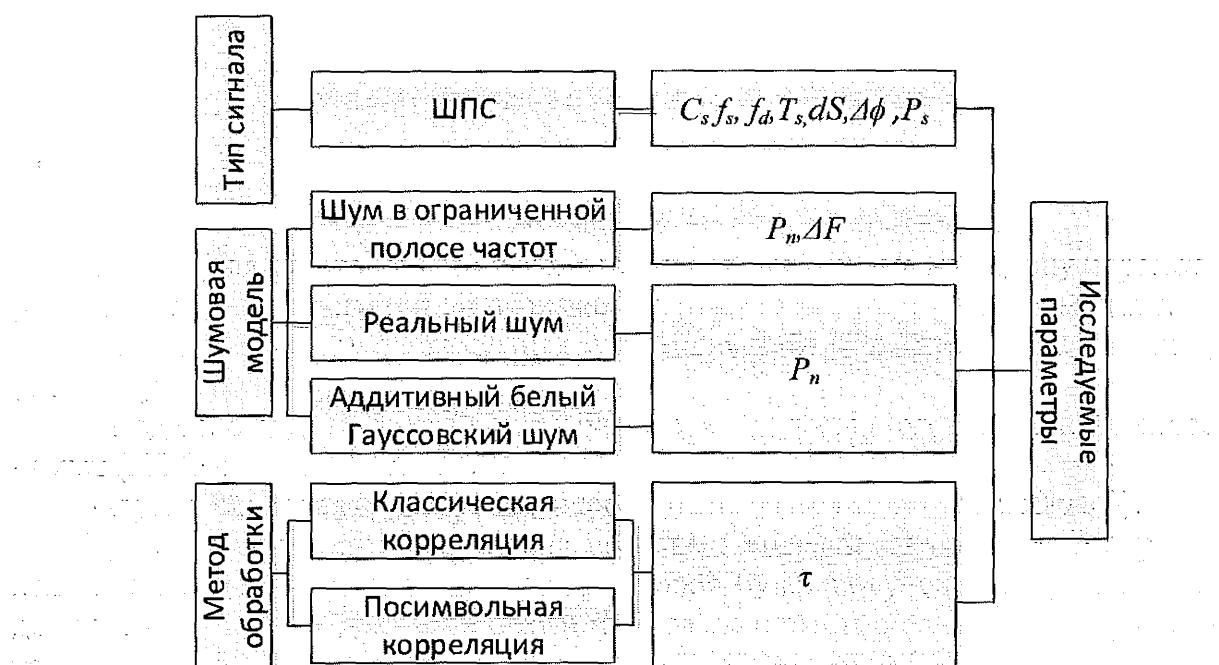


Рис. 4.2. Общая структура программного комплекса для определения граничных условий использования ГАС вида ФМ различной структуры

Для шумовой модели 2 полоса частот определялась исходя из технических характеристик гидроакустических преобразователей ПИ1-ЛУЗ.814. Для шумовой модели 3 использовалась усредненная по 300 различным независимым выборкам реализация шума реального гидроакустического канала. Каждая выборка была получена с помощью гидроакустического преобразователя: ПИ1-ЛУЗ.814 – резонансная частота составляет 11700 Гц.

2. Моделирование проводилось для диапазона значений  $SNR=10\log(P_s/P_n)$  на входе детектора от -20 до 20 дБ.  $P_s$  – мощность сигнала;  $P_n$  – мощность шума. Для каждого значения сигнал/шум на входе приемника при фиксированных прочих параметрах проводилось 273 измерения, что позволяет, используя формулу Бернулли, провести оценку вероятности достоверного обнаружения сигнала для доверительной вероятности  $Q = 0,9$  при доверительном интервале  $\epsilon = 0,05$ . В качестве оценки вероятности достоверного обнаружения сигнала использовалась частота  $\hat{P}$ .

3. Несущая частота сигнала  $f_{s0}=11,7\text{кГц}$  (соответствует резонансной частоте гидроакустического преобразователя ПИ1-ЛУЗ.814). Изменение несущей частоты сигнала в процессе моделирования проходило с учетом движения приемника со скоростью  $v = 0\text{-}3 \text{ м/с}$  вдоль направления распространения волны и в зависимости от длительности сигнала. Значение  $v$  выбиралось случайным образом из указанного предела для каждой итерации при моделировании.

4. Относительный период  $f^*$ :  $f^*=f_0/f_{s0}$ , где  $f_0$  – частота дискретизации,  $f_{s0}$  – несущая частота сигнала. Изменение параметра: 4, 8;

5. Длина одного символа – 0,6 мс (около 8 периодов несущей).

6. Т – длительность сигнала. Изменение параметра: 20 мс – соответствует последовательности длиной в 31 символ, 40 мс – соответствует последовательности длиной в 63 символа, 85 мс – соответствует последовательности длиной в 127 символ.

7. Шаг  $dS$  – шаг в отсчетах с которым можно двигать окно для определения максимума усредненной огибающей периодограммы без потери в точности оценки. Изменение параметра: 1, 2, 4, 16;

8. Допустимая граница оценки времени запаздывания (точность детектирования)  $\tau_{oi}$  обнаружения сигнала. Изменение параметра: 0,6 мс, 1 период несущей частоты опорного колебания;

9. Фаза в момент детектирования сигнала. Изменение параметра: случайное в пределах одного периода несущей частоты;

10. Все сигналы, анализируемые в ходе эксперимента, обладали одинаковой мощностью.

11. Длительность символа одинакова для всех анализируемых сигналов и равна 0,6(6) мс.

12. Фактом успешного детектирования сигнала считалось определение времени запаздывания сигнала с погрешностью, не превышающей заданной допустимой границы оценки времени запаздывания. Исходя из этого, вычислялась частота  $\hat{P}$ . В случае успешного детектирования фиксировалась погрешность детектирования, как разница между детектируемым и действительным значениями момента прихода сигнала в пределах допустимой границы оценки сигнала. Вычислялась максимальная, средняя и среднеквадратичная ошибка детектирования для каждого значения  $SNR$ . Представленные ниже граничные значения искомых характеристик и оценок, получены для значения  $\hat{P}=1$ .

**Результаты проведенного вычислительного эксперимента** (табл. 4.2 – 4.4) по оценке эффективности применения ФМ в качестве ГАС, при использовании алгоритма линейной корреляции для детектирования, позволяют говорить о том, что помехоустойчивость гидроакустической системы, для шумовых моделей 1 и 3, при заданной точности оценки времени запаздывания сигнала, существенно зависит от длительности используемых сигналов. Разница в помехоустойчивости системы при использовании сигналов ФМ – 31 и ФМ – 63 составляет 3 дБ для шумовой модели 1, и 5 дБ для шумовой модели 3. Разница в помехоустойчивости системы при использовании сигналов ФМ – 63 и ФМ – 127 составляет 3 дБ для шумовой модели 1, и 3 дБ для шумовой модели 3. При использовании шумовой модели 2 помехоустойчивость системы отличается только при

использовании ФМ – 31 – ухудшается на 3 дБ по сравнению с ФМ – 63 и ФМ – 127.

При этом помехоустойчивость системы при заданной оценке точности времени запаздывания в длительность одного символа не зависит от шага  $dS$  движения окна во время нахождения корреляционной функции. Точность оценки фазы сигнала при заданной оценки времени запаздывания равной одному периоду частоты несущей для определенных граничных значениях SNR не превышает 12 градусов, что с одной стороны в среднем в 3-5 раз хуже, чем при использовании простых сигналов, но достигается при более низких отношениях SNR, где использование простых сигналов с заданной частотой  $\hat{P}=1$  не возможно.

Таблица 4.2

**Максимальная ошибка оценки фазы сигналов при граничных значениях SNR работы системы для которых частота при заданной точности оценки времени запаздывания сигнала равна единице ( $\hat{P}=1$ ),  $f^*=4$ ,  $\tau_{оц}=80$  мкс. Значение фазы дано в градусах**

Тип сигнала*/ Длительность сигнала	П, 20 мс		С, ФМ - 31		П, 40 мс		С, ФМ - 63		П, 80 мс		С, ФМ - 127	
Шаг, отсчет	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
Модель 1	2		11		1		11		0,5		9	
Модель 2	1,6		11		1,2		14	11	1,5		11	
Модель 3	2,5		11		1,4		9		2		9	

\*П – простой; С – сложный

Таблица 4.3

**Границные значения SNR для которых частота при заданной точности оценки времени запаздывания сигнала равна единице ( $\hat{P}=1$ ),  $f^*=4$ ,  $\tau_{оц}=0,6$  мс**

Тип сигнала*/ Длительность сигнала	П, 20 мс		С, ФМ - 31		П, 40 мс		С, ФМ - 63		П, 80 мс		С, ФМ - 127			
Шаг, отсчет	1	2	4	1	2	4	16	1	2	4	1	2	4	16
Модель 1	-3		-13		-3		-16		-4		-19			
Модель 2	6		-5		5		-8		5		-8			
Модель 3	12		-2		12		-7		9		-9			

\*П – простой; С – сложный

Таблица 4.4

**Границные значения SNR для которых частота при заданной точности оценки времени запаздывания сигнала равна единице ( $\hat{P}=1$ ),  $f^*=4$ ,  $\tau_{оц}=80$  мкс**

Тип сигнала*/ Длительность сигнала	П, 20 мс		С, ФМ - 31		П, 40 мс		С, ФМ - 63		П, 80 мс		С, ФМ - 127	
Шаг, отсчет	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2	1	2
Модель 1	5		-9		5		-10		5		-16	-15
Модель 2	11		1		12		-2	0	13		-5	-4
Модель 3	12		5		14		-3	-2	14		-5	-4

\*П – простой; С – сложный

Моделирование показало, что применение рассматриваемых сложных сигналов позволяет улучшить помехоустойчивость для всех трех шумовых моделей

по сравнению с использованием простых сигналов, при условии равенства мощности и энергии излучения.

Переход от условия равенства мощности к условию равенства энергии можно осуществить путем добавления к имеющимся граничным значениям SNR для различной длительности сигнала при заданной точности оценки соответствующего значения  $G$  (корректирующей поправки), которое может быть получено по формуле

$$G = 10 \log\left(\frac{E_s}{E_{base}}\right),$$

где  $E_s$  – энергия анализируемого сигнала (сигнала для которого определяется корректирующая добавка);  $E_{base}$  – энергия базового сигнала (сигнал, относительно которого должно выполняться условие равенства энергии излучений). Величины  $E_s, E_{base}$  – представляют собой те значения энергий сигналов, которые были получены при проведении модельного эксперимента, при условии равенства мощностей анализируемых сигналов. В табл. 4.5 приведены корректирующие поправки для анализируемых сигналов.

**Таблица 4.5**  
**Корректирующие поправки для анализируемых сигналов при различных базовых**  
**сигналах**

№	Длительность базового сигнала	Длительности корректируемых сигналов			
		0,6 мс	20 мс	40 мс	84 мс
1	0,6 мс	0	15	17	21
2	20 мс	-15	0	3	6
3	40 мс	-17	-3	0	3
4	84 мс	-21	-6	-3	0

Таким образом для базового сигнала, равного по длительности 0,6 мс, получим следующие граничные условия по помехоустойчивости системы (табл. 4.6).

**Таблица 4.6**  
**Границные значения SNR для которых частота при заданной точности оценки**  
**времени запаздывания сигнала равна единице ( $\hat{P}=1$ ).  $f^*=4$ .  $\tau_{oi}=0,6$  мс.**

Тип сигнала*/	П,	П,	С,	П,	С,	П,	С,
Длительность сигнала	0,6мс	20мс	ФМ - 31	40мс	ФМ - 63	80мс	ФМ -127
Шаг, отсчет	1,2,3	1,2,4	1,2,4,16	1,2,4	1,2,4,16	1,2,4	1,2,4,16
Модель 1	2	12	2	14	1	17	2
Модель 2	10	21	10	22	9	26	13
Модель 3	14	27	13	29	10	30	11

\*П – простой; С – сложный

Видно, что применение сложных сигналов дает выигрыш как по энергии, так и по мощности для шумовых моделей 1, 3, по сравнению с простыми сигналами. При использовании шумовой модели 2 проигрыш имеет место при использовании ФМ -127.

Для базового сигнала, равного по длительности 20 мс, получим следующие граничные условия по помехоустойчивости системы (табл. 4.7).

Таблица 4.7

**Границные значения SNR для которых частота при заданной точности оценки времени запаздывания сигнала равна единицы ( $\hat{P}=1$ ).  $f^*=4$ .  $\tau_{oц}=0,6$  мс**

Тип сигнала*/ Длительность сигнала	П, 0,6мс	П, 20мс	С, ФМ - 31	П, 40мс	С, ФМ - 63	П, 80мс	С, ФМ - 127
Шаг, отсчет	1,2,3	1,2,4	1,2,4,16	1,2,4	1,2,4,16	1,2,4	1,2,4,16
Модель 1	-13	-3	-13	0	-13	2	-13
Модель 2	-5	6	-5	8	-5	11	-2
Модель 3	-1	12	-2	15	-4	15	-4

\*П – простой; С – сложный

Для базового сигнала, равного по длительности 40 мс, получим следующие граничные условия по помехоустойчивости системы (табл. 4.8).

Таблица 4.8

**Границные значения SNR для которых частота, при заданной точности оценки времени запаздывания сигнала, равна единицы ( $\hat{P}=1$ ).  $f^*=4$ .  $\tau_{oц}=0,6$  мс.**

Тип сигнала*/ Длительность сигнала	П, 0,6мс	П, 20мс	С, ФМ - 31	П, 40мс	С, ФМ - 63	П, 80мс	С, ФМ - 127
Шаг, отсчет	1,2,3	1,2,4	1,2,4,16	1,2,4	1,2,4,16	1,2,4	1,2,4,16
Модель 1	-15	-6	-16	-3	-16	-1	-16
Модель 2	-7	6	-8	5	-8	8	-5
Модель 3	-3	9	-5	12	-7	12	-7

\*П – простой; С – сложный

Для базового сигнала, равного по длительности 84 мс, получим следующие граничные условия по помехоустойчивости системы (табл. 4.9).

Таблица 4.9

**Границные значения SNR для которых частота, при заданной точности оценки времени запаздывания сигнала, равна единицы ( $\hat{P}=1$ ).  $f^*=4$ .  $\tau_{oц}=0,6$  мс.**

Тип сигнала*/ Длительность сигнала	П, 0,6мс	П, 20мс	С, ФМ - 31	П, 40мс	С, ФМ - 63	П, 80мс	С, ФМ - 127
Шаг, отсчет	1,2,3	1,2,4	1,2,4,16	1,2,4	1,2,4,16	1,2,4	1,2,4,16
Модель 1	-19	-9	-18	-6	-19	-4	-19
Модель 2	-11	0	-11	2	-11	5	-9
Модель 3	-7	6	-8	9	-10	9	-9

\*П – простой; С – сложный

Полученные результаты позволяют утверждать, что из рассмотренных типов сигналов и моделей, при условии равенства энергии во время излучения сигнала, наилучшую помехоустойчивость гидроакустической системе будет обеспечивать применение ФМ [21], при этом стоит отметить, что для всех трех шумовых моделей наилучшие результаты показали сигналы ФМ – 63. Применение простого сигнала длительностью 0,6 мс для шумовых моделей 1 и 2 обеспечивает помехоустойчивость для гидроакустической системы, сопоставимую с использованием ФМ, а при сравнении с ФМ – 127 показывает лучшие результаты (шумовая модель 2).

**Результаты проведенного вычислительного эксперимента** по оценке эффективности применения ФМ в качестве гидроакустического сигнала, при использовании алгоритма линейной корреляции, алгоритма на базе выбеливающей фильтрации и алгоритма на базе знаковой корреляции.

Полученные данные показывают, что помехоустойчивость разработанных алгоритмов ниже, чем помехоустойчивость линейной корреляции с критерием выбора сигнала по максимуму, [22 – 23]. При этом **алгоритма на базе выбеливающей фильтрации** на 2 дБ проигрывает в помехоустойчивости по сравнению с линейной корреляцией, но дает выигрыш в точности оценки временной задержки сигнала. Снижение помехоустойчивости объясняется оптимальностью правила максимума корреляционной функции, а также тем, что используемый в **алгоритме на базе знаковой корреляции** пороговый метод детектирования сигнала лишь приближается к данному оптимальному правилу. **Алгоритм на базе знаковой корреляции** разработан с целью упростить обработку сигнала и снизить вычислительные затраты, и как видно из рисунка, результатом этого стало снижение помехоустойчивости.

Ошибка оценки временной задержки сигнала рассчитывалась для каждого алгоритма. При значении  $\sigma(\tau_0)=1$  среднеквадратическое отклонение ошибки обнаружения сигнала во временной области равно длительности символа сложного ФМ сигнала.

Для того чтобы сравнить алгоритмы по точности, были определены значения  $SNR$  при фиксированном значении ошибки  $\sigma(\tau_0)$ . Результаты данного сравнения приведены в табл. 4.10. Для каждого фиксированного значения ошибки обнаружения  $\sigma(\tau_0)$  в соответствии с расчётами определялось значение  $SNR$  рассматриваемого алгоритма, для которого значение ошибки не превышает заданную величину. А затем определялось значение  $\Delta_k$ , которое показывает насколько отличаются условия помехоустойчивости алгоритмов при одинаковых значениях  $\sigma(\tau_0)$ . Величина  $\Delta_k$  определялась, как разность между значением  $SNR$  для базового алгоритма  $SNR_{base}(\sigma(\tau_0))$  и значением  $SNR$  для  $k$ -го алгоритма  $\Delta_k = SNR_{base}(\sigma(\tau_0)) - SNR_k(\sigma(\tau_0))$ .

Таблица 4.10

*SNR* при фиксированном  $\sigma(\tau_0)$

SNR	$\sigma(\tau_0)$				
	0,5	1	2	3	4
$SNR_{base}$ (лин. корр.)	>-8,1 дБ	>-9,3 дБ	>-13,3 дБ	>-18,4 дБ	>-22,4 дБ
$SNR_1$ (Выбеливание)	>-10,2 дБ	>-12,2 дБ	>-15,8 дБ	>-21,1 дБ	>-25,2 дБ
$\Delta_1$	2,1 дБ	2,9 дБ	2,5 дБ	2,7 дБ	2,8 дБ
$SNR_2$ (Знаковая корреляция)	>-8,5 дБ	>-10,3 дБ	>-14,2 дБ	>-19,2 дБ	>-23,1 дБ
$\Delta_2$	0,4 дБ	1 дБ	0,9 дБ	0,8 дБ	0,7 дБ

Таким образом, данные моделирования показали, что при фиксированной величине ошибки ожидаемый выигрыш разработанных алгоритмов по  $SNR$  со-

ставит: от 2,1 до 2,9 дБ в случае *алгоритма на базе выбеливающей фильтрации* и от 0,4 дБ до 1 дБ для *алгоритма на базе знаковой корреляции*.

Для сравнения вычислительной мощности необходимо рассчитать количество умножений, требуемых для вычисления одного корреляционного значения каждого из алгоритмов.

Для упрощения расчета было принято, что длины импульсных характеристик фильтров равны длительности сигнала  $N_T$ .

*Алгоритм на базе выбеливающей фильтрации* состоит из трех этапов. Выбеливающая фильтрация является общей процедурой для всех каналов обработки. При фильтрации количество умножений равно длине импульсной характеристики фильтра  $N_T$ . Для вычисления корреляционной функции одного канала потребуется еще  $N_T$  умножений, итого коррелятор выполняет  $N_T \cdot N_k$  умножений ( $N_k$  – количество каналов обработки). Таким образом, сложность алгоритма 1 есть  $o(N_T \cdot N_k)$ .

*Алгоритм на базе знаковой корреляции* состоит из шести этапов. При этом первые четыре этапа являются предварительной обработкой - общими для всех каналов. Предварительная обработка состоит из четырех фильтров: первые два предназначены для смещения в область низких частот, вторая пара фильтров для устранения высокочастотной помехи. Каждый из фильтров имеет импульсную характеристику равную  $N_T$ , то есть общее количество операций умножения при предварительной обработке  $4 \cdot N_s$ . Для вычисления корреляционной функции одного канала потребуется еще  $(N_T \cdot W)/f_d$  умножений (длительность сигнала уменьшилась за счет децимации частоты дискретизации), итого многоканальный коррелятор выполняет  $(N_k \cdot N_T \cdot W)/f_d$  умножений. Сложность *алгоритма на базе знаковой корреляции* становится  $o(N_k \cdot N_T \cdot k_f)$ , где константа  $k_f = W/f_d < 1$ , что говорит о снижении сложности работы алгоритма по сравнению с алгоритмом 1 за счет сокращения количества операций.

Данное преимущество *алгоритма на базе знаковой корреляции* особенно заметно при малых значениях полосы сигнала  $W$  относительно значения  $f_d$ . Кроме того большая часть операций умножений в *алгоритме на базе знаковой корреляции* являются битовыми операциями и могут параллельно выполняться на современных вычислительных системах, обеспечивая прирост производительности в зависимости от разрядности операндов.

Отличительным признаком разработанных алгоритмов является порядок выполнения известных процедур обработки сигнала. Полученные алгоритмы обладают новыми свойствами по сравнению с базовым алгоритмом:

1. способность вести асинхронный прием за счет пороговых критерий, определяющих достоверны ли принятые данные;
2. эффективность обработки в случае импульсной помехи за счет наличия первичной обработки, фильтрующей данный вид помех;
3. повышенная точность оценки параметра временной задержки за счет способности разделения лучей и стратегии выбора пиков корреляционной функции.

При условии отсутствия множественных отражений алгоритмы позволяют выделять сигналы, излучаемые с периодом равным длительности символа. Од-

нако, в реальной системе излучать и выделять сигнал так часто не представляется возможным ввиду многолучевой структуры распространения. При определенной временной задержке между принимаемыми сигналами невозможным становится разделить сигнал излучаемый и отраженный. Поэтому минимальное время между двумя излучаемыми сигналами должно быть ограничено длительностью многолучевого профиля распространения, достигающего в отдельных случаях десятков миллисекунд [24].

Разработанные алгоритмы обработки гидроакустических сигналов и результаты, полученные при помощи разработанной модели распространения гидроакустического сложного ФМ сигнала, позволяют предложить способ построения цифровой системы приемного устройства гидроакустической системы позиционирования с двухступенчатой корреляционной обработкой. Предлагаемый способ направлен на снижение энергопотребления приемного устройства и был реализован в цифровой системе маяка-ответчика [25, 26]. Проблема снижения энергопотребления особенно актуальна для систем маяка-ответчика, поскольку необходимо обеспечить наибольший период его автономной работы. При этом значительную часть времени маяк-ответчик проводит в режиме ожидания, прослушивая канал. Полезный сигнал, несущий команду для маяка, приходит во время выполнения миссий подводных роботов.

В предлагаемом способе построения (рис.4.3) цифровая система содержит два корреляционных приемника, а обработка происходит в два этапа. Первая ступень представляет собой одноканальное приемное устройство с низким энергопотреблением. В качестве такого устройства может выступать микроконтроллер или маломощная программируемая логическая интегральная схема. Здесь целесообразно сократить сложность обработки, поэтому в одноканальном приемнике используется алгоритм 2 (на базе знаковой корреляции). Вторая ступень это многоканальный приемник, который реализует распознавание команд. Для реализации второй ступени приемного устройства может быть выбран сигнальный процессор или другое высокопроизводительное средство обработки данных. Основными требованиями ко второй приемному устройству являются повышенная помехоустойчивость и точность. Данным требованиям отвечает алгоритм 1 (на базе выбеливающего фильтра).

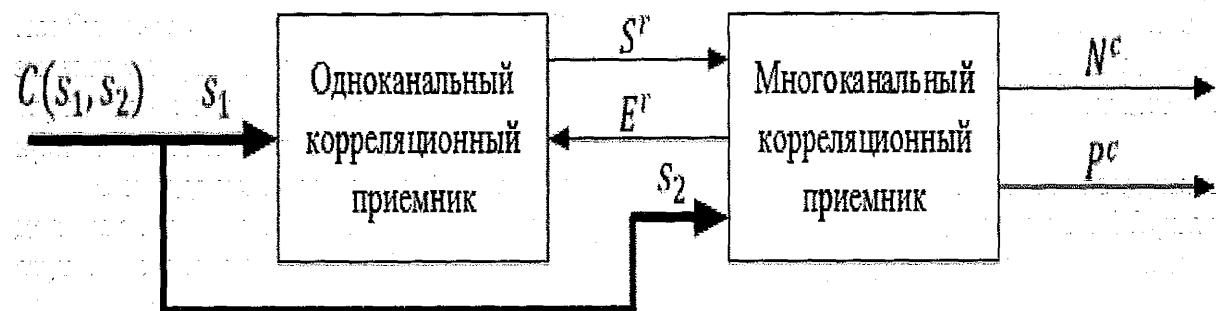


Рис. 4.3. Построение цифровой системы приемного устройства гидроакустической системы позиционирования

Для обеспечения работы приемного устройства излучатель должен сформировать пакет из двух сигналов  $C(s_1, s_2)$ , разделенных заданным времененным

интервалом и образующих команду. Каждый сигнал манипулируется своей псевдослучайной последовательностью. Первый сигнал  $s_1$  кодируется запускающей последовательностью, общей для всех команд данного приемного устройства. Второй сигнал  $s_2$  кодируется одной из командных последовательностей, которая содержит информацию о номере команды.

В режиме прослушивания (при определении запускающей последовательности) сигнал обрабатывается одноканальным корреляционным приемником, который должен функционировать постоянно. При наличии запускающей последовательности первая ступень генерирует сигнал  $S^r = f(s_1)$  для включения второй многоканального корреляционного приемника. Многоканальный приемники включается на заданный интервал  $T^s$ , определяемый величиной времени излучения между запускающей и командной последовательностями и защитным интервалом. Если многоканальный приемник обнаруживает сигнал  $s_2$ , то происходит определение номера команды. Многоканальный приемник генерирует сигнал признака наличия команды  $P^c = f(s_2)$  и номер декодированной команды  $N^c = f(s_2)$ . В случае истечения интервала  $T^s$  со времени запуска второй ступени или прихода командной последовательности, многоканальный приемник генерирует сигнал  $E^r = f(s_2, T^s)$ , после чего он отключается до прихода новой запускающей последовательности.

Сокращение энергопотребления происходит прежде всего ввиду того, что время работы многоканального приемного устройства сравнительно мало. Это означает также, что энергопотребление приемного устройства в большей степени определяется первой ступенью, которая должна быть реализована на цифровых микросхемах с низким энергопотреблением. В реализации данного способа построения приемного устройства в цифровой системе маяка-ответчика, описанной в работах [27, 28], удалось сократить энергопотребление в режиме ожидания до четырех раз (потребление одноканального приемника составило 116 мВт, потребление многоканального приемника составило 400 мВт).

**Анализ данных экспериментального исследования** эффективности алгоритма «посимвольной корреляции» показал, что детектор сигналов построенный с использованием данного алгоритма может называться квазиоптимальным по отношению к детектору реализующему алгоритм линейной корреляции (табл. 4.11).

Помехоустойчивость гидроакустической системы при реализации в качестве основного алгоритма обработки ФМ «посимвольной корреляции» понижается не более чем на 2 дБ, по сравнению с использованием алгоритма линейной корреляции при  $dS = 1$ . При шаге  $dS = 2-16$  результаты детектирования при использовании алгоритма «посимвольной корреляции» не могут считаться удовлетворительными.

В результате проведения численного эксперимента, с помощью *разработанной методики*, были эмпирически определены пороговые значения «посимвольной корреляционной» функции для обеспечения достоверного обнаружения гидроакустических ФМ различной длины.

Таблица 4.11

**Сравнение помехоустойчивости гидроакустической системы при использовании алгоритмов линейной и «посимвольной корреляции», при  $dS=1$ ,  $\tau_{ou}=0,6$  мс.,  $f^*=4$ ,  $\hat{P}=1$ , мощность сигналов равна.**

Тип сигнала/ Длительность сигнала	ФМ - 31		ФМ - 63		ФМ - 127	
	K*	C*	K	C	K	C
Модель 1	-13	-11	-16	-14	-19	-17
Модель 2	-5	-3	-8	-6	-10	-8
Модель 3	-2	0	-7	-6	-9	-9

\*K – линейная корреляция, C - посимвольная корреляция.

**Методика** определения порогового значения для обеспечения достоверного обнаружения сигнала при заданных параметрах и условиях: тип шумовой модели, символьная длина ФМ,  $f^*$  и  $\tau_{ou}$  – описывается следующей последовательностью действий:

**Шаг 1.** Строится график функции частоты  $\hat{P}(SNR)$  для заданных параметров. Алгоритм обработки «посимвольная корреляция».

**Шаг 2.** Строится график **минимальных** значений посимвольной корреляционной функции  $Rs(SNR)$  полученных в результате проведения численного эксперимента для соответствующих значений  $SNR$  при достоверном обнаружении.

**Шаг 3.** Определяется максимальное значение  $Er$  посимвольной корреляционной функции, при котором имело место ложное обнаружение сигнала ( $\hat{P}<1$ ) для всего проведенного численного эксперимента. Ложным является обнаружение сигнала, при котором его положение на временной оси определяется с худшей точностью, чем заданная оценка времени запаздывания  $\tau_{ou}$  [29 – 32].

**Шаг 4.** Определяется максимальное значение  $Lp$  посимвольной корреляционной функции, находящееся вне интервала заданной точности оценки времени запаздывания при достоверном обнаружении сигнала ( $\hat{P} = 1$ ) для всего проведенного численного эксперимента.

**Шаг 5.** Определяется минимальное значение «посимвольной корреляционной» функции  $Rs(SNR)$  при частоте  $\hat{P} = 1$ , для которого выполняется неравенство  $Tr > EL$ , где  $EL = \max(Er, Lp)$ . Полученное пороговое значение  $Tr$  соответствует минимальному отношению сигнал/шум  $MSNR$  для которого возможно достоверное обнаружение сигнала с применением предложенной методики.

Таким образом пороговое значение можно описать как

$$Tr = Rs(\hat{P}=1, MSNR).$$

На рис. 4.4 представлено графическое отображение методики определения порогового значения при использовании порогового критерия для определения достоверности обнаружения для ФМ со следующими характеристиками: ШМ3, ФМ – 127,  $f^*=4$ ,  $\tau_{ou}$  соответствует длине одного символа.

В табл. 4.12 приведены, определенные в результате имитационного моделирования, пороговые значения в *процентах* от максимального значения посимвольной корреляционной функции, и в относительных единицах, для исследуемых последовательностей различной символьной длины.

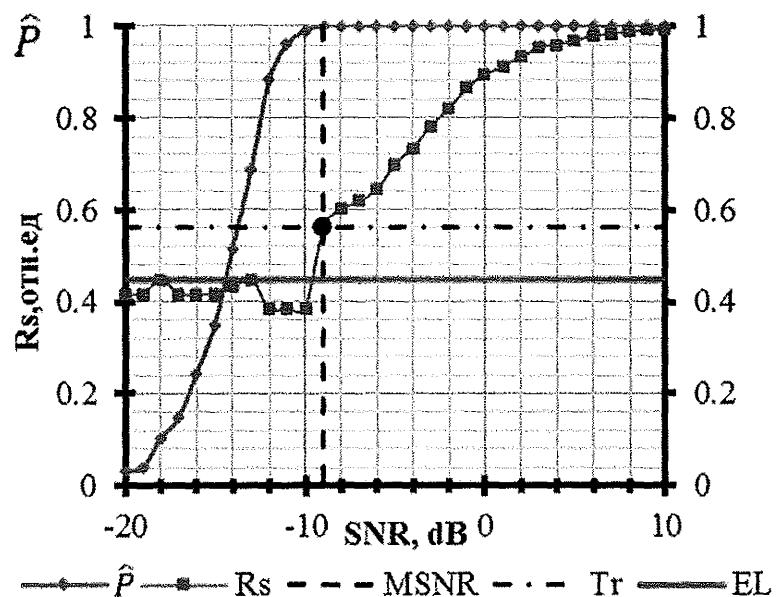


Рис. 4.4. Методика определения порогового значения для достоверного обнаружения ФМ с применением алгоритма «посимвольной корреляции»

Таблица 4.12

**Пороговые значения  
для модулирующих последовательностей  
различной символьной длины**

№ п/п	Модель шума	Структура ФМ					
		ФМ-31		ФМ-63		ФМ-127	
		%	отн.ед	%	отн.ед	%	отн.ед
1	ШМ1	80,6	25	55,6	36	48,7	62
2	ШМ2	80,6	25	58,76	38	56,5	72
3	ШМ3	80,6	25	52,4	34	55,9	71

Максимальное значение посимвольной корреляционной функции ФМ в относительных единицах равно количеству символов модулирующей последовательности.

## **Библиографические ссылки**

1. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
2. Пенин П. И. Системы передачи цифровой информации. – М.: Сов. Радио, 1976. – 368 с.
3. Proakis J.G. Digital Communications. – New York: McGraw-Hill, 2001. – 1150 p.
4. Коэн К. Ф. Н. Адаптивные фильтры: Пер. с англ. / под ред. К. Ф. Н. Коэна и П. М. Гранта. – М.: Мир, 1988. – 392 с.
5. Бурдинский И. Н. Методы и средства детектирования сигналов гидроакустических систем позиционирования // Вестник Тихоокеанского государственного университета. – 2009. – № 4(15). – С.39 – 46
6. О применении сложных сигналов в гидроакустических системах навигации и управления подводными роботами/ Бурдинский И. Н. и др. // Подводные исследования и робототехника. – 2008. – № 1. – С. 39 – 46.
7. Заявка на пат. на изобретение РФ № 2010124522 Способ обработки гидроакустических шумоподобных фазоманипулированных сигналов и устройство для его осуществления / Ф. В. Безручко, И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, М. А. Линник, А. С. Миронов, Д. С. Чемерис. Приоритет от 15.06.2010
8. Burdinskiy I. N., Mironov A. S., Myagotin A. V. Measuring system for the registration of pseudo-noise hydroacoustic signals // Proc. of 9th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering Proceedings (APEIE 2008). – Novosibirsk, 2008. – P. 63 – 70.
9. Бурдинский И. Н., Карабанов И. В. Оценка достоверности приема при обработке сложных сигналов // Теоретические и прикладные вопросы современных информационных технологий: Материалы X Всероссийской научно-технической конференции: в 2 ч. – Улан-Удэ: Изд-во ВСГТУ, 2009. – Ч. II. – С. 487 – 490
10. OFDM synchronization using PN sequence and its performance / C. Yan and at el. // In 14th IEEE Proceedings on PIMRC, 2003. – P. 936 – 939
11. Effect of Adaptive Threshold on Time Synchronization Based on PN Sequences in OFDM System / Y. Tian and at el. // Future Generation Communication and Networking (FGCN 2007) – 2007. – Vol.2. - P. 173 – 176
12. Модель распространения сложного фазоманипулированного сигнала в гидроакустическом канале / И. В. Карабанов и др. // Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2013. – № 3. – С. 103 – 112.
13. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012615906. Модель распространения широкополосного гидроакустического сигнала / Ф. В. Безручко, М. А. Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, А. С. Миронов. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 27.06.2012 (РФ).
14. Способ передачи телеметрической информации для гидроакустической навигационной системы / И. В. Карабанов, И. Н. Бурдинский, А. С. Миронов, М. А. Линник, Д. С. Чемерис // Федеральная служба по интеллектуальной

собственности, патентам и товарным знакам. Патент на изобретение RU 2452976. – 2012.

15. Бурдинский И. Н., Миронов А. С. Анализ эффективности использования корреляционной обработки шумоподобных гидроакустических навигационных сигналов // Технические проблемы освоения Мирового океана: Материалы научно-технической конференции. – Владивосток: Изд-во Дальнаука, 2007. – С.405-410.

16. Компьютерная модель гидроакустической телекоммуникационной системы в среде MATLAB / И.Н. Бурдинский и др; сост. В.В. Замаруев. // Проектирование инженерных и научных приложений в среде MATLAB: Материалы V международной научной конференции (г. Харьков, 11-13 мая 2011г.). – Харьков: ФЛП Щейнина Е.В., 2011. – С. 447 – 452.

17. Применение параллельных и распределенных вычислений в комплексе MATLAB для обработки данных / И. Н. Бурдинский и др. // Информационные технологии и высокопроизводительные вычисления: материалы международной науч.-практ. конф., Хабаровск, 4 – 6 октября 2011 г. – Хабаровск : Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, – 2011. – С.23 – 29.

18. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2008610396. Модель цифровой системы обработки широкополосных навигационных сигналов / М. А. Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, А. С. Миронов. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 21.01.2008 (РФ).

19. Анализатор статистических данных для оценки характеристик гидроакустического канала передачи / И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, М. А. Линник, А. С. Миронов, Ф. В. Безручко // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614179. – 2010.

20. Программный комплекс для определения энергетических параметров канала связи / И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, М. А. Линник, А. С. Миронов, Ф. В. Безручко // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614177. – 2010.

21. Estimation of different acoustic signals usage efficiency for navigation systems of underwater autonomous vehicles / I. V. Karabanov and at el. // Proceedings of OCEANS 2011 IEEE Santander Conference and Exhibition. – Santander, 2011.

22. Карабанов, И.В. Улучшение показателей точности и дальности действия системы позиционирования подводного робота // Материалы III конкурса-конференции научных работ молодых учёных Тихоокеанского государственного университета (Хабаровск, 1 – 4 дек. 2009 г.). Хабаровск: Изд-во Тихоокеан. гос. ун-та, 2010. – С. 24 – 28.

23. Acoustic communication system for underwater vehicle telecommunication / I.V. Karabanov and at el. // The First Russia and Pacific Conference on Computer Technology and Applications (Russia Pacific Computer 2010) 6 - 9 September, 2010 Russian Academy of Sciences, Far Eastern Branch, Vladivostok, Russia. – 2010. – p. 317 – 320.

24. Etter P. C. Underwater Acoustic Modeling. Principles, techniques and applications. – Taylor & Francis, 1995. – 344 p.
25. Маяк-ответчик гидроакустической навигационной системы / И. В. Карабанов, И. Н. Бурдинский, А. С. Миронов, М. А. Линник, Д. С. Чемерис // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Патент на изобретение RU 2426142 C1. – 2011.
26. Карабанов И. В., Линник М. А., Миронов А. С. Проектирование цифровой системы приемо-передатчика гидроакустического маяка // 14-ая международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2012», Москва, Россия, доклады. – М., 2012. – Выпуск XIV-2. – С. 390–393.
27. Маяк-ответчик гидроакустической навигационной системы ....
28. Карабанов И. В., Линник М. А., Миронов А. С. Указ. соч.
29. Метод порогового детектирования гидроакустического шумоподобного фазоманипулированного сигнала / А. С. Миронов и др.// 13-ая Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение - DSPA-2011» : доклады. – М., 2011 – Выпуск XIII-1. – С. 180–183.
30. Гидроакустическая телекоммуникационная система подводного робота / А.С. Миронов и др.// XVIII Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам : сборник материалов. – СПб., 2011. – С. 251–263
31. Underwater acoustic telecommunication system / A. S. Mironov and at el // 18th Saint Petersburg International Conference on Integrated Navigation System: Proceedings. – Saint Petersburg, 2011. – P. 298–305
32. Способ передачи телеметрической информации ...

## 5 РАЗРАБОТКА МОДЕЛИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО СИГНАЛА

### 5.1 Оценка временных параметров гидроакустического канала

Фундаментальная проблема исследования океана акустическими методами сопряжена с необходимостью определения параметров и оценки «слабых» сигналов на фоне шумов и помех. Для преодоления этой трудности, как правило, применяются различные способы. Одним из самых действенных является способ, заключающийся во временном накоплении информации. Но следует учитывать, что такое накопление особенно эффективно в период, когда условия распространения звука остаются неизменными. В связи с этим важно знание значений временных интервалов, в течение которых, оцениваемые параметры сигналов остаются неизменными при их передачи по каналу связи. Для модельного представления реальных сигналов это позволяет корректно осуществить перевод представления нестационарного случайного процесса (описание реального сигнала) в квазистационарный т.е. считать сигналы стационарными на некотором промежутке времени. Определяются следующие временные интервалы:

- интервалы когерентности и стационарности сигнала  $\tau_c$ . Под этим параметром, подразумевается временной интервал, в течение которого фазовая структура сигнала не претерпевает непредсказуемых изменений. Оценка интервала когерентности производится по следующей формуле [1]

$$\psi(\tau) = \frac{1}{T\sigma_n\sigma_0} \int_0^T R_o(\tau_1)R_n(\tau_1 \pm \tau)d\tau_1,$$

где  $R_o$  и  $R_n$  – результат свертки опорного зондирующего сигнала с принятым в нулевой и n-й момент времени сигналами соответственно;  $\sigma_0$  и  $\sigma_n$  – стандартные отклонения  $R_o$  и  $R_n$  соответственно; Т – время усреднения, равное длительности сигнала в точке приема. Для получения длительности интервала когерентности определяется временной отрезок, на котором значения огибающей функции  $\psi(\tau)$  для последовательных моментов прихода сигналов превышает заданный порог (как правило, свыше 0.9).

- интервал продольной  $\Delta\chi_{cor}$  пространственной корреляции (вдоль направления распространения волны) – минимальное приращение продольного расстояния между корреспондирующими элементами, вызывающее заметное нарушение когерентности сигнала;

- интервал поперечной  $\Delta\chi_{\perp cor}$  пространственной корреляции (перпендикулярно к направлению распространения волны) – минимальное приращение поперечного расстояния между приемопередающими элементами, вызывающее заметное нарушение когерентности сигнала;

При большом расстоянии  $L$  между приемником и излучателем имеет место следующая зависимость между интервалами поперечной и продольной корреляции:  $\Delta\chi_{\perp cor} = \sqrt{2\Delta\chi_{cor}L}$ . Расчеты и результаты экспериментов подтверждают

[2], что интервал поперечной корреляции оказывается во много раз больше, чем интервал продольной корреляции.

Как правило, интервал когерентности сигнала, регистрируемого в точке приема, оказывается существенно меньшим, чем в районе его излучения, что связано, прежде всего, с взаимным перемещением корреспондирующими элементами. Излученный источником когерентный сигнал, распространяясь в неоднородной среде, приходит в точку приема в виде многокомпонентного сигнала. Каждая его компонента отличается от излученного сигнала и от других компонент задержкой и амплитудой. При отсутствии движения корреспондирующих элементов в стабильных гидрологических условиях соотношение между фазами и амплитудами отдельных компонент не меняется во времени. Поэтому принимаемый сигнал, хотя и отличается от излученного сигнала, однако, его интервал когерентности практически такой же, как и излученного сигнала. В слоисто-неоднородной среде при синхронном перемещении корреспондирующих элементов без изменения расстояния между ними фазовые соотношения между составляющими не меняются. При этом принимаемый сигнал имеет интервал когерентности такой же, как и при отсутствии движения. Если расстояние между корреспондирующими элементами меняется, происходит нарушение фазовых соотношений, что приводит к потере когерентности сигнала. Эта величина для различных гидрологических условий разная, но не более нескольких десятков длин волн [3].

При продольном перемещении корреспондирующих элементов интервал когерентности  $\tau_c$  принимаемого тонального сигнала определяется как стабильностью  $\delta f$  источника звука, так и временем изменения расстояния между корреспондирующими элементами на величину  $\Delta \chi_{cor}$ :

$$\tau_c \approx \min\left(\frac{1}{\delta f}, \Delta \chi_{cor}/V\right),$$

где  $V$  – скорость взаимного удаления (приближения) корреспондирующих элементов.

При поперечном перемещении корреспондирующих элементов интервал когерентности  $\tau_c$  принимаемого сигнала описывается выражением

$$\tau_c \approx \min\left(\frac{1}{\delta f}, \frac{\Delta \chi_{\perp cor}}{V}\right).$$

Реальные перемещения корреспондирующих элементов практически не влияют на интервал когерентности дискретных составляющих шумовых сигналов, но в режиме локации быстрое продольное перемещение корреспондирующих элементов может приводить к сокращению интервала когерентности сигнала на четыре - пять порядков. В низкочастотном и среднечастотном диапазонах частот интервал поперечной пространственной корреляции превышает длину волны в сотни раз, а продольной – в десятки раз. В области низких и средних частот за период качки гидроакустического преобразователя (или за достаточно большую часть этого периода) когерентность сигнала обычно не нарушается. Этот факт справедлив для различных сигналов и служит физической основой для повышения потенциала гидроакустических систем при работе в сложных динамических условиях. В табл. 5.1 приведены измеренные значения интервала когерентности  $\tau_c$  для гидроакустических сигналов различной частоты.

Таблица 5.1

Значение интервала когерентности для гидроакустических сигналов различной частоты на дистанциях до 20 км [4].

№ п/п	Частотный диапазон	Интервал когерентности
1	Низкие частоты LF (до 1 кГц)	До 100 мин
3	Средние частоты MF (до 10 кГц)	До 5 мин
2	Высокие частоты HF (до 100 кГц)	Десятки мс

Также для уточнения картины распространения гидроакустического сигнала дополнительно количественно определяются такие параметры как, количество лучей многолучевого сигнала, время запаздывания лучей, углы их прихода и др.

## 5.2 Многолучевая структура гидроакустического канала

В основе научного исследования, проводимого в данной диссертационной работе, лежит имитационное моделирование, которое является одним из методов системного анализа. Моделирование выступает инструментом формирования случайных процессов, к которым также относится и процесс распространения гидроакустического сигнала. Имитационная модель позволит сравнить между собой и дать оценку эффективности алгоритмов приема сигнала без реализации аппаратных решений, найти оптимальные решения для задачи приема сигнала системой позиционирования подводного робота.

Для разработки модели распространения гидроакустического сигнала необходимо выделить основные составляющие рассматриваемого процесса (процесса распространения гидроакустического сигнала):

- 1) Генерация сигнала на стороне передатчика.
- 2) Множественные отражения сигнала в канале, создающие многолучевую структуру.
- 3) Зашумление сигнала под влиянием акустических процессов в подводной среде.
- 4) Потери энергии сигнала при распространении.

Многолучевая структура распространения сигнала часто описывается в работах, посвященных обработке гидроакустических сигналов [5 – 9 ]. Она относится к наиболее значимым факторам, оказывающим влияние на распространение и прием гидроакустических сигналов. Наличие многолучевости в канале приводит к следующим эффектам [10 – 12]:

1. быстрое изменение мощности сигнала при малом изменении дистанции или времени (замирания сигнала);
2. непредсказуемая частотная модуляция из-за допплеровских сдвигов каждого из лучей;
3. временная дисперсия, обусловленная различным временем распространения лучей.

Гидроакустический канал является сложной динамической системой, наиболее важные процессы которого могут быть описаны методами математического моделирования [13 – 15]. Используемые модели распространения наиболее часто основаны на использовании белого гауссовского шума [16, 17]. В отдельных работах также используются многолучевые модели, при этом амплитуды сигналов определяются либо по линейному закону, либо выбираются произвольные значения [18 – 20]. Такие модели распространения оказываются неадекватны реально наблюдаемым явлениям канала. Это дает основание отказаться от традиционных моделей в пользу математической модели, построенной на анализе экспериментальных данных и использующей имитационное моделирование.

Предлагаемая модель канала для описания эффекта многолучности использует модель Райса, поскольку она наилучшим образом подходит для гидроакустического канала, [21 – 23]. Согласно данной модели сигнал на входе приемника после прохождения гидроакустического канала состоит из одной доминирующей компоненты с наибольшей амплитудой и множества сравнительно малых компонент, имеющих собственную задержку относительно первой доминирующей. Доминирующая компонента обусловлена наличием луча прямой видимости, а множество малых компонент соответствует отражениям волн от акустических препятствий. При этом малые отраженные компоненты способны усиливать друг друга, превосходя по мощности луч прямой видимости. Также они способны приходить в противофазе с основным лучом, приводя к замираниям сигнала.

В разработанной модели сигнал представляется суммой доминирующей компоненты  $A_m \cdot \cos(2\pi f_c t - \theta)$  и множества отраженных составляющих, представленных квадратурными функциями  $a(t)$  и  $b(t)$ , которые являются независимыми узкополосными гауссовскими случайными процессами с математическим ожиданием в нуле [24]. В соответствии с данной моделью сигнал  $u(t)$  описывается следующим выражением:

$$u(t) = A_m \cdot \cos(2\pi f_c t - \theta) + a(t) \cdot \cos(2\pi f_c t) + b(t) \cdot \sin(2\pi f_c t),$$
 где  $a(t)$  и  $b(t)$  – это описанные выше многолучевые компоненты;  $A_m$  – амплитуда доминирующего компонента (луча прямой видимости);  $f_c$  – средняя частота сигнала.

Огибающая сигнала  $S(t)$  и фазовая характеристика  $\psi(t)$  определяются выражениями

$$S(t) = \sqrt{[A_m \cdot \cos(\theta) + a(t)]^2 + [A_m \cdot \sin(\theta) + b(t)]^2},$$

$$\psi(t) = \arctan \left[ \frac{A_m \cdot \sin(\theta) + b(t)}{A_m \cdot \cos(\theta) + a(t)} \right].$$

Структуру сигнала удобно представить при помощи линии задержки с отводами, [25, 26]. Для фиксированного количества отводов, каждому из которых соответствует многолучевой компонент сигнала, вычисляются характеризующие параметры, такие как избыточная задержка, нормированные амплитуды и распределения амплитуд. Такой канал представляется в виде фильтра с конечной импульсной характеристикой, которая является функцией времени. Ниже на рис. 5.1 представлена модель линии задержки с  $K$  коэффициентами для каждого отвода  $h_k(t)$ ,  $k = 0, 1, \dots, K - 1$ .

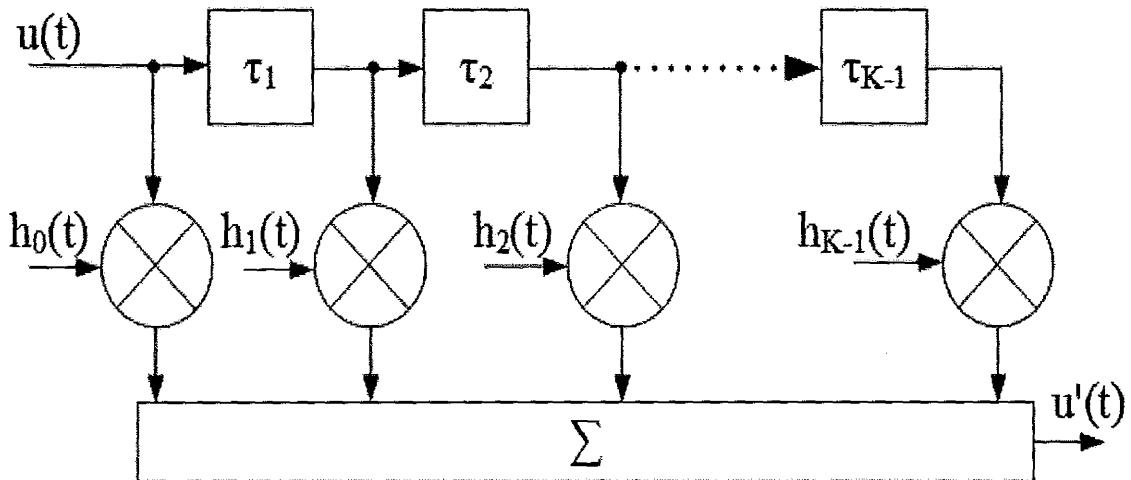


Рис. 5.1. Модель канала на линии задержки с отводами

Входная и выходная функции канала,  $u(t)$  и  $u'(t)$ , являются комплексными. Узел отвода отмечается, как задержка  $\tau_k$ .

Выходная функция представляется следующим образом:

$$u'(t) = \sum_{k=0}^{K-1} u(t - \tau_k) h_k(t).$$

Переменные коэффициенты  $h_k(t)$  являются комплексными стационарными случайными процессами. Коэффициенты  $h_k(t)$  это веса для  $K$  отводов с задержками  $\tau_k$ ,  $k = 0, 1, 2, \dots, K - 1$ , при этом между процессами  $h_k(t)$  нет взаимной корреляции.

Данная модель была взята за основу при написании программного кода многолучевой структуры канала. Для уточнения значений амплитуд компонентов сигнала предлагается вычислять амплитудный профиль задержки лучей (многолучевой профиль распространения сигнала)  $a_h(\tau)$ , изображенный на рис. 5.2.

Для расчета характеристики  $a_h(\tau)$  необходимо было выделить отдельные лучи в структуре принимаемого сигнала и оценить амплитуду каждого из лучей [27]. Отдельная реализация сигнала обрабатывалась корреляционным способом с применением порогового детектирования. Квадратурные амплитуды лучей  $A_k$  и  $B_k$  для фиксированного значения задержки  $\tau_i$  использовались для вычисления среднеквадратичного значения амплитуды  $\sigma(\tau_i)$ . Затем все полученные значения  $\sigma(\tau_i)$  использовались для расчета характеристики путем аппроксимации полученных точек  $a_h(\tau) = f(\sigma(\tau_i))$ . Такая обработка позволила выделить до десяти отдельных лучей для одного излученного сигнала.

После выделения  $i$ -го луча оценивались три параметра: задержка  $\tau_i$ , фаза  $\varphi_i$  и амплитуда  $A_i$ . Расчет задержки  $\tau_i$  производился относительно первого обнаруженного луча. Для построения многолучевого профиля было обработано более десяти тысяч реализаций сигнала, которые были получены в реальных экспериментах в условиях мелкого моря.

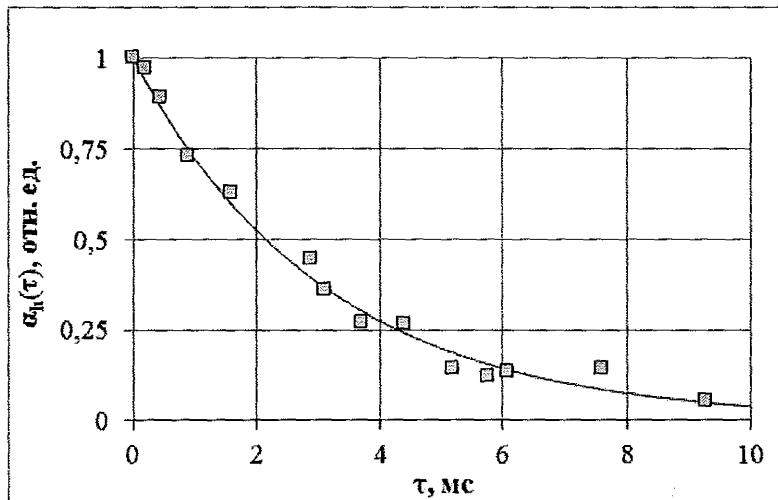


Рис. 5.2. Многолучевой профиль распространения сигнала

Характеристика многолучевого профиля использовалась для определения среднеквадратичного отклонения амплитуды квадратурных составляющих сигнала в зависимости от значения задержки  $t$ . При написании модели количество лучей в структуре сигнала определялось фиксированным числом, задаваемым пользователем программного обеспечения. Согласно модели Райса задержка сигнала  $\tau_i$  для  $k$ -го луча и его начальная фаза  $\varphi_i$  задавались равномерным распределением. Амплитуда  $A_i$  определялась, как комплексный случайный процесс, квадратурные составляющие которого являются случайными величинами с гауссовским распределением (математическое ожидание равно нулю и среднеквадратичное отклонение соответствует значению амплитудного профиля для задержки луча  $\tau_i$ ).

Предлагаемый подход к моделированию многолучевой структуры распространения сигнала имеет цель максимально приблизить моделируемый процесс к реальным условиям мелкого моря.

Оценить влияние на обработку сигнала многолучевой структуры распространения позволил следующий вычислительный эксперимент, в котором сигнал представлялся в виде суперпозиций различного количества копий ФМ сигнала [28 – 30], имитирующих отраженные компоненты в соответствии с моделью распространения Райса. Ниже на рис. 5.3 представлена зависимость частоты событий успешного обнаружения сигнала  $P_{\text{дет}}$  от значения  $SNR$ .

Величина  $P_{\text{дет}}$  определялась как, отношение  $P_{\text{дет}}(SNR) = \frac{n_{\text{дет}}}{n_{\text{общ}}}$ , где  $n_{\text{дет}}$  – количество событий успешного обнаружения при фиксированном значении  $SNR$ ,  $n_{\text{общ}}$  – общее количество выборок сигнала (испытаний) при данном значении  $SNR$ . Поскольку,  $n_{\text{общ}} = 273$  для всех значений  $SNR$ , что согласно теореме Муавра-Лапласа, с доверительной вероятностью 0,9 позволяет достаточно точно оценить вероятность успешного детектирования с доверительным интервалом 0,05.

Из рис. 5.3 видно, что многолучевая структура сигнала оказывает негативное влияние на прием (в среднем помехоустойчивость приема снизилась на 2 дБ).

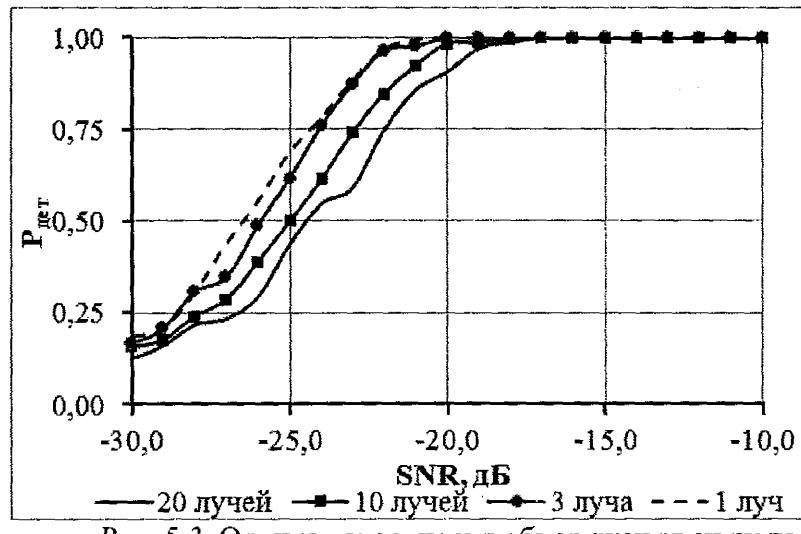


Рис. 5.3. Оценка вероятности обнаружения сигнала

Влияние эффекта многолучевости на точность детектирования сигнала отображено в табл. 5.2, показывающей среднеквадратичную величину ошибки оценки временной задержки сигнала  $\sigma(\tau_0)$  при  $-30 \text{ dB} \leq SNR \leq 0 \text{ dB}$  для различного количества лучей. Ошибка  $\sigma(\tau_0)$  рассчитывалась только для случаев успешного обнаружения сигнала и выражена в относительных единицах по отношению к ширине корреляционного пика одиночного сложного сигнала  $\tau_0$ .

Таблица 5.2

Ошибки обнаружения при многолучевости

	Количество лучей					
	1	2	3	5	10	20
$\sigma(\tau_0)$ , отн. ед.	0,420	0,465	0,545	0,819	1,708	2,589

Вычислительный эксперимент показал, что с увеличением количества лучей снижается вероятность детектирования и точность оценки временной задержки. Реальный сигнал на входе приемного устройства является суперпозицией бесконечного числа копий сигнала [31, 32]. Интерференция, возникающая в виде наложения многолучевых компонент, способна значительно ослаблять мощность принятого сигнала, а также искажать сигнал во временной и частотной областях. Учет многолучевой структуры распространения при обработке позволил бы увеличить точность оценки параметра временной задержки и помехоустойчивость обнаружения сигнала [33].

### 5.3 Шумы на входе приемного устройства

Кроме излученного сигнала на приемное устройство поступают сигналы от посторонних источников и создают помехи приему полезного сигнала. Природа помех многообразна. Внешними мешающими помехами могут быть естествен-

ные акустические процессы, происходящие в водной среде, а также сигналы других гидроакустических систем. К внутренним помехам относятся флуктуационные шумы приемника, нестабильности питающих напряжений и параметров элементов приемника. Подробный анализ природы помех на входе приемного устройства приведен в работе [34].

В большинстве случаев помехи складываются на входе приемника с полезным сигналом и поэтому называются аддитивными. Наиболее распространено предположение о помехе, как о нормальном белом шуме с нулевым средним значением и спектральной плотностью  $N_0$  [35]. Таким образом, выходной сигнал канала  $u'(t, \lambda)$  часто можно представить в виде аддитивной модели

$$u'(t, \lambda) = u(t, \lambda) + n(t),$$

где  $u(t, \lambda)$  – принятый с искажениями полезный сигнал с параметрами  $\lambda$ ;  $n(t)$  – помеха, являющаяся случайным процессом.

Если в качестве  $n(t)$  выступает аддитивный нормальный белый шум, то данное обстоятельство не позволяет учитывать частотную характеристику реального канала, а также другие практические случаи, когда прием полезного сигнала может происходить в условиях узкополосных и импульсных помех [36]. Частотная характеристика и функция плотности вероятности амплитуд шумов на входе приемного устройства в реальных экспериментах существенно отличаются от характеристик белого шума.

В данной работе для приближения модели шума к реальным условиям эксплуатации использовалась аддитивная модель  $n(t)$ , которая была уточнена при помощи функции плотности вероятности амплитуд и АЧХ [37].

Для того чтобы генерируемый шум повторял заданную спектральную характеристику, белый гауссовский шум необходимо пропустить через линейный фильтр

$$\dot{n}^{(t)} = n(t) \cdot h^a(t),$$

где  $n(t)$  – белый гауссовский шум;  $h^a(t)$  – импульсная характеристика фильтра, имеющего АЧХ реального шума на входе приемного устройства.

Также требуется получить из белого гауссовского шума случайный процесс с произвольной функцией плотности вероятности. Предлагается применить в разрабатываемой модели подход из работы [38], не используемый ранее для генерации шума. Сначала численно рассчитывается интегральная функция распределения вероятности  $F_1(x)$  для гауссовского шума после фильтрации  $n^{(t)}$ . Затем такая же функция  $F_2(x)$  рассчитывается для реального шума, а также обратная ей функция  $g(x) = F_2^{-1}(x)$ . Вычисленные функции позволяют получить преобразование для получения процесса с заданной функцией распределения вероятностей  $G(x) = g[F_1(x)]$ . Характеристику  $G(x)$ , полученную численными методами и не являющуюся линейной, удобно представить при помощи степенного полинома, что сведет весь процесс преобразования к операциям сложения и умножения:

$$G(x) = q_k x^k + q_{k-1} x^{k-1} + \dots + q_2 x^2 + q_1 x^1,$$

где  $q_k$  – коэффициенты аппроксимирующего полинома, полученные методом наименьших квадратов.

В разрабатываемой модели предлагается уточнять модель шума следующим образом:

$$n^a(t) = G[n(t) \cdot h^a(t)].$$

То есть сначала задается необходимый спектр шума при помощи фильтрации шума с заданной АЧХ, а затем полученный случайный процесс приобретает необходимую функцию плотности вероятности.

## 5.4 Потери энергии на распространение гидроакустического сигнала

Другой важный эффект распространения звука в воде это потери энергии на распространение [39 – 43]. Модели потерь распространения отображают общие зависимости энергетических параметров сигнала от дальности распространения. Данная характеристика существенно зависит от акватории и различна для мелкого, глубокого и арктического морей.

«Мелкое море» – понятие весьма условное, поскольку нет строгого критерия различия [44]. С географической точки зрения это районы морей и океанов с глубинами менее 200 метров. Обычно в гидроакустике термину «мелкое море» соответствует море, в котором акустическое поле формируется за счет много-кратных отражений от поверхности и дна. Для процесса распространения звука в условиях мелкого моря характерны сложность теории и трудности математического описания акустических свойств, как границ, так и среды, заключенной между ними. Акустическое поле в мелком море на больших расстояниях представляет собой набор волн и имеет сложную интерференционную структуру. Большое практическое значение при этом имеют усредненные законы спада интенсивности и давления акустических волн [45].

Для условий мелкого моря наиболее распространенные модели потерь энергии: модель Марша-Шулькина и модель Роджерса.

Модель Марша-Шулькина для мелкого моря [46, 47]:

$$TL = \begin{cases} 20 \log r + \alpha_{\text{n}} r + 60 - K_L, & \text{при } r < H \\ 15 \log r + \alpha_{\text{n}} r + \alpha_t \left( \frac{r}{H} - 1 \right) + 5 \log H + 60 - K_L, & \text{при } H < r < 8H \\ 10 \log r + \alpha_{\text{n}} R + \alpha_t \left( \frac{r}{H} - 1 \right) + 10 \log H + 64.5 - K_L, & r > 8H \end{cases}$$

где  $H = \left[ \frac{L+l}{3} \right]^{1/2}$ , км;  $L$  – толщина изотермического слоя, прилегающего к поверхности, м;  $l$  – глубина моря, м;  $r$  – расстояние (дальность излучения), км;  $\alpha_{\text{n}}$  – коэффициент поглощения, дБ/км;  $\alpha_t$  – коэффициент затухания в мелком море, дБ;  $K_L$  – фактор аномалии в ближнем поле, дБ.

В модели Роджерса для мелкого моря [48] потери распространения определяются выражением

$$TL = 15 \log r + \eta_1 r + \eta_2 + \eta_3 r^2,$$

где  $r$  – расстояние, м;  $\eta_1$ ,  $\eta_2$ ,  $\eta_3$  – коэффициенты, выбираемые в зависимости от профиля скорости звука.

Для случая отрицательного градиента скорости звука (скорость звука снижается при увеличении глубины) Роджерс, предложил следующее выражение:

$$TL = 15 \log r + 5 \log(l\beta) + \frac{\beta_d r \theta_L^2}{4H} - 7.18 + \alpha_n r,$$

где  $r$  – расстояние, км;  $l$  – глубина моря, м;  $\beta_d$  – коэффициент потерь дна, дБ/рад;  $\theta_L$  – ограничивающий угол, рад;  $\alpha_n$  – коэффициент поглощения, дБ/км.

Отношения для расчета потерь на распространение в приповерхностном канале глубокого моря:

$$TL = 10 \log r_0 + 10 \log r + (\alpha_n + \alpha_L)r \cdot 10^{-3},$$

где  $r_0$  – максимальное отклонение луча, м;  $r$  – расстояние, м;  $\alpha_n$  – коэффициент поглощения, дБ/км;  $\alpha_L$  – коэффициент утечки энергии, дБ/км.

Согласно [49], потери на распространение на расстояниях от 10 км до 30 км не зависят от частоты, формы волнового фронта и состояния поверхности моря. В случае размещения источника и приемника звука вблизи поверхности моря потери на распространение составляют

$$TL = 10 \log r + 0.25 \cdot r \cdot 10^{-3}.$$

И хотя уровень шума чаще всего не изменяется существенно в зависимости от пространственных характеристик гидроакустического канала, важным параметром при оценке эффективности гидроакустических систем является значение  $SNR$  [50 – 54]. Данное отношение представляет интерес в виду уменьшения энергии сигнала в процессе распространения и соответственного снижения уровня сигнала относительно уровня шума. На рис. 5.4 представлен график потери мощности сигнала при распространении, а также показан уровень шума. Видно, что при распространении снижается, как уровень сигнала, так и значение  $SNR$ . Средняя частота первого сигнала равна 50 кГц, средняя частота второго сигнала равна 5 кГц, при этом полосы обоих сигналов равны 10 кГц. Средняя мощность шума держалась на одном уровне и составила 90 дБ.

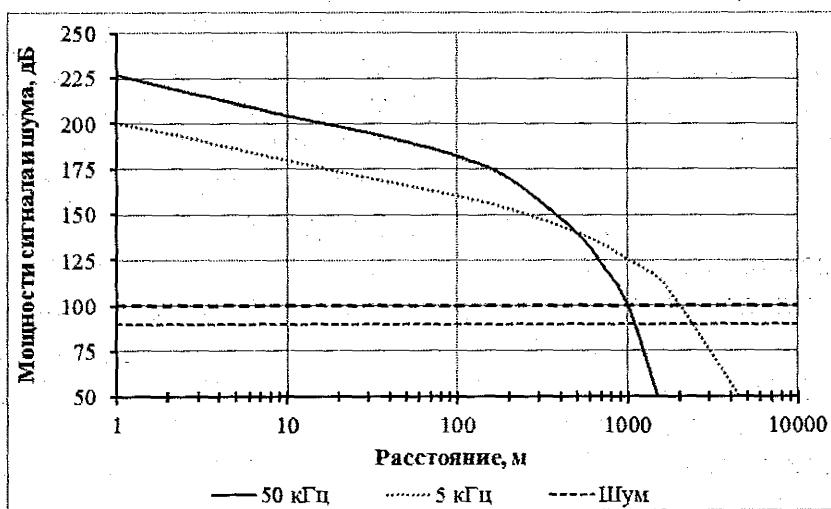


Рис. 5.4. Потери мощности сигнала и уровень шума [55]

Из графиков видно, что потери высокочастотного сигнала куда более существенны с изменением расстояния. Можно сделать вывод, что увеличение даль-

ности системы приема без изменения частотных характеристик возможно либо за счет увеличения мощности излучаемого сигнала, либо за счет увеличения помехоустойчивости алгоритмов приема и обеспечения приема при низких значениях  $SNR$ .

Анализ работы алгоритмов и систем при различных значениях  $SNR$ , позволяет сравнивать их помехоустойчивость. А при известной мощности излучателя сигнала и уровня шума это позволяет оценить потенциальную дальность работы систем.

## 5.5 Реализация программной модели распространения сигнала

Модель распространения гидроакустического сигнала, опубликованная в работах [56 – 60], была реализована при помощи пакетов прикладных программ для решения задач технических вычислений. Структура разработанного программного обеспечения изображена на рис. 5.5.

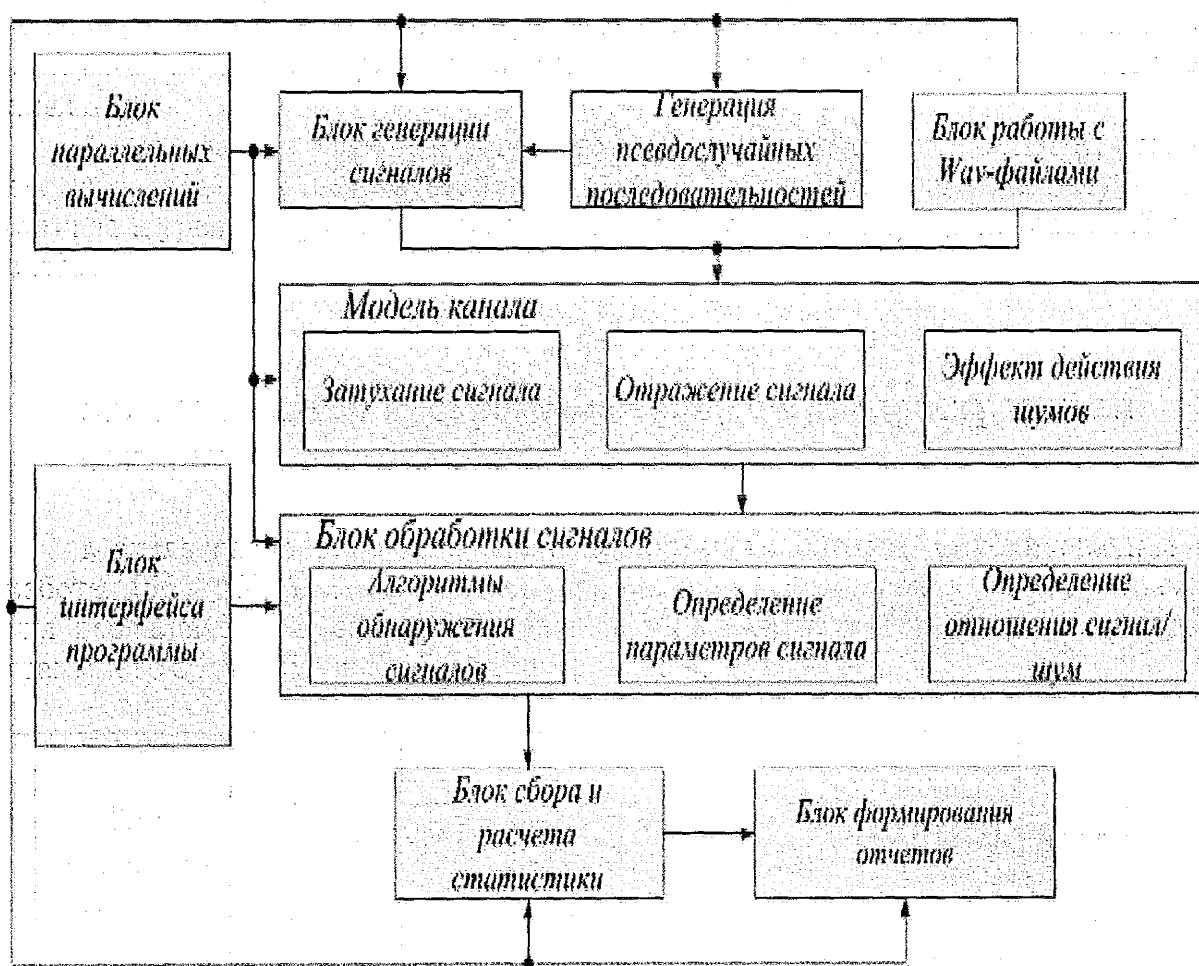


Рис. 5.5. Структура программного обеспечения модели передачи сигнала

Разработанная модель позволяет задавать ряд параметров излучения и распространения сигнала:

- размер интервала времени излучения  $T_0$  и время прохождения сигнала от источника до приемника  $\tau$ ; полоса частот  $W$  и форма спектра шума  $N(f)$ ;
- отношение сигнал/шум  $SNR$ ;
- форма многолучевого профиля распространения сигнала  $a_h(\tau)$ , многолучевая структура (канал Релея или канал Райса) и количество лучей  $N_m$ ; вид генерируемого сигнала: тип манипулирующей последовательности с заданным числом символов  $N_s$  (М-последовательность или код Голда);
- частота дискретизации  $f_d$ ; средняя (несущая) частота сигнала  $f_c$ ; длительность одного символа,  $\tau_s$ ; амплитуда  $A$  и начальная фаза генерируемого сигнала  $\phi$ .

Графический интерфейс модели представлен на рис. 5.6.

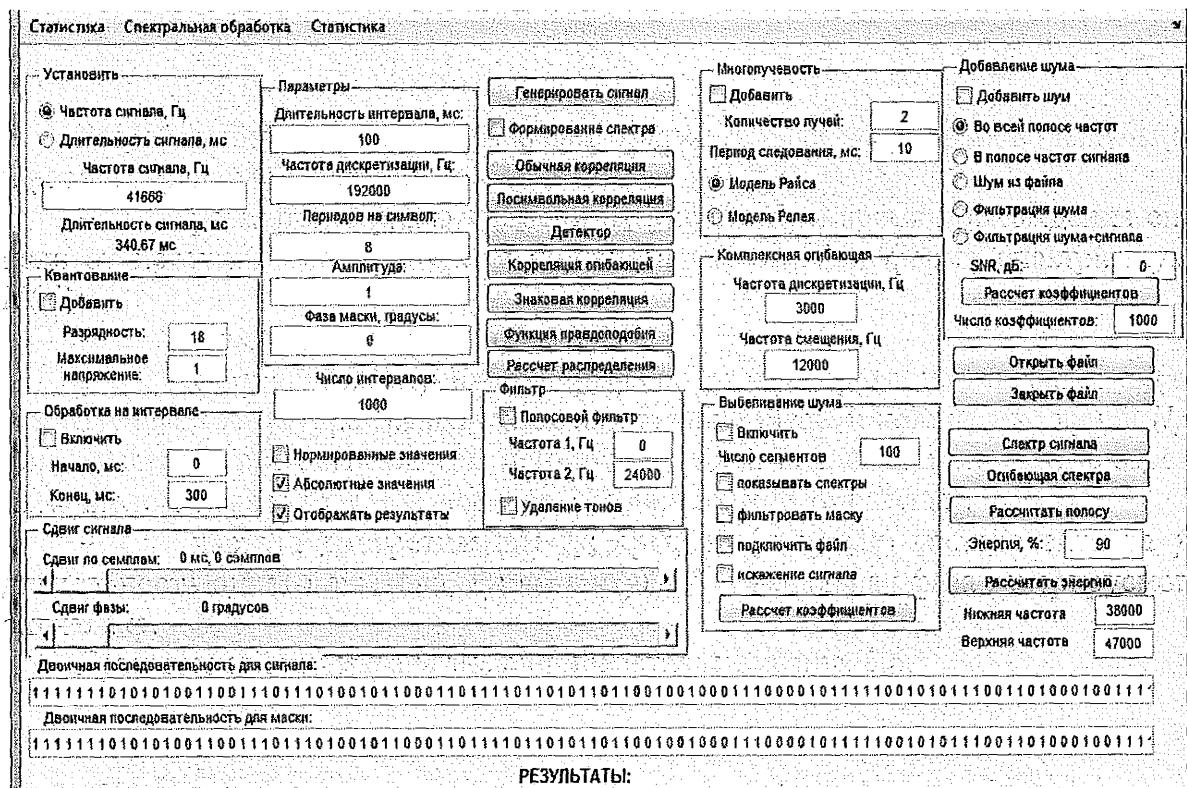


Рис. 5.6. Графический интерфейс модели

Для сокращения времени вычислений в структуру математической модели был добавлен блок параллельных вычислений.

Данный блок позволил ускорить обработку данных за счет использования многоядерных, мультипроцессорных вычислительных машин или их сетей [61].

Конечное выражение для предложенной модели распространения сложного ФМ сигнала представляется следующим образом:

$$u'_j = \sum_{k=0}^K u_j^k + G[n \cdot h^a],$$

где  $u_j^k$  – это  $j$ -й дискретный отсчет  $k$ -ой многолучевой составляющей сигнала;  $n$  – реализация аддитивного белого гауссовского шума;  $h^a$  – импульсная характеристика фильтра, имеющего АЧХ реального шума в тракте передачи и приема;  $G(x)$  – степенной полином, задающий необходимую функцию плотности вероятности.

Отличительными особенностями предложенного решения по моделированию распространения сигнала является уточнение за счет использования импульсной характеристики  $h^a(t)$ , учитывающей амплитудно-частотную характеристику реального шума, а также нелинейного преобразования  $G(x)$ , позволяющего генерировать шум с заданной функцией плотности вероятностей амплитуд, и многолучевого профиля распространения сигнала  $a_h(\tau_k)$ , описывающей многолучевое распространение в гидроакустическом канале.

При этом каждая из многолучевых составляющих сигнала определяется выражением:

$$u_j^k = \begin{cases} A_k \cdot \sin \left[ 2\pi f_c t_j + \varphi_k + \pi m_i \left[ \frac{t_j - \tau - \tau_k}{\tau_s} \right] \right], & \text{при } \tau + \tau_k \leq t_j < \tau + \tau_k + T, \\ 0, & \text{при } t_j < \tau + \tau_k \text{ и } t_j \geq \tau + \tau_k + T \end{cases}$$

где  $A_k$  – амплитуда многолучевой составляющей;  $f_c$  – несущая частота сигнала;  $t_k$  – дискретный отсчет времени с номером  $k$ ;  $\varphi_k$  – фаза многолучевой составляющей;  $m_i$  –  $i$ -й символ многолучевой последовательности;  $\tau$  – время запаздывания луча прямой видимости;  $\tau_j$  – время запаздывания  $j$ -ой составляющей, определяемое для  $j > 0$ , как значение случайной величины с равномерным распределением в диапазоне значений  $[0; T_n]$  ( $T_n$  – длительность многолучевого профиля распространения сигнала), при  $j = 0$  данный параметр также равен нулю  $\tau_j = 0$ ;  $\tau_s$  – длительность одного символа сигнала;  $T$  – длительность сигнала.

Амплитуда многолучевой составляющей определяется как

$$A_k = \begin{cases} \sqrt{a_k + b_k}, & \text{при } j \geq 1 \\ 1, & \text{при } j = 0 \end{cases}$$

где  $a_k$  и  $b_k$  – это значения двух независимых случайных величин с нормальным распределением, имеющих математическое ожидание, равное нулю, и среднеквадратичное значение, определяемое функцией амплитудного профиля  $a_h(\tau_k)$  (см. рис. 5.2).

Фаза каждой из составляющих определяется следующим образом

$$\varphi_k = \begin{cases} \arctg(a_k/b_k), & \text{при } j \geq 1 \\ 0, & \text{при } j = 0 \end{cases}$$

Разработанная модель сравнивалась с двумя наиболее часто используемыми моделями беспроводных каналов [62, 63, 64]: 1) канал с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ); 2) канал Релея. В вычислительном эксперименте воспроизводилась ситуация распространения сложного ФМ сигнала. Тестовый сигнал обладает следующими параметрами: длительность  $T = 20,8$  мс, количество символов  $N_s = 127$ , несущая частота  $f_s = 41,6$  кГц, ширина полосы частот

$W = 10$  кГц, манипулирующий код – М-последовательность. Частота дискретизации системы  $f_d = 192$  кГц.

Сравнение моделей производилось путем сопоставления помехоустойчивости и точности обработки. Ниже на рис. 5.7 представлена зависимость частоты событий успешного детектирования сигнала  $P_{\text{дет}}$  в зависимости от величины  $SNR$ .

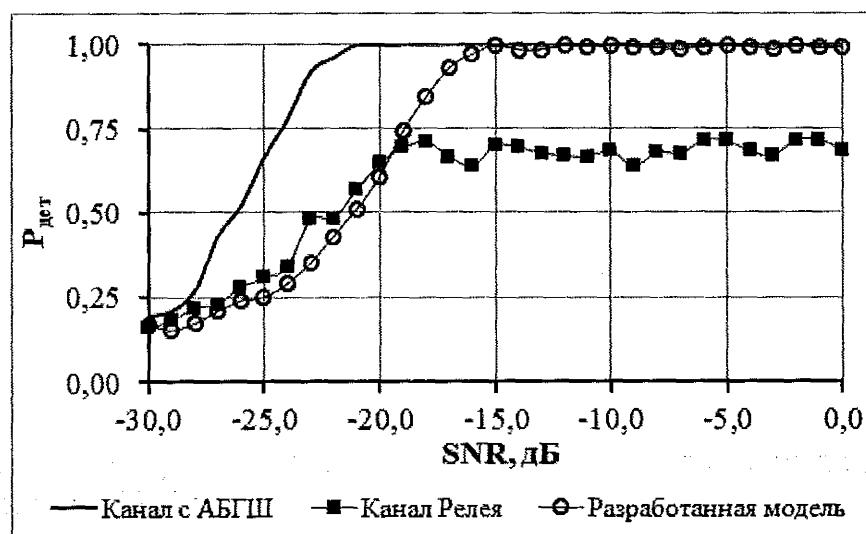


Рис. 5.7. Результаты испытаний различных моделей

На рис. 5.8 приведены результаты расчета среднеквадратичного отклонения величины ошибки оценки времени задержки  $\sigma(\tau_0)$  при значениях  $-30 \text{ дБ} \leq SNR \leq 0 \text{ дБ}$ . Значение ошибки рассчитывалось для случаев успешного обнаружения сигнала, то есть таких, когда корреляционный пик был выделен в пределах ширины многолучевого профиля распространения  $N_n$ .

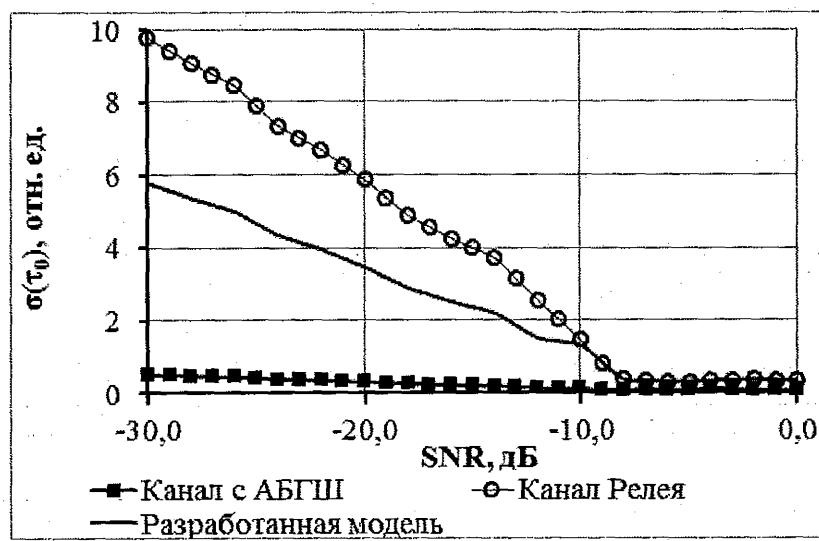


Рис. 5.8. Ошибка обнаружения алгоритмом линейной корреляции для различных моделей

Анализ полученных результатов говорит о существенных различиях между разработанной моделью и широко используемыми стандартными решениями при моделировании беспроводных каналов.

Основные отличия данной модели заключаются в использовании уточненной модели шума, отличной от белого гауссова шума и модифицированного выражения многолучевой структуры сигнала, учитывающей характеристики гидроакустического канала.

Ожидаемое соответствие разработанной модели реальному гидроакустическому каналу ввиду отражения его наиболее значимых эффектов с уточнением при помощи экспериментальных данных может быть подтверждено экспериментально, что отражено в четвертой главе диссертации.

## Библиографические ссылки

1. Каменев С. И. Экспериментальные исследования характеристик сложных фазоманипулированных акустических сигналов на стационарных трасах различной протяженности // Подводные исследования и робототехника. – 2007. – № 2. – С. 46 – 52.
2. Кулаков А. В., Попов Р. Ю. Определение временной стабильности параметров гидроакустического канала // Акустический журнал. – 2000. – Т. 46. – № 5. – С. 671 – 679.
3. Горбань И. И. Обработка гидроакустических сигналов в сложных динамических условиях. – Киев: Наукова думка, 2008. – 275 с.
4. Кулаков А. В., Попов Р. Ю. Указ. соч.
5. Etter P. C. Underwater Acoustic Modeling. Principles, techniques and applications. – Taylor & Francis, 1995. – 344 p.
6. A statistical model of urban multipath propagation / G. L. Turin and at el. // IEEE Transactions on Vehicular Technology. – 1972. – № 19. – P. 1 – 9
7. Munoz Gutierrez M.A. Prospero Sanchez P.L. do Vale Neto J.V. An eigenpath underwater acoustic communication channel simulation // Proceedings of MTS/IEEE OCEANS. – 2005. – № 1. – P. 355 – 362.
8. Galvin R., Coates R. A stochastic underwater acoustic channel model // Proc. Oceans '96. – 1996. – №1. – P. 203 – 210.
9. Iskander, C.D. A MATLAB-based Object-Oriented Approach to Multipath Fading Channel Simulation // Hi-Tek Multisystems, Tech. Rep. – 2008. – 15 p.
10. Проценко М.Б., Рожновская И.Ю. Анализ математических моделей радиоканала для ММО-систем // Наукові праці ОНАЗ ім. О.С. Попова, 2009. – № 2. – С. 3 – 9.
11. Schulze H., Christian L. Theory and Applications of OFDM and CDMA: Wideband Wireless Communications. – 1st edition. – Wiley, – 2005. – 420 p.
12. Wireless OFDM systems. How to make them work? / edited by Marc Engels. – Springer, 2002. – 23 p.
13. Кебкал К. Г. Обнаружение манипулированного по амплитуде гидроакустического сигнала с линейной частотной модуляцией // Системи обробки інформації, 2010. – № 6. – С. 102 – 106
14. On Modeling JANUS Packet Errors over a Shallow Water Acoustic Channel using Markov and Hidden Markov Models / B. Tomasi and at el. // IEEE MILCOM 2010, 2010. – P. 743-748
15. Markovian approach to model Underwater Acoustic channel: Techniques comparison / F. Pignieri and at el. // IEEE Military Communications Conference. – 2008. – P.1 – 7.
16. Spread Spectrum in Mobile Communication / O Berg and at el. – London: IEE, 1998. – 445 p.
17. Girod L., Estrin D. Robust range estimation using acoustic and multi-modal sensing // Proceedings of IEEE/RSJ International Conference on Intelligent Robots and Systems (IROS '01), Maui, Hawaii, USA. – 2001. – № 3. – pp. 1312 – 1320.

18. Munoz Gutierrez M.A. Prospero Sanchez P.L. do Vale Neto J.V. Указ. соч.
19. Galvin R., Coates R. Указ. соч.
20. Iskander, C.D. Указ. соч.
21. Casari P., Harris A.F. Energy-efficient Reliable Broadcast in Underwater Acoustic Networks // International Conference on Mobile Computing and Networking, Proceedings of the second workshop on Underwater networks, Montreal, Quebec, Canada. – 2007. – P. 49 – 56.
22. Stojanovic M, Preisig J. Underwater acoustic communication channels: propagation models and statistical characterization // Journal IEEE Communications Magazine archive. – 2009. – № 47. – P. 84 – 89
23. Ibnkahla M. Signal Processing for Mobile Communications Handbook. – CRC Press, 2004. – 520 р.
24. Программный комплекс для определения энергетических параметров канала связи / И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, М. А. Линник, А. С. Миронов, Ф. В. Безручко // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614177. – 2010.
25. Проценко М.Б., Рожновская И.Ю. Указ. соч.
26. Jinliang H. A Matlab/Octave Simulation Environment for SDR with application to OFDM and MIMO. – Master thesis, 2005. – 65 р.
27. Chitre M., Shahabudeen S., Stojanovic M. Underwater Acoustic Communications and Networking: Recent Advances and Future Challenges // Marine technology society journal. – 2008. – №25. – P. 103–116.
28. Zehntner C., Party C., Maier M. Digital communication and multipath propagation // RTO MP-26, 1999. – 6 р.
29. Кебкал К. Г. Оценка плотности вероятности распределения параметров гидроакустического сигнала связи с вобулированной несущей в многолучевом канале. – СНУЯЕтап. – Севастополь, 2009. – С.209 – 219.
30. Coates R. F., Coates R.H. The Ultra Shallow Acoustic Channel: Measurements and Models // Proc. Second European Conf on Underwater Acoustics. – 1994. – № 1. – P. 461 – 469.
31. Проценко М.Б., Рожновская И.Ю. Указ. соч.
32. Schulze H., Christian L. Указ. соч.
33. Richard C. Dorf. The Electrical Engineering Handbook. – CRC Press, 1997. – 2719 р.
34. Евтухов А. П., Митько В. Б. Инженерные расчеты в гидроакустике – 2-е изд. / перераб. и доп. – Л.: Судостроение, 1988. – 288 с.
35. Плахотный Н. В., Тихановский В. В., Кебкал А. Г. Особенности широковещательной передачи данных в подводных акустических сенсорных сетях // Проблемы информатизации в управлении. – 2009. – № 1(25). – С. 151 – 158.
36. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614178 Программный комплекс для спектрального анализа акустических сигналов / В. Р. Раупов, М. А. Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Караба-

нов, А. С. Миронов. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28.06.2010 (РФ).

37. Coates, R.F.W. Ming Zheng, Liansheng Wang. BASS 300 PARACOM: a model underwater parametric communication system // IEEE Journal of Oceanic Engineering. – 1996. – № 21. – P. 225 – 232.
38. Galvin R., Coates R. Указ. соч.
39. Чверткин Е. И. Гидроакустическая телеметрия в океанологии. – Л.: Изд. ЛГУ, 1988. – 144 с.
40. Бархатов А. Моделирование распространения звука в океане. – Л.: Гидрометеоиздат, 1982. – 128 с.
41. Ольшевский В. В. Статистические свойства морской реверберации. – М.: Наука, 1983. – 279 с.
42. Урик Р. Дж. Основы гидроакустики: Пер. с англ. – Л.: Судостроение, 1988. – 444 с.
43. Акустика океана / под ред. Л.М. Бреховских. М.: Наука, 1974. – 692 с.
44. Ольшевский В. В. Указ. соч.
45. Бархатов А. Указ. соч.
46. Плахотный Н. В., Тихановский В. В., Кебкал А. Г. Особенности широковещательной передачи данных в подводных акустических сенсорных сетях // Проблемы информатизации в управлении. – 2009. – № 1(25). – С. 151 – 158.
47. Бурдинский, И. Н., Миронов А.С. Аппаратно-программный комплекс для моделирования многоканальной цифровой системы обработки гидроакустических навигационных сигналов // Теоретические и прикладные вопросы современных информационных технологий: Материалы VIII Всероссийской научно-технической конференции. – Улан-Удэ: Изд-во ВСГТУ, – 2007. – Ч. I. – С. 233 – 238.
48. Etter P. C. Underwater Acoustic Modeling ...
49. Chitre M., Shahabudeen S., Stojanovic M. Underwater Acoustic Communications and Networking: Recent Advances and Future Challenges // Marine technology society journal. – 2008. – №25. – P. 103–116.
50. Бархатов А. Указ. соч.
51. Ольшевский В. В. Указ. соч.
52. Урик Р. Дж. Указ. соч.
53. Бреховских Л.М. Указ. соч.
54. Бурдинский, И. Н., Миронов А.С. Указ. соч.
55. Coates R. F., Coates R.H. Указ. соч.
56. Модель распространения сложного фазоманипулированного сигнала в гидроакустическом канале / А. С. Миронов и др. // Известия ЮФУ. Технические науки. – 2013. – № 3(140). – С. 103 – 112.
57. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012615906. Модель распространения широкополосного гидроакустического сигнала / Ф. В. Безручко, М. А. Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Караба-

нов, А. С. Миронов. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 27.06.2012 (РФ).

58. Программный модуль для обработки информационных сообщений телекоммуникационной системы подводного робота / Миронов А. С. и др. // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012615984. – 2012.

59. Модуль цифровой обработки сигналов гидроакустической системы связи / И.В. Карабанов и др. // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2009613588. – 2009.

60. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2008610396. Модель цифровой системы обработки широкополосных навигационных сигналов / М. А. Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, А. С. Миронов. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 21.01.2008 (РФ).

61. Модель высокоскоростной гидроакустической системы связи «ГАСС» / И.Н. Бурдинский, И.В. Карабанов, М.А. Линник, А.С. Миронов // Федеральная служба по интеллектуальной собственности, патентам и товарным знакам. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2009613300. – 2009.

62. Модель распространения сложного фазоманипулированного сигнала в гидроакустическом канале / И. В. Карабанов и др. // Известия Южного федерального университета. Технические науки. – 2013. – № 3. – С. 103 – 112.

63. Schulze H., Christian L. Theory and Applications of OFDM and CDMA: Wideband Wireless Communications. – 1st edition. – Wiley, – 2005. – 420 p.

64. Casari P., Harris A.F. Energy-efficient Reliable Broadcast in Underwater Acoustic Networks // International Conference on Mobile Computing and Networking, Proceedings of the second workshop on Underwater networks, Montreal, Quebec, Canada. – 2007. – Р. 49 – 56.

## **6 ПРОВЕДЕНИЕ НАТУРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ИССЛЕДОВАНИЯ**

### **6.1 Определение цели проведения натурного исследования**

Проведение натурного эксперимента является неотъемлемой и необходимой частью всестороннего научного исследования процесса распространения и детектирования гидроакустических сигналов, результатом которого становится, как прикладная реализация (создание нового образца гидроакустической техники), так и развитие фундаментальных представлений о физических процессах протекающих в Мировом океане. Массовый характер использования гидроакустических устройств, при исследовании Мирового океана потребовал разработки методов проведения экспериментальных исследований новейших образцов гидроакустической техники, основанных на последних достижениях электронной и электронно-вычислительной техники, получения и переработки экспериментальной информации, развития методов гидроакустической телеметрии [1, 2].

Так как гидроакустические процессы в реальных условиях зависят от большого числа факторов, находящихся в непрерывном изменении, то результаты отдельных измерений в процессе проведения экспериментального исследования могут заметно различаться между собой. Предполагая исследуемый процесс распространения гидроакустического сигнала стационарным и стабильным, чего нет при достаточно малых выборках, различие в получаемых результатах часто приписывают качеству проводимого измерения. Для получения устойчивых достоверных данных развиваются вероятностные методы измерений параметров и их оценки [3].

Целью проведения натурного эксперимента в рамках выполняемого исследования, является оценка эффективности применения разработанных алгоритмов и средств детектирования гидроакустических сигналов различной структуры, определение граничных параметров разработанных моделей и схем детекторов сигналов, которые позволят определить область их применения при проектировании гидроакустических систем.

Основными параметрами, которые оценивались при проведении экспериментальных исследований алгоритмов и средств детектирования гидроакустических сигналов, являются:

- оценка времени запаздывания для различных сигналов, при использовании соответствующих алгоритмов, для заданной мощности излучения (соотношения сигнал/шум);
- минимальное значение порога при достоверном обнаружении сигнала, максимальное значение порога при промахе (ложном обнаружении сигнала) для реализации алгоритма посимвольной корреляции при обработке ФМ в режиме асинхронного приема;
- оценка качества приема сигналов при заданной мощности излучения.

## 6.2 Описание мобильного измерительного комплекса для проведения натурного экспериментального исследования

Для определения эффективности работы предложенных алгоритмов и средств детектирования гидроакустических сигналов сотрудниками лаборатории ЛИТиС ТОГУ был разработан программно-аппаратный мобильный информационно-измерительный комплекс (МИК) [4 – 6]. Основным назначением комплекса является апробация новейших методов, алгоритмов и средств обработки гидроакустических сигналов, с целью повышения эффективного использования гидроакустических систем при проведении исследований в Мировом Океане. Разработанный комплекс позволяет проводить долговременные наблюдения за изменениями процессов распространения гидроакустических сигналов в различных акваториях Мирового океана в глубоком и мелком море. Работа может проводиться как с использованием стационарных приемопередатчиков, так и с мобильными выносными гидроакустическими преобразователями. В состав комплекса (рис. 6.1) входят два унифицированных блока приемо-передачи гидроакустического сигнала (БПП ГАС), работающих в общей синхронной временной сетке, которая обеспечивается системой единого времени (СЕВ) на базе приемников GPS и двух блоков сбора, обработки и отображения информации (БСО). Особенностью комплекса является его способность в реальном масштабе времени, производить обработку поступающей от гидроакустических преобразователей информации, что позволяет оперативно реагировать на изменение внешней обстановки. Это является важным, при проведении исследований функциональной полноты разработанных алгоритмических и аппаратных средств, так как дает возможность оценить на месте правильность и корректность их работы, более точно охарактеризовать возможные и допустимые условия применения.

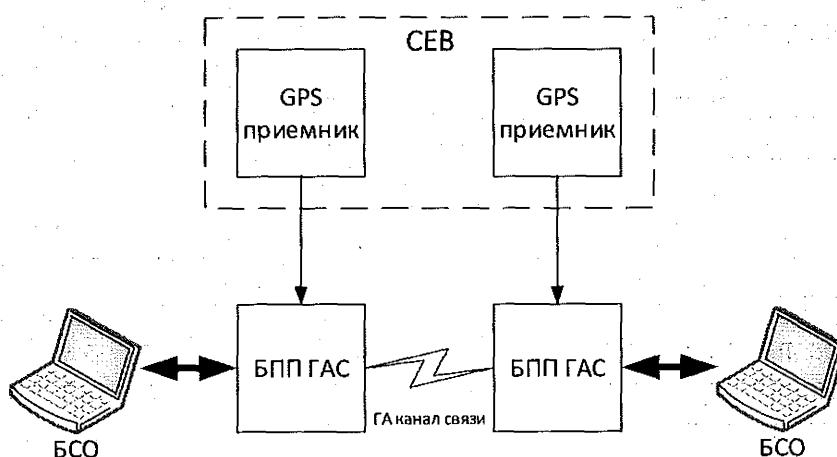


Рис. 6.1. Структура взаимодействия элементов МИК

На рис. 6.2 изображена структурная схема *Блока приемо-передачи гидроакустического сигнала*.

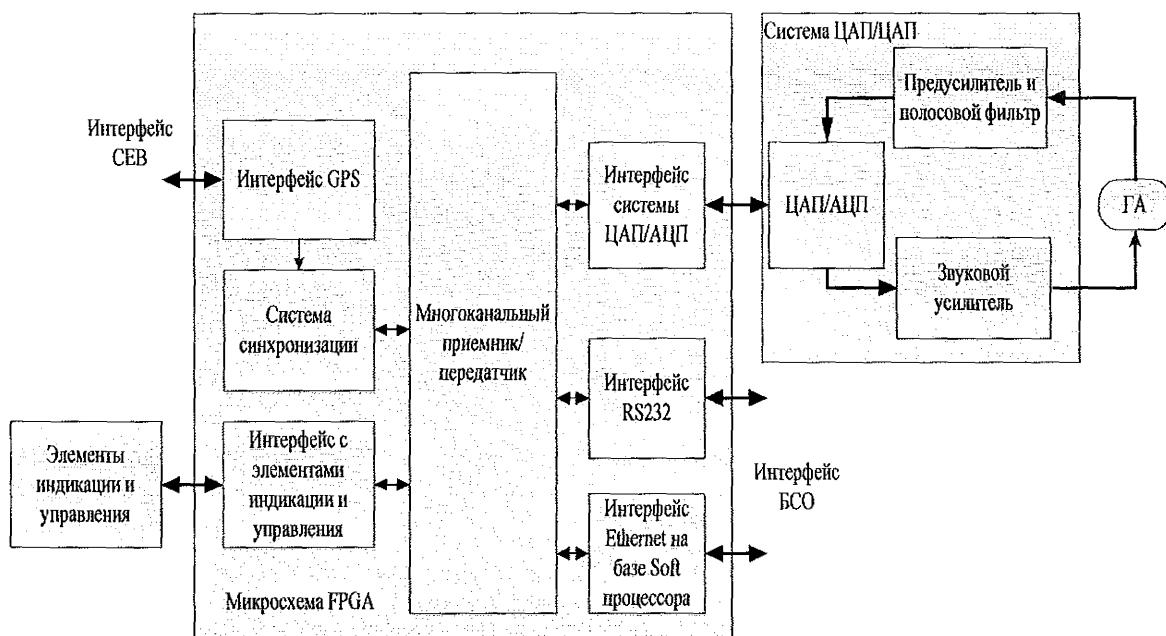


Рис. 6.2. Структурная схема Блока приемо-передачи гидроакустического сигнала

**БПП ГАС** состоит из:

1. Программируемой логической матрицы типа FPGA, на которой реализованы:

1.1. Многоканальный приемник/передатчик, который служит для обработки сигнала, поступающего с гидроакустического преобразователя (или посыпанного в него) в реальном масштабе времени, с целью получения необходимой информации.

1.2. Набор интерфейсов: интерфейс GPS – для связи БПП ГАС с приемником сигнала GPS СЕВ; интерфейс RS-232 и интерфейс Ethernet на базе soft-процессора [7, 8] для обеспечения взаимодействия с БСО; интерфейс с элементами индикации и управления.

2. Система ЦАП/АЦП. Служит для преобразования сигнала, поступающего или посыпанного в гидроакустический преобразователь. В состав системы входят:

2.1. Предусилитель-фильтр сигнала поступающего с гидроакустического преобразователя в режиме приема.

2.2. Звуковой усилитель мощности сигнала посыпанного в гидроакустический преобразователь в режиме излучения.

2.3. Акустические ЦАП и АЦП, позволяющие производить обработку сигнала с частотой дискретизации до 256 кГц.

3. Набор элементов индикации и управления для оперативного контроля и изменения оператором протокола работы БПП ГАС.

В качестве микропроцессорного блока обработки информации для исследования разработанных алгоритмов приемо-передачи информации посредством гидроакустического канала связи в БПП ГАС применяется ПЛИС технологии FPGA, что позволяет провести полнофункциональную проверку разработанных алгоритмов и схем их реализующих.

Основной структурной единицей многоканального приемника является коррелятор сигнала с известной маской, построенный на базе схем детекторов рассмотренных выше. Архитектура приемника разработана таким образом, что позволяет производить увеличение при необходимости числа и изменение структуры корреляторов для реализации требуемых алгоритмов и методов. Приемник позволяет одномоментно в реальном времени производить обработку по 30 независимым каналам с частотно-временным и/или кодовым разделением.

Система единого времени построена с использованием коммерческого OEM модуля GPS-приемника Lassen iQ [9]. Технические характеристики данного модуля заявленные производителем позволяют достичь точности временной синхронизации с погрешностью не превышающей 50нс. Проведенные экспериментальные исследования показали, что в реальных условиях эксплуатации погрешность временной синхронизации не превышала 250 нс для 10% выборки, во всех остальных случаях погрешность не превышала 100 нс [10, 11]. Данный показатель является удовлетворительным и позволяет использовать данные модули при создании СЕВ в составе МИК.

*Блок сбора, обработки и отображения информации представляет собой IBM совместимый мини компьютер с поддержкой интерфейсов Ethernet, RS-232C - управляет работой приемника и передатчика (при необходимости) и осуществляет сбор данных с помощью специального программного обеспечения [12 – 14], которое включало в себя:*

1. Ethernet – приложение для приема гидроакустических данных от Системы ЦАП/АЦП БПП ГАС по интерфейсу Ethernet.
2. RS-232 – приложение для управления работой приемника(передатчика) и для приема и передачи обработанных данных по интерфейсу RS-232.

Для удобного управления компьютером используется коммуникатор под на базе ОС Android. Управление производится по интерфейсу беспроводной связи Wi-Fi с использованием протокола RDP – удаленный рабочий стол (клиент Remote RDA Android).

Испытания проводились на протяжении 6 лет с 2007 по 2012 годы в следующих акваториях Приморского края [15 – 19]:

- 1) бухта Рында (наибольшая глубина 13 м) - июль 2007 г., август 2008 г.;
- 2) бухта Витязь (наибольшая глубина 39 м) - август 2009 г., июль 2010г.;
- 3) бухта Патрокл (наибольшая глубина 69 м) – август, октябрь 2011 г., июль, август 2012 года.

Для выполнения работ создавались пункт излучения сигналов и пункт приема сигналов (см. рис. 6.3–6.4). На рис. 6.5 представлена общая схема организации эксперимента.

Пункт излучения располагался на стационарном носителе (пирс), пункт приема мог быть как относительно стационарным – зажоренное судно, так и мобильным – лодка, перемещающаяся с заданной скоростью по заданной акватории. Прием данных осуществлялся в нескольких точках при одинаковых значениях мощности излучения.

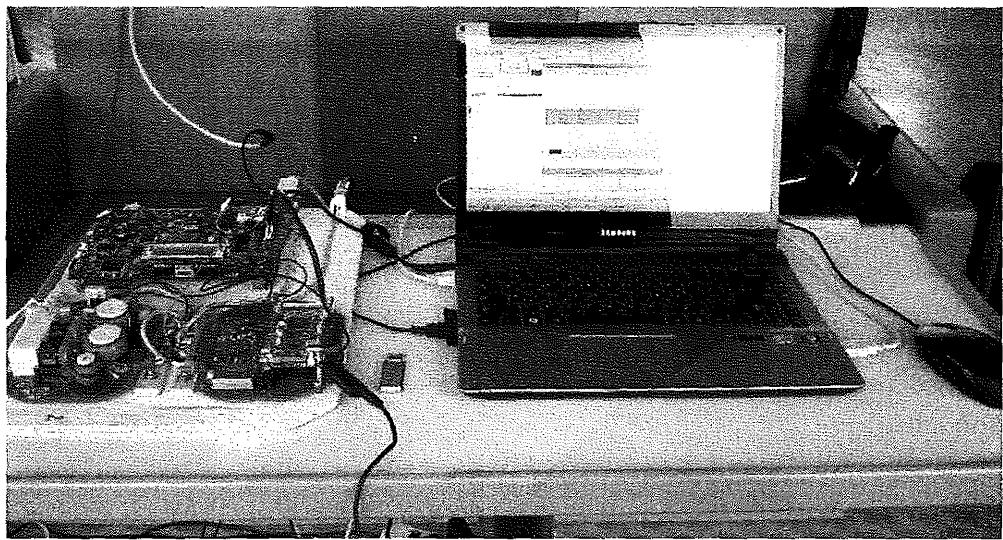


Рис. 6.3. Изображение элементов МИК при развертывании «Поста-судно» для проведения натурного эксперимента

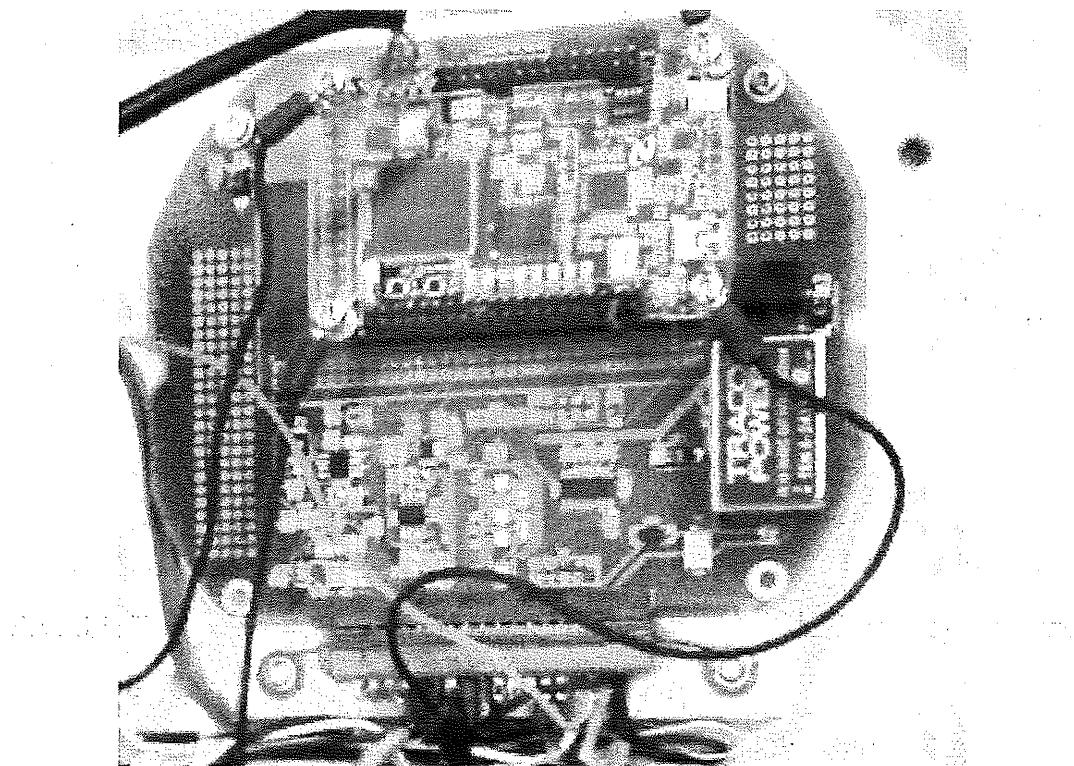


Рис. 6.4. Изображение унифицированного модуля детектирования и обнаружения гидроакустических сигналов

### 6.3. Оценка качества детектирования сложных сигналов

Для обработки сложных сигналов применялись: алгоритм на базе выбеливающей фильтрации, алгоритм знаковой корреляции, алгоритм линейной корреляции

и алгоритм «посимвольной корреляции». Сложные сигналы (М-последовательности и последовательности Голда) с фазовой модуляцией со следующими параметрами: Несущая частота  $f_{s0}$  равная 1777 Гц, 2526 Гц, 11700 Гц и 41666 Гц; частота дискретизации  $f_D=4 f_{s0}$ . Каждый сигнал модулируется уникальной 31, 63, 127, 255 и 511-битной фазоманипулированной М-последовательностью: 16-32 отсчета частоты дискретизации на символ. Гидроакустические преобразователи работали на глубинах от 2,5 м до 55 м. Мощность излучения изменялась от 70 до 4500 Па.

При проведении эксперимента для исследований работоспособности гидроакустических систем в условиях мелкого моря с использованием сложных сигналов проводилась обработка полученных данных с помощью МИК в реальном времени. Помимо этого, дополнительно, производилась обработка данных с использованием разработанного алгоритма в системе MATLAB, написанным на языке m-language [20 – 23].

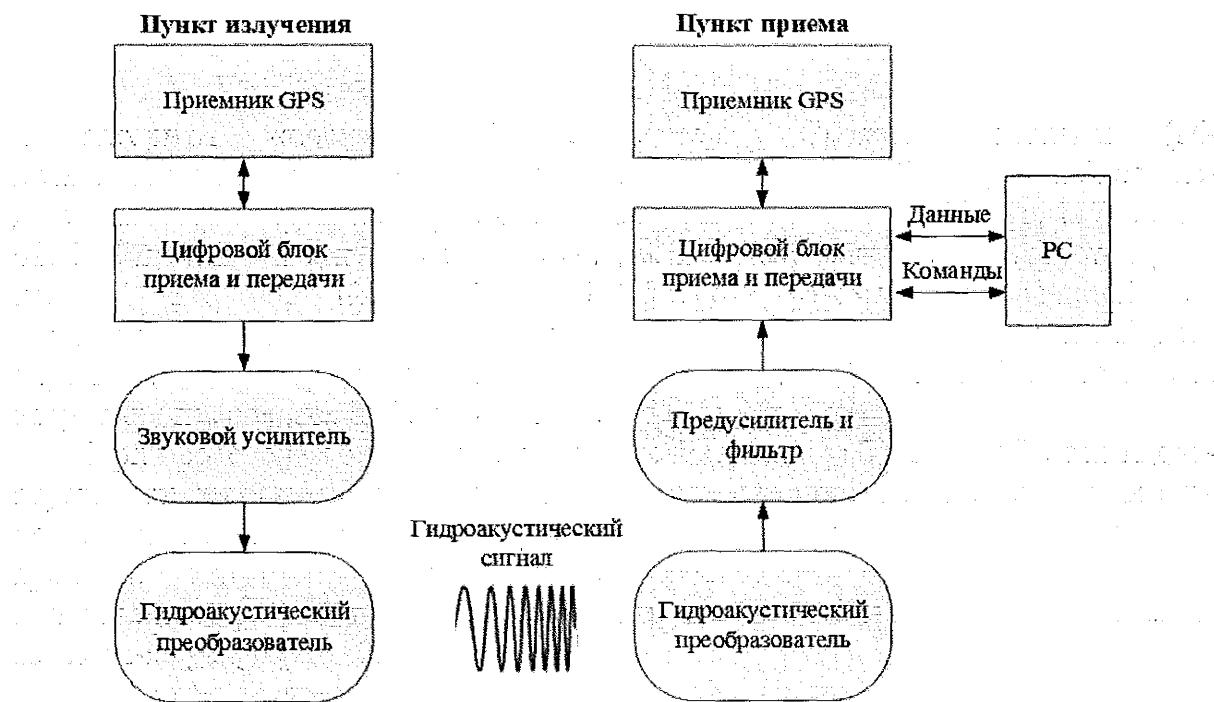


Рис. 6.5. Общая схема организации экспериментов

Входными данными для обработки являются сигналы на входе приемного устройства и представляются они в виде одномерных массивов амплитуд. Одномерные массивы имеют одинаковую размерность и формируются из wav-файлов (реальный эксперимент).

Далее каждый из массивов обрабатывается исследуемыми алгоритмами, которые представлены в виде функций и записаны в отдельном m-файле. Основной блок программного комплекса обеспечивает интерфейс управления для пользователя, а также организует параллельные вычисления. Каждый алгоритм имеет в основе цикл *parfor*, что обеспечивает параллельность всех выполняемых вычислений.

После обработки каждой реализации сигнала выбранным алгоритмом производится оценка параметров, характеризующих качество приема сигнала, таких как оценка значения  $SNR$  и величина ошибки приема для данной реализации. Затем на их основе рассчитываются статистические данные в заданных условиях приема. Для каждого алгоритма в результате создается текстовый файл, состоящий из строк следующего вида:

« $SNR$ ,  $Max\_Value$ ,  $Max\_Time$ ,  $AvError$ ,  $MinError$ ,  $MaxError$ ,  $Frequency$ ,  $Number$ ».

Здесь  $SNR$  – значение отношения сигнал/шум;

$Max\_Value$  – максимум корреляционной функции;

$time$  – момент времени, соответствующий максимуму;

$Aerror$  – средняя ошибка оценки момента времени;

$MinError$  – минимальная ошибка оценки момента времени;

$MaxError$  – максимальная ошибка оценки момента времени;

$Frequency$  – частота правильного срабатывания алгоритма детектирования;

$Number$  – количество испытаний.

Структура разработанного программного обеспечения имеет вид, представленный на рис. 6.6.

При помощи разработанного программного обеспечения и набора записей экспериментальных данных, полученных в условиях мелкого моря, был организован полунатурный эксперимент [24, 25]. Использование комплекса позволило смоделировать на компьютере в реальных условиях эксплуатации алгоритмы работы различных приемных устройств, в том числе и тех которые никогда еще не были реализованы аппаратно.

Пользователь комплекса должен задать вид обрабатываемого сигнала (модуляция, средняя частота, полоса частот, частота дискретизации приемного устройства), а также выбрать тип эксперимента (полунатурный эксперимент или имитационное моделирование канала), а также тестируемые алгоритмы. Комплекс позволяет добавлять новые алгоритмы обработки, при этом они должны быть описаны в виде отдельных функций заданного формата и помещены в отдельные файлы.

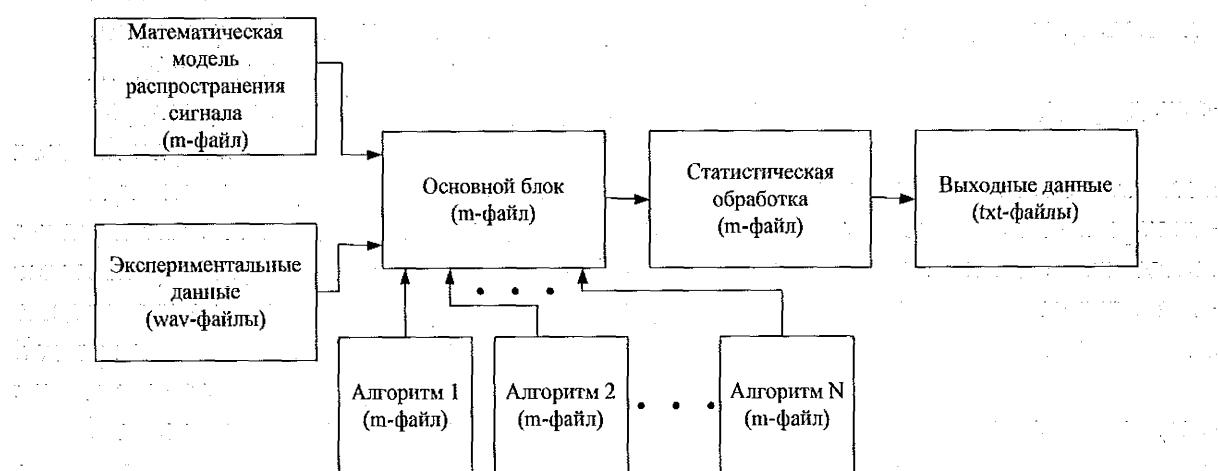


Рис. 6.6. Структура программного обеспечения

При проведении эксперимента каждый интервал излучения обрабатывается рассматриваемыми алгоритмами, рассчитываются статистические данные, после чего вся обработка повторяется со следующим интервалом излучения до тех пор, пока не закончатся выбранные файлы или будет выполнено достаточное количество испытаний. Общая схема вычислительного эксперимента приведена на рис. 6.7.

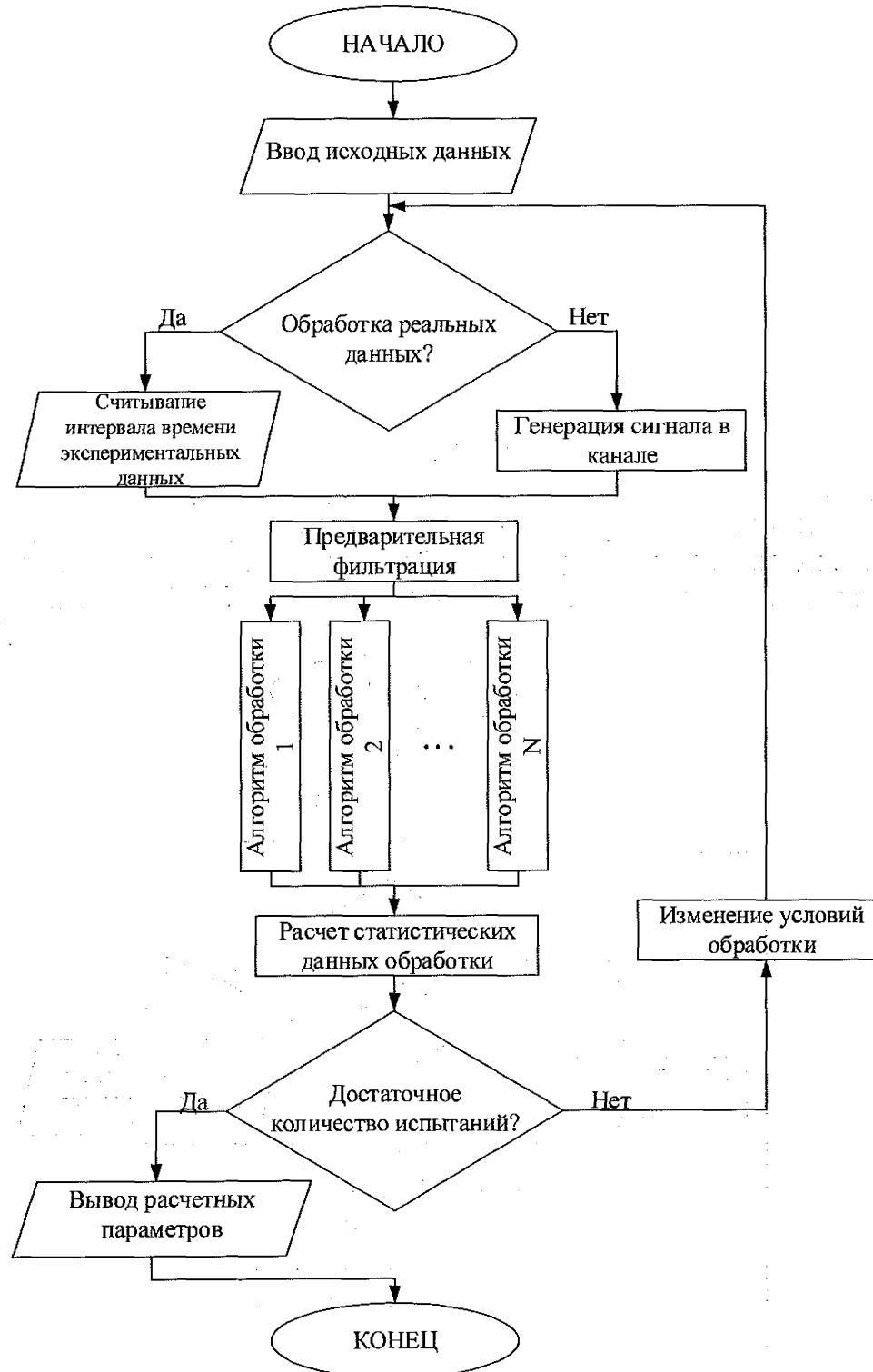


Рис. 6.7. Схема вычислительных экспериментов

Для оценки помехоустойчивости алгоритмов в реальных условиях, возникает необходимость оценки значения  $SNR$ , [26, 27]. Для чего использовался следующий способ. Оценка соотношения сигнал/шум ( $SNR$ ) на входе приемника определялась, как отношение энергии полезного сигнала к энергии шума, по формуле:

$$SNR = 10\lg((E_{sn} - E_n)/E_n),$$

где  $E_{sn}$  – энергия смеси полезного сигнала и шума;  $E_n$  – энергия шума. Выборка значений для оценки  $E_{sn}$  и  $E_n$  производилась на временном интервале, равном по длительности  $0.5t_c$  для каждого излученного сигнала. Для определения  $E_{sn}$  интервал отсчитывался от момента достоверного обнаружения сигнала; для  $E_n$  – после окончания излучения сигнала во время следования защитного интервала.

Ошибка временной задержки сигнала в отсчетах частоты дискретизации определялась вычислением разницы между моментами прихода сигналов в каналах с разделением времени.

Вероятность детектирования оценивалась, как величина частоты успешных событий обнаружения сигнала для заданных условий (алгоритм, вид сигнала, значение  $SNR$  и т.д.).

Таким образом, обработка реальных данных позволила комплексно оценить разработанные в гл. 4 алгоритмы приема, а также сравнить их с линейной корреляционной обработкой. Для всех способов приема: были рассчитаны частоты успешного детектирования, величины ошибки определения момента временной задержки, что позволило провести проверку данных моделирования.

Ниже приведен пример обработки реального сигнала в гидроакустической системе. Сигнал на стороне приемника представлен в виде суммы множественных копий, сдвинутых по времени (эффект многолучевости), а кроме того на него аддитивно накладывается шум, [28, 29].

При обработке сигнала алгоритмом 1 принимаемый сигнал, представленный суммой излучаемого сигнала и небелого шума в канале, подвергается воздействию выбеливающего фильтра

$$f_b(u(t) + n'(t)) = \tilde{u}(t) + n(t),$$

где  $\tilde{u}(t)$  – искаженный сигнал;  $n(t)$  – белый шум.

До начала обработки необходимо провести расчет импульсной характеристики выбеливающего фильтра. Для этого рассчитывалась амплитудно-частотная характеристика реального шума согласно выражениям (4.1) – (4.2), затем по ним вычислялись коэффициенты фильтра по равенствам (4.3) – (4.5), по которым уже вычислялась частотная характеристика фильтра (4.6) и его импульсная характеристика (4.7). Амплитудно-частотные характеристики шумов в приемо-передающем тракте и выбеливающего фильтра в приемном устройстве приведены на рис. 6.8.

При прохождении шума через выбеливающий фильтр спектр шума умножается на частотную характеристику фильтра таким образом, что амплитудно-частотная характеристика шума на выходе фильтра будет иметь равномерное распределение в полосе частот принимаемого полезного сигнала. По частотной характеристике фильтра вычисляется импульсная характеристика фильтра, которая в дальнейшем используется для обработки сигнала.

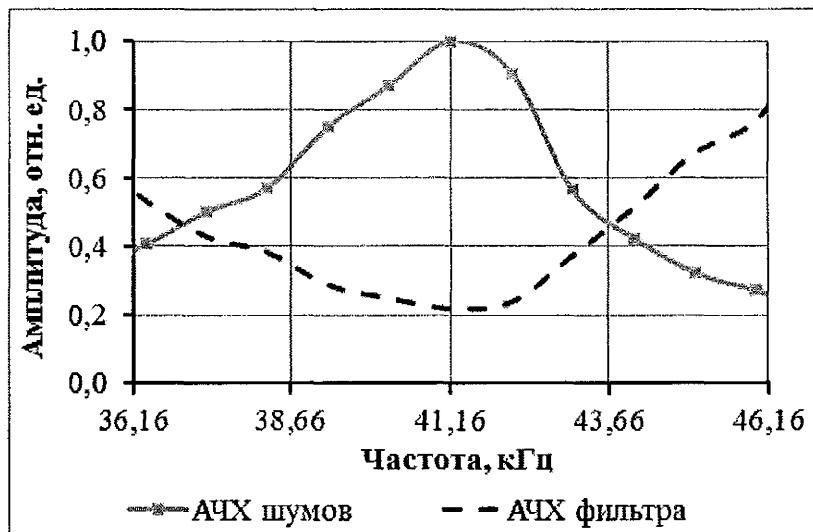


Рис. 6.8. Расчет параметров выбеливающего фильтра

Результат работы выбеливающего фильтра для отдельной наблюдаемой реализации сигнала показан на рис. 6.9.

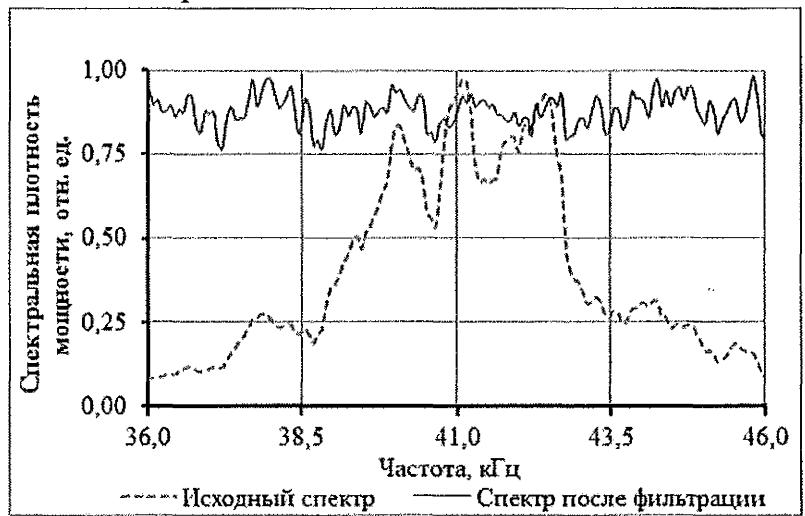


Рис. 6.9. Изменение спектра сигнала

В результате вычисления корреляционной функции получаем значение корреляционного интеграла для каждого отсчета времени и обнаружение сигнала выполняется пороговым способом по критерию RDP [30, 31]. Пример корреляционной обработки представлен на рис. 6.10.

Каждый отсчет времени  $1/f_d$  происходит вычисление корреляционной функции, а также порогового значения. Если значение корреляционной функции превышает рассчитываемое пороговое значение, как это показано на рис. 6.10, то алгоритм подтверждает наличие сигнала в рассматриваемом интервале.

При использовании знаковой корреляции на первом этапе сигнал преобразуется в знаковую форму, т. е. выравниваются мгновенные мощности на всех моментах принятого сигнала, который теперь состоит из двух символов: -1 и +1. Вторым этапом спектр сигнала смещается в область низких частот  $D'(f - f_c) = D(f)$ .

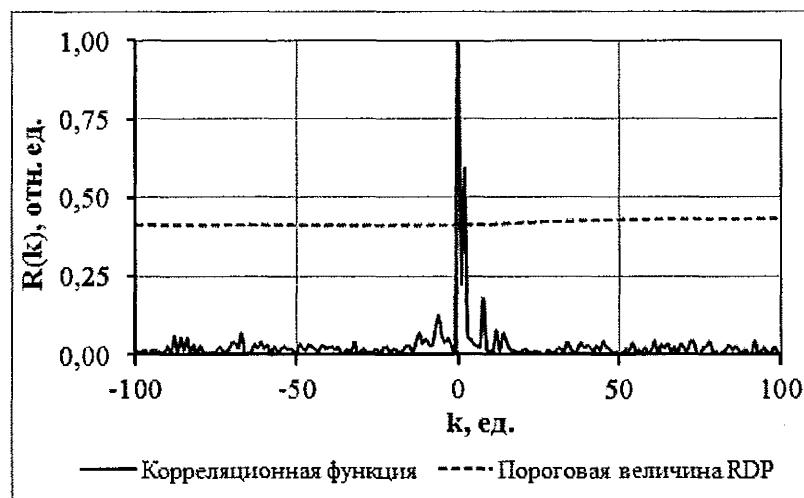


Рис. 6.10. Корреляционная функция

На третьем шаге алгоритма сигнал проходит через фильтр низких частот с частотой среза  $f_{cp} = 5$  кГц, равной половине полосы частот сигнала, что дополнительно снижает влияние высокочастотных шумовых составляющих. На четвертом этапе происходит девиация частоты дискретизации до частоты среза. На пятом этапе происходит вторичное выравнивание амплитуд. Преобразование спектра сигнала после процедуры выравнивания амплитуд, а также после смещения сигнала в область низких частот и фильтрации представлено на рис. 6.11.

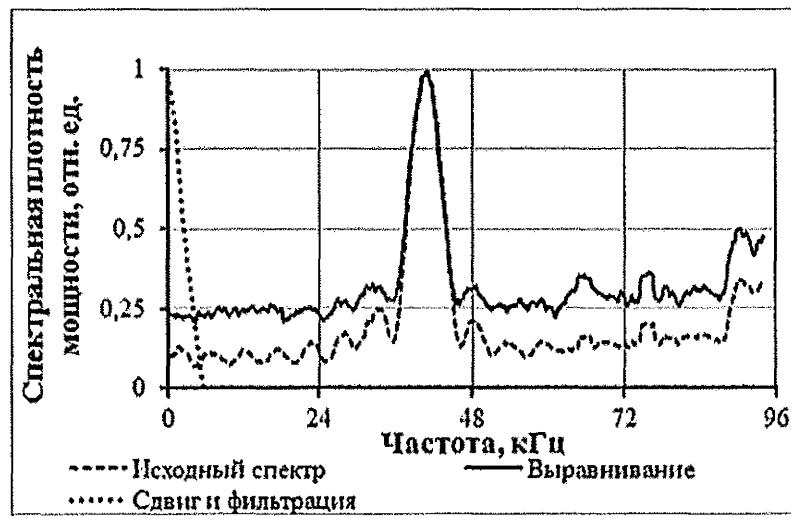


Рис. 6.11. Спектры сигнала после выполнения операций алгоритма 2

На рис. 6.11 видно, что операция выравнивания амплитуд сигнала не изменяет форму спектра и практически не влияет на полосу частот, в которой находится основная часть энергии сигнала. Также показаны смещение сигнала в область низких частот и фильтрация высокочастотных составляющих. Полученный сигнал имеет ширину частотной полосы  $W = 2 \cdot f_{cp} = 10$  кГц, среднюю частоту  $f_c \rightarrow 0$ , верхней граничной частотой  $f_{вч} = W/2$ , и частотой дискретизации  $f_d = W$ .

В результате вычисления корреляционной функции получаем значение корреляции для каждого отсчета времени (рис. 6.12).

После детектирования сигнала по пороговому значению  $h_{\text{п}} = 0.34$  (вычислено при помощи методов математической статистики и обеспечивает частоту ложных срабатываний не более  $10^{-5}$ ) было обнаружено 3 пика. Далее необходима проверка ложных пиков от многолучевых компонент. Первый пик принимается за правильно обнаруженный. Два других пика лежат в пределах длительности многолучевого профиля распространения относительного первого луча, а потому отбрасываются в соответствии с работой алгоритма.

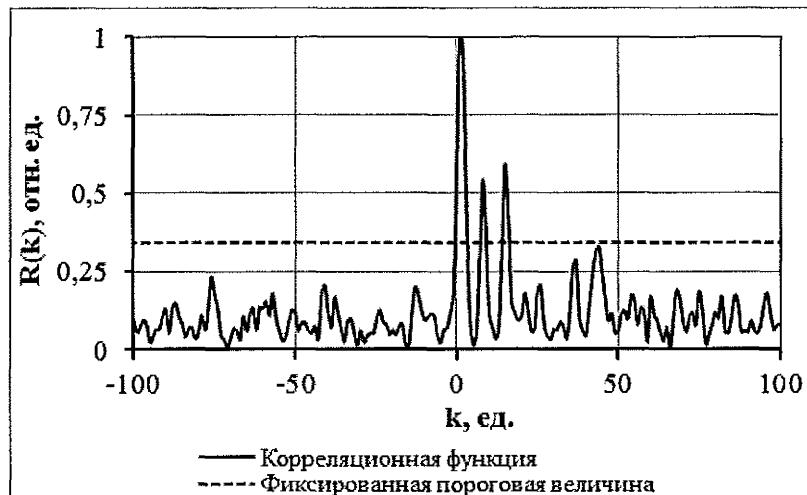


Рис. 6.12. Работа алгоритма детектирования

Для статистической обработки в экспериментальном материале были выбраны записи сигнала, находящиеся в диапазоне  $-30 \text{ дБ} \leq SNR \leq 0 \text{ дБ}$ . Далее все данные были разбиты по величине значения  $SNR$  на диапазоны шириной 2 дБ, для каждого из которых оценивались величины ошибок оценки времени запаздывания и частоты событий успешного детектирования по каждому из алгоритмов обработки [32]. На рис. 6.13 изображена гистограмма распределения количества реализаций в зависимости от значений  $SNR$ .

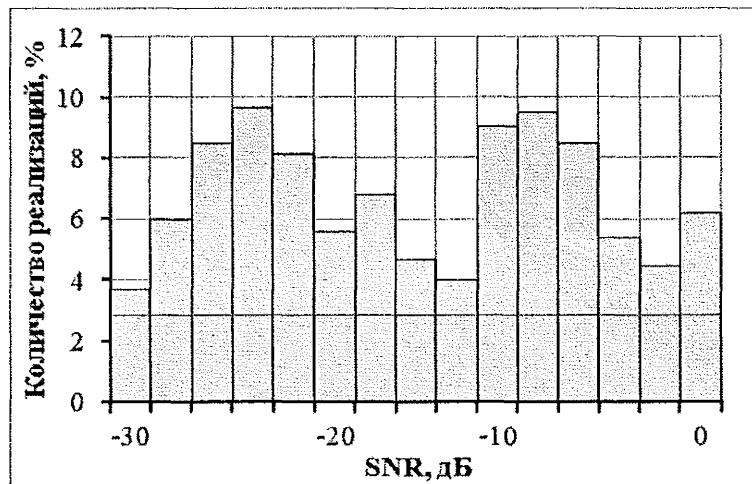


Рис. 6.13. Гистограмма распределения количества реализаций

Горизонтальной линией отмечен уровень 2,7%, который соответствует количеству 273 реализаций, что дает основание утверждать для обработки данных натурных испытаний об обеспечении тех же самых условий, что были при вычислительных экспериментах.

На рис. 6.14 приведен график зависимости среднеквадратичного отклонения ошибки обнаружения сигнала  $\sigma(\tau_0)$  в зависимости от значения  $SNR$  для каждого из рассматриваемых алгоритмов. Данный рисунок позволяет увидеть величину ошибки рассматриваемых алгоритмов в реальных условиях эксплуатации. Также данный график подтверждает характер поведения разработанных алгоритмов, определенный ранее при помощи моделирования.

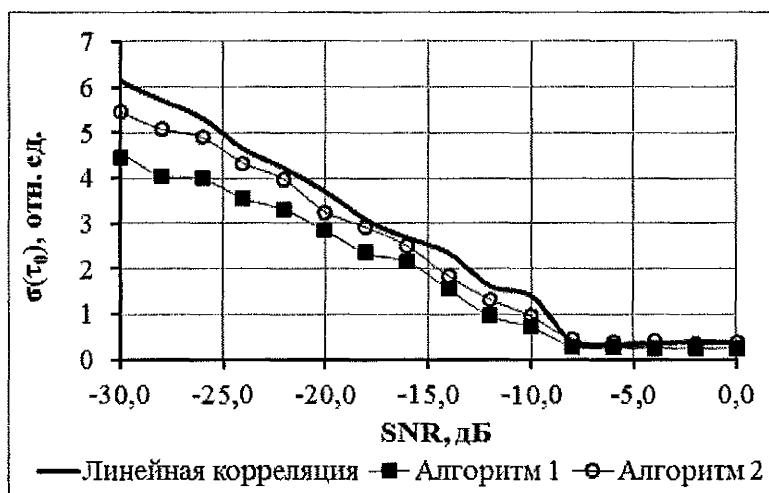


Рис. 6.14. Зависимость  $\sigma(\tau_0)$  от значения  $SNR$

На приведенном выше графике по оси ординат ошибка, выраженная в относительных единицах к длительности символа (один символ сложного ФМ сигнала соответствует длительности полезного сигнала после корреляционной обработки). Одиночный сигнал в условиях отсутствия многолучевой структуры распространения имеет корреляционную функцию с одним пиком, шириной в символ. Наличие в канале множества отраженных копий сигнала приводит к появлению дополнительных пиков корреляционной функции, а также их расширению. Величина ошибки, а также ее увеличение с понижением значения  $SNR$  свидетельствует о существенном воздействии отраженных сигналов [33].

По представленным данным были рассчитаны показатели уменьшения ошибки при использовании разработанных алгоритмов для всего диапазона значений  $-30\text{дБ} \leq SNR \leq 0\text{дБ}$  по сравнению с алгоритмом линейной корреляции. В среднем значение ошибки обнаружения  $\sigma(\tau_0)$  для алгоритма выбеливающей фильтрации меньше на 28,5%, а максимально достигает 49%. Это означает, что при использовании вместо линейной корреляции разработанного алгоритма в системе позиционирования подводного робота будет наблюдаться сокращение среднеквадратической ошибки определения координат до полутора раз при условии работы системы в шумовом диапазоне  $-30\text{дБ} \leq SNR \leq 0\text{дБ}$ . Для алгоритма знаковой корреляции значение ошибки обнаружения  $\sigma(\tau_0)$  уменьшилось в среднем

на 11,2 %. Для всего диапазона значений  $SNR$  максимальный выигрыш по величине ошибки алгоритма 2 достигает 28 %.

Результаты сопоставления помехоустойчивости рассматриваемых алгоритмов при фиксированном значении параметра ошибки  $\sigma(\tau_0)$  представлены в табл. 6.1.

Таким образом, алгоритм 1 обеспечивает те же значения ошибки обнаружения  $\sigma(\tau_0)$  при более низких значениях  $SNR$  по сравнению с базовым алгоритмом: от 1,8 дБ до 3 дБ. А алгоритм 2 имеет выигрыш по  $SNR$  при тех же условиях: от 0,5 до 1,1 дБ.

Таблица 6.1  
Точность сравниваемых алгоритмов

SNR	$\sigma(\tau_0)$				
	0,5	1	2	3	4
$SNR_{base}$ (лин. корр.)	>-8,3 дБ	>-9,2 дБ	>-13,5 дБ	>-18,3 дБ	>23,5 дБ
$SNR_1$ (Выбеливание)	>-10,1 дБ	>-12,1 дБ	>-15,5 дБ	>-21 дБ	>-27 дБ
$\Delta_1$	1,8 дБ	2,9 дБ	2 дБ	2,7 дБ	3 дБ
$SNR_2$ (знак. корреляция)	>-8,8 дБ	>-10,3 дБ	>-14,5 дБ	>-19 дБ	>24,4 дБ
$\Delta_2$	0,5 дБ	1,1 дБ	1 дБ	0,7 дБ	0,9 дБ

Необходимо проверить также сходимость между данными моделирования и натурных экспериментов. Для этого сравнивались параметры среднеквадратического отклонения ошибки обнаружения полученные при помощи обработки экспериментальных данных  $\sigma^3(\tau_0)$  и та же самая ошибка полученная по данным моделирования  $\sigma^M(\tau_0)$ . Величина относительной ошибки  $\Delta e$  определялась следующим образом:

$$\Delta e = \left| \frac{\sigma^3(\tau_0) - \sigma^M(\tau_0)}{\sigma^3(\tau_0)} \right| \cdot 100\%.$$

Данные по сходимости результатов моделирования и эксперимента приведены в табл. 6.2 (для алгоритма линейной корреляции), табл. 6.3 (для выбеливающей фильтрации) и табл. 6.4 (для алгоритма знаковой корреляции).

Таблица 6.2  
Различие между данными эксперимента и моделирования для алгоритма линейной корреляции

SNR, дБ	$\sigma^3(\tau_0)$ , отн. ед.	$\sigma^M(\tau_0)$ , отн. ед.	$\Delta e$ , %
0	0,356	0,371	4,036
-4	0,368	0,357	3,071
-8	0,404	0,397	1,753
-12	1,636	1,618	1,144
-16	2,620	2,680	2,262
-20	3,695	3,588	2,050
-24	4,450	4,635	4,001
-28	5,576	5,715	2,429

Статистические расчеты показывают, что в среднем данные по определению величины  $\sigma(\tau_0)$  для алгоритма линейной корреляции отличаются на 2,71 %, максимальное значение  $\Delta e$  достигает 4 %.

Таблица 6.3

**Различие между данными эксперимента и моделирования для алгоритма выбеливающей фильтрации**

SNR, дБ	$\sigma^{\text{э}}(\tau_0)$ , отн. ед.	$\sigma^{\text{м}}(\tau_0)$ , отн. ед.	$\Delta e$
0	0,251	0,242	3,884
-4	0,254	0,250	1,701
-8	0,289	0,288	4,230
-12	0,955	0,983	2,931
-16	2,151	2,178	1,284
-20	2,846	2,818	0,990
-24	3,549	3,502	1,294
-28	4,021	4,105	2,094

Для выбеливающей фильтрации среднее значение величины  $\Delta e$  по всей выборке составило 2,24 %, а предельное значение отклонения составило 4,3 %.

Таблица 6.4

**Различие между данными эксперимента и моделирования для алгоритма знаковой корреляции**

SNR, дБ	$\sigma^{\text{э}}(\tau_0)$ , отн. ед.	$\sigma^{\text{м}}(\tau_0)$ , отн. ед.	$\Delta e, \%$
0	0,371	0,356	4,226
-4	0,413	0,406	1,693
-8	0,418	0,420	3,086
-12	1,325	1,369	3,257
-16	2,504	2,546	1,661
-20	3,360	3,249	3,430
-24	4,327	4,220	2,463
-28	5,185	5,081	2,046

Для алгоритма знаковой корреляции среднее значение величины  $\Delta e$  по всей выборке составило 2,73%, максимальное отклонение равно 4,2%. Таким образом, для всех рассмотренных алгоритмов максимальное значение  $\Delta e$  достигло 4,3%.

Рис. 6.15 показывает помехоустойчивость алгоритмов обработки сигнала, на нем изображена зависимость частоты событий успешного детектирования  $P_{\text{дет}}$  от величины SNR.

Различие между данными по помехоустойчивости алгоритмов для моделирования и эксперимента не превышает 1 дБ. Так алгоритм на базе выбеливающей фильтрации, также показал большую помехоустойчивость и точность по сравнению с алгоритмом знаковой корреляции.

Таким образом, экспериментально подтверждено, что использование разработанных алгоритмов позволяет добиться повышения точности оценки времени запаздывания. Как было показано ранее в первой главе, ошибка определения координат зависит от точности решения двух задач: определения момента времени прихода сигнала и измерения скорости звука. Для проведенных экспериментов

была оценена наклонная дальность и среднеквадратичное отклонение ошибки составило 0,06% от дальности. Также, для 60% всех реализаций в случае успешного обнаружения ошибка не превышала половины длительности символа (относительная ошибка 0,01%).

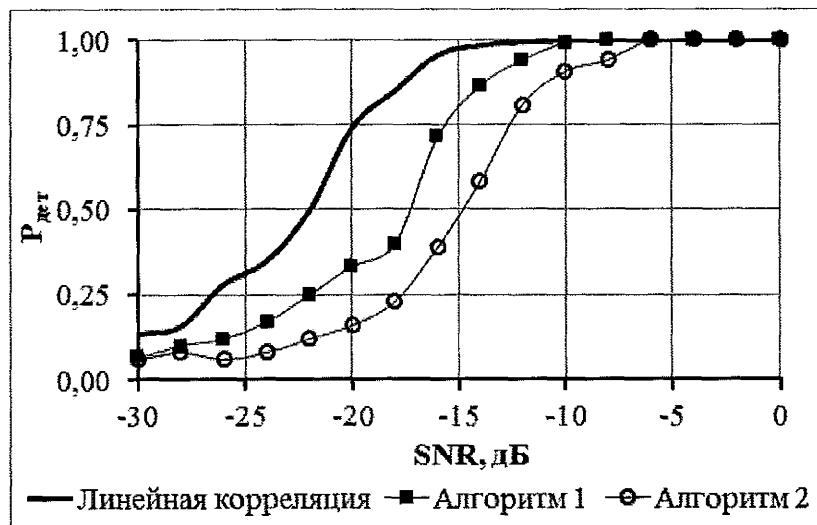


Рис. 6.15. Зависимость частоты событий успешного детектирования от значения  $SNR$ .  
Алгоритм 1 – алгоритм на базе выбеливающей фильтрации.  
Алгоритм 2 – знаковая корреляция.

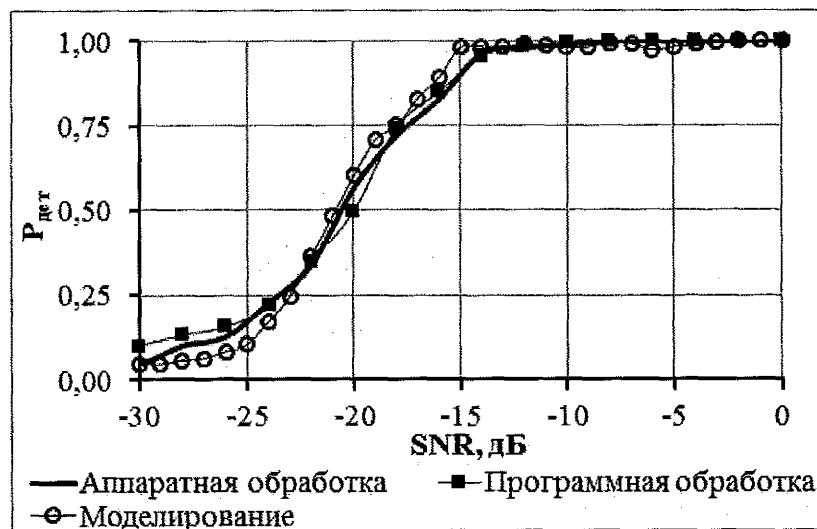


Рис. 6.16. Помехоустойчивость линейной корреляционной обработки

Высокую сходимость данных моделирования и результатов обработки реальным приемным устройством отображает рис. 6.16, на котором показана частота событий успешного обнаружения сигнала  $P_{\text{дет}}$  при различных значениях  $SNR$  для линейной корреляции.

На данном графике приведены зависимости для следующих случаев: 1) аппаратная реализация выбранного способа обработки; 2) программная обработка

данных реального эксперимента; 3) результаты моделирования. Среднеквадратичное отклонение между данными моделирования и аппаратной обработки составило 0,018, а максимальное отклонение не превышает доверительного интервала (0,05), соответствующего набору данных.

Результаты оценки приема и детектирования сигналов и определения корректности выбранного порога для алгоритма посимвольной корреляции при асинхронном режиме работы при проведении натурных экспериментальных исследований приведены в табл. 6.5. Как видно из представленных данных, для рассматриваемого алгоритма принятое пороговое значение, полученное при моделировании равное 71 является оптимальным с точки зрения достоверности принятых данных. В ходе проведения экспериментального исследования не было зафиксированного ни одного случая, при котором имело место ложное определение сигнала с использованием заданного порогового значения.

*Таблица 6.5*

**Результаты обработки ФМ при проведении натурного эксперимента**

№ п/п	Оцениваемая характеристика	Вид корреляционной обработки	Мощность излучателя			
			12.5%	25%	50%	100%
1	Потеря сигналов, %	*Посимвольная корреляция по пороговому значению	20	1,3	0	0
		Посимвольная корреляция по максимуму	10	0	0	0
		Линейная корреляция по максимуму	1.2	0	0	0
2	Отношение сигнал/шум на входе приемника, дБ	Максимальное	3	1	3	14
		Среднее	-7	-4	0	9
		Минимальное	-28	-13	-5	2
3	Ошибка определения оценки времени запаздывания, СКО, мс	Посимвольная корреляция	0,3550	0,3436	0,2406	0,2413
		Линейная корреляция	0,2418	0,2183	0,2453	0,2014
4	Максимальное значение посимвольной корреляционной функции при недостоверном приеме/ или отличное от заданного порогового		70	69	63	63
5	Минимальное значение посимвольной корреляционной функции при достоверном приеме		73	73	89	107

\*Пороговое значение выбиралось исходя из расчетного по модели для реального шума и равнялся 71.

Стоит отметить что количество должно обнаруженных сигналов, для которых максимальное значение посимвольной корреляции равнялось значениям указанных в табл. 6.5 в строке 4 составляет не более 5% от общего числа ложных обнаруженных сигналов.

На рис. 6.17 приведено распределение ошибки оценки времени запаздывания при детектировании ФМ. Величина оценки времени запаздывания сигнала для случаев  $\hat{P}=1$  не превышает  $\pm 0,5$  мс для линейной корреляции и  $\pm 1$  мс для посимвольной корреляции.

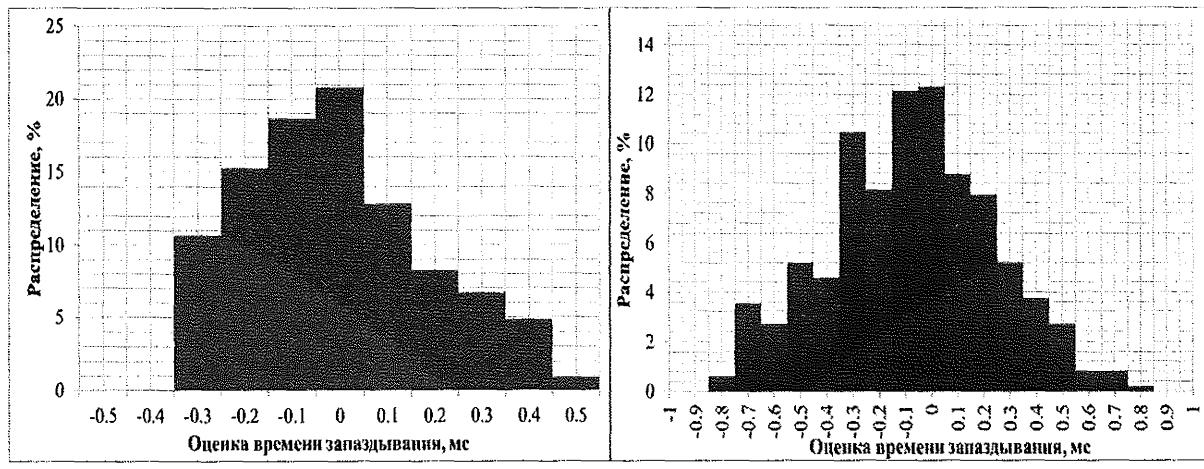


Рис. 6.17. Распределение величины оценки времени запаздывания при детектировании ФМ.  
 а) Линейная корреляция,  
 б) Посимвольная корреляция

#### 6.4. Оценка качества детектирования простых сигналов

Для оценки качества детектирования простых сигналов с помощью разработанных алгоритмов и средств дополнительно в акватории располагались три маяка – ответчика. На рис. 6.18 представлена общая схема организации эксперимента.

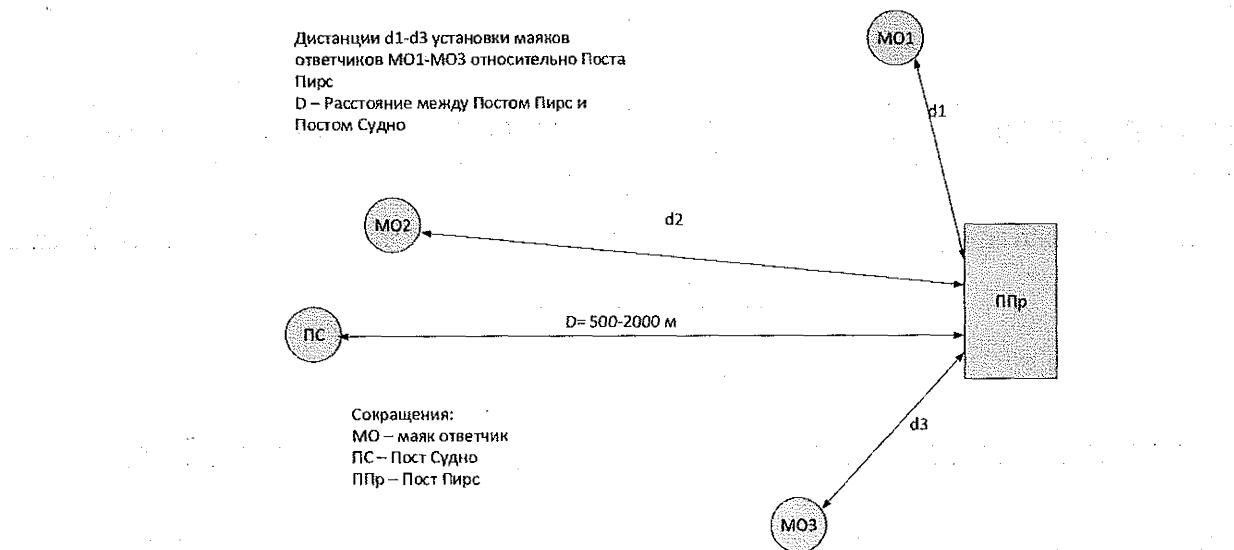


Рис. 6.18. Схема проведения натурных экспериментов

Каждый маяк – ответчик при получении тонального сигнала заданной частоты, излучает тональный сигнал длительностью 10 мс на своей собственной частоте. В пункте приема устанавливаются: БСО (режим приема), БПП ГАС (режим приема), GPS приемник СЕВ; В пункте излучения устанавливаются: БСО (режим излучения), БПП ГАС (режим излучения), GPS приемник СЕВ. Излучающий гид-

роакустический преобразователь вывешивался в воду на глубину 1-5 метров. Приемный гидроакустический преобразователь вывешивался в воду на глубину до 20 метров. На пункте приема проводилась многоканальная обработка принимаемого гидроакустического сигнала.

В ходе эксперимента исследовались простые гидроакустические сигналы со следующими параметрами: Длительность излучаемого сигнала  $t_c=10$  мс; частота дискретизации  $f_D=48$  кГц. Несущая частота  $f_0 = 11,700$  кГц;  $f_1 = 10,500$  кГц;  $f_2 = 11,000$  кГц;  $f_3 = 12,500$  кГц. Мощность излучения простых сигналов соответствовала акустическому давлению равному 4000-6000 Па.

С пункта излучения каждые 10 секунд в нулевой момент времени, излучался один простой сигнал частоты  $f_0 = 11,700$  кГц. На пункте приема производился прием излученного сигнала с частотой  $f_0$ , и сигналов-ответов от маяков-ответчиков.

Максимальная дистанция между приемником и излучателем, при проверке эффективности детектирования сложных сигналов, составляла 2000 м. Расстояние между приемником и излучателем при проверке эффективности детектирования простого сигнала равнялось 665 м.; расстояние между маяками - ответчиками и пунктом приема равнялось: для маяка  $f_1$  - 493 м, для маяка  $f_2$  - 385 м, для маяка  $f_3$  - 263 м. Расстояние между маяками - ответчиками и пунктом излучения сигнала  $f_0$  равнялось: для маяка  $f_1$  - 275 м, для маяка  $f_2$  - 535 м, для маяка  $f_3$  - 815 м.

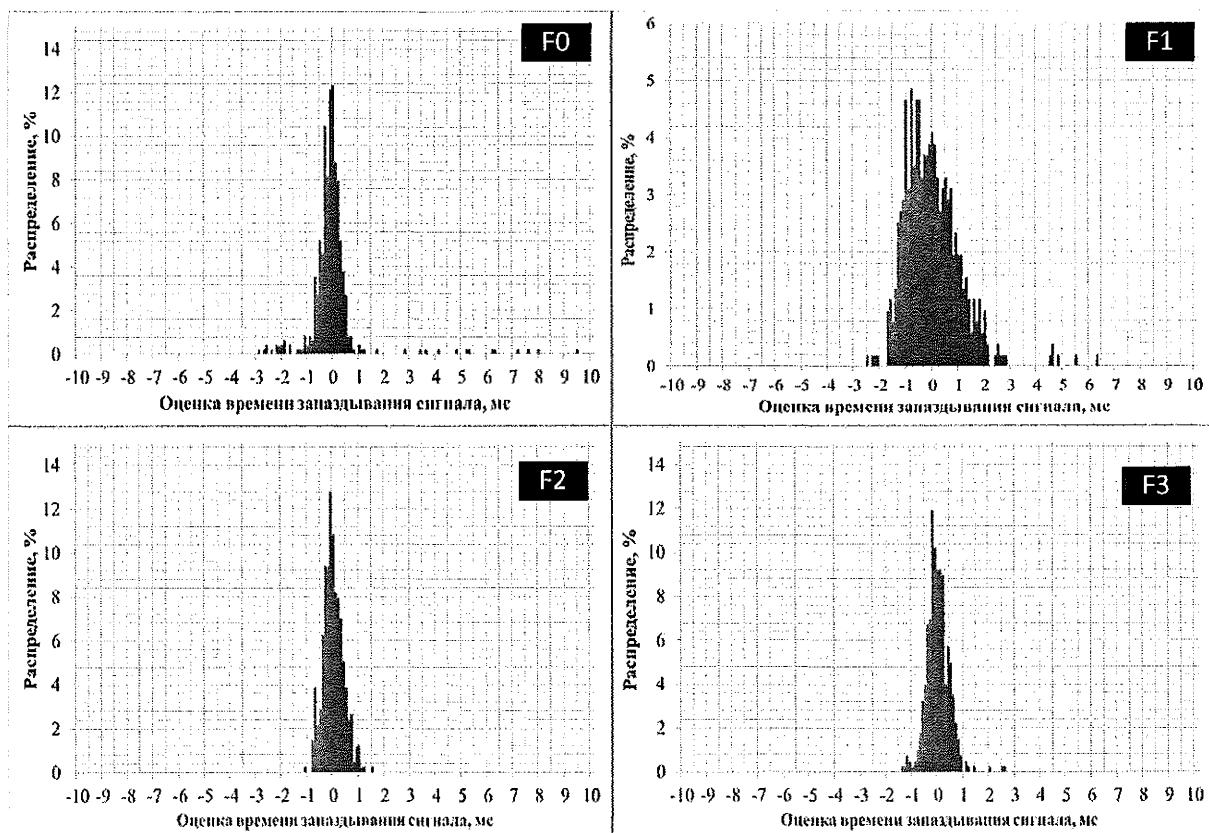
Для каждого тонального сигнала в каждый период равный 10 секундам фиксировались следующие данные: максимум характеристической функции, в момент времени соответствующий ее максимуму (усредненная огибающая); наклонная дальность, рассчитанная при заданной скорости звука в воде; координаты GPS, расстояние между приемником и излучателем, определенное по GPS. Для обработки простых сигналов применялся алгоритм с использованием метода периодограмм. При проведении эксперимента для исследования работоспособности гидроакустических систем в условиях мелкого моря с использованием простых сигналов проводилась обработка полученных данных с помощью МИК в реальном времени. Помимо этого, дополнительно, производилась обработка данных с использованием системы математического моделирования MATLAB. Для оценки времени запаздывания при детектировании простого сигнала с использованием метода А. Шустера, в ходе эксперимента было излучено и обработано около 4200 простых тональных сигналов. Сигналы излучались по штучно с 4 опорных точек акватории (пирс, маяки ответчики) в заданные моменты времени. По результата натурного эксперимента были построены графики распределения оценки времени запаздывания простого сигнала относительного среднего значения для каждого излучателя. При проведении натурного экспериментального исследования проводилось постоянное отслеживание положения излучателей и приемников простого сигнала при помощи системы GPS для внесения поправок при определении среднего значения оценки времени запаздывания. Интервал распределения был выбран длительностью 20 мс ( $\pm 10$  мс), что составляло в среднем от 3 до 10 % от дистанции между приемником и излучателем. Пункты приема развертывались на стационарном пирсе и заякоренном судне. Отношение сигнал/шум, на входе приемника, при успешном детектировании простых сигналов превышало значение 3

дБ, при этом  $\hat{P}=1$ , наблюдалась только при значении сигнал/шум на входе приемника большем чем 6 дБ. В табл. 6.6 представлены результаты детектирования и процент потерь простого тонального сигнала при проведении экспериментальных исследований. На рис. 6.19 – 6.20 приведено распределение величины оценки времени запаздывания при детектировании простого гармонического сигнала для различных соотношений SNR на входе приемника.

*Таблица 6.6*

**Результаты обнаружения простого тонального сигнала при проведении натурного эксперимента**

при $3 \leq \text{SNR} \leq 6$ дБ	F1	F2	F3
СКО, сек	0,00269	0,00211	0,003829
Процент потери сигнала, %	38,0	33,0	37,2
при $\text{SNR} > 6$ дБ	F0	F1	F2
СКО, сек	0,000391	0,000808	0,000391
Процент потери сигнала, %	0	0	0

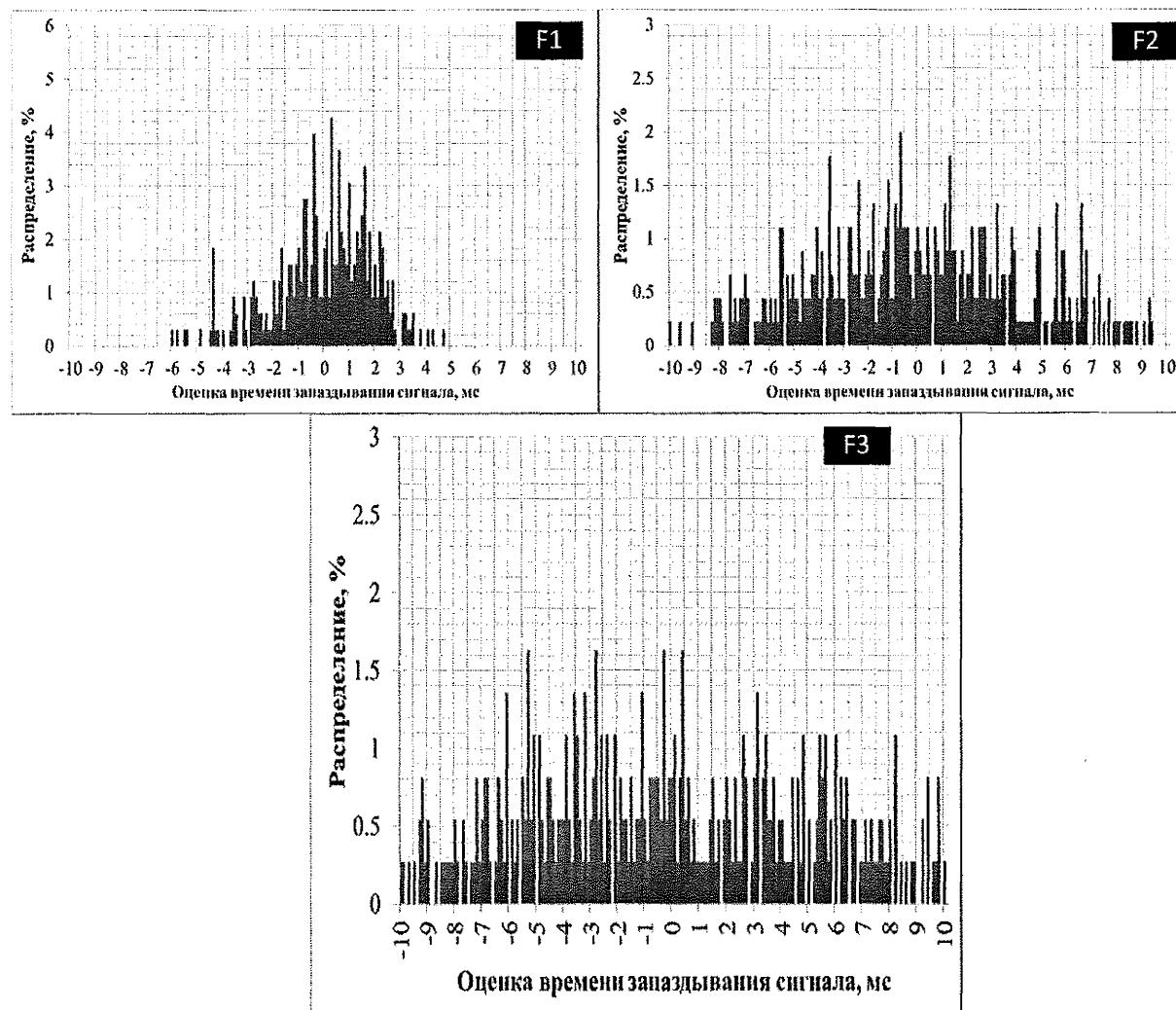


*Рис. 6.19. Распределение величины оценки времени запаздывания при детектировании простых гидроакустических сигналов для F0, F1, F2, F3 при  $\text{SNR} > 6$  дБ  $\hat{P}=1$*

В табл. 6.7 представлены результаты анализа данных численного и натурального эксперимента по определению граничных условий помехоустойчивости при

достоверном обнаружении гидроакустических сигналов. Анализ проводился для следующих сигналов:

- простой тональный сигнал длительностью  $T=10$  мс с несущей частотой  $f_s=10500\text{--}12500$  Гц
- сложный сигнал вида ФМ длительностью 127 символов (длина одного символа 0,66 мс), центральная частота  $f_{s0}=11700$  Гц.



*Рис. 6.20. Распределение величины оценки времени запаздывания при детектировании навигационных тональных сигналов F1 F2 F3 при  $3 \leq \text{SNR} \leq 6$  дБ  
(Для сигнала F0 значение SNR, всегда было больше чем 6 дБ)*

Анализ экспериментальных данных показал, что применение шумовой модели 1 (модели с аддитивным белым гауссовским шумом) с целью определения граничных условий работы реальной гидроакустической системы при использовании выбранных сигналов и разработанных алгоритмов, и средств не является оптимальным.

Таблица 6.7

**Оценка сходимости результатов численного и натурного эксперимента  
по определению граничных условий помехоустойчивости при  $\hat{P}=1, dS=1$**

№ п/п	Эксперимент	Тип сигнала					
		Простой		ФМ			
		Алгоритм с использованием метода периодограмм	SNR, дБ	Линейная корреляция	$\tau_{\text{опр.}} \text{ мс}$	Посимвольная корреляция	SNR, дБ
1	ШМ1	-5	0,6	-19	0,6	-17	0,6
2	ШМ2	6		-10		-8	
3	ШМ3	8		-9		-9	
4	Натурный эксперимент	7	1.5	-12	0.5	-12	0.8

Применение моделей ШМ2 и ШМ3 дает практически одинаковые результаты, которые близки к данным реального эксперимента. Более высокие результаты по помехоустойчивости показанные при проведении натурного эксперимента (выигрыш 2-4 дБ для ФМ), по сравнению с имитационным моделированием при использовании ШМ3 объясняется более высокой спектральной плотностью мощности усредненной реализации шума гидроакустического канала использованного при проведении численного эксперимента, что соответствовало имитации более жестких условий. Расхождение значения оценки времени запаздывания для простого сигнала при проведении модельного эксперимента от данных натурного эксперимента можно объяснить не скомпенсированным, при вычислении среднего значения оценки времени запаздывания, перемещением корреспондирующих элементов между смежными интервалами излучения сигналов. Таким образом, разработанную имитационную модель при использовании ШМ2 и ШМ3 можно считать эффективным механизмом для определения граничных условий эксплуатации реальной гидроакустической системы при использовании разработанных алгоритмов и средств.

## **Библиографические ссылки**

1. Трусова О. И. Методы обработки экспериментальных данных гидроакустических систем для их настройки в условиях воздействия внешней среды: автореф... дис. канд. техн. наук: 05.13.01. – Дубна, 2012. – 23 с.
2. Александров Г. А. ОАО Концерн ОКЕАНПРИБОР - История Предприятия [Электронный ресурс] / Г.А. Александров и др. – Режим доступа: <http://www.oceanpribor.ru/text/1.htm>, свободный. – Загл. с экрана.
3. Бендат Дж. Прикладной анализ случайных данных. – М.: МИР, 1989. – 540 с.
4. Бурдинский И. Н. Цифровая система обработки информационно-управляющих гидроакустических сигналов // Датчики и системы. – 2008. – № 8. – С. 2 – 6.
5. Мобильный измерительный комплекс для проведения гидроакустических исследований / А.С. Миронов и др. // Информатика и системы управления. – 2012. – № 2. – С. 82 – 91.
6. Программно-аппаратный комплекс обработки навигационных гидроакустических сигналов [Электронный ресурс] / И.В. Карабанов и др. // Информационное противодействие угрозам терроризма. – 2012. – № 18. – С. 129 – 133.
7. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614181. Программный модуль передачи данных с гидроакустических систем связи и навигации на базе технологии FPGA по интерфейсу Ethernet / М. А. Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, А. С. Миронов. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28.06.2010 (РФ).
8. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614182. Программа сбора данных с гидроакустических систем связи и навигации по интерфейсу Ethernet / М. А. Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, А. С. Миронов. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28.06.2010 (РФ).
9. Бурдинский И. Н., Безручко Ф. В., Миронов А. С. Использование OEM GPS-модулей в системах временной синхронизации // Вестник Тихоокеанского государственного университета. – 2010. – № 4. – С. 33 – 40.
10. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010614180. Система анализа точности временной синхронизации приемников сигнала GPS /И. В. Карабанов и др. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 28.06.2010 (РФ).
11. Бурдинский И. Н., Безручко Ф. В., Миронов А. С. Применение встраиваемых GPS-модулей для временной синхронизации информационно-измерительных и управляемых систем // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2011. – № 1. – С. 36 – 40.
12. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2012615984. Программный модуль для обработки информационных сообщений телекоммуникационной системы подводного робота / Ф. В. Безручко, М. А.

Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, А. С. Миронов. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 29.06.2012 (РФ).

13. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2010616220. Модель информационного обмена подводного робота с обеспечивающим судном / Ф. В. Безручко, М.А. Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, А.С. Миронов, Д. С. Чемерис. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 20.09.2010 (РФ).

14. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2009613300. Модель высокоскоростной гидроакустической системы связи «ГАСС» / М. А. Линник, И. Н. Бурдинский, И. В. Карабанов, А. С. Миронов. – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25.06.2009 (РФ).

15. Бурдинский И. Н. Цифровая система обработки гидроакустических шумоподобных сигналов // Цифровая обработка сигналов. – 2009. – № 1. – С. 21 – 26.

16. Карабанов И. В., Бурдинский И. Н., М. А. Линник М. А. Программно-аппаратный комплекс обработки навигационных гидроакустических сигналов // Информационное противодействие угрозам терроризма. – 2012. – № 18. – С. 129 – 133.

17. Бурдинский И. Н., Миронов А. С. Разработка системы цифровой обработки сигналов ГАНС на базе программируемой матричной логики // Теоретические и прикладные вопросы современных информационных технологий: Материалы Всероссийской научно-технической конференции. – Улан-Удэ: Изд-во ВСГТУ. – 2005. – Ч. I. – С. 161 – 166.

18. Бурдинский И. Н., Миронов А. С. Применение технологии FPGA для цифровой обработки сигналов ГАНС // Технические проблемы освоения Мирового океана: Материалы научно-технической конференции. – Владивосток: Изд-во Дальнаука, 2007. – С. 399 – 404.

19. Аппаратная реализация приемника гидроакустической телекоммуникационной системы / А.С. Миронов и др. // 13я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA-2011», Москва, Россия, доклады. – М., 2011. – Выпуск XIII-1. – С. 201 – 204

20. Бурдинский И. Н., Миронов А. С. Цифровая система обработки гидроакустических навигационных сигналов // Электронные средства и системы управления. Опыт инновационного развития: Доклады Международной научно-практической конференции. – Томск: Изд-во В-Спектр, – 2007. – Ч. 1. – С. 296 – 299.

21. Burdinsky I.N., Mironov A. S., Myagotin A. V. Measuring system for the registration of pseudo-noise hydroacoustic signals // 9th International Conference on Actual Problems of Electronic Instrument Engineering Proceedings APEIE – 2008: in 7 volumes. – Novosibirsk: Novosibirsk State Technical University, 2008. – vol. 1. – P. 63 – 70.

22. Разработка системы телеметрии и навигации подводного робота на базе технологии FPGA / И. В. Карабанов и др. // Четвертая Всероссийская научно-техническая конференция «Технические проблемы освоения Мирового океана» : Материалы конференции. – Владивосток: Изд-во Дальнаука, 2011. – С. 304 – 309.

23. Burdinskiy I. N., Mironov A. S., Naumov L. A. System Simulation for Digital APS Signal Processing On the Basis of Programmable Array Logic // Signal Transmission, Processing, Sensor and Monitoring Systems: Proceeding of the Korea-Russia Joint-Workshop 2006. – Korea: Obprint ltd., 2006. – P. 115 – 120.
24. Беляев А., Солохина Т., Юдинцев В. Современные устройства цифровой обработки сигналов. Вместе или врозь? – Электроника: Наука, Технология, Бизнес. – № 1. – С. 28 – 35.
25. Параллельные вычислительные системы в локальной сети ВЦ РАН / Г. М. Михайлов и др. – М., Издательство ВЦ РАН, 2003. – 75 с.
26. Simon M. K., Mileant A. SNR Estimation for the Baseband Assembly. – TDA Progress Report 42 – 85, 1986. – P. 118 – 126.
27. Pauluzzi D. R., Beaulieu Norman C. A Comparison of SNR Estimation Techniques for the AWGN Channel // Fellow, Proc. IEEE, 2000. – № 48. – P. 1681–1691.
28. Estimation of different acoustic signals usage efficiency for navigation systems of underwater autonomous vehicles / I. V. Karabanov and at el. // Proceedings of OCEANS 2011 IEEE Santander Conference and Exhibition. – Santander, 2011.
29. Etter P. C. Underwater Acoustic Modeling. Principles, techniques and applications. – Taylor & Francis, 1995. – 344 p.
30. Карабанов И. В., Линник М. А. Разработка высокоточного модуля гидроакустической навигационной системы для определения наклонной дальности // «У.М.Н.И.К.» в Санкт-Петербурге: разработки победителей конкурса программы Фонда содействия малых предприятий в научно-технической сфере «У.М.Н.И.К.». – СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. – с. 169 – 171.
31. Бурдинский И. Н., Линник М. А., Миронов А. С. Гидроакустическая система связи для осуществления телекоммуникационного взаимодействия между подводными роботами // Цифровая обработка сигналов. – 2010. – № 2. – С.53 – 56.
32. Гидроакустическая телекоммуникационная система подводного робота / А.С. Миронов и др.// XVIII Санкт-Петербургская международная конференция по интегрированным навигационным системам: Сборник материалов. – СПб., 2011. – С. 251 – 263
33. Разработка системы телеметрии и навигации ...

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Проведенный в монографии анализ современных методов и средств обработки гидроакустических сигналов, используемых при решении задачи детектирования в условиях низкого соотношения сигнал – шум, показал, что определяющую роль в создании различных гидроакустических систем играет форма и структура применяемых базовых сигналов.

Современные производители при разработке гидроакустических устройств стараются максимально адаптировать свои системы под применяемый тип сигнала. Это, с одной стороны, позволяет достичь экономии при реализации аппаратно-алгоритмической базы, но с другой – приводит к ограничению, накладываемому внешними условиями эксплуатации, а в итоге – к малой эффективности применения только одного типа сигналов для выполнение требуемых задач.

Таким образом, наиболее перспективным является разработка механизмов обработки сигналов, которые позволяли бы, не изменяя аппаратную базу, при необходимости адаптивно изменять алгоритмическое наполнение и тип, структуру обрабатываемого сигнала.

Разработанные авторами и представленные в монографии алгоритмы и методы цифровой обработки гидроакустических сигналов различных типов, позволяют существенно повысить такие критерии гидроакустических систем, как разрешающая способность по времени обнаружения сигнала, достоверность детектирования и помехоустойчивость системы в целом. В основе разработанных алгоритмов лежат методы корреляционной обработки. Также следует отметить возможность применения разработанных алгоритмов при создании многоканальных решений, которые могут найти свое применение как при реализации систем гидролокации, так и в системах управления навигации и связи.

Авторами при проведении экспериментальных исследований было показано, что одно и то же аппаратное обеспечение может с успехом применяться при обработке сигналов различных типов при условии применения представленных алгоритмов. Представленные алгоритмы позволяют создавать унифицированные, конфигурируемые гидроакустические системы и комплексы.