

Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего  
профессионального образования

**«ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ  
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ» (ТУСУР)**

Федеральное государственное автономное образовательное учреждение  
высшего образования

**«НАЦИОНАЛЬНЫЙ ИССЛЕДОВАТЕЛЬСКИЙ ТОМСКИЙ  
ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ»**

На правах рукописи

**БОМБИЗОВ АЛЕКСАНДР АЛЕКСАНДРОВИЧ**

**АВТОНОМНЫЙ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС  
РЕГИСТРАЦИИ И ОБРАБОТКИ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ ЭМИССИИ  
ДЛЯ НЕПРЕРЫВНОГО МОНИТОРИНГА НАПРЯЖЕННО-  
ДЕФОРМИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ ГОРНЫХ ПОРОД**

Специальность 05.11.13 – «Приборы и методы контроля природной среды,  
веществ, материалов и изделий»

**ДИССЕРТАЦИЯ**

на соискание учёной степени кандидата технических наук

Научный руководитель:  
доктор технических наук, профессор  
Филатов Александр Владимирович

Томск 2015

## ОГЛАВЛЕНИЕ

ГЛАВА 1. Методы и средства мониторинга процессов изменения напряженно - деформированного состояния горных пород.....	13
1.1 Методы диагностики напряженно-деформированного состояния горных пород.....	13
1.2 Природа возникновения электромагнитного излучения в горных породах. Научные достижения.....	19
1.3 Средства регистрации изменений напряженно-деформированного состояния горных пород.....	28
1.4 Методы спектральной обработки сигналов.....	35
1.5 Способы выделения полезного сигнала на фоне шумов и помех.....	43
1.6 Выводы. Постановка цели и задач исследования.....	46
ГЛАВА 2. Способ и алгоритм обработки электромагнитных сигналов для использования в автономном приборе в ходе продолжительного мониторинга горных пород.....	48
2.1 Модель тестового сигнала, имитирующего электромагнитные сигналы в горных породах.....	49
2.2 Анализ способов частотно-временного представления сигналов.....	60
2.3 Анализ типов оконных преобразований.....	67
2.4 Алгоритм первичной обработки сигнала.....	84
2.5 Способы и алгоритмы математической обработки сигналов для выделения импульсов на фоне шумов и помех в ходе мониторинга горных пород.....	89
2.6 Выводы.....	107
ГЛАВА 3. Программно-аппаратные средства регистрации и частотно-временной обработки электромагнитных сигналов для решения задач мониторинга шахтных сооружений.....	109
3.1 Аппаратная часть регистрации.....	109
3.2 Программная часть регистратора электромагнитных и акустических сигналов.....	121

3.3 Программные средства конечной обработки электромагнитных сигналов.	127
3.4 Выводы.....	145
ГЛАВА 4. Экспериментальные исследования электромагнитных сигналов в лабораторных и натурных условиях с использованием способа частотно-временной обработки.....	146
4.1 Регистрация электромагнитного излучения в лабораторных условиях.....	147
4.2 Регистрация электромагнитного излучения в шахтных сооружениях.....	159
4.3 Оценка возможности беспроводной передачи данных в шахтном поле.....	170
4.4 Выводы.....	172
Список используемых источников.....	176
Приложение А Исходный текст программы цифровой фильтрации.....	189
Приложение Б Анализ оконных функций.....	193
Приложение В Моделирование способа частотно-временного статистического анализа.....	202
Приложение Г Сейсмоданные.....	214
Приложение Д Свидетельство о гос. регистрации программы ЭВМ.....	218
Приложение Е Акты внедрения.....	220

## Введение

**Актуальность темы.** Разработка месторождений полезных ископаемых подземным способом сопровождается изменениями напряженно-деформированного состояния (НДС) массивов горных пород. Развитие процесса изменения НДС массива обусловлено применяемой технологией разработки, свойствами рудных тел, вмещающих пород и влечет за собой снижение уровня безопасности горных работ, окружающих промышленных, жилых и природных объектов.

В технологии добычи полезных ископаемых широко используются буровзрывные работы, которые подразумевают собой подрыв горных массивов, подготовку инфраструктуры и отгрузку породы. При массовых взрывах происходит перераспределение напряженно-деформированного состояния на большие расстояния от области взрыва. В связи с выжиданием релаксации горных массивов работы начинаются спустя несколько дней после взрыва. Время выжидания строго не определено, поэтому процессы разрушающего характера могут произойти во время начала работ, что может повлечь за собой человеческие жертвы.

Изменения свойств горных пород в результате действия механических напряжений приводит к возникновению и росту трещин, в результате чего возникают акустические эффекты и активируются источники электромагнитной эмиссии (ЭМЭ) [1, 2]. Электромагнитная эмиссия является одним из информационных каналов, позволяющих проводить оценку изменений НДС массивов горных пород. [3 – 5].

В настоящее время является перспективным метод контроля изменений напряженно-деформированного состояния горного массива и прогноза геодинамических событий, основанный на механоэлектрических преобразованиях в горных породах [6 – 9]. При этом параметры возникающих электромагнитных сигналов несут информацию о процессах образования деструктивных зон, по

которым можно делать выводы о происходящих изменениях НДС в шахтном поле. В связи с этим разработка аппаратно-программных средств и методов регистрации электромагнитных и акустических сигналов для мониторинга в шахте может позволить оценить изменение напряженно-деформированного состояния горных пород.

Исследования явления электромагнитного излучения твердых тел были начаты в Томском политехническом институте еще в 1970 г. Коллективом во главе с А.А. Воробьевым (А.А. Воробьев, Е.К. Заводовская, В.Н. Сальников) проведены успешные эксперименты по регистрации электромагнитной эмиссии. В 1973 г. подана заявка на регистрацию открытия «Радиоизлучение горных пород и минералов при физико-химических процессах в них». Большой вклад в развитие данной области науки внесли такие иностранные ученые как А. Рабинович и В. Фрид, работы которых связаны с параметризацией электромагнитного излучения горных пород и стадийностью развития геодинамического события. Ученые из Института горного дела (ИГД) СО РАН М. В. Курленя, Г. Е. Яковицкая, Г. И. Кулаков установили в лабораторных условиях стадийность процесса разрушения, проявляющуюся в S-образной спектральной характеристике электромагнитного излучения образца горной породы.

Применение электромагнитной эмиссии в практике горного дела в значительной мере сдерживается сложностью реализации регистрирующей аппаратуры пригодной для подробного долговременного анализа сигналов от горных пород в полевых условиях. Известны разработки в данном направлении ИГД СО РАН [10], НИИ Горной геомеханики и маркшейдерского дела [11], Кузбасского государственного технического университета [12]. Автономный прибор для продолжительного мониторинга электромагнитного излучения горных пород создан в Национальном исследовательском Томском политехническом университете (НИ ТПУ) [13] под руководством А. А. Беспалько. Основными недостатками известных приборов являются: ограниченный частотный диапазон для анализа; недостаточная чувствительность; отсутствие в

разработанных приборах алгоритмов выделения полезного сигнала на фоне шумов и помех; ограниченный анализ частотного распределения амплитуд электромагнитного излучения горных пород; при текущей программно-аппаратной проработке невозможно создать единую информационную систему для организации мониторинга всего шахтного поля или значительной его части по аналогии с сейсмостанциями. В связи с этим в настоящее время не существует пригодной для практического использования и реализованной в серийной аппаратуре достоверной методики определения по электромагнитному излучению напряженно-деформированного состояния горных пород и прогнозирования геодинамических событий. Поэтому создание способов и алгоритмов регистрации и выделения электромагнитных сигналов, возникающих в результате электромагнитной эмиссии массивов горных пород, является необходимым для создания распределенной системы диагностики в реальном масштабе времени напряженно-деформированного состояния горных пород и прогнозирования геодинамических событий в целях обеспечения безопасности ведения добычи полезных ископаемых подземным способом.

**Цель работы.** Разработка способов и алгоритмов регистрации и выделения сигналов электромагнитной эмиссии горных пород в области низких и средних частот в реальном масштабе времени с повышенной помехозащищенностью от шумов и помех и создание программно-аппаратных средств для продолжительного мониторинга и контроля изменений напряженно-деформированного состояния горных пород.

**Задачи исследования:**

1) Выполнить моделирование электромагнитного излучения горных пород, возникающих в шахтах в процессе геодинамических событий.

2) Разработать алгоритм обработки регистрируемого излучения для использования его в портативном автономном приборе и уменьшения объема выходных данных с обеспечением достаточной информативности для последующего анализа.

3) Создать способ частотно-временного анализа регистрируемого электромагнитного излучения с повышенной избирательностью выделения сигналов на фоне шумов и помех и оптимизировать его для применения в автономных портативных приборах.

4) Разработать программно-аппаратные средства анализа сигналов в реальном масштабе времени на месте его регистрации в процессе мониторинга изменения напряженно-деформированного состояния горных пород.

5) Апробировать в лабораторных и полевых условиях разработанные программно-аппаратные средства и алгоритмы анализа в задачах исследования связи электромагнитной эмиссии с напряженно-деформированным состоянием горных пород.

#### **Методы исследования**

В процессе работы над диссертационной работой использовался комплексный подход, включающий в себя анализ научных и технических источников, охватывающих область исследования; анализ и параметризацию исходных данных; моделирование и построение алгоритмов обработки входных данных с использованием теории вероятности и математической статистики; проведение теоретических, лабораторных и натурных исследований сигналов электромагнитной эмиссии горных пород.

#### **Научная новизна**

1. Установлено, что эффективным критерием для выявления импульсных сигналов электромагнитного излучения горных пород на фоне шумов и помех может служить определение квадрата среднеквадратичного отклонения амплитуд спектральных составляющих зарегистрированного излучения.

2. Предложен способ частотно-временного анализа электромагнитного излучения горных пород, который позволяет определять импульсные сигналы на фоне шумов и помех, и заключается в выделении тех спектральных составляющих, квадрат среднеквадратичного отклонения (СКО) амплитуды которых выше порога, отслеживающего изменения интенсивности побочного

фонового шумового излучения путем расчёта среднеквадратичного отклонения квадратов СКО амплитуд спектральных составляющих, полученных на заданном интервале времени.

3. Предложен способ для сравнения и выбора оптимальной оконной функции по критерию спектрального контраста, который заключается в отношении спектральных плотностей сигналов электромагнитной эмиссии с помехой и без неё, предварительно обработанных различными оконными функциями, и по результирующей характеристике позволяет определить оптимальную оконную функцию, наилучшим образом выделяющую сигнал на фоне шумов и помех.

4. Получены аналитические выражения, позволяющие выполнять анализ входных данных в режиме потоковых вычислений, когда каждый новый обрабатываемый отсчет вносит вклад в результирующее математическое ожидание и среднеквадратичное отклонение с установленным весовым коэффициентом, который определяется на основании размера анализируемой выборки и выбирается из предварительной оценки стационарности побочного фонового излучения. Это позволяет многократно сократить используемый объем оперативной памяти и время вычислений и тем самым реализовать обработку в режиме реального времени.

5. Установлено, что после обработки электромагнитного излучения предложенным способом частотно-временного анализа с низким значением порогового коэффициента, форма импульсных сигналов, возникающих при образовании трещин в рудном теле, проявляется на спектрограмме в виде вертикальных линий на фоне точечных шумовых проявлений.

### **Практическая ценность**

1. Разработан макет регистратора электромагнитных сигналов, позволяющий автономно проводить мониторинг электромагнитного излучения горных пород в шахтных сооружениях длительностью не менее 3 суток.

2. Создан способ частотно-временного анализа электромагнитных сигналов,

который сокращает объем данных при сохранении достаточной информативности как о краткосрочных, так и о долгосрочных процессах, протекающих в массивах горных пород.

3. Разработанный алгоритм частотно-временного анализа электромагнитного излучения горных пород не требует значительных вычислительных ресурсов и пригоден для использования в автономных портативных приборах.

4. Достигнутая автономность регистратора позволяет организовать в шахте распределенную информационную систему для контроля напряженно-деформированного состояния горных пород и прогнозирования деструктивных процессов с использованием беспроводной цифровой системы связи.

#### **Реализация и внедрение полученных результатов исследований.**

Разработанный регистратор электромагнитных и акустических сигналов используется:

- в железорудной шахте в г. Таштагол Кемеровской области, входящей в состав подразделения «Евразруда», для проведения мониторинга изменения напряженно-деформированного состояния и релаксации горных пород после массового взрыва;

- в проблемной научно-исследовательской лаборатории электроники, диэлектриков и полупроводников (ПНИЛ ЭДиП) Национального исследовательского Томского политехнического университета для исследования эффектов электромагнитной эмиссии, происходящих в образцах горных пород.

Решения, полученные в рамках диссертационной работы, так же используются в Открытом акционерном обществе «Информационные спутниковые системы» им. Академика М.Ф. Решетнёва в автоматизированной системе контроля информационных магистралей и компонентов космических аппаратов.

**Апробация результатов.** Основные результаты диссертационной работы представлялись на следующих конференциях и выставках:

- Всероссийская научно-техническая конференция “Научная сессия ТУСУР”, г. Томск, 2008, 2009, 2010 гг.
- Выставка научных достижений молодых ученых ТУСУРа в рамках Всероссийской научной-технической конференции «Научная сессия ТУСУР 2010».
- Всероссийская с международным участием научно-практическая конференция по инновациям в неразрушающем контроле SibTest 25-29 Июля 2011 г., г. Катунь, Горный Алтай, С. 198-202.
- «Геодинамика и напряженное состояние недр Земли», Всероссийская конф. с участием иностранных ученых, Новосибирск: Ин-т горного дела им. Н. А. Чинакала СО РАН, 2011.

**Основные положения, выносимые на защиту:**

1. Установлено, что изменение квадрата среднеквадратичного отклонения амплитуд спектральных составляющих электромагнитного излучения горных пород позволяет повысить контрастность для выделения на фоне шумов и помех импульсных сигналов, соответствующих быстропротекающим геодинамическим событиям в массивах горных пород. Предложен способ частотно-временного анализа электромагнитного излучения горных пород, который заключается в выделении тех спектральных составляющих, квадрат среднеквадратичного отклонения которых выше порога, определяющего интенсивность побочного фонового излучения и рассчитанного по результатам СКО спектральных амплитуд, полученных на заданном интервале времени.

2. Предложены аналитические выражения для частотно-временного анализа электромагнитного излучения горных пород, использование которых позволяет выполнять обработку входных данных в режиме потоковых вычислений, когда каждый новый обрабатываемый отсчет вносит изменения в результирующее математическое ожидание и среднеквадратичное отклонение с установленным весовым коэффициентом, который выбирается исходя из предварительной оценки стационарности подлежащего устранению побочного фонового излучения на

заданном временном интервале. Это позволяет многократно сократить используемый объем оперативной памяти и время вычислений и тем самым реализовать выполнение обработки в режиме реального времени.

3. Предложен способ выбора оконной функции для анализа сигналов электромагнитной эмиссии горных пород, основанный на сравнении по критерию спектрального контраста, который заключается в отношении предварительно обработанных различными оконными функциями спектральных плотностей сигналов с помехой и без неё и по результирующей характеристике позволяет определить оптимальную оконную функцию, наилучшим образом выделяющую сигнал на фоне шумов и помех.

**Личный вклад автора.** Диссертация является результатом исследований автора. Алгоритм первичной обработки и способ частотно-временного анализа разработаны лично автором. Разработка программно-аппаратного обеспечения для осуществления мониторинга шахтных сооружений выполнялась при непосредственном участии автора. Статья «Способ спектрально-временного анализа электромагнитного излучения горных пород для обнаружения предвестников геодинамических событий» написана без соавторов. Полевые исследования автором выполнялись непосредственно в железорудной шахте. Выполнено более десяти шахтных спусков.

**Диссертация выполнена при поддержке** Российского фонда фундаментальных исследований РФФИ 11-07-98000 р\_Сибирь\_a, РФФИ 11-07-00666а, 14-08-00395 А, а так же фонда содействия малых форм предприятий в научно-технической сфере УМНИК (НИОКР по теме: «Прибор для предупреждения обвалов горных пород в условиях шахт» // договор № КР 04\_/08 от 20.02.2009 г.).

**Публикации.** По результатам выполненных исследований опубликовано 11 работ, в том числе 5 в журналах из перечня ВАК. Результаты диссертационной работы отражены в 3 отчетах НИОКР, получено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ (№ 2014616038).

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, 4 глав, заключения и содержит 188 страницы текста, 97 рисунков и 9 таблиц. Список цитируемой литературы содержит 116 наименований. Приложения составляют 34 страницу.

# **ГЛАВА 1. Методы и средства мониторинга процессов изменения напряженно - деформированного состояния горных пород**

В данной главе рассмотрены параметры и события, возникающие при изменении напряженно-деформированного состояния горных пород, и средства регистрации этих изменений. Рассмотрены методы анализа электромагнитных сигналов горных пород. Проведен анализ состояния проблемы диагностики напряженно-деформированного состояния породы посредством регистрации электромагнитного излучения.

## **1.1 Методы диагностики напряженно-деформированного состояния горных пород**

### *1.1.1 Визуальное обследование*

Наиболее простой формой визуального обследования является осмотр с ведением записей в случае наличия нарушений [1]. Применяется, в основном, для объектов большой длины с периодической структурой, причем структурные единицы имеют номер, позволяющий однозначно фиксировать их положение. Характер записей состоит из трех частей:

- указание номера структурной единицы;
- уточнение положения аномалии в пределах структурной единицы;
- характер обнаруженной аномалии в сжатой описательной или формализованной форме.

Примером такого рода диагностики может быть визуальный осмотр вертикального шахтного ствола, выполняемый на принятой скорости перемещения клетки (бадьи, скипа), которая равна 0,3 м/с. В качестве структурной единицы выступает ярус. Для уточнения положения нарушения в горизонтальной плоскости круговое поле осмотра разбивается на 4 – 6 секторов, каждый из

которых получает свое обозначение. К основным аномалиям относятся трещины в крепи, разрушение крепи, локальные деформации контура ствола, источники водопоступления. Более тщательный визуальный осмотр предполагает фотографирование аномалий (если это позволяют условия внешней среды), а также определение линейных размеров аномалий и их положения с использованием технических средств.

Для определения линейных размеров и положения нарушений при возможности непосредственного доступа к ним используются мерные ленты типа Р2, Р5, Р10 или их импортные аналоги. Раскрытие трещин измеряется при больших её размерах металлической линейкой длиной от 100 мм, при малых размерах – штангенциркулем. В отдельных случаях необходимо выполнение сопутствующей геодезической съемки.

К вспомогательным техническим средствам при выполнении визуальных наблюдений относятся мощные фонари для освещения участка, а также подмости, лестницы и специальные подъемники для работы на высоте [1].

Также применяется несложный метод определения продольного смещения пластов породы [1]. Для этого просверливается длинная сквозная горизонтальная скважина между стенками. Внутри скважины вставляется труба. Внутри трубы размещается стержень, который закрепляется с одной стороны скважины. Перемещения стержня документируют и делают вывод о движениях пластов породы.

### *1.1.2 Термический отклик*

Для поиска поврежденного (находящегося в стадии разрушения) массива горных пород применяется метод термического отклика [14]. Он заключается в том, что температура твердой (сплошной, целой) породы отличается от температуры разрушающейся. Для обнаружения таких мест породу искусственно разогревают и наблюдают ее охлаждение. При этом разрушающаяся порода остывает быстрее, чем целая. Исследования в данной области проводились такими

учеными, как United States Bureau of Mines (USBM) Merrill Morgan [15], Кононовым В.И. [16] и др.

### *1.1.3 Ультразвуковая / акустическая эмиссия*

Ультразвуковая эмиссия может быть определена как механические вибрации, появляющиеся на частотах выше 20 кГц. Акустическая эмиссия (АЭ) заключается в генерации упругих волн напряжения в твердых телах в результате локальной динамической перестройки их структуры. Метод основан на анализе параметров этих волн. Главные источники акустической эмиссии – процессы пластической деформации, связанные с появлением, движением и исчезновением дефектов кристаллической решетки: появление и развитие микро- и макротрещин; трение (в том числе поверхностей разрывов друг о друга); фазовые (например, аллотропические) превращения в твердом теле. АЭ проявляется в виде отдельных акустических импульсов. Наблюдения Локнера показали, что частотный диапазон акустической эмиссии составляет от 100 кГц до 2 МГц [17], автором в [18] показан частотный диапазон излучения от 20 до 500 кГц на примере деформации каменной соли.

Акустическая эмиссия также служит надежным предвестником горного удара. Часто перед горным ударом происходит увеличение уровня акустической активности. [16]

### *1.1.4 Виброакустический контроль*

Метод виброакустической диагностики [1] в шахтных исследованиях используется преимущественно для оценки состояния естественных и искусственно созданных плоско-параллельных структур. Метод заключается в регистрации параметров вибрации объекта в области звуковых частот. Наиболее выгодным в энергетическом плане является ударное возбуждение исследуемого объекта с анализом характеристик его свободных колебаний.

Одной из важнейших характеристик колебательной системы произвольной

природы является ее добротность. При незначительном оттоке энергии из системы ее основной резонанс выражен достаточно резко. Этому случаю соответствует отделяющаяся от породного массива его часть (отслоение, скол), а также не имеющий надежного механического контакта с массивом элемент крепи. При данных обстоятельствах амплитуда собственных колебаний на частоте максимума спектральной плотности большая. Длительность колебательного процесса также большая.

При отсутствии расслоений в массиве или с возрастанием нагрузки на крепь улучшается механический контакт колеблющегося звена с окружающей средой. Это увеличивает показатель затухания данной колебательной системы и приводит к быстрому уменьшению амплитуды свободных колебаний, как на частоте основного резонанса, так и на более высоких частотах. На это указывает также и уменьшение длительности колебательного процесса.

Важную информацию о состоянии контролируемого объекта содержит спектр его свободных колебаний [19, 20]. Мощность отслоений можно оценить по нахождению частоты максимумов амплитуд – чем ниже частота максимума, тем меньше мощность отслоений.

### *1.1.5 Лазерные измерения*

При выполнении измерения с помощью лазеров используют лазерные виброметры и лазерные дальномеры.

Лазерные виброметры предназначены для дистанционного измерения виброскорости исследуемого объекта или его части в пределах от 0,01 до 50 мм/с [21]. Принцип работы лазерного виброметра основан на доплеровском сдвиге частоты оптического излучения, отраженного от движущегося объекта. Здесь применяют метод оптического гетеродинамирования отраженного от объекта слабого оптического сигнала на основе двухлучевой интерференционной оптической схемы с последующим формированием квадратурных компонент электрического сигнала фотодетекторами балансного типа.

Лазерные дальномеры. Лазерные дальномеры используются для определения времени распространения отраженного сигнала и тем самым измерения расстояния между объектом, от которого отразился сигнал, и дальномером. Геометрические изменения формы выработок могут быть измерены с точностью до 0,22 мм [21].

#### *1.1.6 Оценка параметров электромагнитной эмиссии*

Разработка месторождений полезных ископаемых шахтным способом сопровождается изменениями напряженно-деформированного состояния (НДС) массивов горных пород. [22]

Возникновение и рост трещин вызывают упругие акустические колебания в горной породе. Колебания под действием акустических волн границ неоднородностей и контактов разных пород сопровождаются электромагнитным излучением. Ранние наблюдения данного явления датируются 1933 годом. Частотный диапазон, на котором обнаруживают электромагнитную эмиссию при разрушении горных пород, лежит в пределах от 1 кГц до 10 МГц [23]. Важное открытие сделали Hanson и другие [7]. Они обнаружили, что амплитуда сигнала электромагнитной эмиссии прямо пропорциональна размеру образовавшейся трещины, от которой происходит излучение.

Измерения фонового электромагнитного излучения горных пород (Rabiuovilch, A и др.) [24] также показали, что амплитуда сигнала электромагнитной эмиссии прямо пропорциональна размеру образовавшейся трещины, а частота сигнала обратно пропорциональна размеру трещины.

Таким образом, частота, на которой наблюдается сигнал, определяет какого порядка дислокации (трещины, разрушения) возникают в горных породах. Поэтому выбор центральной частоты сигнала электромагнитной эмиссии играет важную роль при обнаружении самых ранних предвестников горных ударов.

Значительных успехов в выявлении предвестников горных ударов по параметрам электромагнитной эмиссии достигли ученые из ЮАР [25].

Исследования в этой области ведутся в рамках проектов, основанных SIMRAC (Safety In Mines Research Advisory Committee). В рамках проекта выполнялись исследования предвестников горных ударов, основываясь на данных измерений электромагнитной эмиссии и сейсмических событий. используя сейсмометр ISS International Multi-Seismometer проводились запись сейсмических событий с одновременной регистрацией электромагнитных сигналов в частотном диапазоне от 190 кГц до 30 МГц, используя для этого приемник Rohde and Schwarz Radio Receiver и стержневую антенну. При сопоставлении данных с сейсмическими событиями и электромагнитным сигналом было обнаружено, что на частоте 4,92 МГц электромагнитные аномалии (скачки амплитуды сигнала) появлялись перед подтвержденными сейсмическими событиями в 80 % случаев. Тем не менее, приведенные в исследовании данные не позволяют утверждать, что природа электромагнитных аномалий связана с готовящимся разрушением.

Исследования [26] указывают на объективную сложность выделения сигнала, возникающего при разрушении горных пород, из шумов и помех, вызванных работой тяжелого оборудования. Шумы от оборудования лежат в том же диапазоне частот, в котором излучаются сигналы при образовании трещины в горных породах, что является проблемой при постоянном мониторинге электромагнитного излучения горных пород.

Исследования Института горного дела СО РАН [27], Томского политехнического университета [28 – 29] и других показывают, что перед разрушением массива пород:

- происходит увеличение амплитуды сигнала электромагнитной эмиссии;
- происходит увеличение интенсивности (количество импульсов за единицу времени) сигнала электромагнитной эмиссии;
- изменяется форма импульсов электромагнитной эмиссии;
- увеличивается время нарастания переднего фронта импульса;
- уменьшается частота сигнала электромагнитной эмиссии.

Значительных успехов в практическом применении метода прогноза горных ударов по электромагнитной эмиссии добились научные коллективы Института горного дела СО РАН совместно с Новосибирским государственным техническим университетом (приборы РЭМИ-1, РЭМИ-2, ИЭМИ-1, РЭМИ-3) и научный коллектив Национального исследовательского Томского политехнического университета (прибор РЭМС-1). В ИГД СО РАН разработана магнитная экранированная антенна, выполненная на ферритовых сердечниках тороидальной конструкции, для обнаружения небольших по величине амплитуды ЭМС [30]. Особенностью такой антенны является повышенная избирательность (направленная) чувствительность по различным направлениям за счет экранирования металлическим экраном большей части сигнальной обмотки, намотанной на ферритовый стержень или тороидальный сердечник. Тем самым авторами [30] была разработана антенна, позволяющая регистрировать возникновение и рост трещин в различных направлениях, располагая объект измерения в ближней зоне приема антенны.

## **1.2 Природа возникновения электромагнитного излучения в горных породах. Научные достижения**

В этом разделе рассмотрены результаты исследований электромагнитного излучения, возникающего в результате изменения напряженно-деформированного состояния горных пород.

Преобразование электрической энергии в механическую подтверждается экспериментами, проведенными в лабораторных условиях [31, 32]. Образование трещин сопровождается возникновением на ее краях поверхностных и объемных зарядов, движение которых вызывает появление электромагнитного излучения (ЭМИ) [33, 34].

В конце 60-х годов в Томском политехническом институте под руководством А.А. Воробьева начались работы по исследованию естественного импульсного поля Земли. Эти исследования были направлены на создание методов контроля

напряженно-деформированного состояния массивов горных пород и прогноза геодинамических явлений. В результате исследований выдвинуто предположение [6, 9], по которому причиной возникновения ЭМИ при нагружении диэлектрических горных пород являются электрические разряды в порах и их перемещение в результате деформирования и разрушения. Природа источника электромагнитного излучения, возникающего в результате возникновения высоких электрических полей, рассмотрена в работе [35].

В работе [36] в процессе механического нагружения угля и аргеллита регистрировалось импульсное ЭМИ на частоте 100 кГц. В результате получена зависимость выделения количества импульсов электромагнитного излучения от величины механического напряжения и зависимость энергии ЭМИ от характера происходящего разрушения.

Авторы работы [37] предположили, что ЭМИ в диапазоне до 1 МГц возникает в результате движения заряженных краев трещины, а саму трещину можно рассматривать как электрический диполь, в спектре излучения которого содержатся частоты, соответствующие её размеру.

Известно [38, 39], что процесс трещинообразования сопровождается накоплением разноименных зарядов на краях трещин. Скорость накопления зарядов зависит от поверхностной проводимости материала.

В работе [40] сказано, что ЭМИ в горных породах возникает в результате движения вершины и заряженных краев трещин, либо в процессе их прорастания или остановки. Скорость прорастания и накопление трещин функционально связаны со скоростью нагружения, а мощность единичных зарядов зависит от электрофизических свойств горных пород.

Исследования амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) импульсного электромагнитного излучения горных пород [41, 42] показало индивидуальность спектров электромагнитного излучения для каждого типа горных пород.

Зависимость характера электромагнитного излучения от физико-механических свойств горных пород показана в исследовании [43]. Амплитуда и

количество импульсов ЭМИ определяются составом и структурно-текстурными особенностями пород.

Амплитуда и количество импульсов, выделяющихся в единицу времени на исследуемом участке, характеризуют напряженное состояние пород и по их повышенным значениям выделяются зоны разломов. Так в работе [44] показано, что при изменении поля напряжений (вследствие отработки блока) происходит изменение интенсивности и характера выделения ЭМИ. Установлено, что максимальная амплитуда сигналов соответствует в основном районам диагонального разлома [45].

В [46, 47] была получена тарировочная зависимость интенсивности ЭМИ от механического напряжения в районах проявлений динамических явлений на руднике «Октябрьский». Оказалось, что при ведении работ в штреке интенсивность ЭМИ достигала 350 импульсов в минуту, а после прекращения работ в том же штреке она оказалась равной 80 импульсам в минуту.

Авторы [48] в серии лабораторных исследований регистрировали диапазон изменения частот ЭМИ: от 30 кГц до 5 МГц, причем, это проявляется при нагрузках более 0,6 – 0,7 от разрушающих. Авторами отмечалось возрастание интенсивности количества импульсов перед разрушением образцов, а сам спектр излучения и сдвиг спектра излучения происходил в низкочастотную область. Длительность сигналов ЭМИ составляла 0,1 – 0,5 мс.

В работе [49] описано, что началу проявления динамических явлений для различных пород соответствуют различные критические значения амплитуды ЭМИ. На основе этих исследований была создана аппаратура для регистрации ЭМИ в массиве и выбраны оптимальные режимы ее работы в конкретных условиях.

В [2 – 51] показано, что ЭМИ горных пород регистрируют в очень широком спектральном диапазоне: от 10 до  $10^7$  Гц, поэтому авторы делают вывод, что не существует единственного элементарного механизма генерации излучения.

Авторы из Томского политехнического университета [28 – 29, 52 – 54]

исследуют импульсные электромагнитные сигналы (ЭМС), генерируемые горными породами при изменении напряженно-деформированного состояния, как в естественных условиях, так и в лабораторных. Опубликованные работы с представленными результатами вносят большой вклад в изучение ЭМИ при разрушении твердых материалов.

В работе [52] авторы изучали изменение амплитуды ЭМС на образцах песчаника при изменяющейся пористости и влажности. Пористость изменялась в диапазоне от 13,3 до 20,3%, а изменение влажности осуществлялось погружением образца в питьевую воду на 28 часов. Механическое воздействие на образец осуществлялось ударной нагрузкой, создаваемой сбрасыванием стального шарика массой 50 грамм. ЭМС регистрировался емкостным датчиком на расстоянии 2 мм от боковой поверхности образца. Было установлено, что с увеличением пористости амплитуда уменьшается по закону близкому к экспоненциальному, так как возрастает коэффициент поглощения.

Большой интерес представляет работа [53], в которой проводилось исследование амплитуды и длительности ЭМС при деформировании образцов песчаника. В качестве механического воздействия использовалось одноосное сжатие на прессе. ЭМС регистрировался емкостным датчиком, расположенным в 5 мм от центральной боковой поверхности. Авторы, используя для приема сигнала анализатор импульсного потока, построили распределение импульсов по длительности, амплитуде и произвели анализ амплитудно-частотного спектра методом быстрого преобразования Фурье. В работе было отмечено, что зарегистрированные ЭМС распределены по трем группам и дают этому следующее обоснование. В первой находятся сигналы, генерируемые образцами на начальной стадии нагружения ( $\sigma_1 < 0,5\sigma_{сж}$ , где  $0,5\sigma_{сж}$  – прочность при одноосном сжатии) за счет смыкания имеющихся в структуре образца трещин и пор. В второй и третьей группах ЭМС связаны с характером возникающего нарушения образца. Во второй группе сигналы вызванные напряжениями  $0,5\sigma_{сж} < \sigma_1 < 0,9\sigma_{сж}$ . В третьей группе зафиксированные сигналы на этапе слияния трещин, когда

сжимающее напряжение возрастает от  $0,9\sigma_{сж}$  до  $0,98\sigma_{сж}$ . В результате слияние трещин происходит макроразрушение. О том, что весь процесс нагружения делится на три этапа также показано в работе [55]. Авторами отмечено, что сигналы на указанных этапах нагружения образцов отличаются по форме.

Авторы [53] установили, что с ростом механической нагрузки увеличивается амплитуда регистрируемого ЭМС, а его длительность является чувствительной характеристикой к изменению сжимающих усилий на стадии макроразрушения образцов. Распределения ЭМС по длительности смещается в сторону больших значений.

В работе [54] изучали влияние слоистости алевролита на параметры электромагнитного сигнала при акустическом возбуждении образцов. Механическое воздействие на образец осуществлялось электромеханическим ударником. ЭМС регистрировались емкостным датчиком, установленным на расстоянии 3 мм от торцевой поверхности образца. В момент акустического возбуждения фиксировался электромагнитный отклик. Все сигналы обрабатывались с помощью прямого преобразованием Фурье. При проведении эксперимента образец располагали слоистостью параллельно или перпендикулярно направлению удара. Авторами [54] установлено, что в первом случае сигнал имеет относительно простую форму (рисунок 1.1 а), а амплитуда с увеличением с увеличением частоты убывает по экспоненциальному закону. Во втором случае форма сигнала изменялась, а в спектре появился максимум на частоте 5 кГц (рисунок 1.1 б). Помимо этого, авторы наблюдали качественное совпадение частот спектра электромагнитного сигнала с размерами неоднородностей.

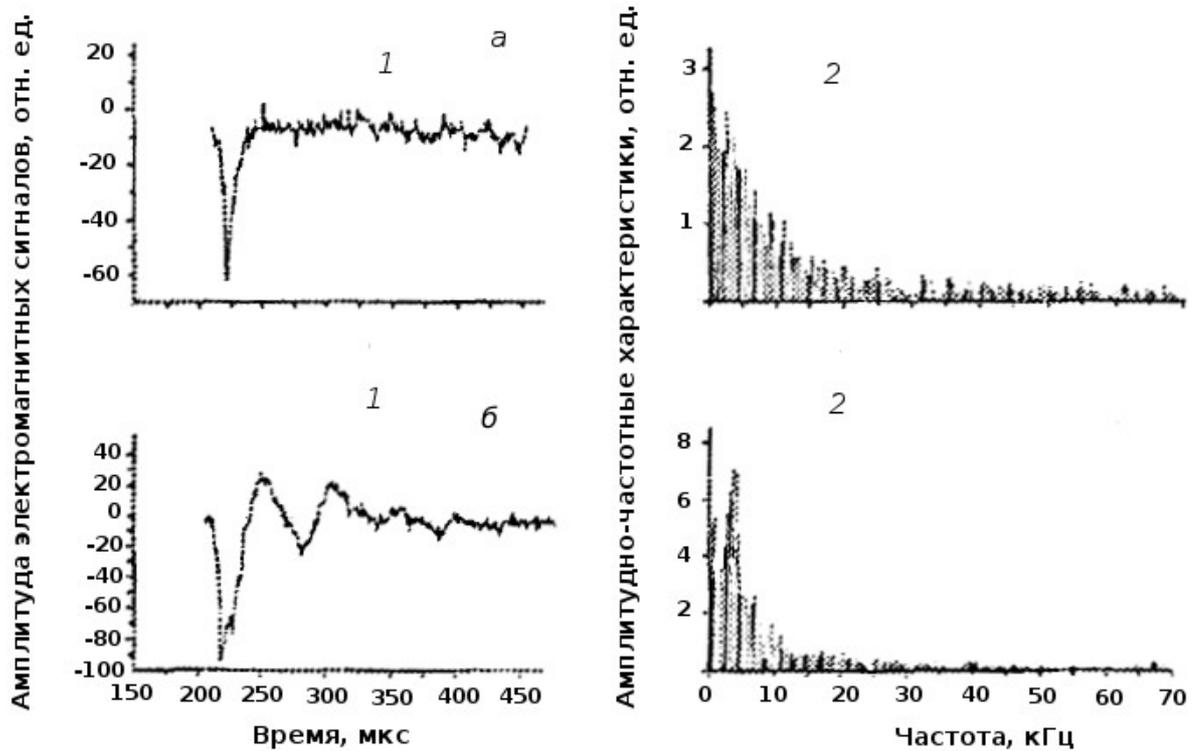


Рисунок 1.1

Авторами [56] проводились исследования образцов магнетитовой руды путем одноосного сжатия на прессе до разрушения. Для разных образцов напряжение нагружения изменялось в пределах от  $3050 \text{ кН/м}^2$  до  $6175 \text{ кН/м}^2$ . На рисунке 1.2 изображены полученные зависимости измеренных значений средней амплитуды ЭМЭ на частоте  $100 \text{ кГц}$  и интенсивности (количество импульсов в единицу времени) ЭМЭ от степени одноосного сжатия магнетитовой руды.

По полученным данным прослеживаются основные этапы напряженно-деформированного состояния образца при изменении степени одноосного нагружения. Первое возрастание ЭМЭ наблюдалось в самом начале одноосного сжатия. Такое увеличение ЭМЭ соответствует этапу уплотнения образца, когда происходит закрытие имеющихся в образце трещин и пор. Второе, более интенсивное увеличение ЭМЭ, наблюдалось при нагрузке, имеющей величину  $0,3 - 0,5 P_{\text{пред}}$  ( $P_{\text{пред}}$  – предельное напряжение нагружения). Это соответствует этапу формирования очага разрушения. Следующее увеличение ЭМЭ прослеживалось на этапе предразрушения, соответствующее нагрузке  $0,9 P_{\text{пред}}$ .

Затем следовало разрушение образца, которое сопровождалось ЭМЭ с интенсивностью, превышающей все наблюдавшиеся ранее на других этапах деформирования [56]. Полученные результаты подтверждают, что по зарегистрированным показателя электроманнитной эмиссии можно отслеживать этапы деформирования и разрушения образцов горной породы.

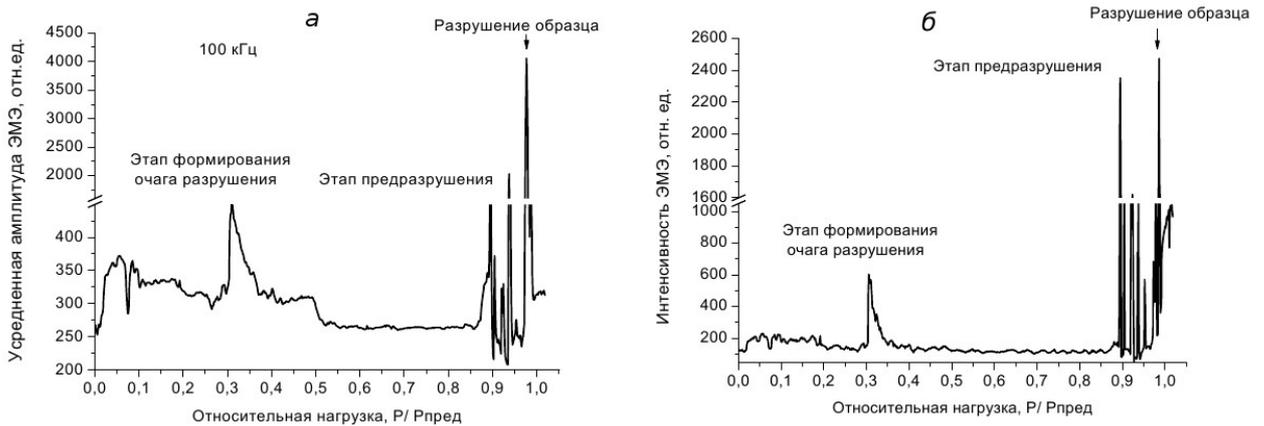


Рисунок 1.2 – Измерение амплитуды ЭМЭ на частоте 100 кГц (а) и интенсивности (б) для образца магнетитовой руды в зависимости от степени одноосного нагружения

В работе [57] проведен эксперимент, который заключался в одноосном сжатии (до 285 МПа) образца гранита и одновременно боковом сжатии (до 14 МПа) в резервуаре с маслом. Регистрация излучения приводилась петлевой антенной. Чувствительность регистратора по входу составляла 1 мкВ в измеряемой полосе частот. На рисунке 1.3 сплошной линией изображен зарегистрированный сигнал.

Авторы [57] провели параметризацию отдельно зарегистрированного импульса.

$$A = \begin{cases} A_0 \sin[\omega(t-t_0)][1 - e^{-\frac{(t-t_0)}{\tau}}], & t < T \\ A_0 \sin[\omega(t-t_0)][e^{-\frac{(t-T)}{\tau}}][1 - e^{-\frac{(T-t_0)}{\tau}}], & t \geq T \end{cases} \quad (1.1)$$

где  $A_0$  – амплитуда огибающей импульса;  
 $\omega$  – круговая частота импульса ( $\omega=2\pi f$ );  
 $t_0$  – время начала импульсного сигнала;

$\tau$  – постоянная времени нарастания и спада импульса;

$T$  – момент времени, при котором огибающая импульса достигает максимума своей амплитуды.

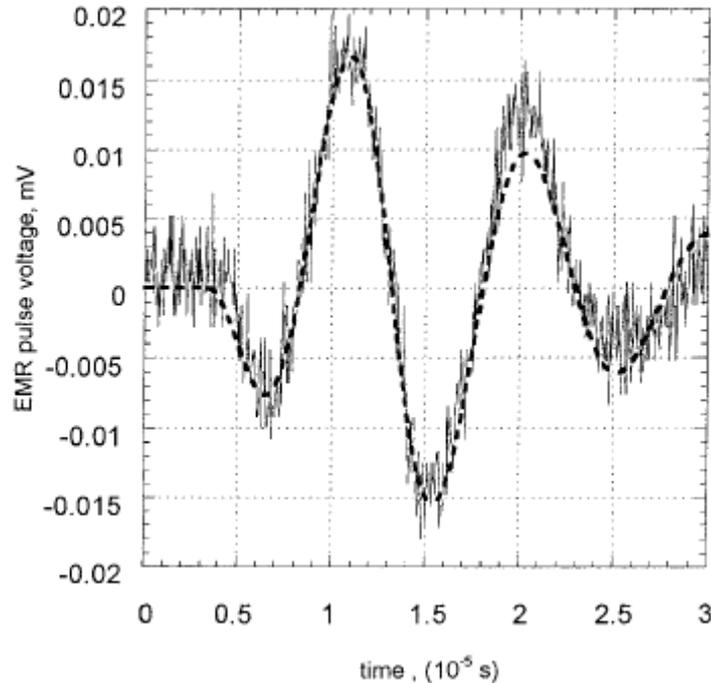


Рисунок 1.3 – Зарегистрированный электромагнитный сигнал при одноосном сжатии образца из гранита

График полученной зависимости изображен на рисунке 1.3 пунктирной линией наложением на исходный сигнал. В результате в работе [57] установлено, что амплитуда импульса электромагнитного излучения увеличивается с ростом разлома. Это связано появлением новых разрывов атомных связей. Соответственно, остановка трещинообразования ведет к спаду амплитуды.

Авторами [24] теоретически установлено, что отношение времени от начала импульса до его максимального значения амплитуды ( $T'$ ) к частоте ( $\omega$ ) импульса должно быть пропорционально площади поверхности ( $S$ ) разрушения (1.2).

$$\frac{T'}{\omega} = \frac{1}{\pi \cdot v_{cr} \cdot v_{el}} S \quad (1.2)$$

где  $v_{cr}$  – скорость возникновения разлома,

$v_{el}$  – скорость волны Рэлея.

$\pi$  – константа, равная  $\approx 3,14$ .

Автором [58] исследовалась порода на основе теории зернистости. Установлена линейная зависимость времени нарастания амплитуды электромагнитных сигналов от размера зерен горных пород. То есть, время нарастания электромагнитного сигнала взаимосвязано с размерами образующихся трещин и характеризует скорость их развития. Установлен экспоненциальный рост распределения амплитуд в пачке импульсов на разных стадиях деформирования. Различным зернистым горным породам соответствует индивидуальная форма электромагнитного излучения с характерными точками перегиба на фронтах времени нарастания и спада сигнала. Изменения времени нарастания и спада сигнала приводят к расширению или сжатию формы импульса, но точки перегиба фронтов нарастания и спада сигнала остаются характерными для каждого материала и могут быть объяснены развитием трещин в зернистых структурах.

В работе [51, 4] установлено, что процесс разрушения образцов горных пород на основании структуры сопутствующего электромагнитного излучения может рассматриваться как трехстадийный с последовательным изменением временных интервалов между возникновением соседних импульсов на несколько порядков. Автор рекомендует использовать данный факт в качестве диагностического критерия разрушения.

Автором в [4] экспериментально доказано, что при одноосном нагружении образцов горных пород с постоянной скоростью проявляется трехстадийность процесса их разрушения, находящая своё отражение в Собразном характере изменения структуры спектрально-временных параметров сигналов ЭМИ: первая стадия отображается как высокочастотный процесс с постепенным смещением спектра ЭМИ по мере нагружения образцов горных пород в более низкочастотную область; вторая стадия приводит к повторному смещению спектра в высокочастотную часть частотного диапазона; третья стадия – предразрушение, характеризуется тем, что спектральные характеристики вновь регистрируются в

низкочастотной части частотного диапазона. Экспериментально установлено, что перед стадией нарушения однородности образцов горных пород верхняя граница амплитудных спектров в спектрально-временных характеристиках эмиссионных электромагнитных сигналов смещается в высокочастотную часть.

Авторами [59] представлены результаты многолетних наблюдений связи вариаций субионосферных низкочастотных сигналов, принимаемых в Петропавловске-Камчатском и в Японии, с процессами подготовки сильных землетрясений. Для сравнения были рассчитаны суммарные спектры амплитуды и фазы сигнала за 19 дней, отобранных для периодов спокойных магнитных и сейсмических условий. Как в спектрах спокойных, так и в спектрах аномальных дней основной максимум приходится на период 30 - 35 минут, однако в спектрах сейсмо - возмущенных дней во всех случаях выделяются максимумы с периодами 20 - 25 минут и 10 - 12 минут, что совпадает с периодами атмосферных гравитационных волн, движущихся вверх. При анализе спектров во время магнитных бурь и суббурь подобного эффекта не обнаружено [59]. Авторы [59] считают, что результаты проведенных исследований дают возможность сделать вывод об эффективности использования этого метода для краткосрочного прогноза сильных землетрясений.

### **1.3 Средства регистрации изменений напряженно-деформированного состояния горных пород**

#### *1.3.1 Измеритель электромагнитного излучения горных пород*

##### *ИЭМИ-1*

Данный прибор предназначен для измерения уровня электромагнитного излучения горных пород, фундаментов и опор строительных конструкций и других твёрдых материалов при их трещинообразовании, может использоваться при контроле трещинообразования в гидротехнических сооружениях, подземных хранилищах, а также в качестве индикатора повышенного уровня излучения

электромагнитных полей промышленным и бытовым оборудованием.

Технические характеристики: рабочий диапазон частот  $(10\div 70)\times 10^3$  Гц; динамический диапазон не менее 40 дБ; время непрерывной работы не менее 24 ч; масса 0,25 кг.

Недостатки:

1) Нет возможности проведения узкополосных измерений в пределах рабочей полосы частот.

2) Отсутствует функция накопления результатов измерений с целью длительного мониторинга состояния массива.

3) Продолжительность измерений ограничена 24 часами.

### *1.3.2 Прибор РЭМИ-3 для мониторинга и прогноза динамических проявлений массива по сигналам электромагнитного излучения*

Прибор РЭМИ-3 предназначен для мониторинга электромагнитной обстановки в шахтах и рудниках, регистрации сигналов электромагнитного излучения (ЭМИ) в течение длительного времени и осуществления их ввода в компьютер для последующей обработки. Структурная схема прибора и его внешний вид показаны на рисунке 1.4.

Принимаемые антенной электромагнитные сигналы усиливаются аналоговым усилителем и оцифровываются с помощью АЦП. Далее вся первичная обработка полученных отсчетов выполняется с помощью контроллера, результаты сохраняются в энергозависимой памяти, текущее значение уровня электромагнитного излучения выводится в цифровом виде на встроенный индикатор. Ввод данных в персональный компьютер осуществляется с помощью интерфейса USB. Встроенная клавиатура позволяет задавать различные режимы работы прибора и просматривать данные, находящиеся в памяти.



Рисунок 1.4 – Структурная схема (а) и внешний вид (б) прибора РЭМИ-3

Непрерывная регистрация сигналов ЭМИ в течение длительного времени позволяет получать значительный объем информации, обрабатывать ее, изучать ситуацию на различных горизонтах и судить об изменениях интенсивности и уровня электромагнитного излучения в различных точках рудника, а также обеспечить детальный спектрально-временной анализ.

Технические характеристики: чувствительность 6 мВ/м; частотный диапазон 10-70000 Гц; динамический диапазон 60 дБ; частота дискретизации регистратора 200 Гц.

Недостатки:

- 1) Нет возможности проведения узкополосных измерений.
- 2) Отсутствует функция удаленного управления прибором и считывание информации.
- 3) Реализован лишь один алгоритм прогноза разрушений по среднеквадратическому значению регистрируемых сигналов во всей полосе рабочих частот.

### 1.3.3 Шахтная аппаратура "Ангел"

Аппаратура выполняет оценку состояния шахтной выработки путем дистанционного приема датчиком в пунктах выработки сигналов, генерируемых электрическими разрядами в трещинах при хрупком разрушении и

деформировании угля и пород в зоне опорного давления. Сигналы от датчика поступают в регистратор, работающий в автоматическом режиме под управлением микропроцессора. В течение заданного интервала времени  $T$  регистратор выполняет селекцию и анализ сигналов, оценивает и запоминает параметры импульсов. По накопленной выборке параметров импульсов определяется соотношение ( $B$ ) количества импульсов с высокой и низкой энергией и количество  $N$  импульсов заданного уровня энергии  $E$  или амплитуды  $A$ . Полученные параметры выражаются в единицах фонового (безопасного) уровня параметров  $B_0$  и  $N_0$ , как  $Q_b = B_v / B_n$ ,  $Q_n = N_v / N_n$ . Участок наблюдений относят к удароопасным, если  $Q_n > Q_{nk}$  и  $Q_b > Q_{bk}$ . Значения  $B_0$  и  $N_0$  определяют на неудароопасных участках выработок по контролируемому пласту. Пороговый уровень значения  $Q_{bk}$  составляет 1,1 – 1,5, а значения  $Q_{nk}$  – 1,5 – 2 [60, 61].

#### *1.3.4 Портативный акустико-эмиссионный прибор "ПОИСК – 2"*

Назначение [62]:

- обнаружение течей теплообменных аппаратов, трубопроводов, конденсаторов, емкостей водяных, воздушных, газовых и масляных;
- исследование процессов акустической эмиссии (АЭ);
- отработка целевых алгоритмов поиска течей нестандартных систем;
- малые масса и размеры прибора позволяют проводить испытания на труднодоступных объектах;

Прибор обеспечивает:

- измерение максимальной амплитуды сигнала АЭ и определение ее математического ожидания и дисперсии за интервал времени;
- измерение энергии сигналов АЭ за интервал времени;
- режим автоматического обнаружения течи по амплитудным характеристикам АЭ сигнала;
- режим автоматического обнаружения сверхмалых течей;

-возможность контроля прочностных характеристик механических объектов методом АЭ;

-ручные и автоматические режимы работы;

Особенности:

1) стандартный порт RS-232;

2) энергонезависимая память;

3) возможность поиска течей на средах: жидкость-жидкость, газ-газ и смешанных;

4) возможность подключения двух датчиков;

5) дополнительный мультиплексор обеспечивает одновременное подключение до 24 датчиков.

Таблица 1.1 – Технические характеристики "ПОИСК - 2"

<b>Характеристика</b>	<b>Значение</b>
Количество каналов	2
Полосы пропускания, кГц	20 – 60
	60 – 120
	120 – 200
	200 – 600
Суммарный коэффициент усиления, дБ	120
Диапазон регулировки усиления, дБ	60
Количество уровней компаратора шума	8
Количество уровней дискриминации	255
Неравномерность АЧХ в полосе пропускания, дБ	3
Чувствительность канала, не менее, мкВ	4
Количество уровней компаратора шумов	8
Длина кабеля до датчика, не более, м	100
Питание от встроенного аккумулятора	
Габаритные размеры, не более, мм	230*70*190
Масса, не более, гр.	800

Недостатки:

По акустической эмиссии трудно определить, когда именно последует горный удар.

1) Трудно выделить акустическую эмиссию, излучаемую образующимися трещинами, от машинных и производственных шумов.

### *1.3.5 Цифровая система A-Line 32D (DDM) "Лель"*

A-Line 32D (DDM) "Лель" (рисунок 1.5) – новый представитель семейства цифровых акустико-эмиссионных систем A-Line 32D. Это многоканальная модульная система сбора и обработки акустико-эмиссионной информации с последовательным высокоскоростным цифровым каналом передачи данных [63].

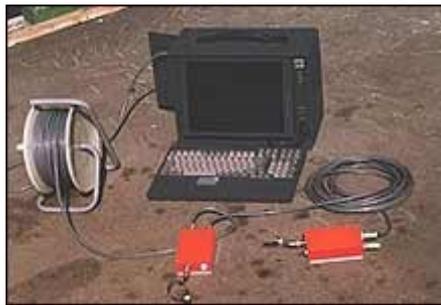


Рисунок 1.5 – Цифровая система A-Line 32D (DDM) "Лель"

Данная система производит непрерывное получение всех данных о ходе испытания в режиме реального времени; отображает данные и не теряет управление при интенсивности более 15 тысяч событий на каждый канал.

Функциональные возможности каждого канала системы: регулируемый коэффициент усиления, программно переключаемые фильтры, режим излучения импульсов, цифровой осциллограф с возможностью установки независимого порога и регулируемой развертки, три параметрических канала с возможностью переконфигурирования в выходы управления, температурный датчик, двухцветный индикатор состояния модуля АЭ.

Таблица 1.2 – Технические характеристики " A-Line 32D (DDM) "Лель"

Характеристика	Значение
Максимальное количество каналов на одну линию	12
Длина сегмента кабеля для передачи данных между модулями	не более 100 м
Максимальная длина одной линии	1200 м
Регистрация средних значений параметров АЭ сигналов	не менее 10000 соб./мод.
Регистрация параметров каждого АЭ сигнала	10000 соб./линию
Аналоговый тракт	
Коэффициент усиления	20 – 60 дБ
Уровень шума, приведенного ко входу	не более 5 мкВ
Частоты среза для переключаемых НЧ-фильтров	100, 250, 350, 500 кГц
Частоты среза для переключаемых ВЧ-фильтров	30, 50, 100, 150 кГц
Крутизна среза АЧХ ВЧ-фильтров	24 дБ на октаву
Крутизна среза АЧХ НЧ-фильтров	24 дБ на октаву
Неравномерность АЧХ в полосе пропускания	±1 дБ
Амплитуда импульсов в режиме излучения	10 - 140 В
Погрешность амплитуды излучаемых импульсов	± 10%
Частота излучаемых импульсов	1 Гц
Измерительный тракт	1 – 65535 мкс
Полоса пропускания измерительного тракта	30 – 500 кГц
Разрядность АЦП	
Частота преобразования АЦП	
Динамический диапазон измерения амплитуды АЭ сигнала	
Канал цифрового осциллографа	от минус 10 до 108 дБ
Количество каналов цифрового осциллографа	1 на модуль АЭ
Частота дискретизации цифрового осциллографа	25, 50, 100, 250, 500, 1000 кГц
Количество точек цифровой осциллограммы	1000/2000
Количество точек претриггеринга осциллограммы	
Измеряемые АЭ параметры	от минус 20°С до +50°С
Максимальная амплитуда АЭ сигнала	13
Энергия АЭ сигнала	40

Продолжение таблицы 1.2

Характеристика	Значение
Условия эксплуатации системного блока компьютера	
Температура окружающей среды	от +5°C до +40°C
Относительная влажность при температуре +25°C	не более 80%
Атмосферное давление	не менее 460 мм рт.ст.
Электропитание	
Питание комплекса	220 В 50 Гц ±1 Гц
Потребляемая мощность одного модуля АЭ	не более 2 Вт
Потребляемая мощность комплекса (в 24-х канальном исполнении)	не более 500 Вт

Недостатки.

По акустической эмиссии трудно определить, когда именно последует горный удар.

Трудно выделить акустическую эмиссию, излучаемую образующимися трещинами, от машинных и производственных шумов.

#### 1.4 Методы спектральной обработки сигналов

При анализе электромагнитного излучения от шахтной выработки необходимо представлять пути осуществления спектрально-временного анализа. Это может потребоваться как для поиска сигналов, соответствующих событиям, связанным с появлением разломов в рудном массиве, так и последующей классификацией по частотному распределению спектральных составляющих согласно проведенным ранее исследованиям [4].

В настоящее время наиболее широко для спектрально-временного анализа применяются методы быстрого преобразования Фурье (БПФ), вейвлет-преобразование и цифровая фильтрация. Далее приводится описание перечисленных методов и анализ их целесообразности использования в портативных приборах.

### 1.4.1 Цифровая фильтрация

Цифровая фильтрация представляет собой цифровую обработку сигнала скользящим окном или апертурой [64]. Размер окна должен быть много меньше размера выборки обрабатываемого фрагмента сигнала. Для каждого положения окна, за исключением, небольшого числа крайних точек выборки, выполняются однотипные действия, которые определяют так называемый отклик или выход фильтра. Если действия, определяющие отклик фильтра, не изменяются в процессе перемещения по выборке сигнала, то соответствующий фильтр называется стационарным. В противном случае фильтр называется нестационарным.

Все фильтры можно разделить на два больших класса: рекурсивные и нерекурсивные [65]. Для рекурсивных фильтров соотношение между входной последовательностью  $\{x(n)\}$  и откликом фильтра  $\{y(n)\}$  может быть записано следующим образом

$$y[n]=F(y[n-1], y[n-2], \dots, x[n], x[n-1], \dots) ,$$

т. е. текущий отсчет отклика  $y(n)$  определяется не только текущим и предшествующим значениями входной последовательности, но и предшествующими отсчетами отклика. В нерекурсивных фильтрах связь между входной последовательностью и откликом имеет вид

$$y[n]=F(x[n], x[n-1], \dots) ,$$

т. е. без влияния предшествующих отсчетов отклика.

Система, реализующая цифровой фильтр, выполняет последовательно умножение входного и выходного (для рекурсивных) сигнала на коэффициенты фильтра и их сложение. Структурная схема рекурсивного фильтра второго порядка изображена на рисунке 1.6.

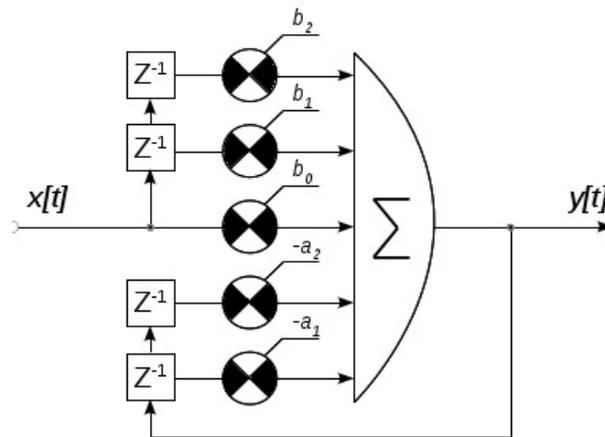


Рисунок 1.6 – Структурная схема рекурсивного фильтра второго порядка

Уравнение, определяющее данный цифровой фильтр

$$y(n) = \sum_{i=0}^r b_i x(n-i) - \sum_{i=1}^r a_i y(n-i) \quad (1.3)$$

где  $x(n)$  – входная выборка;

$y(n)$  – выходная выборка;

$a_i, b_i$  – коэффициенты фильтра;

$r$  – определяет порядок фильтра. Для схемы указанной на рисунке 1.6  $r = 2$ , что соответствует второму порядку фильтра.

Цифровые фильтры более высоких порядков могут быть реализованы прямой или каскадной формами. Структурная схема прямой формы аналогична представленной на рисунке 1.6, но имеет большее число линий задержек (коэффициентов фильтра). Реализация цифрового фильтра в каскадной форме представляет собой последовательность следующих друг за другом фильтров первого или второго порядка. Представление цифрового фильтра в прямой форме обычно используется для реализации КИХ-фильтров, тогда как представление фильтра в каскадной форме чаще применяется для реализации БИХ-фильтров.

#### 1.4.2 Оконное преобразование Фурье

В XIX веке французский математик Дж. Фурье предположил, что любая периодическая функция может быть выражена в виде бесконечной суммы периодических комплексных экспоненциальных функций. Через много лет эти

идеи были применены для непериодических функций, а затем и для периодических и непериодических сигналов дискретного времени. После такого обобщения потенциальная область применения преобразования Фурье (ПФ) стала значительно большей. В 1965 был разработан алгоритм быстрого вычисления ПФ (БПФ) [66].

ПФ производит разложение сигнала  $x(t)$  на комплексные экспоненциальные функции различных частот согласно следующему равенству:

$$X(f) = \int_{-\infty}^{\infty} x(t) \cdot e^{-2j\pi ft} dt$$

где  $t$  – время;

$f$  – частота.

В связи с тем, что функция содержит интеграл по всему временному диапазону, то можно сделать вывод, что данный метод применим только для стационарных сигналов.

Для рассмотрения сигнала в частотно-временной области используется оконное преобразование Фурье (ОПФ). При ОПФ сигнал делится на временные отрезки, в пределах которых можно считать его стационарным. Для этого к сигналу применяется оконная функция  $w$ , ширина которой должна быть равной ширине временного окна. Обобщенно ОПФ можно записать следующим образом:

$$X(t', f) = \int_t [x(t) w^*(t' - t)] \cdot e^{-2j\pi ft} dt,$$

где  $w^*$  – комплексно-сопряженная оконная функция.

При помощи данного метода производится преобразование для каждого  $t'$  с заданным шагом по времени. Таким образом происходит частотно-временное преобразование сигнала.

При работе ОПФ необходимо учитывать принцип неопределенности Гейзенберга, который гласит, что невозможно точно сказать какая частота присутствует в сигнале в данный момент времени. Можно лишь говорить о диапазонах частот, присутствующих на анализируемом временном интервале. В

результате, перед выполнением ОПФ необходимо определиться с требуемым частотно-временным разрешением. Узкое окно обеспечивает лучшее временное разрешение, а широкое – лучшее частотное.

Для цифровой обработки требуются как дискретные отсчеты сигнала, так и дискретные отсчеты спектра. Известно, что линейчатый спектр получается путем разложения в ряд Фурье периодического сигнала. Выражение для вычисления оконного дискретного преобразования Фурье (ОДПФ) представлено ниже.

$$S(k) = \sum_{n=0}^{N-1} s(n) e^{(-j \cdot \frac{2\pi}{N} n \cdot k)}, k=0..N-1, \quad (1.4)$$

где  $s$  – входной сигнал;

$S$  – выходной дискретный спектр;

$N$  – число отсчетов дискретного сигнала и спектра.

Из выражения (1.4) следует, что для вычисления каждой спектральной составляющей необходимо выполнить  $N$  операций комплексного умножения и сложения. Таким образом, для вычисления ОДПФ требуется  $N^2$  операций.

Для вычисления спектра за меньшее число математических операций используется быстрое преобразование Фурье (БПФ). Первое упоминание о БПФ относится к работе Гаусса, в которой он использовал свойства периодичности тригонометрических функций для расчета ДПФ. Первая программная реализация алгоритма ОДПФ была осуществлена в начале 60-х годов XX века Джоном Кули в вычислительном центре ИВМ под руководством Джона Тьюки.

Алгоритм БПФ заключается в каскадном разбиении исходной выборки пополам до тех пор, пока возможно деление исходной последовательности на два. Затем, каждый получившийся набор выборок проходит через дискретное преобразование Фурье. Результаты преобразования объединяются в результирующую последовательность.

Алгоритм БПФ с прореживанием по времени на каждом уровне требует  $N$  комплексных операций умножения и сложения. При  $N=2^L$  количество уровней разложения — объединения равно  $L$ , таким образом общее количество операций

умножения и сложения равно  $L*N$  [67].

### 1.4.3 Вейвлет-преобразование

Несмотря на то, что проблема получения одновременно высокого разрешения как по времени, так и по частоте имеет физический характер и она не может быть преодолена, тем не менее существует возможность анализа сигнала при помощи альтернативного подхода, имя которому – кратномасштабный анализ (КМА). В данном подходе каждая спектральная составляющая не анализируется отдельно, как в случае с оконным преобразованием Фурье.

КМА позволяет получить высокое разрешение по времени на высоких частотах и по частоте на низких. Но при этом частотное разрешение на высоких частотах и временное на низких будет малым. Этот подход особенно эффективный для анализа высокочастотных сигналов малой длительности и низкочастотных – большой длительности [68].

Понятие кратномасштабного анализа является фундаментальным в теории вейвлетов. Для кратномасштабного анализа разработан быстрый каскадный алгоритм вычислений, подобный быстрому преобразованию Фурье [69].

Непрерывный вейвлет-анализ (НВП) выполняется аналогично оконному преобразованию Фурье, в том смысле, что сигнал перемножается с функцией – вейвлетом, так же как и с оконной функцией при ОПФ, и преобразование выполняется отдельно для разных участков времени сигнала и определяется следующим образом:

$$CWT_x^\psi(\tau, s) = \Psi_x^\psi = \frac{1}{\sqrt{|s|}} \int x(t) \psi^* \left( \frac{t-\tau}{s} \right) dt, \quad (1.5)$$

где  $\tau$  и  $s$  – параметры сдвига и масштаба;

$\psi$  – функция преобразования, называемая материнским вейвлетом.

Умножение интеграла на  $1/\sqrt{|s|}$  выполняется для нормализации, т.е. для того, чтобы сигнал на каждом масштабе имел одинаковую энергию.

Таким образом, непрерывное вейвлет-преобразование представляет собой

свертку исходного сигнала с вейвлетом для каждого требуемого масштаба со сдвигом функции вейвлета по всему анализируемому временному интервалу. Если в сигнале присутствуют спектральные компоненты, соответствующие некоторому масштабу  $s$ , то и свертка даёт достаточно большое значение на выходе. Количество сдвигов вейвлета с текущим масштабом определяет разрешение по времени. Большее число сдвигов соответствует меньшему масштабу.

Дискретизированная версия вейвлет-преобразования требует большого числа вычислений. Кроме того, в результате получается избыточное количество коэффициентов, намного превосходящее число отсчетов исходного сигнала, что определяет высокие требования к устройству хранения и последующей обработки частотного разложения сигнала.

Истоки дискретного вейвлет-преобразования восходят к 1976 году, когда Croiser, Esteban и Galand разработали метод декомпозиции дискретных сигналов. Crochiere, Weber и Flanagan в тот же год опубликовали аналогичную работу по кодированию речевых сигналов. Они назвали свой метод анализа субполосным кодированием. В 1983 году Vurt разработал похожий метод и назвал его пирамидальным кодированием. Позднее, в 1989 году, Vetteli и Le Gall разработали улучшенную схему субполосного кодирования, которая заключающийся в устранении избыточности преобразования.

Первое ДВП было предложено венгерским математиком Альфредом Хааром. Для входного сигнала, представленного массивом  $2^n$  чисел, вейвлет-преобразование Хаара просто группирует элементы по 2 и образует от них суммы и разности. Группировка сумм проводится рекурсивно для образования следующего уровня разложения. В итоге получается  $2^n - 1$  разность и 1 общая сумма. Это простое ДВП иллюстрирует общие полезные свойства вейвлетов. Во-первых, преобразование можно выполнить за  $n \cdot \log_2(n)$  операций. Во-вторых, оно не только раскладывает сигнал на некоторое подобие частотных полос (путём анализа его в различных масштабах), но и представляет временную область, то есть моменты возникновения тех или иных частот в сигнале. Вместе эти свойства

характеризуют быстрое вейвлетпреобразование – как возможную альтернативу быстрому преобразованию Фурье [66].

В дискретном вейвлет-преобразовании для анализа сигнала на разных масштабах используются фильтры с различными частотами среза. Сигнал пропускается через древовидно соединенные ВЧ и НЧ фильтры как показано на рисунке 1.7.

В общем случае формулы дискретного вейвлет-преобразования имеют вид

$$s_{j+1,k} = \sum_m h_m s_{j,2k+m} , \quad (1.6)$$

$$d_{j+1,k} = \sum_m g_m s_{j,2k+m} , \quad (1.7)$$

где  $j$  – номер текущего разбиения;

$k$  – начальный временной отсчет;

$m$  – текущий отсчет импульсной характеристики используемого вейвлета.

Процедура начинается с пропускания дискретизированного сигнала  $s_0$  через низкочастотный фильтр с импульсной характеристикой  $h_m$ . Фильтрация сигнала соответствует операции свертки сигнала и импульсной характеристики фильтра. В результате получается новый сигнал  $s_1$  на основе  $s_0$  с вырезанным верхним частотным диапазоном. Аналогично ФНЧ этот же сигнал пропускается через фильтр верхних частот, получая коэффициенты вейвлет преобразования  $d_1$ , соответствующие верхней анализируемой полосе. Далее преобразование выполняется как показано на рисунке 1.7 получая соответствующие понижения частотного диапазона  $s_l - s_n$  и расчет вейвлет коэффициентов  $d_l - d_n$ .

Другие формы дискретного вейвлет-преобразования включают непрореженное вейвлет-преобразование (не выполняется прореживания сигналов), преобразование Ньюлэнда (ортонормированный базис вейвлетов выводится из специальным образом построенных фильтров типа «top-hat» в частотной области). Пакетные вейвлет-преобразования также связаны с ДВП. Другая форма ДВП – комплексное вейвлет-преобразование [70].

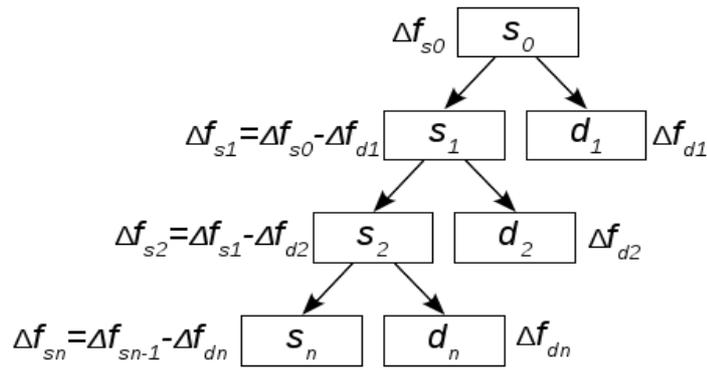


Рисунок 1.7– Алгоритм дискретного вейвлет-преобразования  
 ( $\Delta f$ – исходный диапазон частот)

Недостаток вейвлет-анализа по отношению к БПФ – это переменное разрешение по частоте и по времени на разных уровнях преобразования. Поэтому данный метод спектрально-временного представления сигнала требует предварительного анализа и выявления тех частотных диапазонов, которые необходимо получить либо с высоким разрешением по времени, либо по частоте.

### 1.5 Способы выделения полезного сигнала на фоне шумов и помех

Существует множество подходов к обработке исходного сигнала на фоне шумов и помех для осуществления оценки полезной составляющей. Универсальных методов по оценке всевозможных случаев не существует [71 – ]. Тем не менее, в этом направлении ведутся исследования и разрабатываются методы, использующие либо комбинации нескольких критериев, либо с проработкой новых [74, 75]. Выбор критерия и метода обработки во многом обусловлен моделью взаимодействия полезного сигнала и шума; функциями, описывающими сигнал; распределением шумовой составляющей; типом помехи; объемом исследуемого сигнала и др [73]. Можно выделить две основные группы критериев: минимизация среднеквадратичного отклонения между элементами определенного класса функций и минимизация среднеабсолютного отклонения. Первая группа критериев составляет основу винеровской фильтрации при обработке в пространстве непрерывных функций, а вторая позволяет добиться наилучших результатов при обработке в пространстве

кусочно-непрерывных функций. [76]

Использование винеровского подхода обработки дискретной последовательности затрудняется на практике отсутствием априорной информации о полезном сигнале и статистических характеристиках аддитивного шума. Расчет оптимальной импульсной характеристики фильтра Винера предполагает наличие априорной информации о взаимной корреляционной функции полезного и исходного обрабатываемого сигнала. Таким образом, если исходная реализация представляет собой выборку ограниченного объема в условиях априорной неопределенности, использование оптимального фильтра Винера является мало эффективным [73]. Винеровская оценка коэффициентов оптимальной импульсной характеристики требует полного пересчета всех авто- и взаимно корреляционных матриц для каждой новой выборки, что с вычислительной точки зрения нерационально. Для условно бесконечной последовательности значительно более удобными являются рекуррентные алгоритмы получения оценок. Например, Калмановское оценивание реализует рекурсивную процедуру адаптации, основанную на авторегрессионной модели процесса генерирования сигнала [77]. Но использование данного подхода для обработки дискретной последовательности на ограниченной объеме выборки при отсутствии априорной информации о модели исходного сигнала является малоэффективным.

Широкое применение в теории обработки сигналов имеет метод наименьших квадратов [71, 78]. В общем случае целевая функция метода записывается в следующем виде [79]:

$$\sum_{k=0}^n (Y_k - S_k)^2 \rightarrow \min, \quad (1.8)$$

где  $Y_k$  – значения исходной составляющей сигнала с шумом и помехой;

$S_k$  – модель полезной составляющей сигнала

В простейшем случае  $S_k$  описывается аппроксимирующим полиномом, поиск коэффициентов которого совместно с (1.8) является решением задачи по

выделению сигнала среди шумов и помех.

Одним из недостатков метода является то, что для получения оценок аппроксимирующей функции необходимо использовать всю реализацию  $[Y_k]_{k=0}^n$  и при добавлении к исходной реализации новых отсчетов  $Y_{k+1}$ , необходимо пересчитать все коэффициенты аппроксимирующего полинома, сделанные ранее [80]. Этот недостаток не позволяет использовать метод для обработки данных по мере их поступления.

В условиях, когда априорные данные об обрабатываемой реализации ограничены, эффективное применение находят методы, позволяющие на основе единственной реализации получать множество оценок характеристик исходного процесса или их функциональные зависимости. Впервые данный принцип оценки предложил М.Кенуем [81], который и в дальнейшем развит в работах Б. Эфрона. Последние работы, связанные с оценкой полезной составляющей в условиях априорной неопределенности на основе принципа получения множества оценок представлены В.И.Марчуком, Я.Астолой, В.Катковником, К.Егиазаряном [73]. В работах В.И.Марчука предложен метод размножения оценок, основанный на получении множества оценок полезного сигнала при выделении его из реализации на фоне аддитивного шума. При этом объем исходной реализации ограничен, как и априорная информация о полезной и шумовой составляющей.

В работах Я.З. Цыпкина, В. Уидроу, В.Б. Давенпорта, В.Я. Катковника, К.О. Егиазаряна [73] рассматриваются пути преодоления априорной неопределенности при решении задачи выделения полезного сигнала на фоне аддитивного шума. Одним из эффективных путей решения данной проблемы является использование адаптивных методов [82]. В большинстве случаев процесс адаптации является итерационным и основывается на результатах теории оптимизации. Адаптивную систему определяет функция потерь (функциональная зависимость ошибки оценки полезного сигнала), входная реализация и параметры адаптации. Основными характеристиками итерационных алгоритмов являются: сходимость (в математическом смысле) и скорость сходимости к оптимальному решению

(сходимость к точке экстремума за наименьшее количество итераций) [83]. Адаптивные методы широко используются в современных системах обработки сигналов. Увеличение дисперсии шумовой составляющей значительно ограничивает эффективность непосредственного использования адаптивных систем.

В большинстве радиотехнических систем, для описания сигналов в частотной области используется аппарат преобразования Фурье [84]. Наиболее простой подход к выделению полезного сигнала при помощи БПФ основан на предположении, что, если некоторые значения спектральных составляющих превосходят заранее заданный порог, то считается, что с заданной вероятностью эти значения определяют соответствующие спектральные компоненты полезного сигнала. Значение порога может выбираться в зависимости от значения аддитивной помехи и дополнительной информации о полезной составляющей сигнала. В условиях априорной неопределенности решение задачи фильтрации усложняется наложением спектральных составляющих полезного сигнала и шума, что усложняет выбор решающего правила по разделению их спектров.

В [85] рассматривается метод кусочного размножения оценок, основанный на разбиении исходной дискретной реализации на перекрывающиеся интервалы одинаковой длины, с последующей оценкой на каждом из них полезного сигнала. Такой подход позволяет получить множество оценок полезной составляющей в каждом сечении процесса  $[Y_k]_{k=0}^n$  с последующим их усреднением, что представляет собой симбиоз метода скользящего среднего и метода размножения оценок. Использование системы ортогональных многочленов при решении задачи аппроксимации на каждом интервале разбиения позволяет получить общее решение задачи оценки полезного сигнала для произвольной степени аппроксимирующего полинома.

### 1.6 Выводы. Постановка цели и задач исследования

На основании рассмотренных теоретических представлений и

экспериментальных исследований можно сделать вывод, что подход к контролю состояния шахтных сооружений, основанный на регистрации электромагнитного излучения горных пород может позволить диагностировать признаки подготовки разрушения.

Разработанные средства диагностики шахтных сооружений используют пороговые устройства в широком частотном диапазоне для регистрации электромагнитных импульсов. Однако, в ходе анализа, как следует из опубликованных данных, в полной мере не учитываются возможные стационарные или квазистационарные помехи и шумы, вызванные излучением земли или техногенными факторами и их влияние на данные электромагнитного мониторинга горных пород с целью достоверного выявления признаков разрушения.

В связи с этим сформулирована цель исследования, которая заключается в совершенствовании реализованных в известных приборах подходов к регистрации электромагнитного излучения горных пород, разработке способов выявления скрытых в фоновом излучении сигналов, соответствующих изменению состояния горного массива.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- Создание способа и на его основе алгоритма обработки электромагнитного излучения для осуществления поиска на фоне стационарных помех и аддитивных шумов электромагнитных импульсов, сигнализирующих об образовании трещин и разломов в горном массиве.
- Разработка автономного портативного прибора для осуществления регистрации электромагнитного излучения и его первичной обработки.
- Проведение экспериментальных исследований в лабораторных условиях. Сравнение результатов анализа с выходными данными известных приборов с целью апробации алгоритмов. Проведение экспериментальных исследований в шахтном поле с целью сбора банков данных для последующей статистической обработки.

## **ГЛАВА 2. Способ и алгоритм обработки электромагнитных сигналов для использования в автономном приборе в ходе продолжительного мониторинга горных пород**

В главе 1 настоящей работы было рассмотрено, что возникновение электромагнитного сигнала связано либо с появлением разрывов атомных связей в результате образований новых трещин, либо с прорастанием уже имеющихся. Установлено, что длительность импульса и параметры его частотного распределения зависят от площади поверхности разрушения. Исходя из этого можно сделать вывод, что в общем электромагнитном фоне присутствуют импульсы с различными длительностями, имеющими частотные составляющие спектра в различных диапазонах.

Дополнительным источником электромагнитного излучения могут быть колебания неоднородностей и контактов разных пород и минералов, в которых сформированы или формируются двойные электрические слои. Данные колебания могут создавать некоторый электромагнитный фон, изменение которого часто сопровождается изменением напряженно-деформированного состояния горных структур. Спектр возникающих импульсных сигналов в горных породах в силу своей природы, как правило, концентрируется в некотором частотном диапазоне [4]. Интенсивность возникновения электромагнитных импульсов и их частотный спектр могут служить дополнительным параметром при анализе состояния горной породы и прогнозировании обрушения [4]. Поэтому необходимо наряду с временным анализом проводить частотно-временной анализ для выделения сигналов среди имеющихся фоновых шумовых излучений.

В известных приборах для мониторинга горных пород [86] индикатором изменения геодинамического состояния принято считать изменение во времени математического ожидания амплитуд электромагнитного сигнала во всём исследуемом частотном диапазоне или в поддиапазонах. Дополнительным

информативным источником является регистрация импульсов, амплитуда которых превышает заданный порог [87]. Определяя количество импульсов в единицу времени, можно косвенно судить об интенсивности появления трещин и разломов в рудном теле. В данных работах не учитывалась возможность влияния на исходный сигнал внешней стационарной помехи, размах которой может изменяться со временем и оказаться выше амплитуды полезного сигнала. Анализ работ показывает, что в приборах отсутствуют эффективные алгоритмы для повышения избирательности регистрации импульсных сигналов в присутствии шумов и помех.

Данная глава посвящена разработке способа и специальных алгоритмов обработки зарегистрированного электромагнитного излучения горных пород в диапазоне частот 1 – 100 кГц в шахтных выработках, который позволяет эффективно распознавать импульсные сигналы на фоне шумов и стационарных помех, сокращая при этом размер выходных данных, что необходимо для работы портативного, автономного прибора в течение длительного интервала времени.

## **2.1 Модель тестового сигнала, имитирующего электромагнитные сигналы в горных породах**

### *2.1.1 Анализ исходных сигналов и сопоставление с моделью*

Известно, что горные породы, как любое материальное тело, излучает естественные электромагнитные сигналы шумового характера. Интенсивность подобных излучений может зависеть от структуры горной породы, уровня смачивания, времени года, температуры и др [52, 54].

Чтобы разработать способ регистрации и обработки подобных излучений для последующего анализа, необходимо иметь модель, соответствующую излучению пород в шахтах. Для этого в Проблемной научно-исследовательской лаборатории электроники, диэлектриков и полупроводников (ЭДиП) Национального исследовательского Томского политехнического университета

были проведены эксперименты по одноосному сжатию образцов горных пород. Исследования проводились на экспериментальной установке, изображенной на рисунке 2.1.

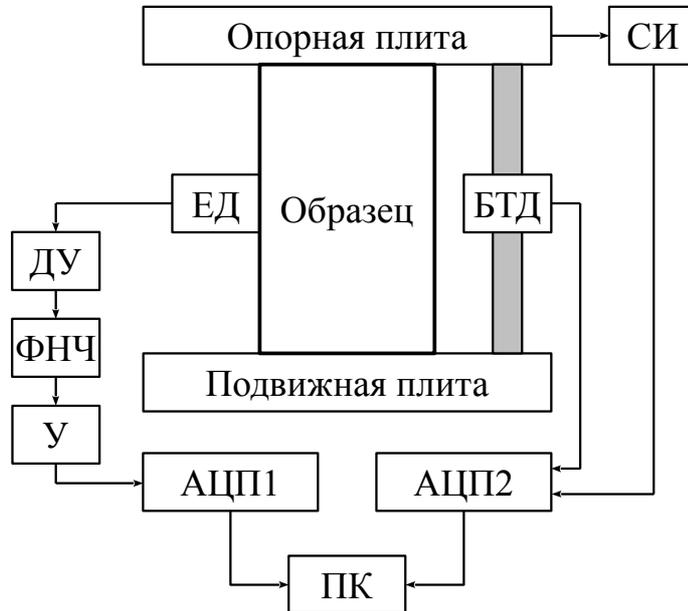


Рисунок 2.1 – Экспериментальная установка для проведения исследований электромагнитного излучения горных пород

Образец, который представляет собой цилиндрический керн диаметром 42 мм, добытый из рудной шахты, устанавливается между опорной и подвижной плитами гидравлического пресса. Для контроля силы сжатия образца установка содержит блок тензодатчиков (БТД). В непосредственной близости от образца, на расстоянии около двух миллиметров, устанавливается емкостной датчик (ЕД), который состоит из двух изогнутых пластин, повторяющих скругленную форму образца. Пластины подключены к дифференциальному усилителю (ДУ), который сводит к минимуму воздействие синфазной помехи и усиливает сигнал в 10 раз. Далее сигнал поступает на фильтр нижних частот (ФНЧ) четвертого порядка с частотой среза 100 кГц, после которого усиливается оконечным усилителем (У) еще в 10 раз. После аналоговой обработки сигнал поступает на аналого-цифровой преобразователь (АЦП1) и далее в персональный компьютер (ПК). При помощи АЦП2 регистрируются уровни нагружения с силоизмерительной системы (СИ).

После установки образца в пресс, движением его подвижной плиты линейно

увеличивается степень нагружения со скоростью 0,3 кН в секунду. Нагружение продолжается до разрушения образца. В среднем процесс сжатия образца и доведение его до разрушения занимает 10 – 15 минут, причем сила, воздействующая на образец, может достигать 250 кН.

В процессе нагружения была зарегистрирована серия импульсов, некоторые из которых использованы в дальнейшем анализе. На рисунке 2.2 изображен фрагмент одного из зарегистрированных импульсных сигналов.

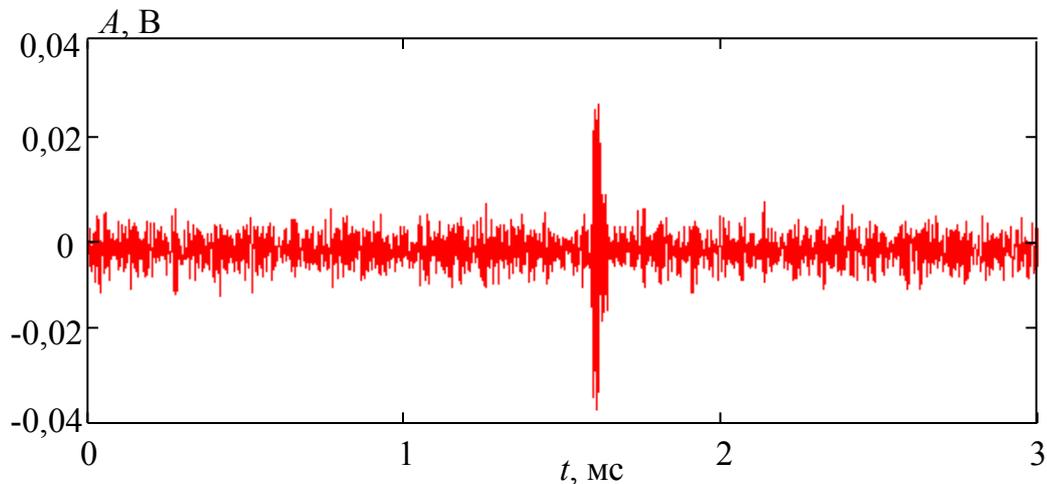


Рисунок 2.2 – Фрагмент исходного сигнала 1

В первой главе диссертации, в разделе 1.2 рассмотрена математическая модель (1.1), описывающая форму импульсных сигналов, возникающих в горных породах в результате электромагнитной эмиссии. Данная модель описывает сигнал синусоидальной формы с экспоненциальным нарастанием и последующим спадом амплитуды. В результате сопоставления данной модели с зарегистрированным и показанным на рисунке 2.2 сигналом получены выражения, представляющие собой параметризованную математическую модель:

$$A = \begin{cases} -0,06 \cdot \sin [2 \pi \cdot 66 \cdot 10^3 \cdot (t - 1,592 \cdot 10^{-3})] [1 - e^{-\frac{(t - 1,592 \cdot 10^{-3})}{40 \cdot 10^{-6}}}], & t < 1,632 \cdot 10^{-3} \\ -0,06 \cdot \sin [2 \pi \cdot 66 \cdot 10^3 \cdot (t - 1,592 \cdot 10^{-3})] [e^{-\frac{(t - 1,632 \cdot 10^{-3})}{40 \cdot 10^{-6}}} - 1] [1 - e^{-\frac{(1,632 \cdot 10^{-3} - 1,592 \cdot 10^{-3})}{40 \cdot 10^{-6}}}], & t \geq 1,632 \cdot 10^{-3} \end{cases} \quad (2.1)$$

Для этого в исходную модель (1.1) внесены следующие параметры:  $A_0 = 0,06$ ;  $f = 66$  кГц;  $t_0 = 1,592 \cdot 10^{-3}$  с;  $\tau = 40 \cdot 10^{-6}$  с;  $T = 1,632 \cdot 10^{-3}$  с.

На рисунке 2.3 изображено наложение фрагмента исходного сигнала и полученной модели (2.1).

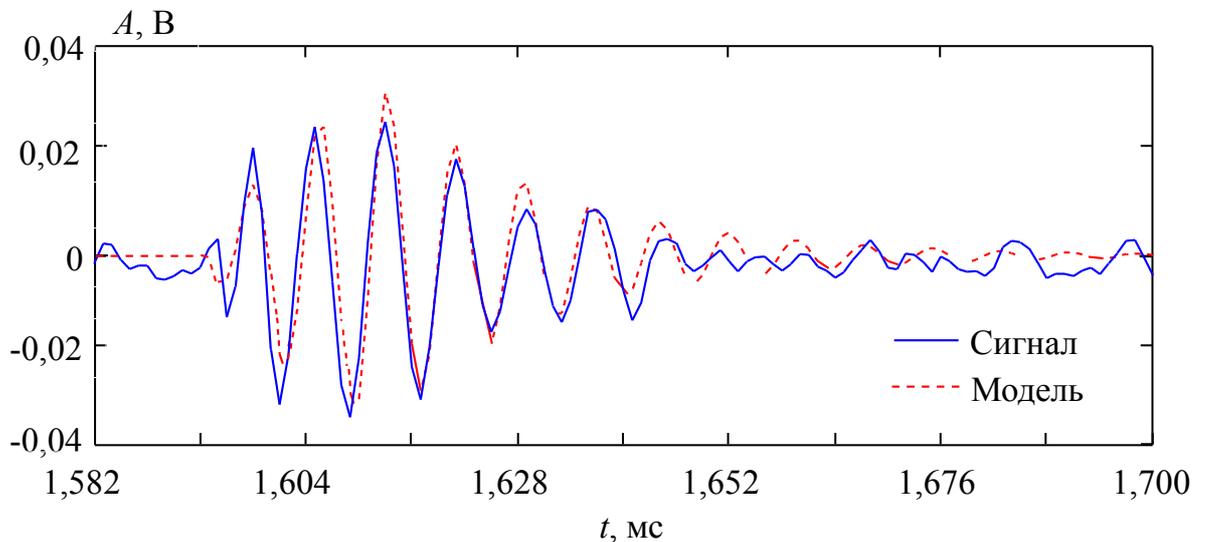


Рисунок 2.3 – Увеличенный во временном масштабе фрагмент сигнала 1 и сопоставленная ему модель

Из рисунка 2.3 можно сделать вывод о том, что совпадение не является полным. Это можно объяснить тем, что на исходный сигнал воздействовала аддитивная шумовая помеха, которая внесла искажения и за счет этого не получилось такой явной ступеньки в начале сигнала в модельном варианте.

На рисунке 2.4 изображены спектры сигнала и модели. «Растекание» спектра зарегистрированного сигнала объясняется присутствующей в нем шумовой помехи.

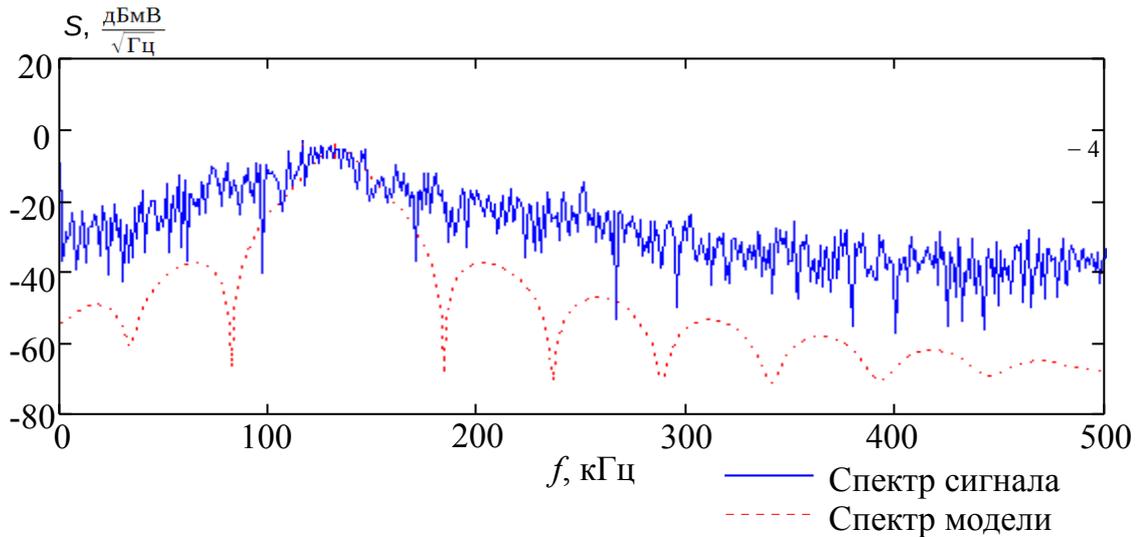


Рисунок 2.4 – Спектр фрагмента сигнала 1 и сопоставленной ему модели

Другой вид сигнала, который был зарегистрирован в ходе нагружения, изображен на рисунке 2.5. Его особенность заключается в эффекте суперпозиции двух сигналов, которые предположительно возникли в результате произошедших одновременно двух событий. Согласно проведенному обзору в первой главе диссертации короткий импульс можно классифицировать как результат прорастания короткой трещины. В тоже время импульс большой длительности скорей всего соответствует магистральному разлому в образце.

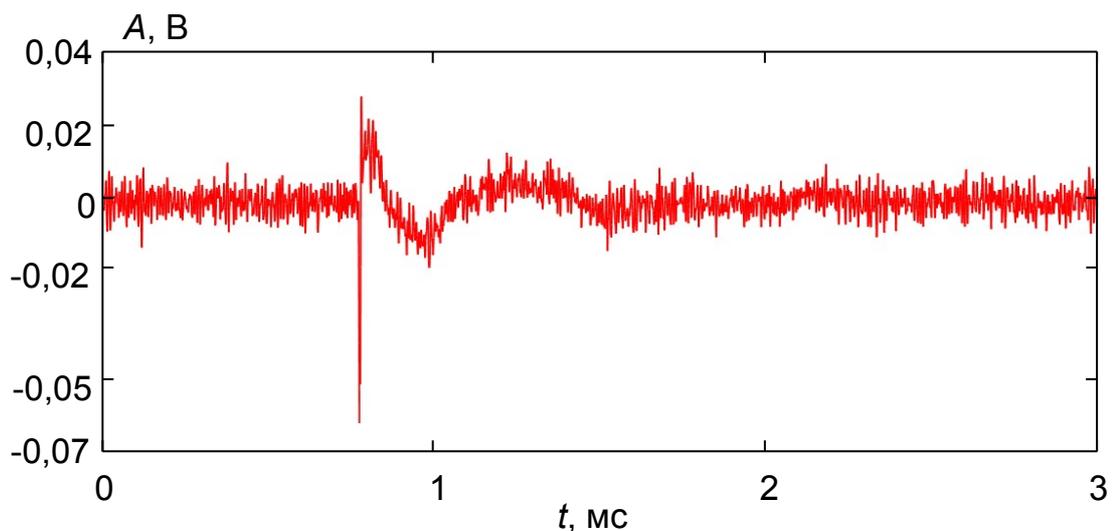


Рисунок 2.5 – Фрагмент исходного сигнала 2

По аналогии с анализом первого сигнала произведено сопоставление

сигнала на рисунке 2.5 с математической моделью (1.1) с учетом суперпозиции двух импульсов. Приведенное ниже выражение соответствует результирующей математической модели сигнала 2:

$$A = \begin{cases} -0,1 \cdot \sin[2\pi \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot (t - 0,770 \cdot 10^{-3})] \left[ 1 - e^{-\frac{(t - 0,770 \cdot 10^{-3})}{4 \cdot 10^{-6}}} \right], & t < 0,774 \cdot 10^{-3} \\ -0,1 \cdot \sin[2\pi \cdot 80 \cdot 10^3 \cdot (t - 0,770 \cdot 10^{-3})] \left[ e^{-\frac{(t - 0,774 \cdot 10^{-3})}{4 \cdot 10^{-6}}} \right] \left[ 1 - e^{-\frac{(0,774 \cdot 10^{-3} - 0,770 \cdot 10^{-3})}{4 \cdot 10^{-6}}} \right] - \\ -0,025 \cdot \sin[2\pi \cdot 2 \cdot 10^3 \cdot (t - 0,774 \cdot 10^{-3})] + \frac{\pi}{1,4} \left[ 1 - e^{-\frac{(t - 0,774 \cdot 10^{-3})}{300 \cdot 10^{-6}}} \right], & t \geq 0,774 \cdot 10^{-3} \end{cases} \quad (2.2)$$

Для этого в модели (1.1) была произведена подстановка следующих параметров: для первой формулы (2.2), моделирующей первый импульс  $A_{01} = 0,1$  В;  $f_1 = 80$  кГц;  $t_{01} = 0,770 \cdot 10^{-3}$  с;  $\tau_1 = 4 \cdot 10^{-6}$  с;  $T_1 = 0,774 \cdot 10^{-3}$  с; для второй формулы, моделирующей второй импульс –  $A_{02} = 0,1$  В;  $f_2 = 2$  кГц;  $t_{02} = 0,774 \cdot 10^{-3}$  с;  $\tau_2 = 300 \cdot 10^{-6}$  с;  $T_2 = 0,774 \cdot 10^{-3}$  с. Моделирование появления второго импульса относительно первого сдвинуто на  $\pi / 1,4$  рад.

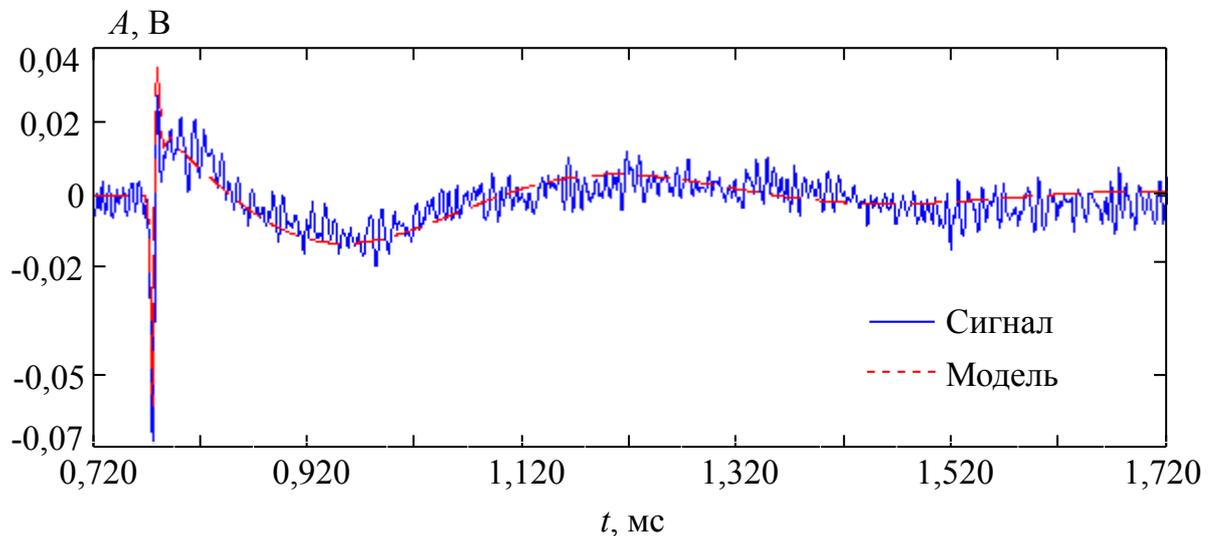


Рисунок 2.6 – Растянутый во времени фрагмент сигнала 2 и сопоставленная ему модель (2.2)

На рисунке 2.6 изображена временная диаграмма наложения исходного и растянутого во времени сигнала 2 и полученной выше модели (2.2). Здесь можно выделить, как и в предыдущем случае, наличие шумовой составляющей в

исходном сигнале, а в остальном совпадение с моделью является достаточно точным.

На рисунке 2.7 изображены графики спектров исходного сигнала 2 и его модели. В общем виде форма спектра модели похожа на усредненный спектр исходного сигнала.

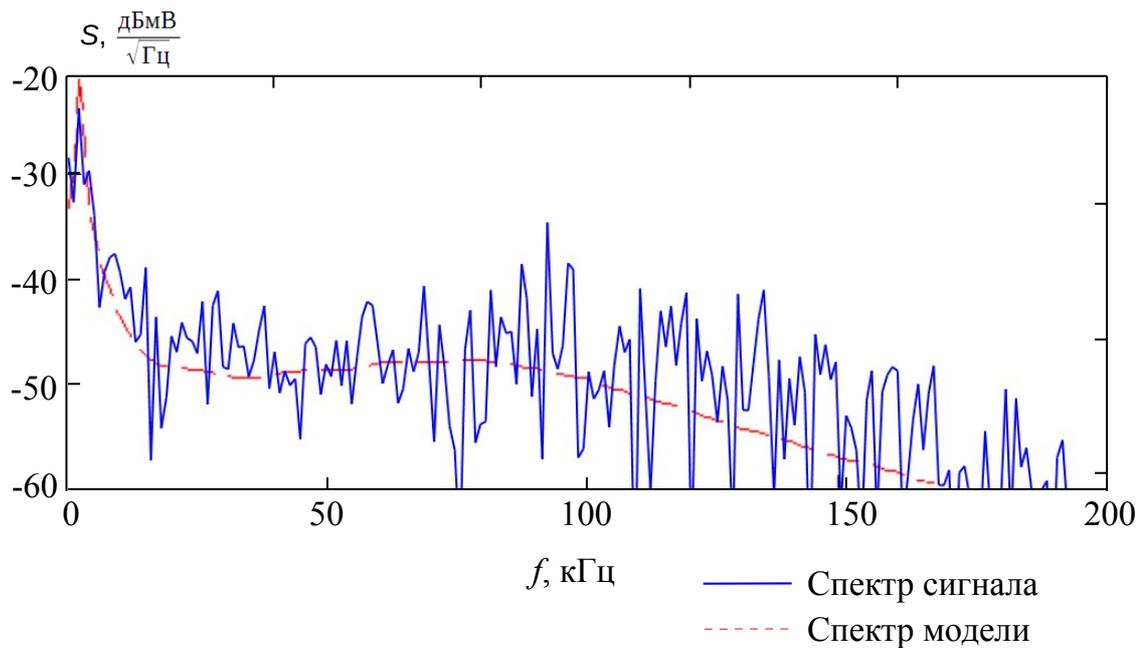


Рисунок 2.7 – Спектр фрагмента сигнала 2 и сопоставленной ему модели

### 2.1.2 Построение тестовой модели электромагнитного излучения в шахтных сооружениях

Рассмотренное сопоставление модельных сигналов с реальными зарегистрированными сигналами позволяет сделать положительные выводы о возможности использования выражения (1.1) для имитации электромагнитного излучения горных пород. Но на практике, в условиях анализа сигналов в шахтных выработках очень часто амплитуда сигнала мала и не выделяется на фоне естественных шумов и помех, созданных каким-либо техногенным образом.

В общем случае модель электромагнитного излучения в шахте может быть представлена следующим выражением:

$$U_{\text{ЭМИ}}(t) = \sum_{i=1}^{N_{\text{имп}}} U_{\text{имп}_i}(t) + \sum_{j=1}^{N_{\text{пом}}} U_{\text{пом}_j}(t) + U_{\text{ш}}(t), \quad (2.3)$$

где  $N_{\text{имп}}$  – количество импульсов от горных пород;

$U_{\text{имп}}(t)$  – модель импульсного сигнала;

$N_{\text{пом}}$  – количество функций помех;

$U_{\text{пом}}(t)$  – модель помехи;

$U_{\text{ш}}(t)$  – функция шума.

Для моделирования электромагнитной обстановки взяты три произвольных импульсных тестовых сигнала, построенных на основе выражения (1.1) и проведенной параметризации. На рисунке 2.8 приведены временные диаграммы моделей тестовых сигналов, разделенные интервалами времени ориентировочно в 40 мс, соответствующие различным частотам исследуемого диапазона 1 – 100 кГц.

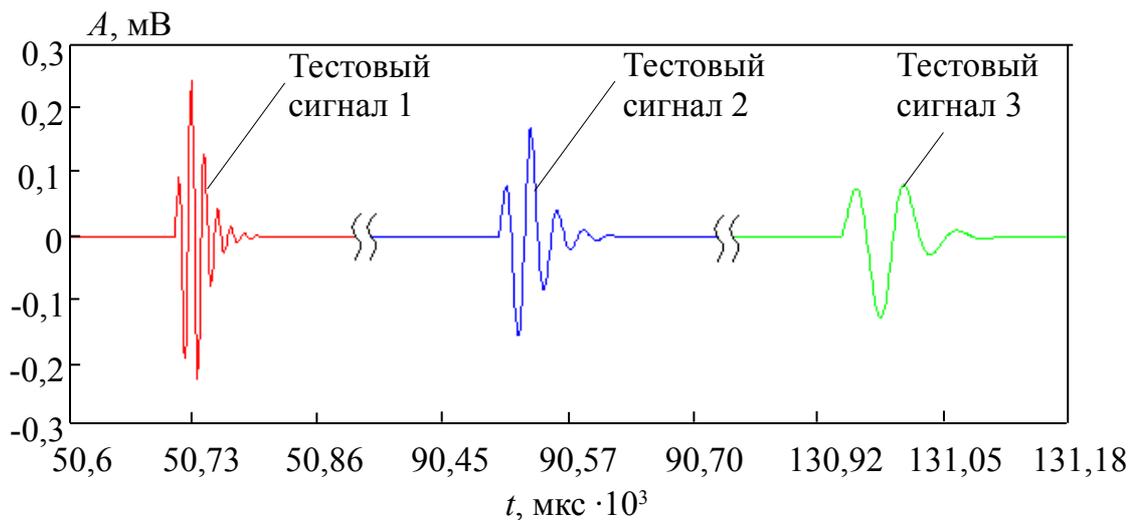


Рисунок 2.8 – Модели трех тестовых сигналов

Модели тестовых сигналов составлены в соответствии с (1.1) с параметрами: для первого сигнала  $A_{01} = 0,3$  В;  $f_1 = 80$  кГц;  $t_{01} = 50,686 \cdot 10^{-3}$  с;  $\tau_1 = 10 \cdot 10^{-6}$  с;  $T_1 = 50,706 \cdot 10^{-3}$  с; для второго –  $A_{02} = 0,2$ ;  $f_2 = 50$  кГц;  $t_{02} = 90,843 \cdot 10^{-3}$  с;  $\tau_2 = 15 \cdot 10^{-6}$  с;  $T_2 = 90,873 \cdot 10^{-3}$  с; для третьего –  $A_{03} = 0,14$  В;  $f_3 = 20$  кГц;  $t_{03} = 131 \cdot 10^{-3}$  с;  $\tau_3 = 20 \cdot 10^{-6}$  с;  $T_3 = 131,050 \cdot 10^{-3}$  с.

На рисунке 2.9 представлены спектры тестовых сигналов. Как можно отметить, спектры имеют вид, похожий на модель  $\sin(x)/x$ , но обладающие более

широкими лепестками и основными частотами, равными частотам модельных тестовых сигналов. Рассматриваемые сигналы являются широкополосным, так как обладают отношением занимаемой полосы частот по уровню минус 3 дБ от максимума спектра к центральной частоте в диапазоне от 0,3 до 1.

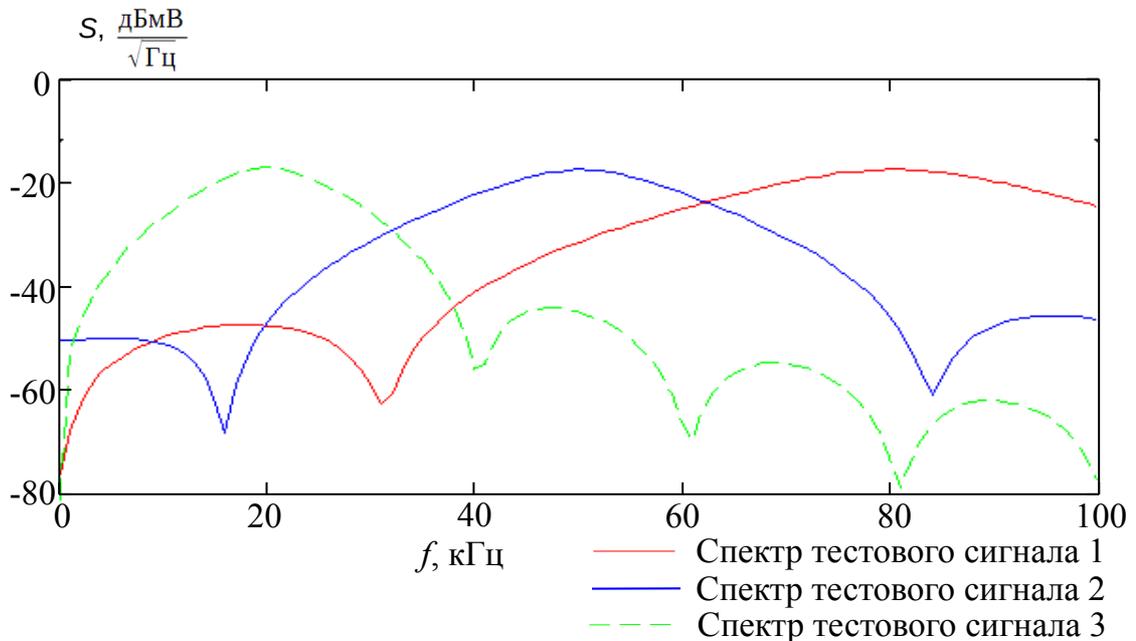


Рисунок 2.9 – Спектры тестовых модельных сигналов

Чтобы смоделировать влияние внешней среды на анализируемые сигналы, к тестовым сигналам добавлен аддитивный шум с амплитудой  $U_{ш}(t)$ , меньшей исходного сигнала на 9 дБ и амплитудно-модулированная помеха  $U_{пом}(t)$  синусоидальной формы. Частота сигнала, имитирующего помеху, выбрана равной 3 кГц, частота несущей 50 кГц, глубина модуляции 100%. Амплитуда в три раза меньше параметра  $A_0$  полученной параметризованной модели. На рисунке 2.10 приведена временная диаграмма суммарных сигналов, а на рисунке 2.11 приведен результирующий спектр, где непрерывная красная линия соответствует спектру тестового сигнала 1 с частотой 80 кГц, рассмотренного на интервале времени 50 – 51 мс; синяя непрерывная – спектру тестового сигнала 2 с частотой 50 кГц, рассмотренного на интервале времени 90 – 91 мс; пунктирная зеленая – спектру тестового сигнала 3 с частотой 20 кГц, рассмотренного на интервале 130 – 131 мс.

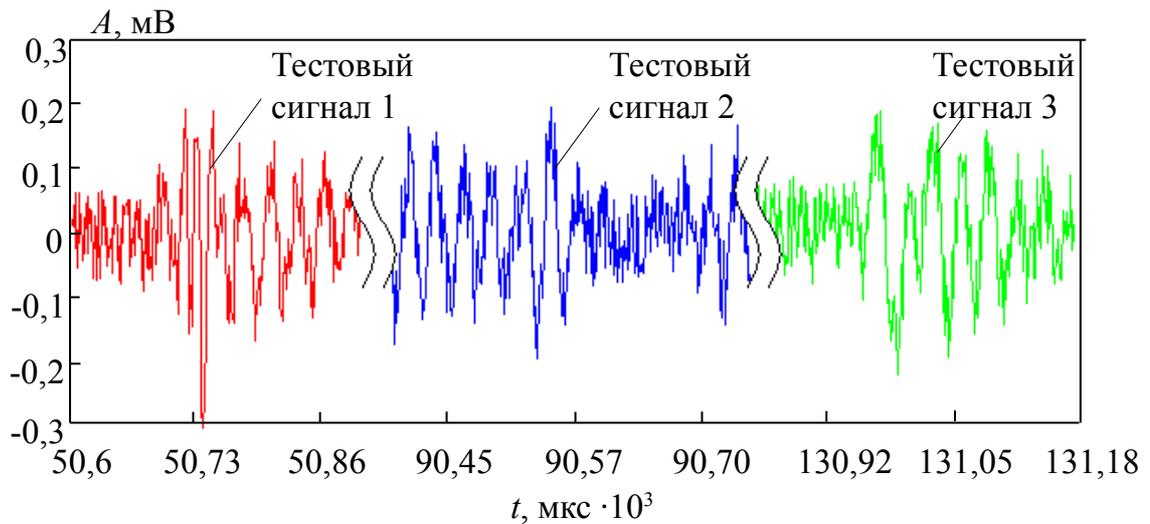


Рисунок 2.10 – Суммарные тестовые сигналы

Из спектрального представления сигналов следует, что сложно идентифицировать импульсные сигналы на фоне помех. Малая длительность тестовых импульсных сигналов не даёт явно выраженных максимумов в спектре. Сильное влияние на спектр оказывают помеха с центральной частотой 50 кГц и боковыми гармониками, отступающими на 3 кГц от центральной, а так же всплески спектральных составляющих белого шума. Неравномерность спектра белого шума обусловлена малыми временными окнами анализа (1 мс).

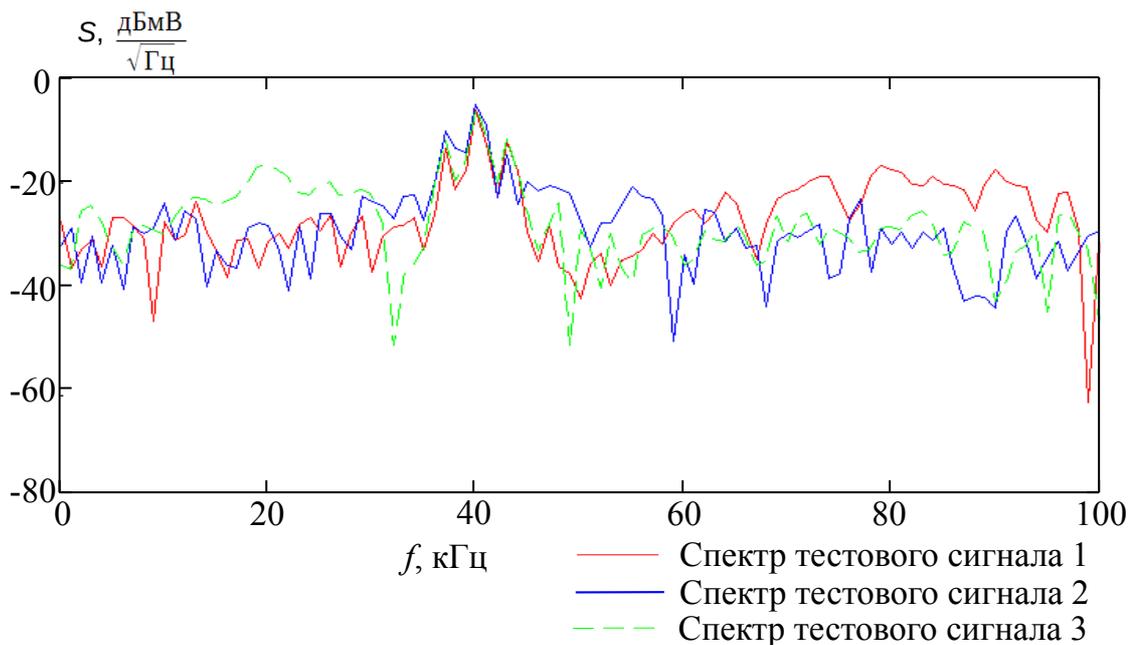


Рисунок 2.11 – Спектры тестовых сигналов и помех

Таким образом возникает необходимость выделения широкополосных

импульсных сигналов рассмотренного типа, возникающих в горных породах на фоне действующих шумов и помех. В литературе достаточно широко описаны методы и способы идентификации импульсов. Например, детектирование сигнала по уровню, вейвлет - анализ с использованием заданной стандартной функции – вейвлета. Из рисунка 2.10 видно, что детектирование по уровню не позволит определить импульсные сигналы, так как требуется знание максимального размаха стационарной наводки, что на практике является не реализуемым, потому что нет никакой гарантии, что со временем размах сигнала помехи останется постоянным. Более сложный подход с использованием вейвлет-преобразования не обеспечит равномерного разрешения по частоте, т. к. тесно связан с формой сигнала, заложенного в модель поиска. То есть, если параметры импульсных сигналов (форма, длительность, время нарастания и спада) различные, то подход, в основе которого лежит операция свертки с известной моделью сигнала, не может являться достаточно универсальным в рамках данной задачи.

Можно сформулировать более сложный подход, который будет являться гибридом между вейвлет-анализом и преобразованием Фурье. Он заключается в том, что не применяются кратномасштабные вычисления, а выполняются операции свертки исходного сигнала с некоторым модельным сигналом, частотные составляющие спектра которого будут изменяться по всему диапазону с фиксированным шагом. Такой подход должен потребовать упрощения модели (1.1): постоянная времени  $\tau$  и момент времени  $T$  должны быть фиксированы для каждой частоты  $\omega$  и связаны определенной зависимостью. Это позволит получить высокое разрешение как по частоте, так и по времени. Одним из недостатков такого подхода является большой объем выходных данных. По сути, объем выходного цифрового потока увеличится в такое же количество раз, сколько спектральных составляющих будут обрабатываться по алгоритму. Другим недостатком рассмотренного подхода является повышенное требование к вычислительным ресурсам, что сводит на нет применение данного подхода в переносных автономных приборах, предназначенных для продолжительного

мониторинга. Оценка затрачиваемых вычислительных ресурсов для обработки сигналов приведена в пункте 2.2.1.

Другие способы для идентификации сигналов на фоне помех можно найти в работах Б. Р. Левина, Дж. Бендата, А. Пирсола и др., где распознавание сигналов на фоне помех сводится к статистическому анализу стационарных процессов как во временном, так и частотно-временном представлении [88, 89]. Такой подход наиболее близок для анализа электромагнитного излучения горных пород и распознавания отклонений от стационарности в виде импульсных сигналов. Достоинством анализа в частотно-временном представлении является возможность рассмотрения поведения каждой отдельной спектральной составляющей независимо от соседних при условии минимального перекрытия их частотных характеристик. Это позволит, как минимум, разграничить рассмотрение частотных диапазонов и исключить влияние большего по амплитуде низкочастотного шума на высокочастотные составляющие сигналов в исследуемом диапазоне 1 – 100 кГц.

## **2.2 Анализ способов частотно-временного представления сигналов**

Для проведения статистического анализа необходимо выполнить частотно-временное преобразование исходного импульсного сигнала. Среди доступных и достаточно популярных методов преобразования можно выделить цифровую фильтрацию, вейвлет-преобразование и быстрое преобразование Фурье. В данном разделе произведена оценка перечисленных методов с учетом разрешающей способности по времени и по частоте, а так же учтена применимость методов к использованию в условиях ограниченных вычислительных ресурсов.

### *2.2.1 Цифровая фильтрация*

Для выполнения частотно-временного преобразования был рассмотрен метод цифровой фильтрации. В задачи исследования входило составление алгоритма непрерывной обработки входного сигнала, определение

результатирующей разрешающей способности по времени и по частоте, определение быстродействия алгоритма.

Разработка алгоритма проводилась в системе математического моделирования Octave 3.2 со свободно распространяемым исходным кодом. При этом учитывалось, что обработка сигнала цифровым фильтром должна осуществляться выборками ограниченного размера, но при этом не должна нарушаться непрерывность сигнала. На рисунке 2.12 представлена разработанная схема алгоритма, основанная на функции рекурсивного цифрового фильтра третьего порядка, который представлен выражением (1.3).

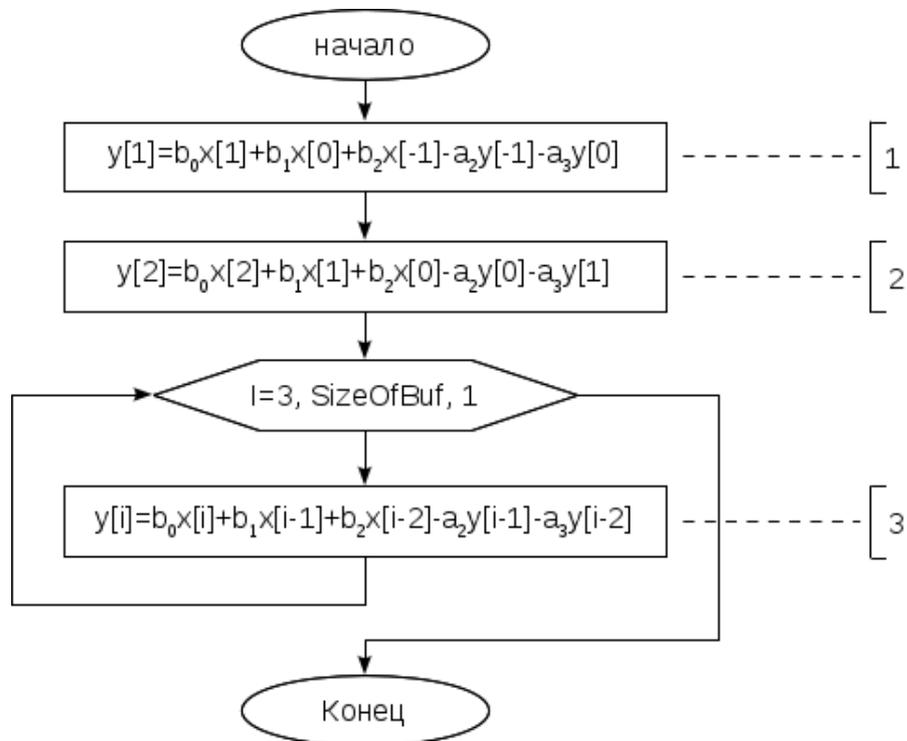


Рисунок 2.12 – Схема алгоритма работы цифрового фильтра

Здесь  $x$  – это входной сигнал,  $y$  – полученный в результате обработки сигнал,  $\text{SizeOfBuf}$  – размер выборки, который обрабатывается функцией за один вызов. Первые две итерации работы цифрового фильтра (рисунок 2.12 – 1, 2) представляют начальную стадию обработки, в которой происходит «связывание» предыдущей обработанной выборки с текущей, где  $x[-1]$  –  $x[0]$  являются последние два значения предыдущей выборки, а  $y[-1]$  –  $y[0]$  – последние два

значения предыдущего результата обработки выборки цифровым фильтром. Далее, в цикле производится обработка остальных отсчетов входного сигнала. Таким образом каждый последующий вызов функции цифровой фильтрации связан с предыдущим для сохранения непрерывности обработки. Исходный текст программы с реализацией приведенного алгоритма представлен в Приложении А, результаты обработки сигнала изображены на рисунках А.1 – А.2.

На аппаратной платформе, описанной в главе 3 диссертации, было реализовано частотно-временное разложение сигнала с применением цифровой фильтрации по разработанному алгоритму, изображенному на рисунке 2.13.

Программная реализация, созданного алгоритма, выполняется непрерывно в цикле, пока не будет подан сигнал завершения спектральной обработки. На первом этапе происходит получение заранее заданного размера входной выборки из памяти, в которую данные передаются от аналого-цифрового преобразователя. Затем выполняются функции цифрового фильтра согласно алгоритму. На рисунке 2.13 NumOfFilters – это число полос пропускания, из которых формируется разрешение по частоте в частотно-временном представлении. Для уменьшения взаимного влияния соседних полос отфильтрованного сигнала повышена добротность полосовых фильтров путём увеличения числа каскадов до трех для каждого фильтра. Далее проводится детектирование для получения амплитудной зависимости. Прореживание выполняется для сокращения выходного объема данных. Для увеличения производительности большинство математических операций реализовано на двух арифметико-логических устройствах и выполняются параллельно.

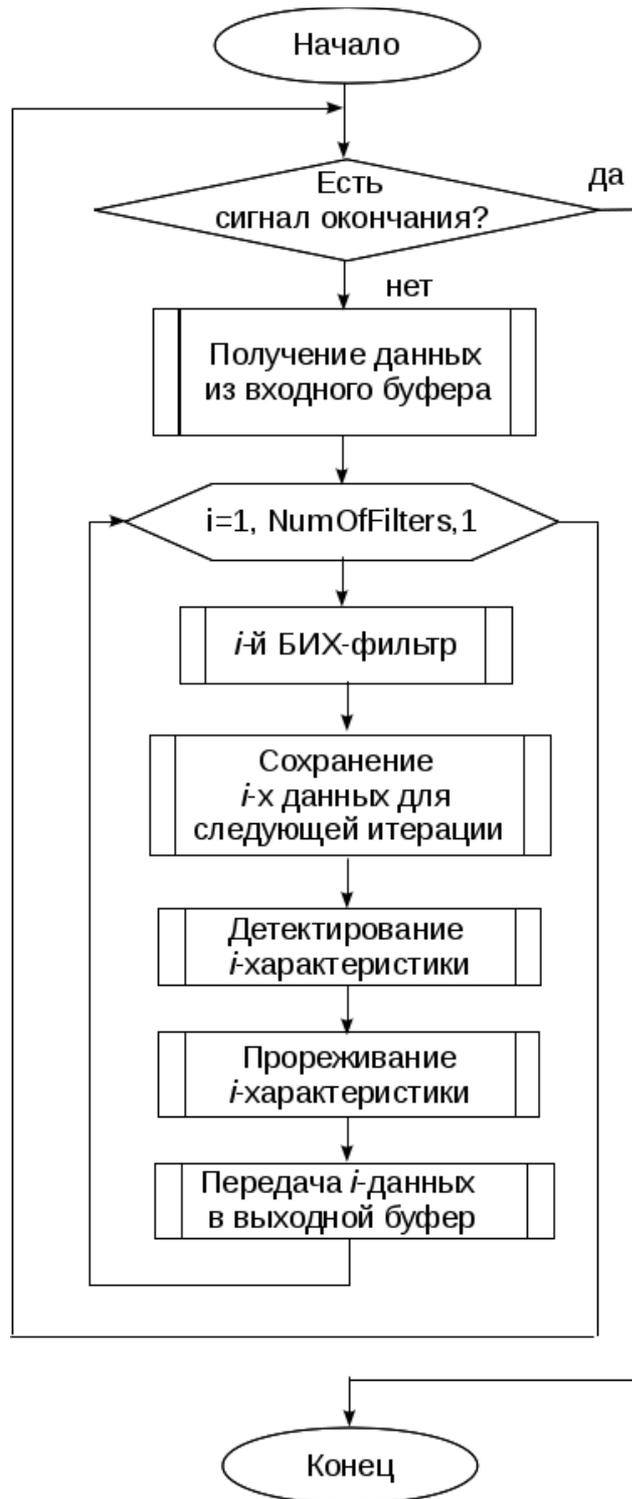


Рисунок 2.13 – Схема алгоритма частотно-временного преобразования сигнала

Для оценки целесообразности использования метода цифровой фильтрации сигналов с целью выполнения частотно-временного преобразования была разработана тестовая программа, в которой многократно выполнялись операции

фильтрации и детектирования. Платформа для тестирования основана на базе цифрового сигнального процессора ADSP-BF537 фирмы Analog Devices. Частота дискретизации аналого-цифрового преобразователя – 1 МГц, разрядность – 14 бит. Таким образом скорость входного потока данных с выравниванием по шестнадцатибитному слову составляет 16 Мбит/сек. Испытание скорости обработки проводились на выборке, состоящей из 1024 отсчетов. Результаты тестирования приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Результаты испытаний быстродействия алгоритма цифровой фильтрации

Вид теста	Результаты
Время работы одного каскада фильтра	32,6 мкс
Время работы трёх каскадов фильтров	95,4 мкс
Время работы детектора	18 мкс
Общее время работы трех каскадов фильтра и детектора (общее время меньше суммы исходных интервалов из-за отсутствия потерь на замерах выполнения)	112,5 мкс
Время работы восьми полос трехкаскадных фильтров	891,2 мкс

Таким образом, в результате испытаний получено, что на тестовой аппаратной платформе возможно реализовать восемь полосовых фильтров шестого порядка для выделения заданных диапазонов частот. Как выяснилось, обработка оцифрованных данных должна опережать их поступление с некоторым запасом процессорного времени для проведения промежуточных операций. Использование цифровой фильтрации создаёт еще одну проблему – увеличение объема данных. То есть, каждый цифровой фильтр порождает новый поток данных, содержащий преимущественно выделяемый фильтром диапазон частот. В нашем случае, так как скорость входного потока данных составляет 16 Мбит/сек, то после обработки восемью полосовыми фильтрами суммарная скорость составит 128 Мбит/сек. Сохранять такое количество данных не является

целесообразным, так как при мониторинге в течение в 2 – 3 суток для сохранения зарегистрированных данных требуются носители информации слишком больших объемов (более 1 ТБайта). Дополнительная обработка данных, связанная с усреднением, прореживанием и другими операциями непосредственно в приборе, требует дополнительных вычислительных мощностей, что потребует исключения как минимум одной полосы фильтра. Здесь нужно отметить, что по результатам тестов, приведенных в таблице 2.1, в ходе работы восьми полосовых фильтров получается  $1024 \cdot 8 = 8192$  отсчета, а на обработку, связанную с прореживанием и последующим сохранением, остаётся  $\sim 100 - 108$  мкс. Из сказанного следует, что использование цифровой фильтрации с выделением множества частотных диапазонов для мониторинга горных пород в шахтных сооружениях не является приемлемым.

### *2.2.2 Вейвлет-преобразование*

Другим подходом для анализа зарегистрированных данных может служить рассмотренное в главе 1 диссертации вейвлет-преобразование. В основе данного метода лежит операция свертки исходного или прореженного сигнала с некоторой функцией – вейвлетом, которая, по сути, является либо импульсной характеристикой цифрового фильтра, соответствующего для данного частотного диапазона, либо некоторой функцией, приближенно описывающей некоторую идеализированную форму сигналов преимущественно присутствующих в исследуемой области. Отсюда сразу можно сделать вывод, что по объемам вычислений вейвлет-преобразование позиционируется в тех же пределах, что и цифровая фильтрация, только с использованием вейвлета применением подхода кратномасштабного анализа, что, соответственно, уменьшает объемы выходных данных и создаёт неравномерность разрешения по частоте и по времени. Предварительно анализируя данный подход, можно сразу утверждать, что выходной поток данных будет как минимум превышать входной.

### 2.2.3 Быстрое преобразование Фурье

Распространенным методом частотно-временного преобразования является быстрое преобразование Фурье (БПФ). Здесь можно установить соотношение между разрешением по частоте и времени. При выборе данного соотношения нужно учитывать как требования к разрешению, так и возможности аппаратной платформы. Наиболее быстрый алгоритм с прореживанием по времени требует  $N \cdot \log_2(N)$  комплексных операций сложения и умножения, где  $N$  – количество анализируемых отсчетов. Анализируя данную формулу несложно заметить, что при увеличении количества анализируемых отсчетов в два раза число затрачиваемых операций возрастает более чем в два раза. Отсюда можно сделать вывод, что для повышения быстродействия нужно по мере возможности уменьшать размер анализируемой за один проход выборки. Имея частоту дискретизации  $\sim 1$  МГц и анализируемую полосу частот 1 – 100 кГц, наиболее эффективным соотношением между разрешением по частоте и времени будет анализ выборки, состоящей из 1024 отсчетов. При этом разрешение по частоте будет  $\sim 1$  кГц, по времени –  $\sim 1$  мс. Обработка на тестовой платформе данных объемом 1024 отсчета при помощи БПФ выполняется ориентировочно за 300 мкс, что составляет только 30 % процессорного времени, затрачиваемого на обработку. При уменьшении числа анализируемых отсчетов в два раза на общую производительность будут оказывать большое влияние различные подготовительные операции, связанные с подготовкой к анализу и сохранением обработанных данных. При увеличении размера выборки удельное время вычисления БПФ будет возрастать, хотя в то же время удельный объем подготовительных операций несколько уменьшится. Но на выбор размера выборки еще влияет требование к разрешению по времени, так как работа направлена на регистрацию импульсного излучения и прослеживание динамики изменения амплитуды спектральных составляющих.

Таким образом, с учетом непредсказуемости формы импульсного излучения горных пород и требований к вычислительным ресурсам портативных

автономных устройств из описанных выше методов частотно-временного преобразования наиболее предпочтительным все же является быстрое преобразование Фурье.

### 2.3 Анализ типов оконных преобразований

Известно, что на ограниченном интервале времени в ходе спектрального анализа с использованием БПФ в конечном спектре возникают искажения в виде эффекта Гиббса, которые представляют собой появление побочных спектральных составляющих в области точки разрыва исходного сигнала.

Как правило, в спектральной обработке применяется метод взвешивания, в котором используется весовая последовательность конечной длины, называемая окном. Выбор спектрального окна диктуется характеристиками сигнала. Весовые функции определяют форму характеристики фильтра и влияют на шумовую полосу частот, а также на уровни боковых лепестков. В идеальном случае основной лепесток должен быть как можно более узким и плоским, чтобы эффективно выделять все частотные компоненты, а побочные лепестки должны иметь бесконечное ослабление. Тип окна определяет полосу частот и форму характеристики эквивалентного фильтра, который используется совместно с БПФ.

Прямоугольные окна обеспечивают максимальное разрешение по частоте и позволяют проводить оценку гармоник, присутствующих в сигнале. Но эффект Гиббса при применении данного окна не подавляется. Поскольку затухание прямоугольного окна в частотной области описывается функцией  $\sin(x)/x$ , то вводится некоторое ослабление в сигнал. Альтернативные функции с меньшим ослаблением (окна с плоской вершиной и Блэкмана-Харриса) дают максимальную амплитуду, жертвуя разрешением по частоте. Окна Хэмминга и фон Хана (Хэннинга) наиболее приемлемы для общего применения на непрерывных сигналах (таблица 2.2).

Помимо прямоугольного окна существуют треугольные окна, включая Окно Бартлетта, целый ряд косинусных окон, а также окна Бомена, Кайзера, Чебышева и

др. Окно Кайзера является по существу оптимальным в том смысле, что оно представляет последовательность конечной длины, которая имеет минимум энергии спектра за пределами некоторой заданной частоты. Еще одним оптимальным окном является окно Дольфа-Чебышева, обеспечивающее минимальную ширину главного лепестка частотной характеристики при фиксированном уровне боковых лепестков. Все боковые лепестки в спектре этого окна имеют одинаковый уровень.

Наиболее важные параметры весовых окон – максимальный уровень боковых лепестков (БЛ), скорость спада БЛ, ширина главного лепестка амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) окна и коэффициент утечки (отношение мощности боковых лепестков к полной мощности окна). Перечисленные параметры взаимосвязаны. Например, снижение уровня БЛ АЧХ окна сопровождается расширением главного лепестка АЧХ. Поэтому выбор окна должен производиться исходя из конкретных условий решения задачи и быть компромиссным с точки зрения соотношения ширины главного лепестка и уровней БЛ АЧХ окна.

Таблица 2.2 – Краткое описание окон общего применения [90]

Тип окна	Область применения и ограничения
Прямоугольное	Обычно используется, когда сигнал представляет собой переходный процесс (полностью содержится в окне временной области) или про него известно, что он имеет фундаментальную частотную компоненту, кратную фундаментальной частоте окна. Сигналы прочих типов будут демонстрировать различную степень спектральной «утечки» и гребешковых потерь, которые можно скомпенсировать, выбрав другой тип окна.

Продолжение таблицы 2.2

Тип окна	Область применения и ограничения
Хэмминга	Снижает «утечку» и повышает точность воспроизведения амплитуды. Однако при этом снижается разрешение по частоте.
С плоской вершиной	Обеспечивает очень высокую точность воспроизведения амплитуды с умеренным снижением «утечки», но с более низким разрешением по частоте.
Блэкмана-Харриса	Сводит к минимуму «утечку», но дает сниженное разрешение по частоте.

В проделанной работе основополагающими факторами для выбора наиболее оптимальной оконной функции является частотный диапазон от 1 до 100 кГц регистрируемых импульсных сигналов. Частота дискретизации принята 1 МГц, что является компромиссным вариантом между требованиями к крутизне спада входного аналогового фильтра и вычислительными мощностями микропроцессора. Таким образом, относительная полоса частот составляет 0,1. Динамический диапазон четырнадцатитбитного АЦП составляет 84 дБ.

На рисунке 2.14 в графическом виде рассмотрено соотношение между шириной главного лепестка и уровнем боковых лепестков окон Бомена, Парзена, Наттола, Блэкмена-Харриса, Кайзера и Чебышева [91]. Согласно этому графику приведенные на рисунке окна с разной степенью захватывают рассматриваемую в работе полосу частот.

Выбор окна должен исходить из требуемого соотношения между разрешающей способностью по частоте и уровнем искажений боковых лепестков. То есть, низкий уровень боковых лепестков способствует лучшей фильтрации от побочных спектральных составляющих, порожденных эффектом Гиббса. Но, в то же время, низкий уровень боковых лепестков приводит к большим потерям на краях анализируемой дискретной выборки сигнала во временной области. Соответственно, при обработке каждой выборки часть сигнала будет необратимо

потеряна. Выходом из данной ситуации может быть выполнение обработки с использованием наложения окон. То есть, каждая последующая выборка захватывает часть предыдущей. Таким образом, наиболее искаженная часть выборки при следующей обработке будет вблизи максимума главного лепестка окна.

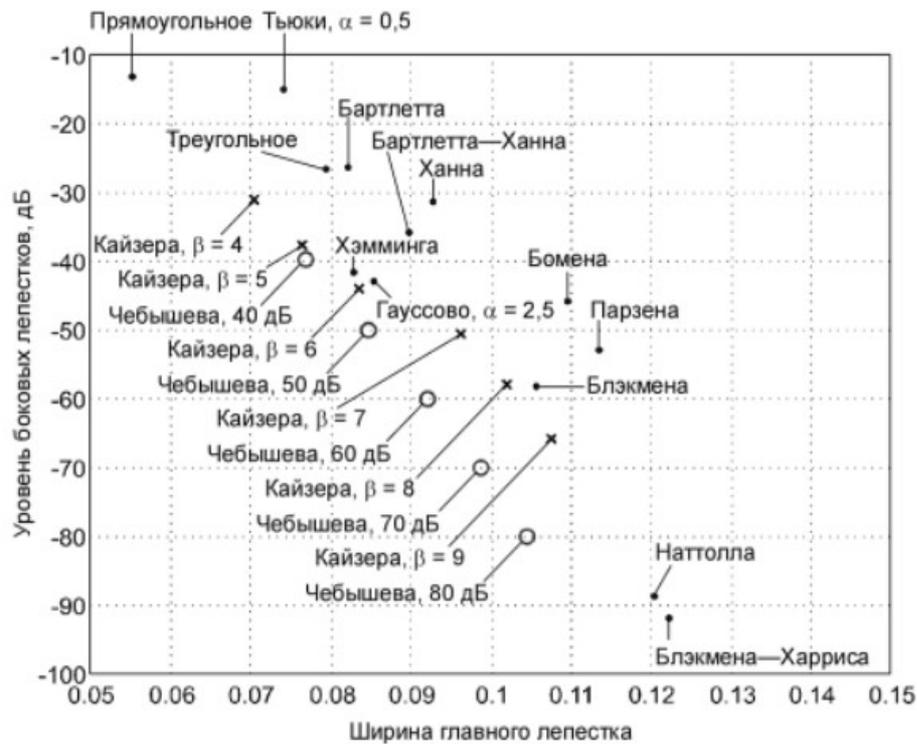


Рисунок 2.14 – Соотношение между шириной главного лепестка и уровнем боковых лепестков рассматриваемых оконных функций [91]

Для выбора оконной функции при обработке сигналов должна быть проведена оценка параметров окна применительно к сигналам, генерируемым в результате появления трещин или разломов в рудном теле.

Для анализа влияния оконного взвешивания на исходный сигнал необходимо обозначить критерии, по которым будет определяться эффективность использования того или иного окна. Необходимо рассматривать следующие характеристики: разрешение по частоте (определяется шириной главного лепестка); разрешение по времени; выделение малых импульсных сигналов на фоне больших импульсов; степень просачивания побочных гармоник, которые

генерируются в результате побочной амплитудной модуляции, вызванной в результате воздействия оконной функции. В текущем анализе рассматривается оконное воздействие с учетом наложения, как показано на рисунке 2.15.

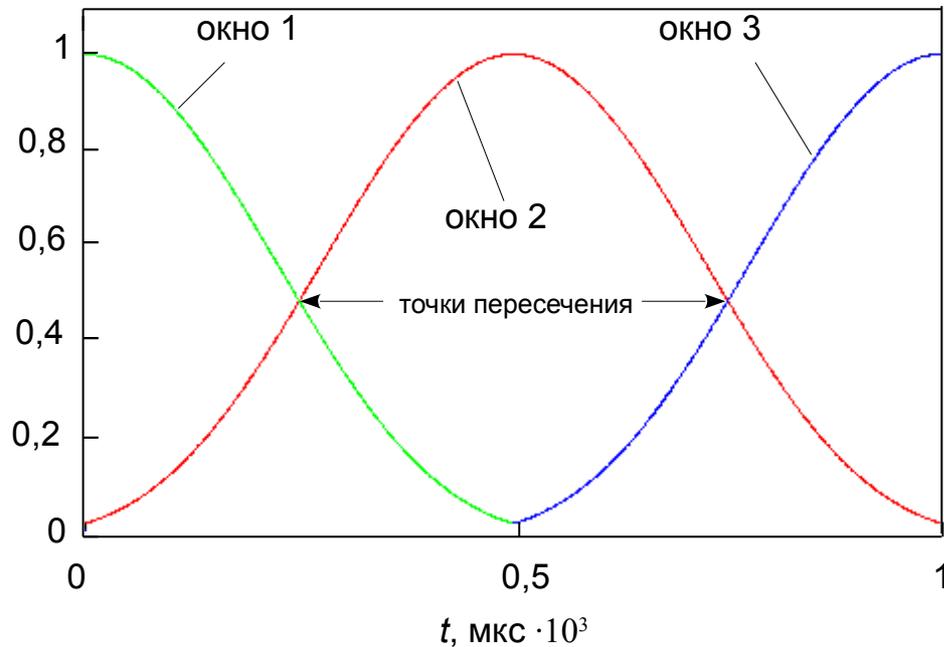


Рисунок 2.15 – Наложение окон (на примере окна Кайзера)

С учетом проведенной выше параметризации тестового импульсного сигнала (раздел 2.1) выполнено моделирование воздействия оконной функции. Длительность окна выбрана такой, чтобы она превышала длительность действия сигнала приблизительно в пять раз. Ниже рассмотрен случай попадания сигнала в конечную часть первого окна и начальную часть второго. Наиболее критический случай – это попадание максимума исходного сигнала в точку пересечения двух окон (рисунок 2.15).

На рисунках 2.16 – 2.18 изображен случай попадания сигнала на пересечение оконных функций (слева) и соответствующие спектры после обработки первым и вторым окнами (справа), а так же усредненный спектр обработки двумя окнами.

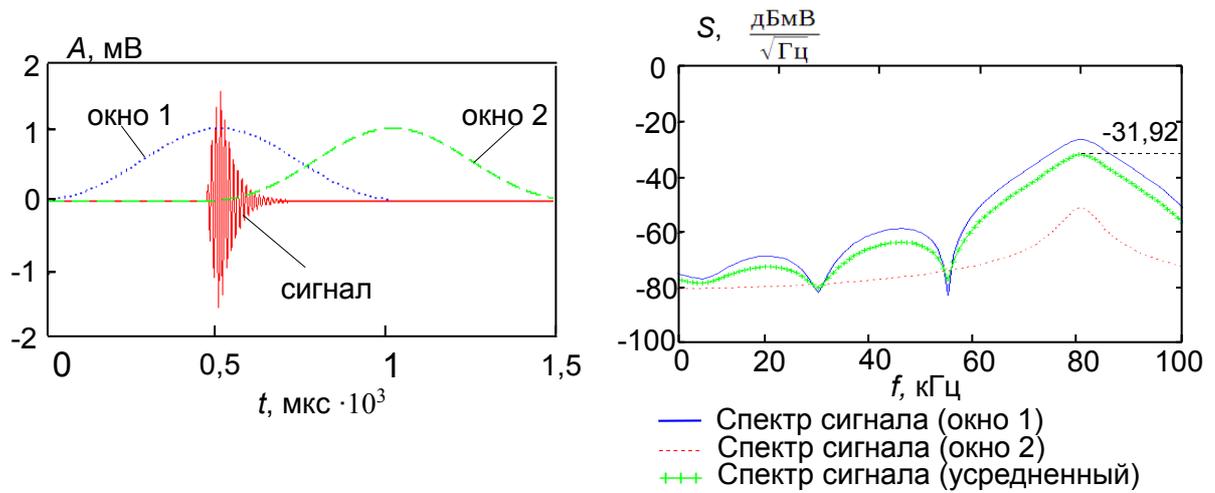


Рисунок 2.16 – Эффект усреднения спектра сигнала (без сдвига)

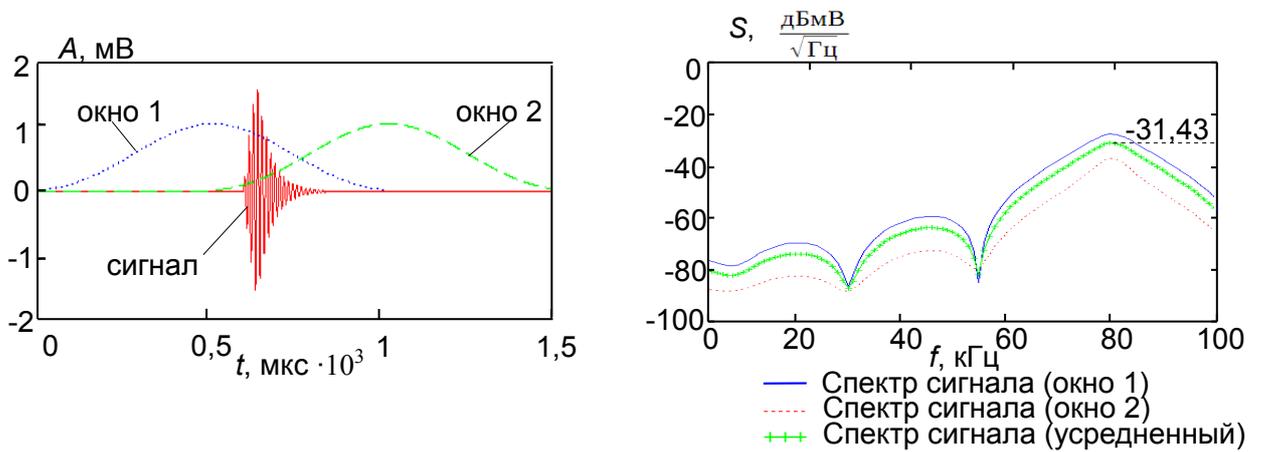


Рисунок 2.17 – Эффект усреднения спектра сигнала (сдвиг 128 мкс)

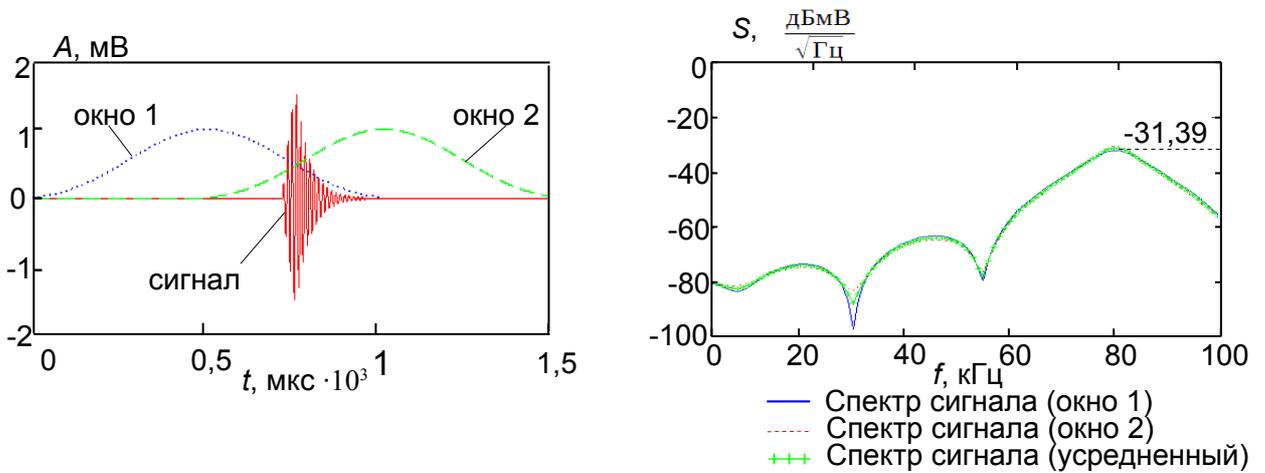


Рисунок 2.18 – Эффект усреднения спектра сигнала (сдвиг 256 мкс)

Из графиков видно, что смещение сигнала относительно оконной функции

на четверть временного интервала окна (256 мкс) способствует изменению усредненного значения спектров двух окон не более чем на величину 0,51 дБ, что является незначительным. Из полученного результата следует вывод, что в дальнейшей обработке сигналов необходимо использовать усреднение спектров двух смежных окон. Таким образом, основная задача анализа оконного преобразования сводится к получению характеристик, при которых побочные гармоники являются наименьшими, а разрешение по частоте достаточно высокое.

В рамках данной работы проводилась оценка влияния различных оконных функций на исходный сигнал. Так как рассмотренный выше случай с наложением используется в процессе обработки сигнала, то и оценивалось влияние на результаты анализа усреднения спектров двух смежных окон, в пределах которых фиксировался сигнал. Известно, что существуют оконные функции с основными наиболее выделяющимися параметрами: подавление боковых лепестков, что оказывает влияние непосредственно на степень фильтрации от побочных наводок; ширина главного лепестка, что оказывает влияние на АЧХ функции и, соответственно, на разрешение по частоте.

Из всех типов окон с высоким уровнем подавления боковых лепестков можно выделить окна Кайзера с высоким значением параметра  $\beta$  ( $\beta=9$ ), Наттолла, Дольфа-Чебышева ( $\alpha=80$ ). Другие же, как треугольное, косинусоидальное, окна Бартлетта, Ханна и т. д. обладают лучшим разрешением по частоте. В процессе работы над диссертацией были рассмотрены воздействия большинства наиболее известных оконных функций на тестовые сигналы. Для подробного анализа были выделены два окна – это окно Кайзера и окно типа косинусоидальной трапеции (для параметра  $\alpha$  от 0 до 1). Первое окно для данного типа тестовых сигналов с уровнем подавления боковых лепестков на 60 – 70 дБ практически не отличается от окон Ноталя и Дольфа-Чебышева. Окно типа косинусоидальной трапеции с коэффициентом 0,2 обладает меньшими потерями, лучшим разрешением по частоте на нижних и средних частотах исследуемого диапазона, но меньшим уровнем фильтрации боковых лепестков.

При последующем анализе определялось наилучшее разрешение по частоте между окном Кайзера ( $\beta=9$ ) в сравнении с окном типа косинусоидальной трапеции с коэффициентом 0,2. Опорным окном являлось прямоугольное, обладающее наилучшим разрешением по частоте. Входными данными для анализа использовались два сигнала, соответствующих модели (1.1), которые отличаются друг от друга по частоте. Критерием минимального различия сигналов по частоте выбран спад в спектральной области между сигналами на минус 3 дБ. Для чистоты анализа на каждом частотном диапазоне производилась корректировка длительностей импульсов таким образом, чтобы спектральная амплитуда на основных частотах каждого частотного диапазона оставалась постоянной. На рисунке 2.19 слева изображена форма сигнала с расположением относительно окон, а справа – спектры после обработки исследуемыми окнами.

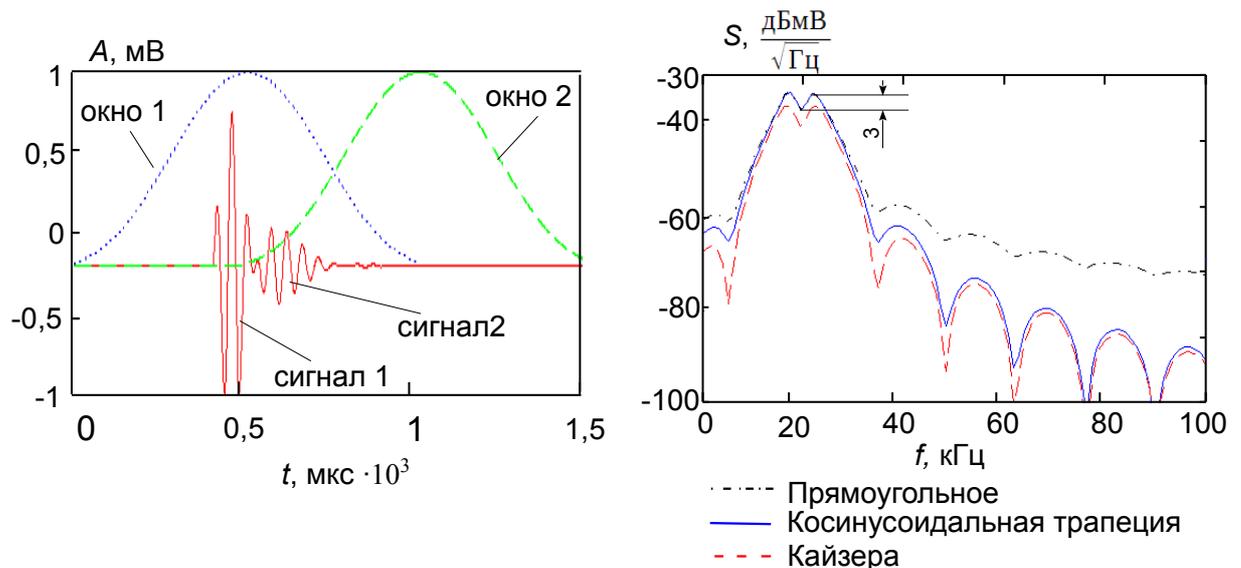


Рисунок 2.19 – Сравнение воздействий оконных функций на сигнал (слева – временное представление; справа – частотное)

Анализируя спектральное разложение сигнала с применением различных оконных функций выявлено, что ширина и амплитуда главных спектральных составляющих (в диапазоне 20 – 25 кГц) у косинусоидального и прямоугольного окон близки по форме. В данном частотном диапазоне разрешение по частоте по принятому критерию составляет не хуже 4 кГц (частота округляется в большую

сторону, так как шаг по частоте в спектральном представлении составляет 1 кГц). Далее стоит отметить степень фильтрации гармоник, образованных за счет эффекта Гиббса. Для прямоугольно окна разница между главной спектральной составляющей и первым боковым лепестком составляет 24 дБ; для косинусоидального – 28 дБ; для Кайзера – 28,5 дБ. В таблице 2.3 приведены результаты анализа оконных функций на различных частотах исследуемого диапазона.

Таблица 2.3 – Частотные характеристики оконных функций

$f$ , кГц	Прямоугольное		Косинусоидальная тр.		Кайзера	
	Разреше- ние по частоте	Подавле- ние боковой	Разреше- ние по частоте	Подавле- ние боковой	Разреше- ние по частоте	Подавле- ние боковой
20	4 кГц	24 дБ	4 кГц	28 дБ	4 кГц	28,5 дБ
40	5 кГц	28 дБ	5 кГц	29,5 дБ	5 кГц	29,5 дБ
60	7 кГц	27 дБ	7 кГц	31,5 дБ	7 кГц	31 дБ
80	8 кГц	30,5 дБ	8 кГц	34,5 дБ	8 кГц	34,5 дБ

Из таблицы 2.3 следует, что для анализируемых сигналов нет значительных отличий между обработкой окном типа косинусоидальной трапеции и окном Кайзера. Возможно это связано со схожестью исходного сигнала и косинусоидальной трапеции, которая заключаются в тригонометрических функциях.

В таблице 2.4 приведена оценка потерь амплитуды спектральной плотности в максимуме сигнала при применении окон косинусоидальной трапеции и Кайзера.

По представленным в таблице 2.0 данным разница потерь в зависимости от используемой частоты составляет от 0,2 до 2,4 дБ. Исходя из полученных данных по частотному разрешению (таблица 2.3), степень подавления боковых лепестков и прямых потерь (таблица 2.4) можно сделать вывод, что для устранения эффекта Гиббса, для рассматриваемых сигналов окно типа

косинусоидальной трапеции является как минимум не хуже, чем окно Кайзера.

Таблица 2.4 – Характеристики потерь амплитуды спектральной плотности сигналов при обработке оконными функциями. Потери приведены относительно прямоугольного окна

$f$ , кГц	Косинусоидальная трапеция, дБ	Кайзера, дБ
20	0,1	2,5
40	0,5	2,8
60	0,5	1,5
80	0,3	0,5

Выбор оконной функции для использования в идентификации широкополосных сигналов, описанных в разделе 2.1, может сводиться не только к классическому сравнению окон по потерям и разрешению по частоте. Ниже рассмотрен предложенный еще один критерий оценки эффективности применения того или иного окна, который заключается в рассмотрении подавления растекания спектра сигнала, вызванного эффектом Гиббса, и сохранения признаков присутствия полезного сигнала на фоне стационарной помехи. Данная оценка проведена в частотной области. При этом определялось отношение спектральных составляющих суммы сигнала и гармонической помехи к только помехе в отсутствии сигнала. Исходная модель для сравнения оконных функций включает тестовый сигнал, полученный в разделе 2.1 (рисунок 2.8, сигнал 2) и амплитудно-модулированный сигнал, имитирующий стационарную помеху, с частотой модуляции 3 кГц и несущей частотой 50 кГц. Особенностью данного суммарного сигнала является совпадение центральной частоты тестового сигнала с несущей частотой помехи. На рисунке 2.20 изображен суммарный сигнал.

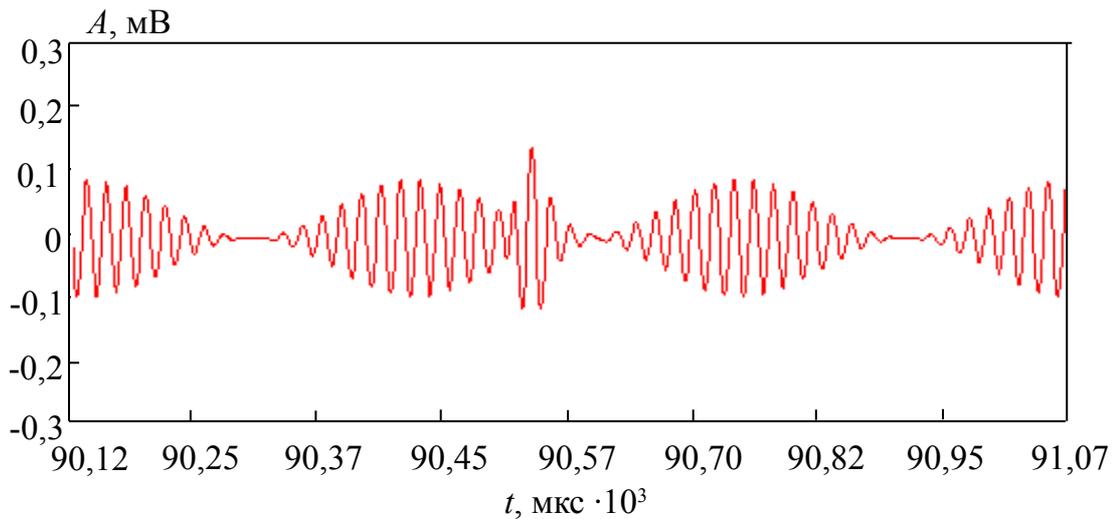


Рисунок 2.20 – Временная диаграмма тестового сигнала и гармонической амплитудно-модулированной помехи

На рисунке 2.21 изображены спектры тестового сигнала с помехой (сплошная линия) и помехи без сигнала (пунктирная линия), обработанные окном косинусоидальной трапеции с коэффициентом 0,2 как и в предыдущем анализе. Из полученных спектральных зависимостей можно отметить заметное растекание спектра помехи, обработанной функцией косинусоидального окна.

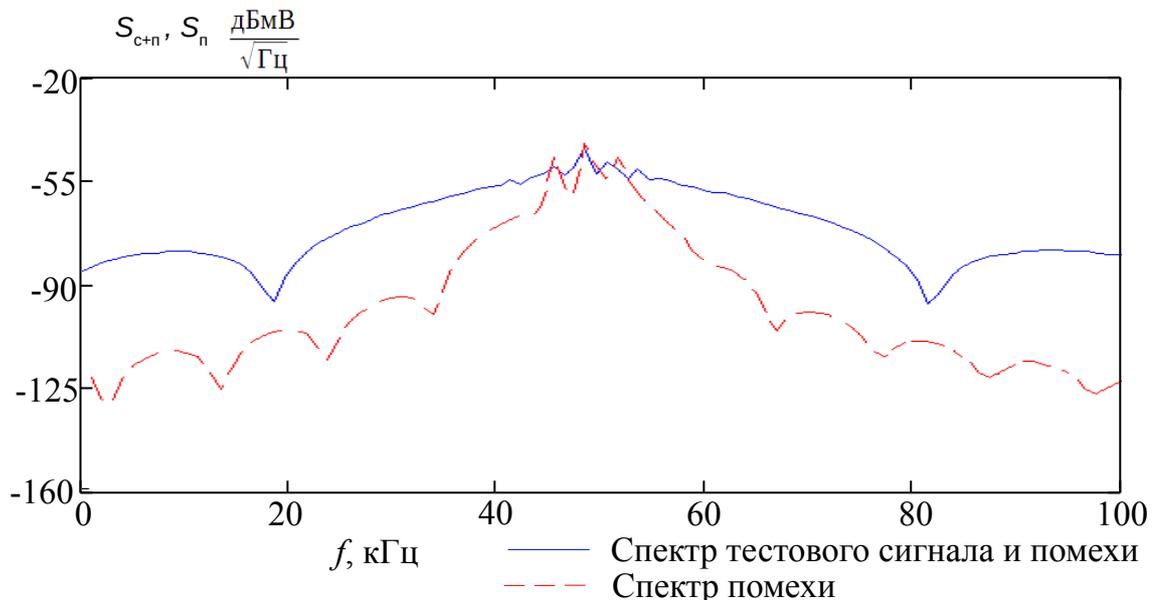


Рисунок 2.21 – Спектр тестового сигнала с помехой и гармонической помехи после обработки окном косинусоидальной трапеции

На рисунке 2.22 изображены спектры сигнала с помехой и отдельно помехи,

обработанные окном Кайзера.

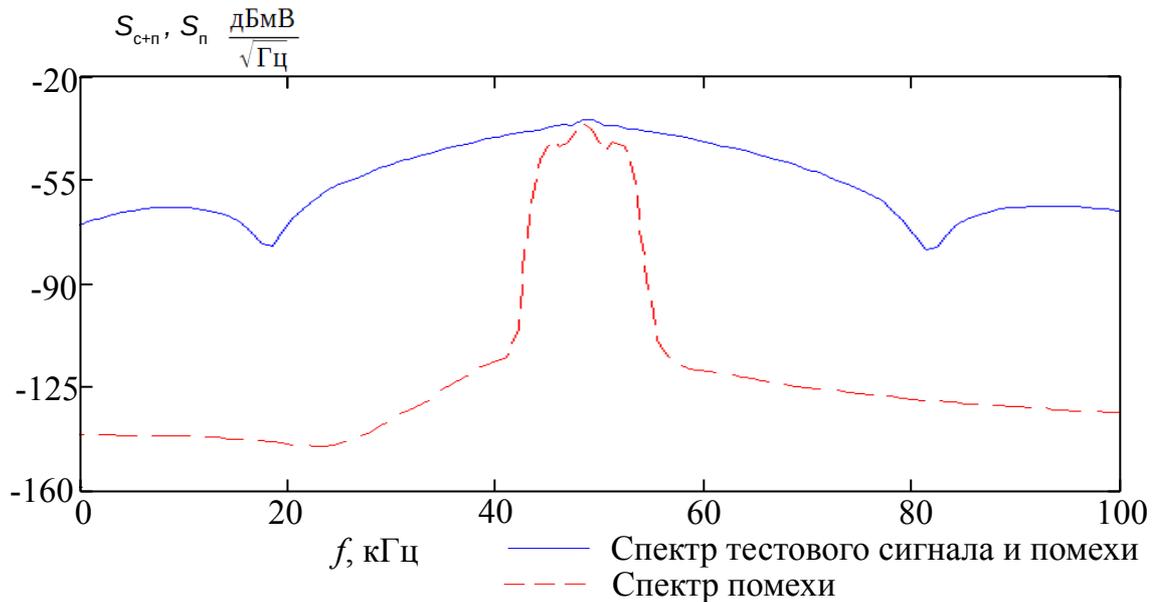


Рисунок 2.22 – Спектр тестового сигнала с помехой и гармонической помехи после обработки окном Кайзера

Здесь наблюдается гораздо меньшее растекание спектра помехи по сравнению с косинусоидальным окном. Причем слева от частоты 50 кГц подавление растекания спектра лучше, чем справа.

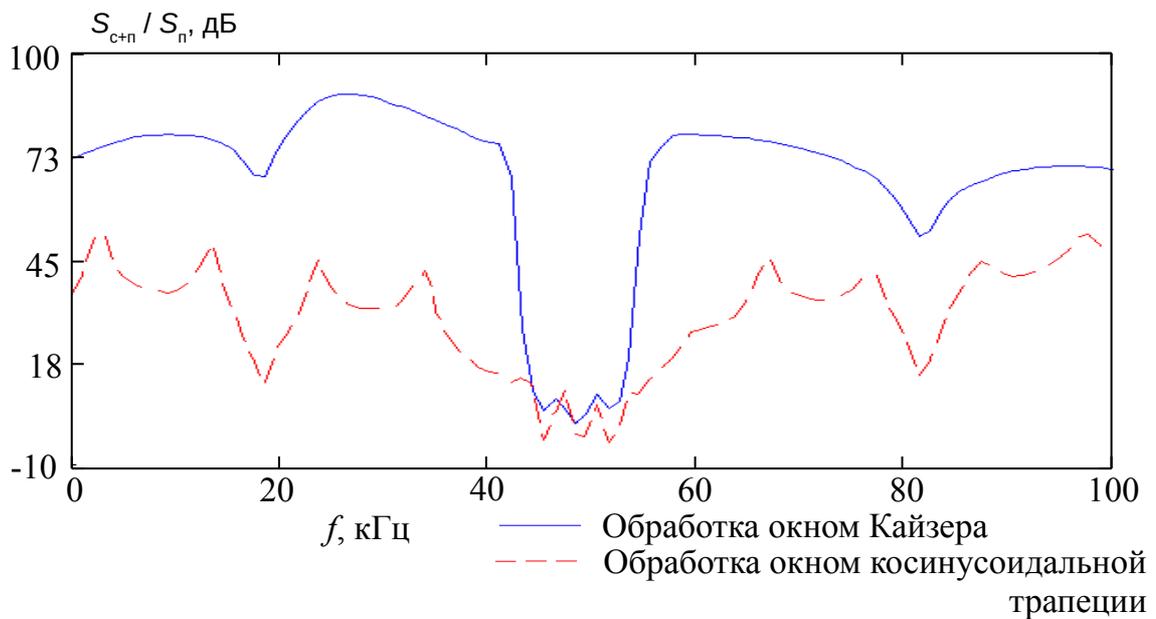


Рисунок 2.23 – Отношение спектров сигнала с помехой к гармонической помехи при обработке окнами Кайзера и косинусоидальной трапеции  
Далее проведено качественное сравнение оконных функций по критерию

спектрального контраста. Получено отношение ( $S_{с+п}/S_{п}$ ) спектральных плотностей сигнала с помехой и отдельно помехи, обработанные окном Кайзера (рисунок 2.21) и окном косинусоидальной трапеции (рисунок 2.22). На рисунке 2.23 представлены графики полученных отношений. Из рисунка видно, что выделение сигнала на фоне помехи при обработке окном Кайзера осуществляется лучше, чем при обработке окном тригонометрической трапеции. Причем на отдельных участках спектра разница превышает 70 дБ. Увеличение коэффициента в оконной функции тригонометрической трапеции до 0,9 сокращает разницу до 20 дБ, но при этом результирующий спектр претерпевает серьезные искажения, что неприемлемо в рамках данной задачи.

Дополнительно, для сравнения выбрана оконная функция Чебышева с низким уровнем боковых лепестков. На рисунке 2.24 изображены спектры сигнала и помехи, обработанные окном Чебышева с коэффициентом 90. Данный коэффициент, как и в случае с окном Кайзера, выбирался близким к максимальному, чтобы достичь наименьшего уровня боковых лепестков и, соответственно, максимального предотвращения растекания спектра.

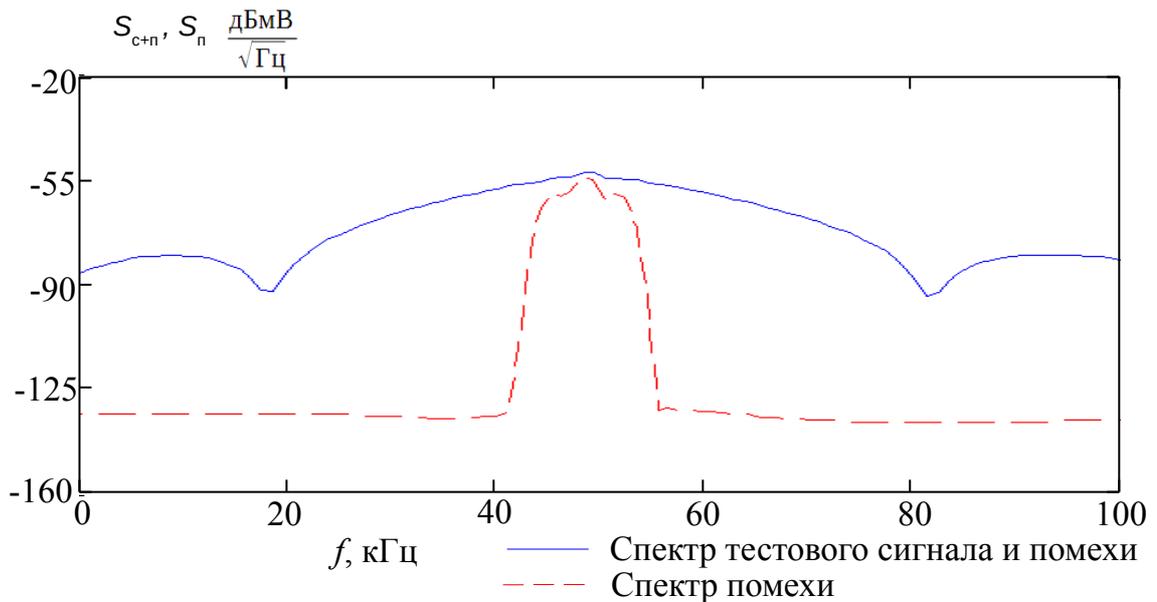


Рисунок 2.24 – Спектр тестового сигнала с помехой и гармонической помехи после обработки окном Чебышева

В сравнении с обработкой окном Кайзера функция Чебышева обладает

относительно ровным спектром на тех частотах, где отсутствует наводка.

На рисунке 2.25 изображено отношение спектральных плотностей сигнала с помехой и без помехи, обработанные окном Кайзера и Чебышева.

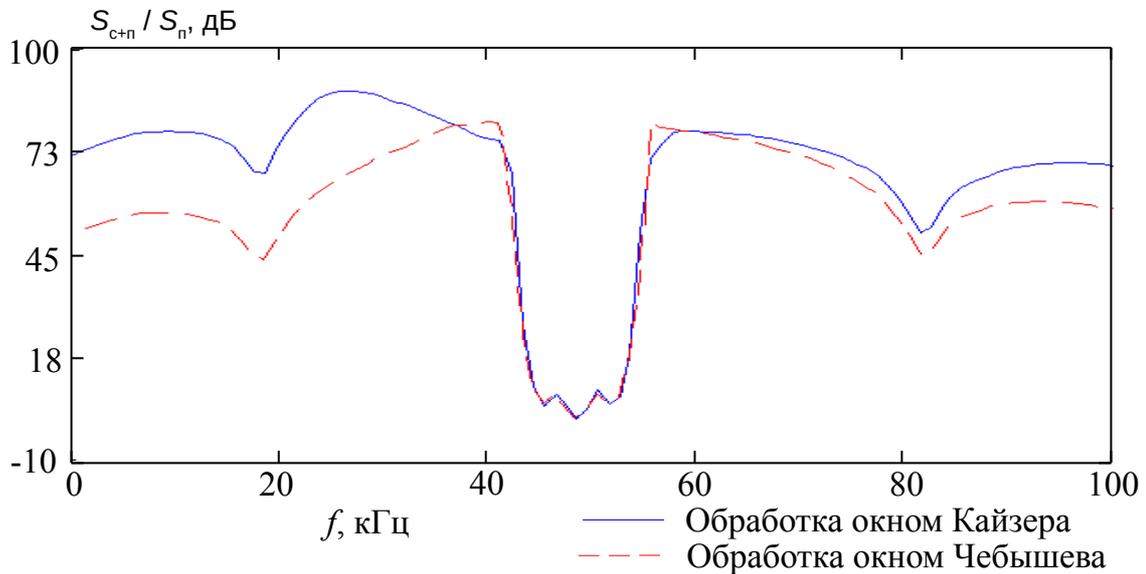


Рисунок 2.25 – Отношение спектров сигнала с помехой к гармонической помехи при обработке окнами Кайзера и Чебышева

Из рисунка видно, что за счет неравномерности окна Кайзера и более низкого уровня боковых лепестков в области низких (до ~30 кГц) частот достигается больший спектральный контраст по сравнению с окном Чебышева с разницей 20 – 30 дБ.

На рисунке 2.26 изображено отношение спектральных плотностей с сигналом и без, обработанные окном Кайзера и Блэкмена.

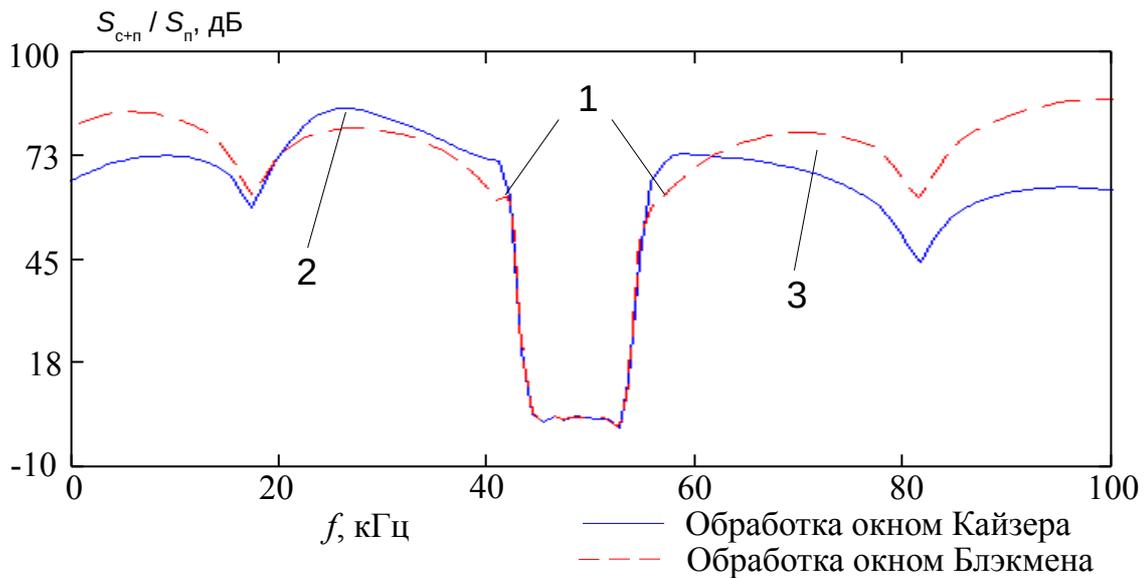


Рисунок 2.26 – Отношение спектров сигнала с помехой к гармонической помехи при обработке окнами Кайзера и Блэкмена

По представленной на рисунке 2.26 зависимости видно, что окно Блэкмена сопоставимо по избирательности с окном Кайзера. В детальном рассмотрении область, помеченная на рисунке 2.26 позицией 1, показывает, что у окна Кайзера вблизи помеховой составляющей спектральный контраст выше, чем при обработке окном Блэкмена. Лучшее подавление наблюдается в позиции 2 на нижних частотах рассматриваемого диапазона, что объясняется отмеченной ранее несимметричностью частотной характеристики окна Кайзера. На верхних частотах при использовании для обработки окна Блэкмена спектральный контраст выше. На рисунке 2.27 представлены зависимости спектрального контраста для тех же оконных функций, но для сигнала и помехи на частоте 20 кГц. Здесь в области, аналогичной позиции 1 рисунка 2.26, практически нет разницы между результатами оконных взвешиваний. И только на верхних частотах разница становится существенной.

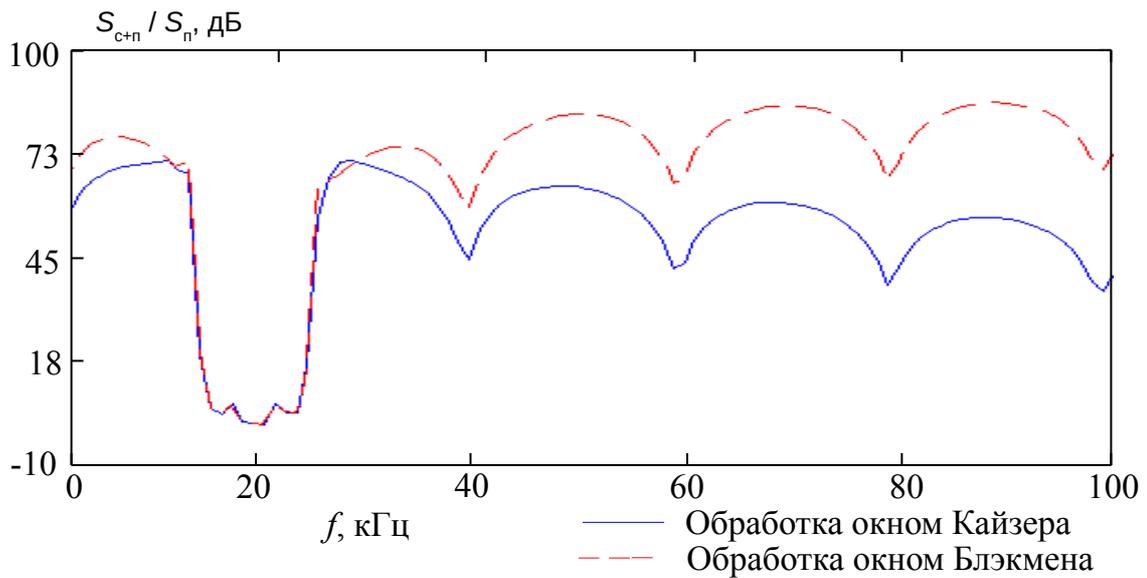


Рисунок 2.27 – Отношение спектров сигнала с помехой к гармонической помехи при обработке окнами Кайзера и Блэкмена с центральной частотой 20 кГц

Более существенная разница в спектральном контрасте наблюдается на верхних частотах (рисунок 2.28).

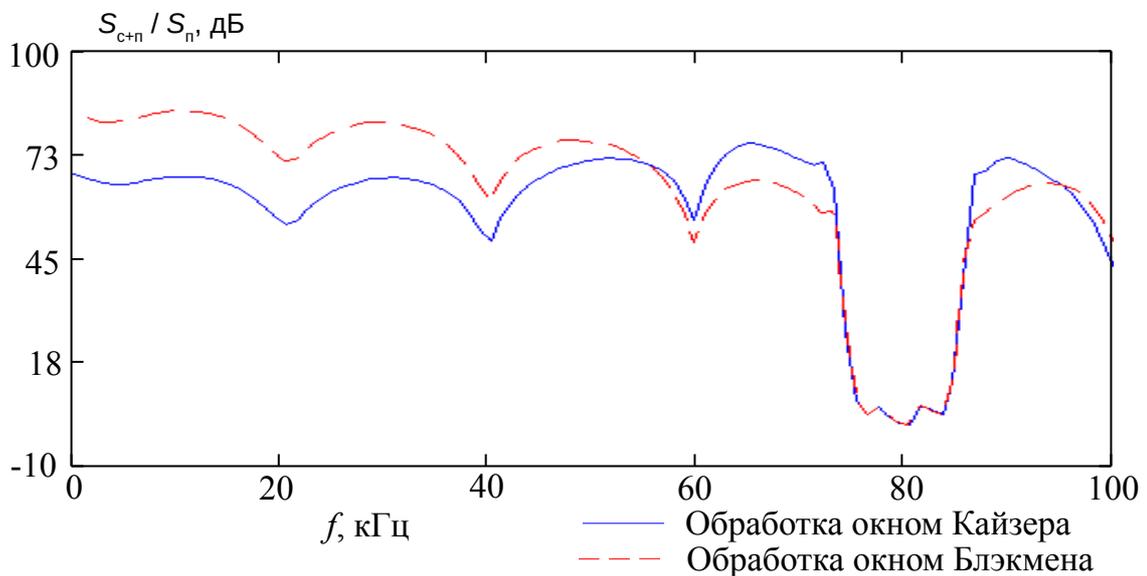


Рисунок 2.28 – Отношение спектров сигнала с помехой к гармонической помехи при обработке окнами Кайзера и Блэкмена с центральной частотой 80 кГц

В связи с тем, что амплитудный спектр сигнала при отдалении от центральной частоты затухает, то наибольший интерес представляет рассмотрение

влияния побочных гармоник в окрестностях центральной частоты.

Количественная оценка по представленному критерию для сравнения двух оконных функций в определенном частотном диапазоне может проводиться согласно следующему выражению:

$$K = \frac{\sum_{i=f_H}^{f_B} S1_{c+n}[i]/S1_n[i]}{\sum_{i=f_H}^{f_B} S2_{c+n}[i]/S2_n[i]}, \quad (2.4)$$

где  $f_B, f_H$  – верхняя и нижняя частоты выбранного частотного диапазона для сравнения эффективности оконных функций;

$S1_{c+n}, S1_n$  – спектральные составляющие сигнала с помехой и отдельно помехи, полученные после обработки первым окном, а  $S2_{c+n}, S2_n$  – вторым.

Согласно выражению (2.5) составлена сравнительная таблица 2.5 оценок некоторых оконных функций на примере обработки тестового фрагмента электромагнитного излучения для диапазона частот 40 – 60 кГц. При выборе оконных коэффициентов принималось во внимание соответствие ширины главного лепестка.

Из проделанного анализа сделан вывод, что с точки зрения сохранения факта присутствия широкополосного сигнала на фоне стационарной гармонической помехи при использовании в качестве критерия оценки спектральный контраст является окно с меньшим уровнем боковых лепестков и, как следствие, создающее меньшее растекание спектра, которое проявляется в местах разрыва сигнала. Поэтому выбор остановлен на окне Кайзера ( $\beta=9$ ).

Таблица 2.5 – Сравнительная таблица различных оконных функций, составленная согласно выражению (2.5)

$K_{S1/S2}$	Кайзера а ( $\beta=9$ )	Чебыш ева ( $A=80$ )	Блэкме на	Косинусоида льной трапеции (20%)	Ханнин га	Гаусса ( $\sigma=3$ )
Кайзера ( $\beta=9$ )	1	1,45	2,46	233,8	9,11	4,62
Чебышева ( $A=80$ )	0,69	1	1,7	161,8	6,3	3,2
Блэкмена	0,41	0,59	1	95,2	3,71	1,88
Косинусоид альной трапеции (20%)	$4,3 \cdot 10^{-3}$	$6,2 \cdot 10^{-3}$	0,011	1	0,039	0,02
Ханнинга	0,11	0,16	0,27	25,7	1	0,51
Гаусса ( $\sigma=3$ )	0,22	0,31	0,53	50,6	1,97	1

#### 2.4 Алгоритм первичной обработки сигнала

В результате проведенных исследований были получены необходимые данные для создания оптимального с точки зрения затрачиваемых машинных ресурсов и достигаемой информативности алгоритма первичной обработки сигналов. Целью создания данного алгоритма является получение меньшего объема данных, чем исходные, но при этом содержащих информацию как о медленно протекающих процессах в горных породах, так и о быстропротекающих.

Для детального рассмотрения выполнения необходимых операций, которые должны быть учтены в алгоритме, на рисунке 2.29 приведена функциональная схема, на которой показана обработка одного блока данных. Данная схема состоит из исходных, промежуточных и конечных данных (отмечены фигурными скобками) и операций (отмечены прямоугольниками), связанных с обработкой

этих данных. Исходные данные (рисунок 2.29 – позиция 1) представляют собой цифровой сигнал, полученный с выхода аналого-цифрового преобразователя, время дискретизации которого составляет  $\sim 1$  мкс. С учетом частотно-временного разрешения 1 кГц и 1 мс при спектральном преобразовании исходный блок разбивается на выборки, содержащие по 1024 отсчета. Количество выборок зависит от установленного параметра усреднения, представленного параметром  $N$ . Исходные выборки передаются в первый математический блок для взвешивания окном Кайзера с коэффициентом  $\beta = 9$ . С целью уменьшения искажений, вызванных оконным преобразованием, выборки исходного сигнала берутся с наложением 50 %, тем самым увеличивая объем исходных данных в два раза до  $2 \cdot N$  выборок. Каждая взвешенная выборка дискретного сигнала переводится в частотное представление при помощи быстрого преобразования Фурье. В результате получается  $2 \cdot N$  спектров, содержащих по 512 комплексных спектральных составляющих (рисунок 2.29 – п. 2), соответствующих диапазону частот 1 – 512 кГц. Так как в нашем случае частотно-временной анализ производится в интервале частот 1 – 100 кГц, часть спектральных составляющих (выше 100 кГц) удаляется. Для нахождения спектральных амплитуд выполняется взятие модуля от комплексных значений спектральных составляющих. Результирующие данные после выполнения данной операции отмечены позицией 3 на рисунке 2.29.

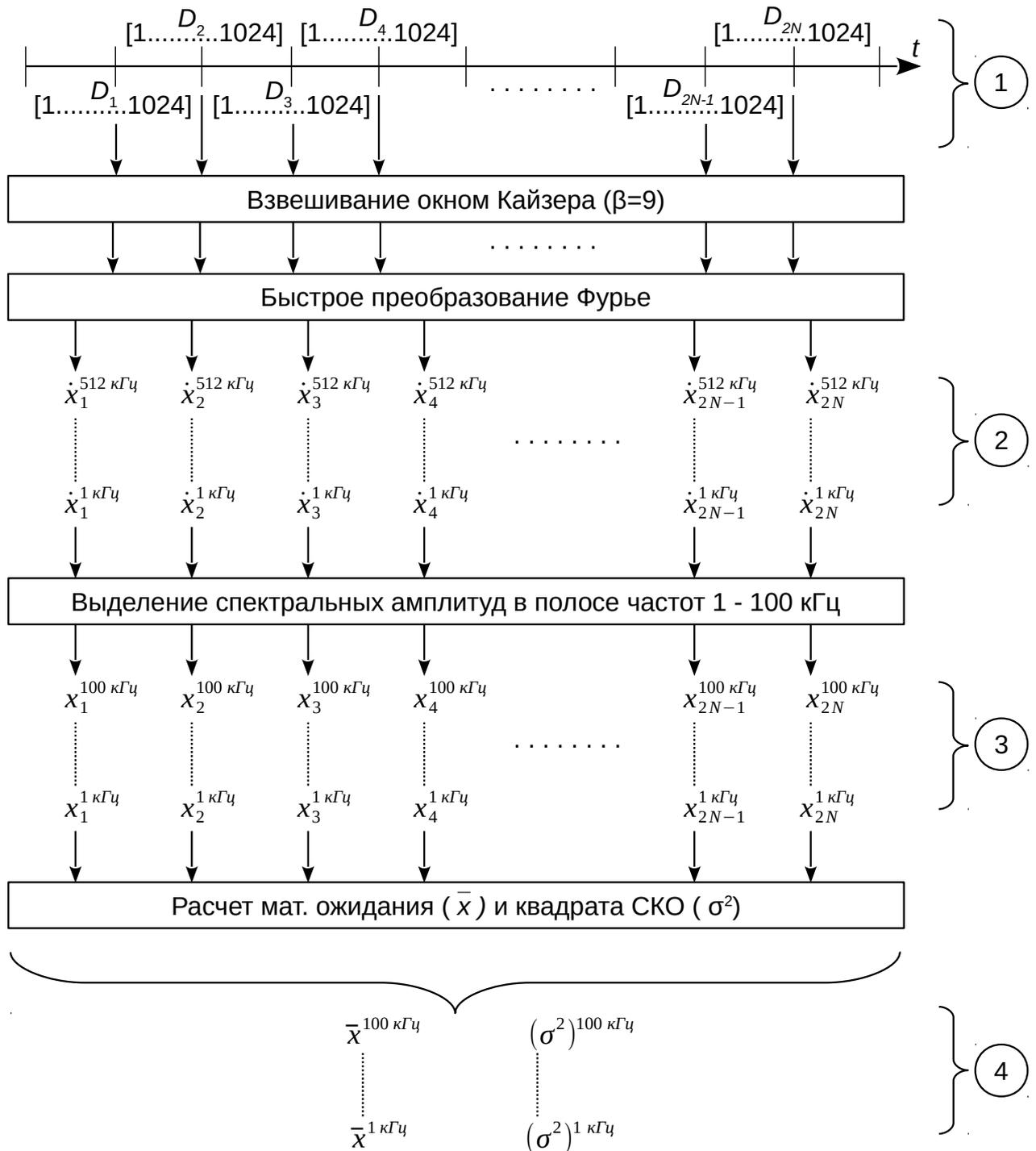


Рисунок 2.29 – Функциональная схема первичной обработки сигнала

По подготовленным данным (п. 3) рассчитываются математические ожидания и квадраты среднеквадратичных отклонений спектральных амплитуд для каждой частоты (рисунок 2.29 – п. 4).

В результате получается 100 значений математического ожидания и 100 значений квадрата СКО спектральных амплитуд, соответствующих диапазону

частот 1 – 100 кГц. Исходя из этого исходный объем данных уменьшен в  $(1024 \cdot N) / 200$  раз. В зависимости от требований к минимизации выходного объема данных задается значение  $N$ , определяющее по какому количеству выборок будут рассчитываться  $\bar{x}$  и  $\sigma^2$ . Как правило, значение  $N$  варьируется для автономных приборов от 32 до 128.

На основании представленной функциональной схемы обработки одного блока исходных данных сформирован алгоритм непрерывной обработки входного дискретного сигнала. Обобщенно схема алгоритма изображена на рисунке 2.30. Для расчета математического ожидания и квадрата СКО применены классические формулы [88]:

$$\bar{x}^j = \frac{1}{2 \cdot N} \sum_{i=1}^{2 \cdot N} x_i^j, \\ (\sigma^2)^j = \frac{1}{2 \cdot N} \sum_{i=1}^{2 \cdot N} (x_i^j - \bar{x}^j)^2,$$

где  $j = 1..100$  является номером частоты в спектре.

После сохранения результатов вычислений ( $\bar{x}$  и  $\sigma^2$ ) алгоритм повторяется сначала для расчета следующих выборок, тем самым формируя временную зависимость математического ожидания и квадрата СКО спектральных амплитуд электромагнитного излучения.

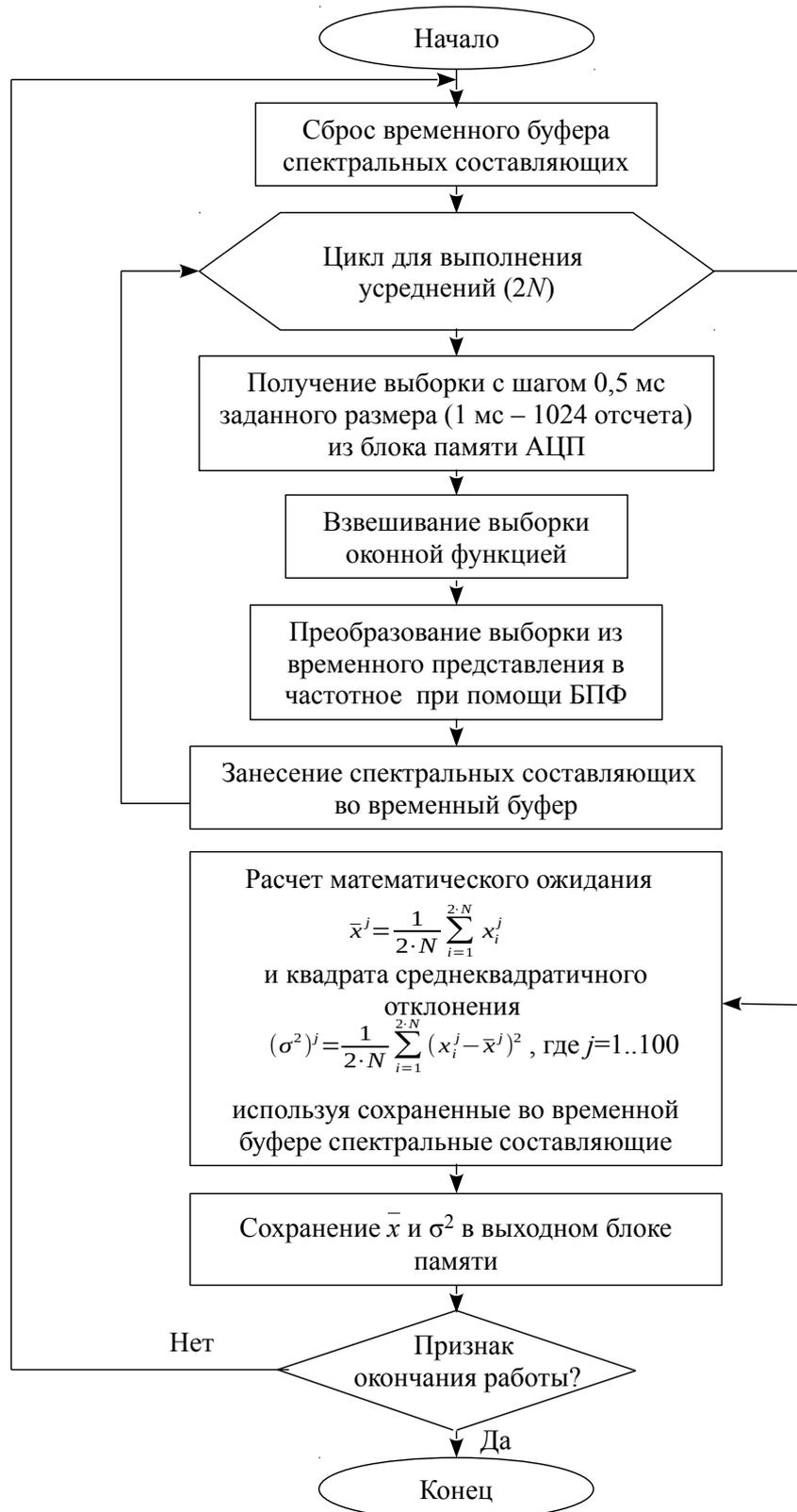


Рисунок 2.30 – Схема алгоритма первичной обработки сигнала

## **2.5 Способы и алгоритмы математической обработки сигналов для выделения импульсов на фоне шумов и помех в ходе мониторинга горных пород**

В известных приборах для мониторинга горных пород [86] индикатором изменения геодинамического состояния принято считать изменение во времени математического ожидания амплитуд электромагнитного сигнала во всём исследуемом частотном диапазоне или в поддиапазонах. Дополнительным информативным источником является регистрация количества импульсов, амплитуда которых превышает заданный порог [28]. Определяя количество импульсов в единицу времени, можно косвенно судить об интенсивности появления трещин и разломов в рудном теле. Анализ работ показывает, что в приборах отсутствуют эффективные алгоритмы для повышения избирательности регистрации импульсных сигналов. Например, регистрация импульсов по уровню никак не защищена от влияния стационарной наводки.

В разделе 2.1 была рассмотрена модель электромагнитного сигнала, возникающего в горных породах в результате появления трещин, разломов, и было показано, что дополнительный шум и стационарная помеха существенно маскируют полезный сигнал. В данном разделе рассмотрен способ, который позволяет на фоне шума и помехи идентифицировать полезный импульсный сигнал, соответствующий геодинамическому событию в горных породах. Способ заключается в выполнении последовательности действий связанных с обработкой математического ожидания и квадрата СКО спектральных составляющих большого массива измеренных и усредненных после первичной обработки данных.

Целью применения предложенного способа является достоверная идентификация сигналов с применением частотного разложения в спектр и статистического анализа. Данная операция позволяет выделять импульсы соответствующих предвестникам геодинамических событий, на фоне белого шума

и стационарной помехи. Данная идентификация может осуществляться в поиске отклонений от заранее известного стационарного процесса по заданному критерию. Для этого все последующие исследования проводились в частотно-временной области.

### *2.5.1 Оценка законов распределения статистических данных результатов измерения*

Для разработки способа обработки сигналов необходимо было установить следующее: какому закону соответствуют распределения математических ожиданий и квадрата СКО, полученных после первичной обработки спектральных составляющих исследуемых сигналов, зарегистрированного электромагнитного излучения горных пород. Для этого статистика набиралась в ходе выполнения экспериментов как в лабораторных, так и в шахтных условиях.

Для анализа в лабораторных условиях использовалась лабораторная установка, изображенная на рисунке 2.1, и для исследований выбирался интервал времени  $\sim 9$  минут (до разрушения образца), в ходе которого регистрировалось 18500 отсчетов. В связи с тем, что тракт между датчиком и аналого-цифровым преобразователем является линейным, то для расчета математического ожидания и квадрата СКО использовался цифровой код.

На рисунках 2.31 – 2.32 изображены распределения зарегистрированных амплитуд математического ожидания и квадрата среднеквадратичного отклонения спектральных составляющих для частот 10, 30, 50, 70, 90 кГц.

Кривая распределения математического ожидания содержит малый разброс отсчетов, но в целом вид кривых близок к закону нормального распределения. Распределение квадрата СКО содержит гораздо больший разброс, но вид кривых так же соответствует нормальному распределению.

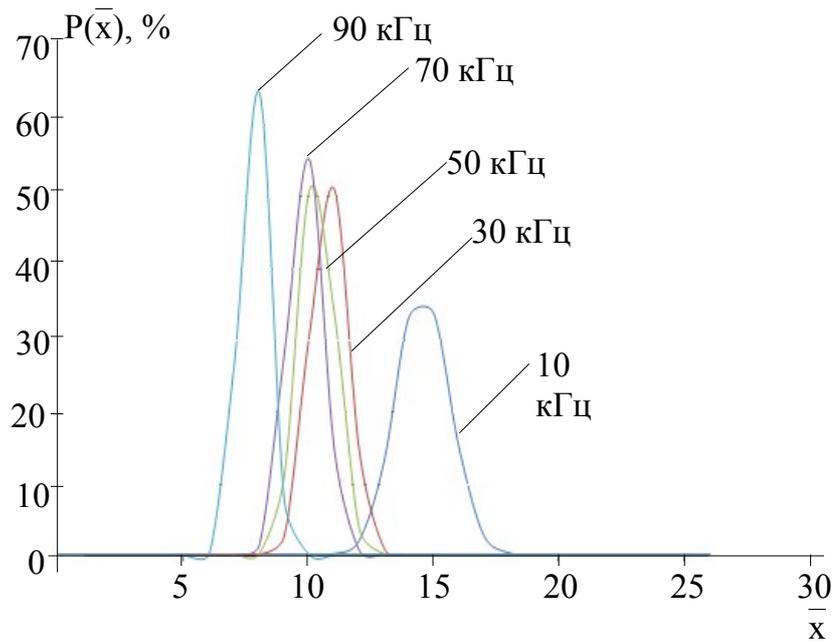


Рисунок 2.31 – Распределение математического ожидания при проведении экспериментов в лабораторных условиях

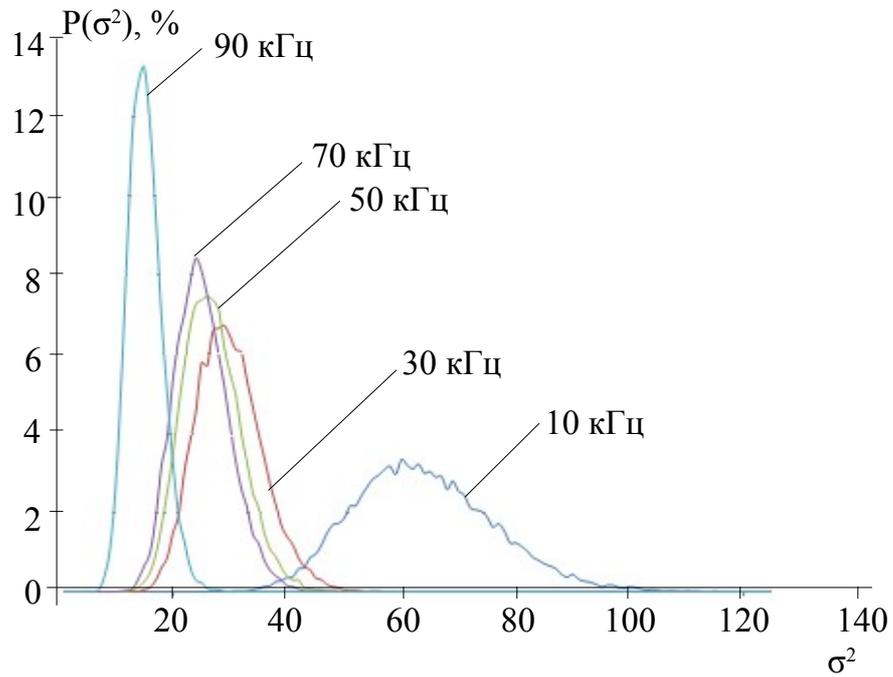


Рисунок 2.32 – Распределение квадрата СКО при проведении экспериментов в лабораторных условиях

На рисунках 2.33 – 2.34 изображены графики распределений параметров, полученных в результате мониторинга в шахтных условиях. Размер выборки для построения распределений составлял 240000 отсчетов, что соответствовало двум

часам непрерывных измерений электромагнитных сигналов.

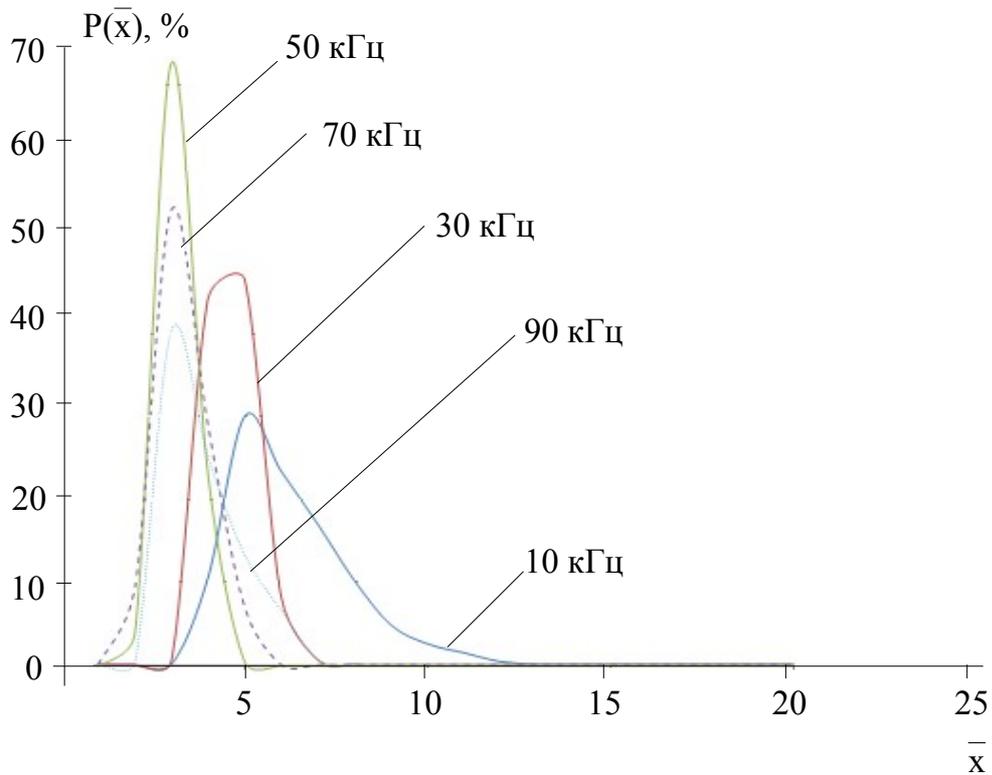


Рисунок 2.33 – Распределение математического ожидания спектральных амплитуд при проведении натуральных экспериментов в шахте

Анализируя полученные зависимости отмечено, что распределение математического ожидания спектральных составляющих имеет незначительные отклонения от нормального закона распределения. Для математического ожидания спектральных составляющих сигнала можно выделить частоты 10 и 90 кГц, которые больше соответствуют распределению Релея [92]. Анализ распределения квадрата СКО в шахте показал, что оно больше соответствует логарифмически-нормальному закону [92]. Это можно объяснить тем, что в отличие от лабораторных условий в шахте имеется значительно меньше техногенных помех, вызванных сетевыми или другими пульсациями при работе бытовых и лабораторных приборов. В результате чего наблюдается более спокойная электромагнитная обстановка, выраженная в меньшем разбросе основного «колокола» распределения квадрата СКО в шахте. Но в данных условиях лучше проявляются импульсы электромагнитного излучения, которые выражаются в

отклонении распределения от нормального.

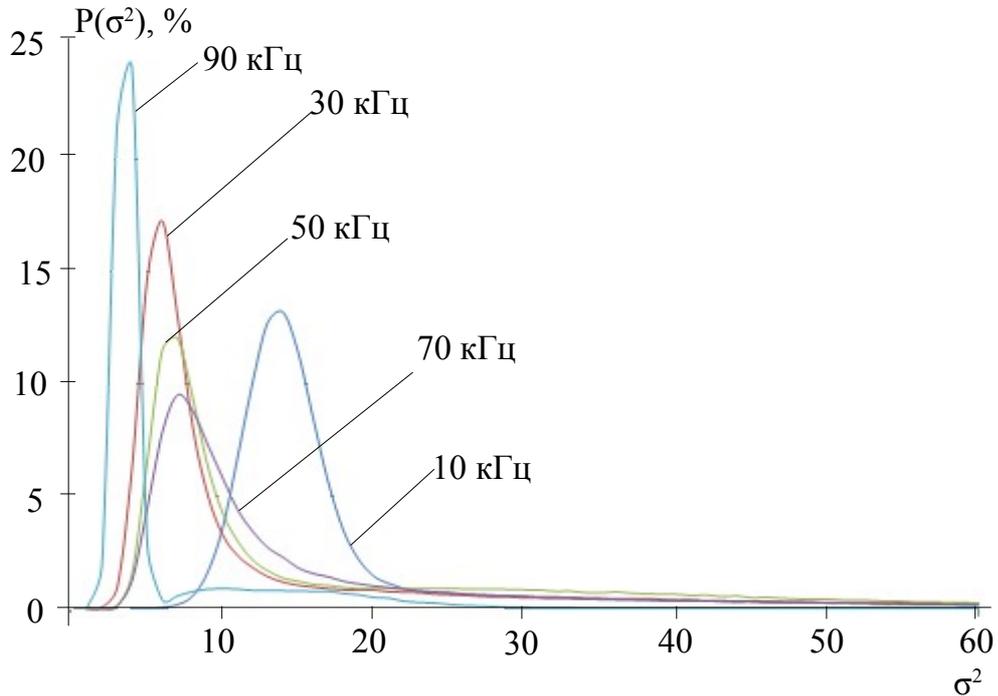


Рисунок 2.34 – Распределение квадрата СКО в шахте

Исходя из проведенного анализа распределения спектральных компонент сигнала можно сделать вывод о том, что математическое ожидание в целом соответствует нормальному закону распределения. В то же время  $\sigma^2$  спектральных составляющих больше соответствует логарифмически нормальному закону распределения, то есть можно сделать предварительный вывод о том, что проводя анализ  $\sigma^2$  можно выделить информацию о краткосрочных выбросах, вызванных изменениями, происходящими в толще горных пород.

Исходя из стабильного положения вершины колоколообразного распределения сделано предположение о стационарности электромагнитного излучения, зарегистрированного на ограниченном временном интервале.

Далее, опираясь на статистические подходы, проведена оценка влияния импульсного сигнала на значения математического ожидания и квадрата СКО в условиях, приближенных к реальным.

*2.5.2 Статистическая обработка частотно-временного представления электромагнитного излучения для выявления импульсных сигналов*

В разделе 2.5.1 диссертации проведены исследования распределения математического ожидания и квадрата среднеквадратичного отклонения амплитуд спектральных составляющих сигнала. В результате чего сделаны умозаключения, что фоновые процессы в горных породах, порождающие электромагнитные излучения, на ограниченных временных интервалах в частотной области преимущественно близки к стационарным. Учитывая эту особенность, можно отслеживать изменения спектральных составляющих фонового излучения и выделять те электромагнитные импульсы, спектральная амплитуда которых выходит за пределы доверительного интервала, построенного в соответствии с текущим нормализованным уровнем стационарного излучения.

Для разработки способа статистической обработки выбраны тестовые сигналы, модели которых построены в пункте 2.1.2 (рисунок 2.10). Весь временной отрезок общего тестового фрагмента электромагнитного излучения составляет около ~500 мс. При этом тестовые сигналы с основными частотами 80, 50 и 20 кГц возникают от начала тестового фрагмента в моменты времени ориентировочно 50, 90 и 130 мс, соответственно. Помимо тестовых сигналов для имитации внешней среды фрагмент содержит описанные в пункте 2.1.2 белый шум и стационарную наводку.

Далее выполнено преобразование тестового фрагмента в частотно-временную область при помощи алгоритма, функциональная схема которого изображена на рисунке 2.29. Согласно приведенной схемы в позиции 3 содержатся результирующие данные для построения частотно-временной зависимости спектральных амплитуд электромагнитного сигнала. Общая картина тестового фрагмента электромагнитного излучения с тремя импульсами на фоне шумов и стационарной помехи изображена в виде спектрограммы на рисунке 2.35.

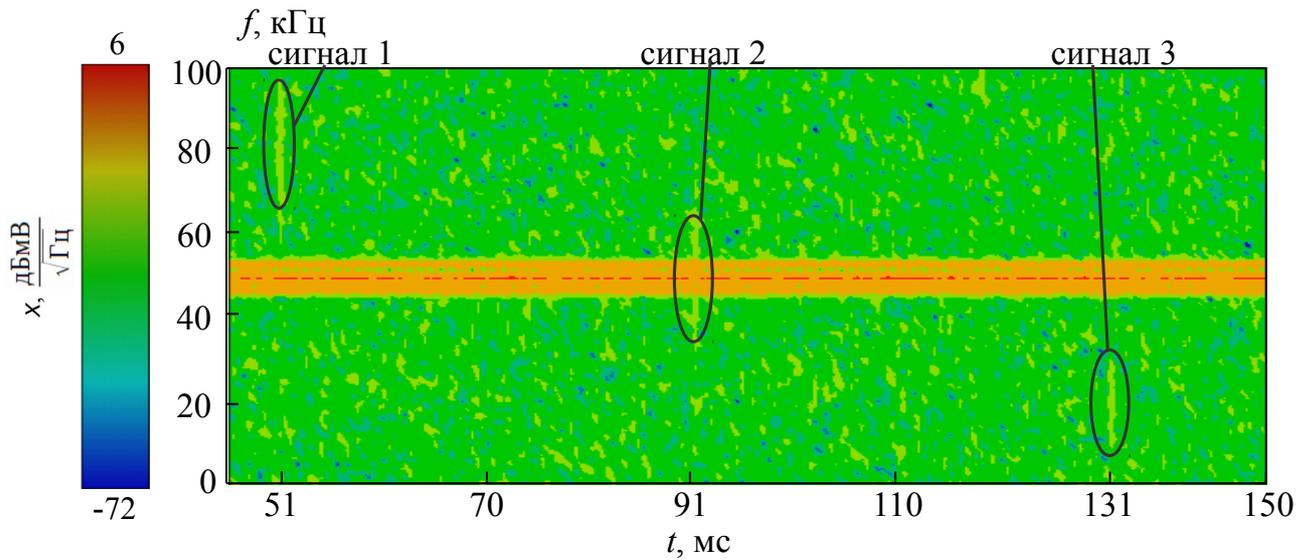


Рисунок 2.35 – Спектрограмма тестового сигнала в присутствии аддитивного шума и стационарной помехи

Из рисунка 2.35 можно получить представление о факте возникновения тестовых импульсов в моменты времени 51, 91 и 131 мс от начала моделируемого интервала. Так же можно наблюдать ярко выраженные помехи на интервале частот от 45 кГц до 55 кГц.

Чтобы достоверно выделять сигналы на фоне помех и шумов, получено аналитическое выражение, согласно которому из спектрограммы исключаются значения, находящиеся ниже определенного порога [93]:

$$x'(f, t_n) = \begin{cases} x(f, t_n), & x(f, t_n) \geq k \cdot \sigma(x(f, t_{i \in [1, \max]})) \\ 0, & x(f, t_n) < k \cdot \sigma(x(f, t_{i \in [1, \max]})) \end{cases}, \quad (2.6)$$

где  $n$  – номер отсчета по времени;

$x(f, t_n)$  – спектральная амплитуда сигнала;

$k$  – весовой коэффициент;

$\sigma(x(f, t_{i \in [1, \max]}))$  – среднеквадратичное отклонение амплитуд спектральных составляющих, рассчитанное на всем временном интервале моделирования (~500 мс), для каждой частоты рассматриваемого диапазона.

Для обработки спектрограммы согласно приведенному выше выражению (2.6) разработана функциональная схема, изображенная на рисунке 2.36. Исходные данные (позиция 1) представляют собой изменение спектральных

амплитуд сигнала во времени  $1..T$  и вычисляются при помощи алгоритма первичной обработки, рисунок 2.29, позиция 3. Предварительно на всем временном интервале для каждой частоты рассчитывается среднеквадратичное отклонение спектральных амплитуд  $\sigma(x_{1..T}^f)^{1..100 \text{ кГц}}$  (рисунок 2.36 – выделено прямоугольником). Затем выполняется обнуление тех спектральных составляющих, значения которых ниже рассчитанного порога. Результат обработки обозначен позицией 2.

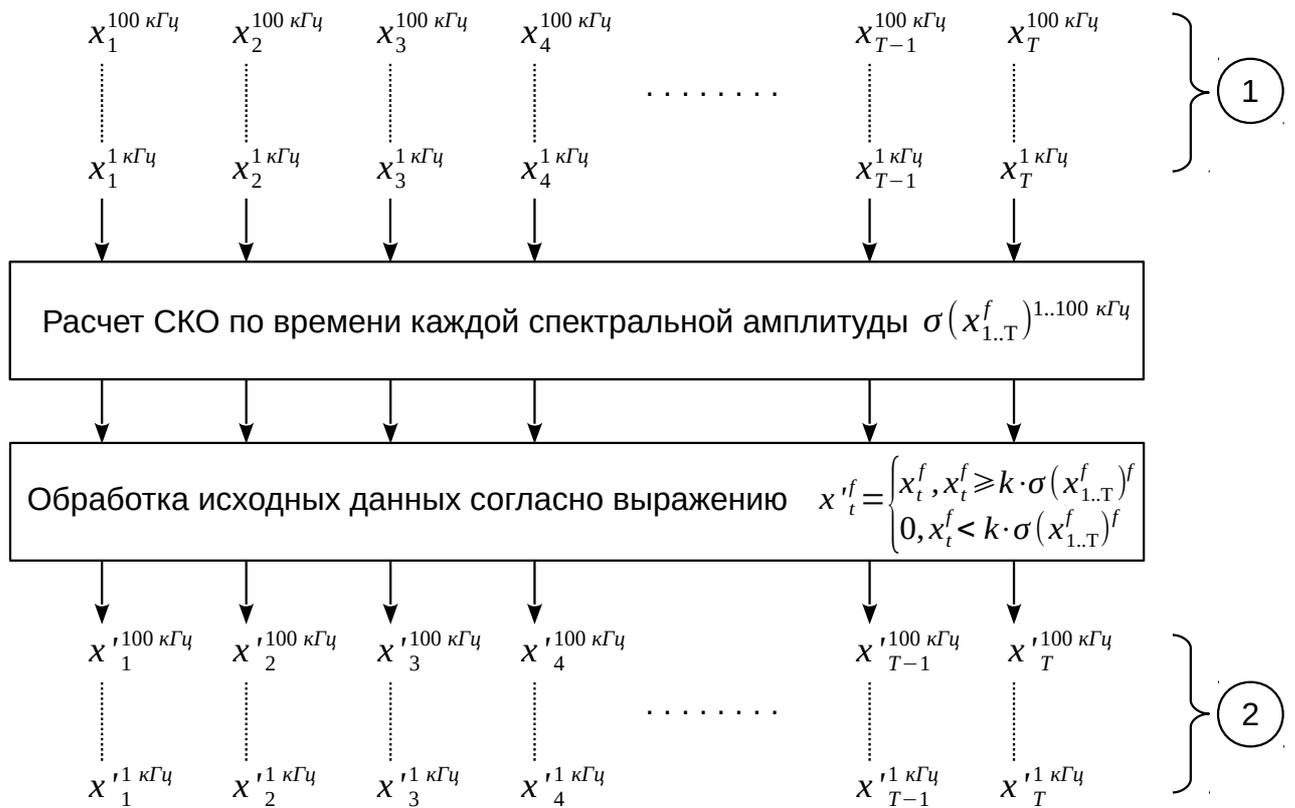


Рисунок 2.36 – Функциональная схема статистической обработки частотно-временного представления сигнала

Обработанные согласно (2.6) данные изображены на рисунке 2.37. Весовой коэффициент равен 5,5 и выбран таким образом, чтобы пороговое значение  $k \cdot \sigma(x(f, t_{i \in [1, \max]}))$  было выше амплитуды шумов, но ниже спектральных компонент тестовых сигналов.

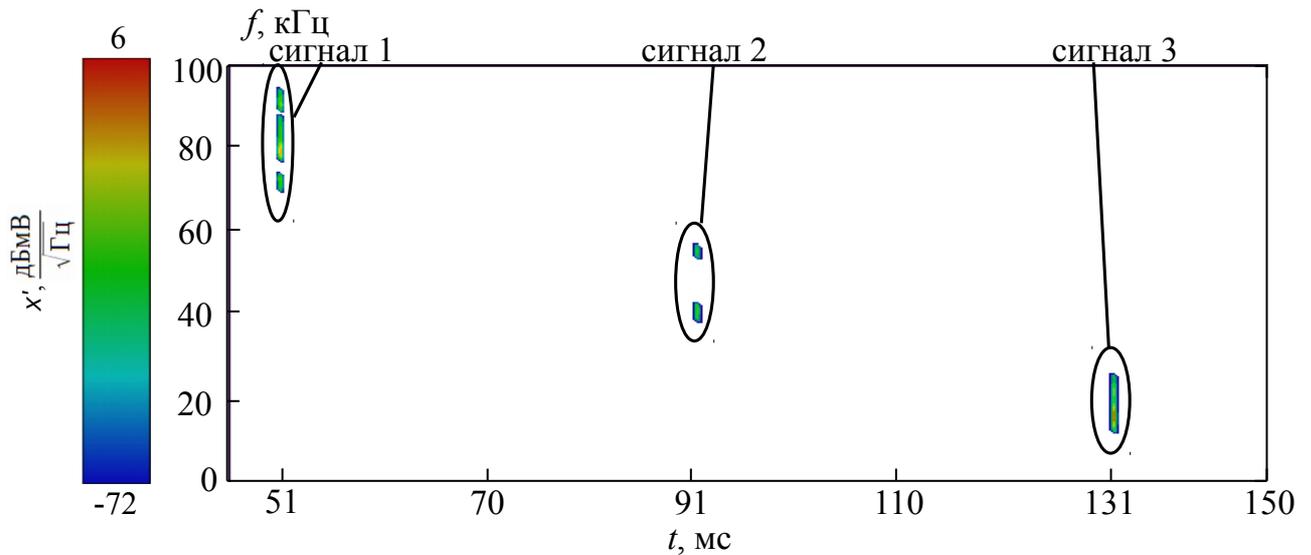


Рисунок 2.37 – Обработанная спектрограмма исходного тестового сигнала

Из рисунка 2.37 можно сделать вывод, что зафиксирован сам факт появления тестовых сигналов как некоторых событий, нарушающих стационарность процесса. По зарегистрированным данным можно определить время события с точностью до двух временных окон, которыми определяется один отсчет спектрограммы. Так как сигнал не является узкополосным, то и выделенный спектр является широким, кроме сигнала с частотой 50 кГц (сигнал 2), в котором наблюдается разрыв спектральной характеристики. Но в данном случае это результат смешивания с амплитудно-модулированной стационарной помехой. Здесь имеет место взвешивание окном Кайзера, которое сводит к минимуму проявления эффекта Гиббса, маскирующего импульсный сигнал.

Применение в текущем виде рассмотренного подхода статистической обработки частотно-временного представления сигнала в автономном переносном приборе не является целесообразным, так как требует больших объемов как оперативной памяти для промежуточных расчетов квадратов СКО спектральных амплитуд, так и flash-памяти для сохранения результатов обработки.

### 2.5.3 Способ частотно-временного анализа электромагнитного излучения горных пород для использования в автономных приборах

В связи с ограниченными вычислительными мощностями и объемами памяти автономных переносных приборов необходимо уменьшить объем данных для статистической обработки частотно-временного представления сигнала. В разделе 2.4 для уменьшения объемов выходных данных разработан алгоритм первичной обработки исходного сигнала, который преобразует дискретную форму исходного сигнала в изменение во времени математического ожидания и квадрата среднеквадратичного отклонения спектральных амплитуд, что обеспечивает сжатие исходной информации. В связи с этим проведена проверка целесообразности применения статистической обработки, описанной в предыдущем пункте 2.5.2, к выходным данным алгоритма первичной обработки  $\bar{x}$  и  $\sigma^2$ .

Для работы алгоритма первичной обработки выбран параметр  $N = 32$ . На рисунке 2.38 изображена частотно-временная диаграмма математических ожиданий спектральных амплитуд  $\bar{x}$  исходного сигнала (см. рисунок 2.10). Для повышения контраста изображения из исходного фрагмента электромагнитного излучения исключена амплитудно-модулированная помеха.

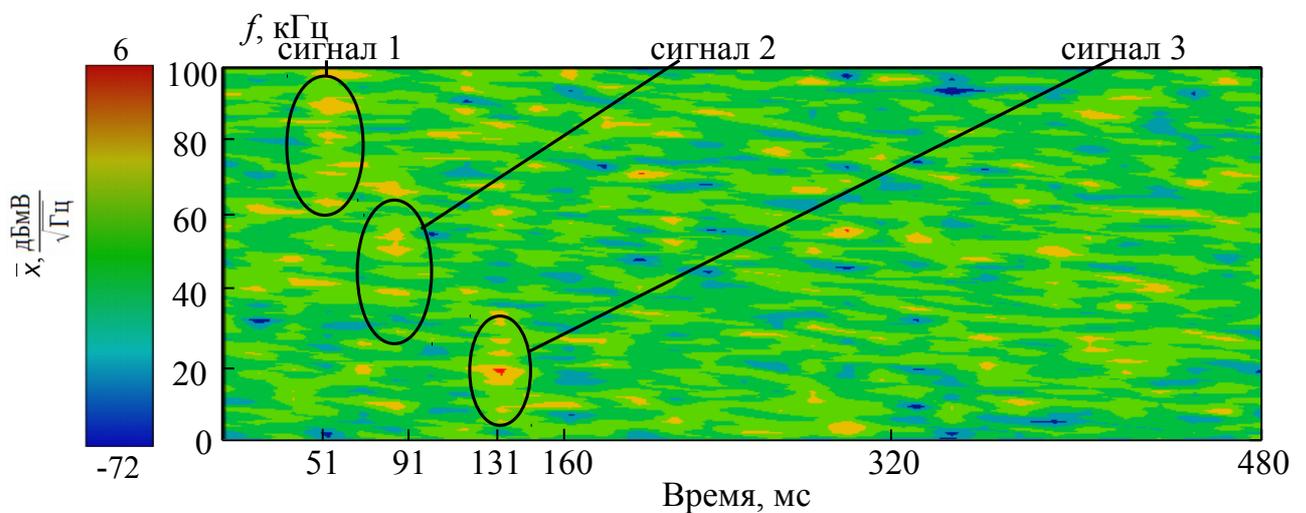


Рисунок 2.38 – Частотно-временная диаграмма математических ожиданий амплитуд спектральных плотностей

На рисунке 2.38 выделенными овалами показаны области, в которых содержатся спектральные составляющие тестовых сигналов. Разрешение по времени на приведенной зависимости меньше в 32 раза по сравнению с исходной спектрограммой (см. рисунок 2.35). Из рисунка следует, что достоверно определить искомые импульсные сигналы на фоне окружающих всплесков спектральных составляющих аддитивного белого шума не является возможным, так как их усредненные спектральные амплитуды сопоставимы с амплитудами белого шума. Для подтверждения этого применена обработка частотно-временного представления математического ожидания аналогично представленной на рисунке 2.36 функциональной схемы, только исходными данными являлись математические ожидания спектральных амплитуд  $\bar{x}$ . Для этого составлено соответствующее выражение:

$$\bar{x}'(f, t_n) = \begin{cases} \bar{x}(f, t_n), & \bar{x}(f, t_n) \geq k \cdot \sigma(\bar{x}(f, t_{i \in [1, \max]})) \\ 0, & \bar{x}(f, t_n) < k \cdot \sigma(\bar{x}(f, t_{i \in [1, \max]})) \end{cases} \quad (2.7)$$

где  $\bar{x}(f, t_n)$  – зависимость математического ожидания спектральных амплитуд сигнала от времени;

$\sigma(\bar{x}(f, t_{i \in [1, \max]}))$  – среднеквадратичное отклонение математических ожиданий амплитуд спектральных составляющих, рассчитанное на всем временном интервале моделирования, для каждой частоты рассматриваемого диапазона.

При этом коэффициент  $k$  выбирался таким образом, чтобы получить граничное пороговое значение с проявлением шумовых всплесков. Результат обработки изображен на рисунке 2.39.

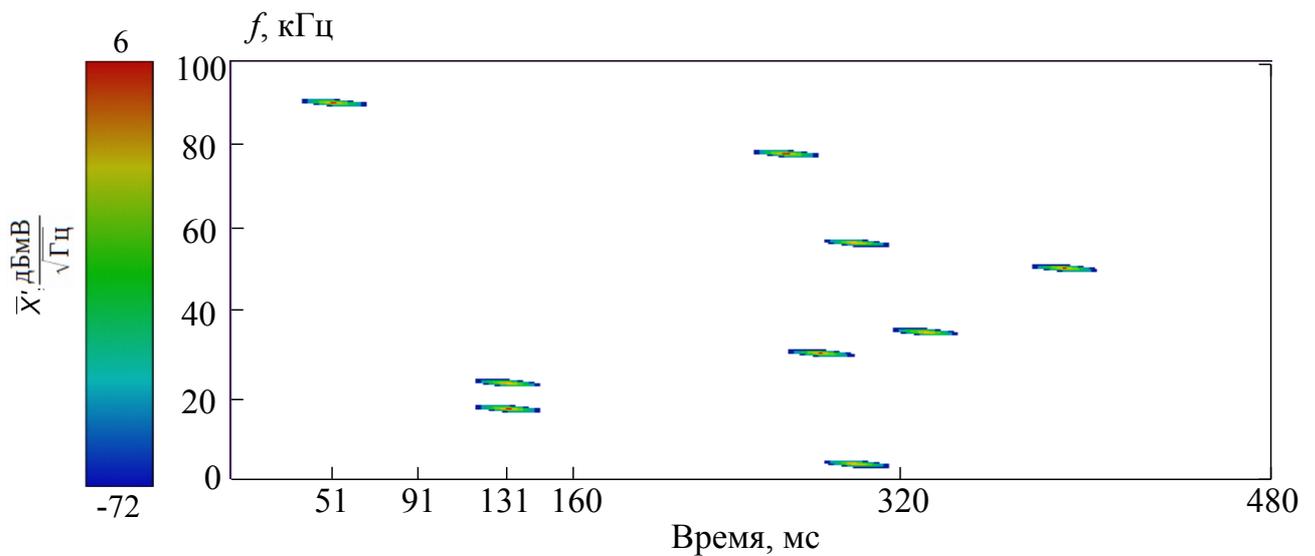


Рисунок 2.39 – Обработанная частотно-временная диаграмма

математического ожидания спектральных составляющих тестового сигнала

Сравнивая результаты, полученные на рисунках 2.39 и 2.37 сделан вывод, что математическое ожидание не может применяться для идентификации краткосрочных геодинамических событий в горных породах, косвенно выражаемых в коротких электромагнитных импульсах.

С квадратом среднеквадратичного отклонения  $\sigma^2$  ситуация иная. В результате проведенных исследований в пункте 2.5.1 построены распределения как математического ожидания, так и квадрата СКО спектральных амплитуд. Во втором случае выявлено, что квадрат СКО соответствует логарифмически нормальному распределению. В результате чего предположено, что данный параметр может содержать информацию о краткосрочных событиях и, соответственно, о коротких импульсах. На рисунке 2.40 изображена частотно-временная диаграмма квадрата СКО амплитуд спектральных составляющих, рассчитанных при помощи описанного выше алгоритма первичной обработки. В связи с тем, что при использовании квадрата СКО наблюдается не такой большой разброс значений, как при использовании математического ожидания, введена амплитудно-модулированная стационарная помеха, как показано на рисунке 2.35.

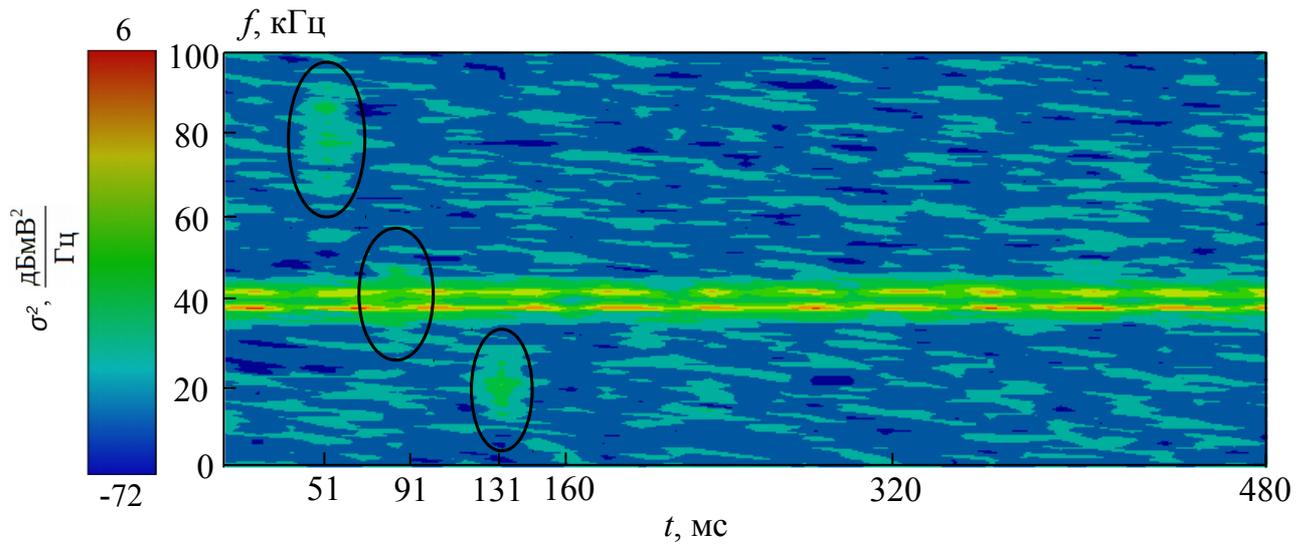


Рисунок 2.40 – Частотно-временная диаграмма квадрата СКО

спектральных составляющих тестовых сигналов (сигналы выделены овалами)

Просматривая рисунок 2.40 сделан вывод, что обведенные овалами области с квадратом СКО спектральных составляющих тестовых сигналов обладают большим контрастом на фоне белого шума по сравнению с математическим ожиданием спектральных составляющих (рисунок 2.38) тех же сигналов.

Далее проведена адаптация к новым исходным данным выражения (2.6), которое приняло следующий вид:

$$\sigma'^2(f, t_n) = \begin{cases} \sigma^2(f, t_n), & \sigma^2(f, t_n) \geq k \cdot C(\sigma^2(f, t_{i \in [1, \max]})) \\ 0, & \sigma^2(f, t_n) < k \cdot C(\sigma^2(f, t_{i \in [1, \max]})) \end{cases} \quad (2.8)$$

где  $\sigma^2(f, t_n)$  – квадрат среднеквадратичного отклонения на ограниченном интервале времени, рассчитанный на этапе первичной обработки для каждой спектральной составляющей;

$C(\sigma^2(f, t_{i \in [1, \max]}))$  – среднеквадратичное отклонение квадрата СКО амплитуд спектральных составляющих, рассчитанное на всем временном интервале моделирования (~500 мс), для каждой частотной составляющей.

Обработанные данные согласно (2.8) изображены на рисунке 2.41. Весовой коэффициент  $k$  равен 3,2; для которого аддитивные шумы и гармоническая помеха находятся ниже порога.

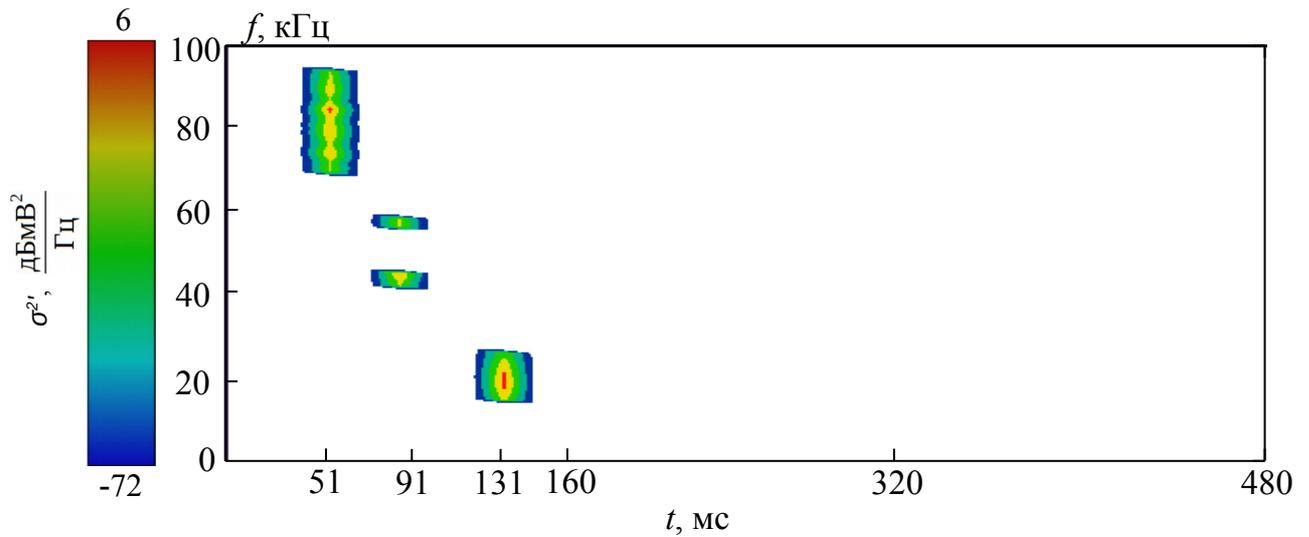


Рисунок 2.41 – Обработанная частотно-временная диаграмма квадрата СКО спектральных составляющих

На изображенном рисунке видны фрагменты всех трех сигналов. Наибольшие потери наблюдаются в сигнале с частотой 50 кГц, что объясняется наличием близкой по частоте гармонической помехи (данный случай был рассмотрен в разделе 2.3 при анализе спектрального контраста при оконном взвешивании). Таким образом, с использованием согласно полученному выражению (2.8) критериальной обработки такой первичной информации, как квадрат СКО спектральных амплитуд, появилась возможность выделения импульсных сигналов на фоне стационарных случайных процессов и помех, что является важным в задаче электромагнитного мониторинга шахтных сооружений.

#### *2.5.4 Разработка аналитических выражений способа частотно-временного анализа для использования в системах с потоковой моделью вычисления*

Использование рассмотренного выше способа анализа является затруднительным применительно к вычислительным системам для обработки больших объемов данных. Это объясняется тем, что для анализа значений квадрата СКО спектральных амплитуд  $\sigma^2(x(f, t_n))$ , полученных на ограниченном временном интервале условно бесконечного дискретного сигнала, необходимо

выполнять расчет среднеквадратичного отклонения квадратов СКО  $C(\sigma^2(f, t_{i \in [1, \max]}))$ , соответствующих интервалу расчета СКО. Причем для анализа следующих во времени значений  $\sigma^2(f, t_{n+1})$  необходим новый расчет  $C(\sigma^2(f, t_{i \in [1, \max]}))$ . Такой подход требует большого числа математических операций и частоты обращения к памяти, причем объем используемой памяти прямо пропорционален длительности анализируемого временного интервала. Задача упрощается, если выбранные временные интервалы можно уменьшить, выполняя условия сохранения стационарности фонового излучения.

Для использования предложенного и рассмотренного выше способа в портативных вычислительных системах необходима его адаптация под потоковую модель вычисления, когда в обобщенном виде обработка следующего элемента данных начинается по завершении обработки текущего, причем обработка одного элемента из потока полностью не зависит от всех остальных элементов этого же потока. Для этого принято, что расчет математического ожидания по формуле скользящего среднего будет сопоставим с расчетом по формуле среднего арифметического. Отсюда получено выражение потокового расчета математического ожидания квадрата СКО амплитуд спектральных составляющих:

$$\bar{\sigma}^2(f, t_n) = \frac{\bar{\sigma}^2(f, t_{n-1}) \cdot (m-1) + \sigma^2(f, t_n)}{m}, \quad (2.9)$$

где  $\bar{\sigma}^2(f, t_{n-1})$  – значение математического ожидания квадрата СКО, полученное на предыдущем этапе расчета  $t_{n-1}$  для частоты  $f$ ;

$\sigma^2(f, t_n)$  – значение квадрата СКО на текущем этапе расчета  $t_n$  для частоты  $f$  (входной элемент потоковых вычислений);

$m$  – сглаживающий коэффициент, определяющий вес каждого нового значения квадрата СКО спектральной амплитуды ( $\sigma^2(f, t_n)$ ) в результирующем математическом ожидании (детальное его рассмотрение проведено в разделе 4.2).

Известно, что формула для расчета квадрата среднеквадратичного отклонения некоторой величины схожа с расчетом среднего арифметического, с тем отличием, что в числителе вместо значений отсчетов используются квадраты

разности амплитуд данных и математических ожиданий. Таким образом, по аналогии с математическим ожиданием (2.9) сделана замена классической формулы для расчета СКО, используемого в (2.8), следующим нижеприведенным выражением:

$$C(\sigma^2(f, t_n)) = \sqrt{\frac{C^2(\sigma^2(f, t_{n-1})) \cdot (m-1) + (\bar{\sigma}^2(f, t_n) - \sigma^2(f, t_n))^2}{m}}, \quad (2.10)$$

где  $(\bar{\sigma}^2(f, t_n) - \sigma^2(f, t_n))^2$  – квадрат разности математического ожидания (2.9) и текущего значения квадрата СКО амплитуд спектральных компонент.

$n$  – номер отсчета по времени.

Помимо весового коэффициента  $k$ , присутствующего в выражении (2.8) для калибровки порогового значения, в (2.8) и (2.10) введен коэффициент сглаживания  $m$ , который позволяет регулировать вес каждого нового внесенного значения в результирующее математическое ожидание и в результирующий квадрат СКО амплитуд спектральных составляющих.

Выражения (2.9) и (2.10) не используют параметр количества отсчетов для расчета математического ожидания и среднеквадратичного отклонения квадратов СКО спектральных амплитуд, вместо этого используется коэффициент сглаживания  $m$ , определяющий вес каждого нового отсчета при расчете новых значений, что косвенно можно считать показателем количества используемых отсчетов для каждого текущего расчета  $\bar{\sigma}^2(f, t_n)$  и  $C(\sigma^2(f, t_n))$ .

На рисунке 2.42 приведен результат обработки исходных данных используя выражения (2.10) и (2.8) со сглаживающим коэффициентом  $m = 512$  и с весовым коэффициентом  $k = 12,5$ . На изображенном рисунке видны фрагменты всех трех смоделированных импульсных сигналов. Сравнивая с рисунком 2.41, можно выделить небольшие потери амплитуд спектральных составляющих сигналов с частотами 20 и 80 кГц. Но тем не менее все три сигнала обнаружены.

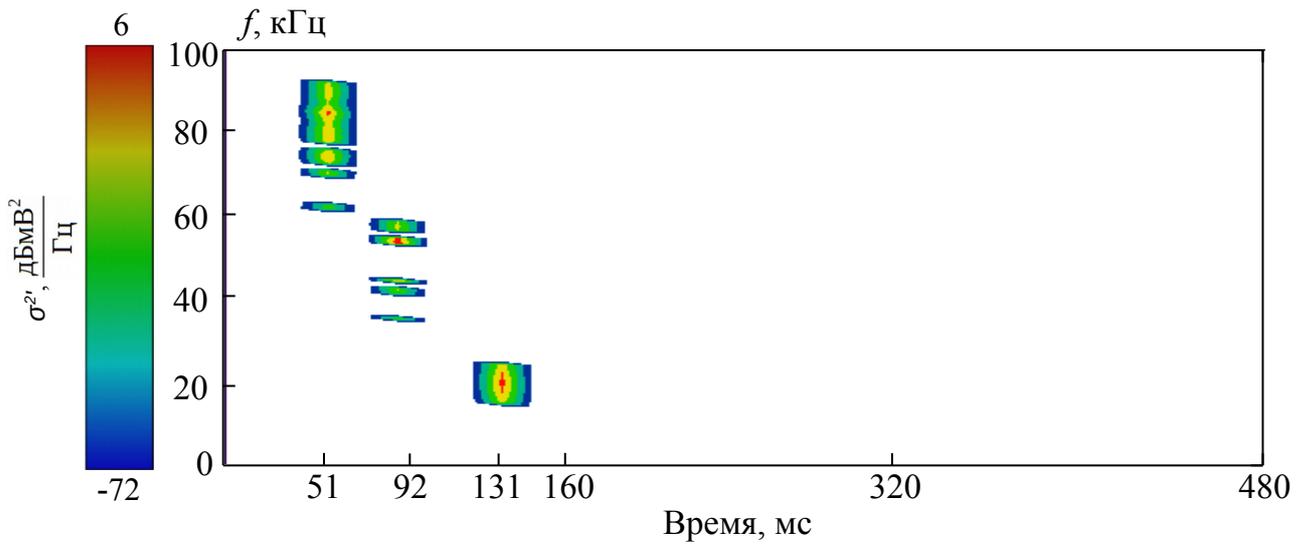


Рисунок 2.42 – Обработанная частотно-временная диаграмма квадрата СКО спектральных составляющих с использованием выражений (2.9) – (2.10)

Отличием обработки с применением классических способов расчета от примененного с использованием (2.9) – (2.10) концептуально заключается в первом случае, который описан пункте 2.5.3, в использовании классических выражений математического ожидания и среднеквадратичного отклонения для всей расчетной выборки, включая будущие еще не произошедшие для текущего отсчета значения, а во втором случае математическое ожидание и среднеквадратичное отклонение формируется только за счет прошедших событий. Такой подход является наиболее значимым для работы в вычислительных системах, использующих потоковые вычисления.

### 2.5.5 Алгоритм конечной обработки данных

На основании проведенных выкладок сформирована схема алгоритма конечной обработки данных, изображенная на рисунке 2.44. В представленной на рисунке схеме выполняется последовательное извлечение каждого отсчета  $\sigma^2([1..100], t_n)$ , который представляет собой набор из квадратов СКО амплитуд спектральных составляющих для каждой частоты от 1 до 100 кГц, рассчитанных для каждого установленного значением  $N$  интервала времени в алгоритме

первичной обработки (см. рисунок 2.36). Где  $t_n$  – номер временного интервала.

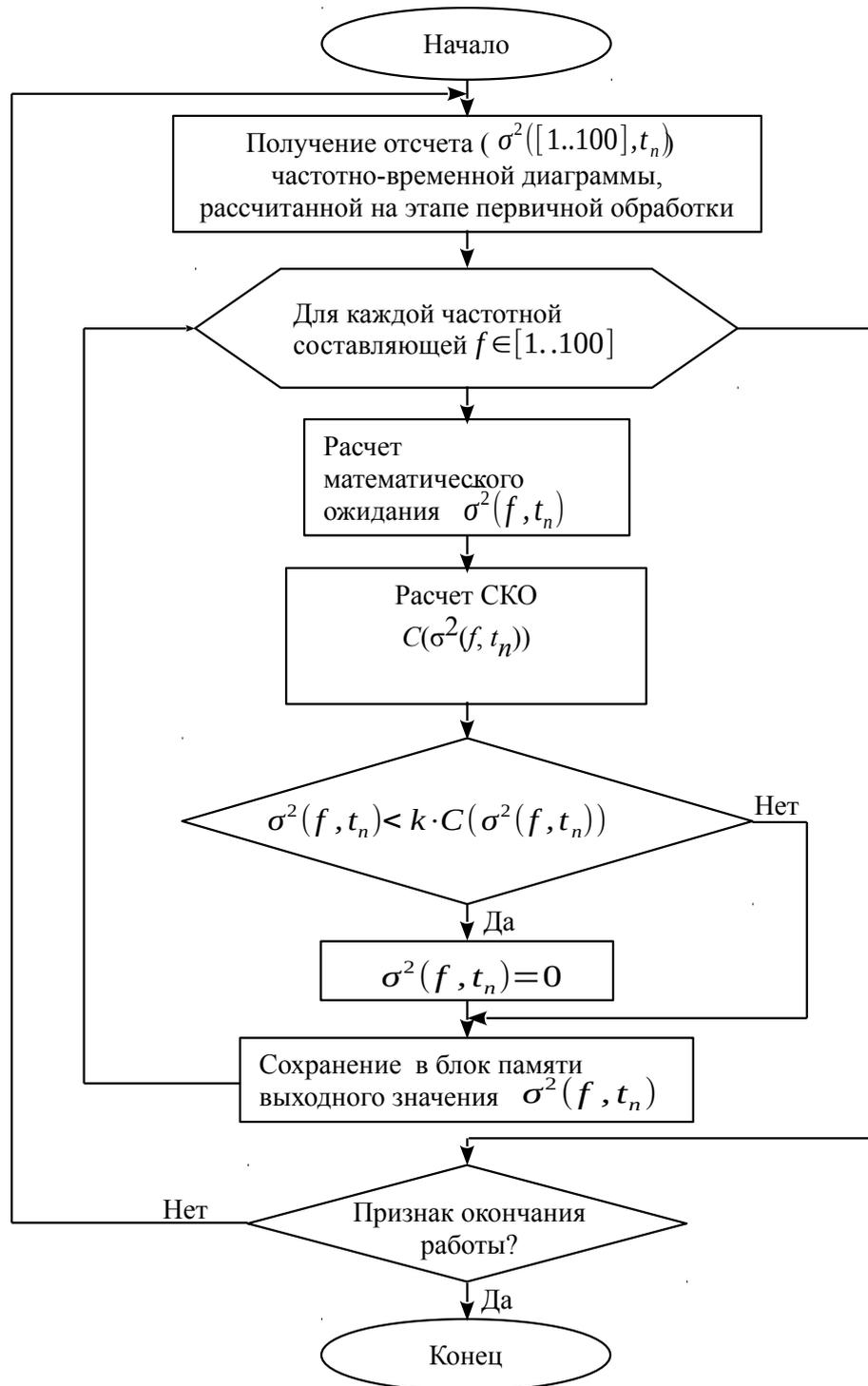


Рисунок 2.44 – Схема алгоритма конечной обработки сигнала

Затем для каждой частотной составляющей  $f \in [1..100]$  производится расчет математического ожидания  $\bar{\sigma}^2(f, t_n)$  и среднеквадратичного отклонения  $C(\sigma^2(f, t_n))$ , согласно выражениям (2.9) и (2.10), соответственно. Далее, если элемент соответствует критерию  $\sigma^2(f, t_n) < k \cdot C(\sigma^2(f, t_n))$ , где  $k$  – пороговый

коэффициент, выполняется усечение его до нуля. После чего выходной  $\sigma^2(f, t_n)$ , полученный в начале и обработанный в процессе алгоритма, сохраняется в выходной блок памяти. Затем выполняется обработка следующего элемента  $\sigma^2(f, t_n)$  из набора квадрато СКО амплитуд спектральных составляющих  $f \in [1..100]$ . После обработки всех спектральных составляющих из набора обработка начинается для следующего отчета  $\sigma^2([1..100], t_{n+1})$ .

## 2.6 Выводы

1. Проведено сопоставление зарегистрированного сигнала с известной моделью [57]. Выявлено, что сложные сигналы преимущественно представляют собой суперпозицию сигналов, соответствующих указанной модели.

2. Показано, что смещение сигнала в пределах двух наложенных окон анализа не вносит существенных изменений в результирующий амплитудный спектр, если за результат берется усреднение спектров этих двух окон.

3. Предложен критерий сравнения оконных функций по критерию спектрального контраста, который заключается в отношении спектральных плотностей сигнала с помехой и отдельно помехи, предварительно обработанных оконной функцией. Величина результирующей характеристики позволяет качественно определить избирательность оконной функции при выделении сигнала на фоне помехи.

4. Выявлено, что основным критерием к оконной функции является обеспечение наименьшего растекание спектра, которое зависит от такой характеристики окна, как степень подавления боковых лепестков относительно главного лепестка используемой оконной функции.

5. Выявлено, что для спектральных составляющих электромагнитных сигналов, возникающих в горных породах, распределение рассчитанных математических ожиданий представляет собой форму Гаусса и соответствует нормальному. Распределение квадрата среднеквадратичного отклонения обладает логарифмически нормальным распределением.

6. Установлено, что критерием для выявления импульсных сигналов на фоне шумов и помех может служить определение квадрата среднеквадратичного отклонения по времени амплитуд спектральных составляющих зарегистрированного электромагнитного излучения.

7. Разработанный способ статистического анализа, заключающийся в исключении тех спектральных составляющих сигнала, квадрат среднеквадратичного отклонения амплитуды которых ниже порога, пропорционального среднеквадратичному отклонению квадратов СКО амплитуд спектральных составляющих, рассчитываемых на предшествующем временном интервале, включающем анализируемые спектральные составляющие, позволяет эффективно выделять факты возникновения импульсных электромагнитных сигналов на фоне шумов и стационарных помех.

8. Получены аналитические выражения, позволяющие выполнять анализ входных данных в режиме потоковых вычислений, когда каждый новый обрабатываемый отсчет вносит изменения в результирующее математическое ожидание и среднеквадратичное отклонение с установленным весовым коэффициентом, который определяется размером анализируемой выборки и выбирается из предварительной оценки стационарности побочного фонового излучения. Это позволяет многократно сократить используемый объем оперативной памяти и время вычислений и тем самым реализовать обработку в режиме реального времени.

## **ГЛАВА 3. Программно-аппаратные средства регистрации и частотно-временной обработки электромагнитных сигналов для решения задач мониторинга шахтных сооружений**

В данной главе описываются созданные аппаратные и программные средства для долговременной регистрации и обработки в полевых условиях сигналов в режиме реального времени и сохранения данных на съемный носитель информации.

### **3.1 Аппаратная часть регистрации**

В данном разделе описан разработанный в рамках данной работы амплитудно-частотный регистратор, с помощью которого решается задача увеличения продолжительности записи результатов мониторинга горных пород в шахтных сооружениях. Регистратор обеспечивает прием электромагнитных и акустических сигналов (АС), их предварительную обработку и передачу во флэш-память или через порт RS-485 удаленному диспетчеру для размещения в базе данных, последующего анализа и принятия решения об опасности мониторируемых геодинамических процессов. Входной тракт для измерения электромагнитных сигналов в регистраторе организован по дифференциальной схеме. При проектировании прибора решались такие задачи, как малые массогабаритные характеристики, защищенность от повышенной влажности и запыленности, низкое энергопотребление, обеспечивающие мобильность, продолжительность и безопасность работы в подземных выработках [94].

На рисунке 3.1 представлена структурная схема построенного по модульному принципу регистратора, основным элементом которого является цифровой сигнальный процессор (ЦСП), управляющий всеми периферийными модулями в квазиреальном времени и выполняющий математические расчёты.

Для логического разделения задач работа с пользовательским интерфейсом и системой обеспечения питания возложена на отдельные контроллеры. При вводе и выводе информации, в ходе первичной обработки используется клавиатура и графический жидкокристаллический дисплей. Прибор работает от аккумулятора с энергоёмкостью 300 Вт·ч, что позволяет обеспечить автономность функционирования комплекса в течении 3 суток. Посредством интерфейса RS-485 обеспечивается возможность соединения нескольких приборов комплекса в распределенную сеть для анализа и установления корреляционных связей при пространственной обработке электромагнитных и акустических сигналов.

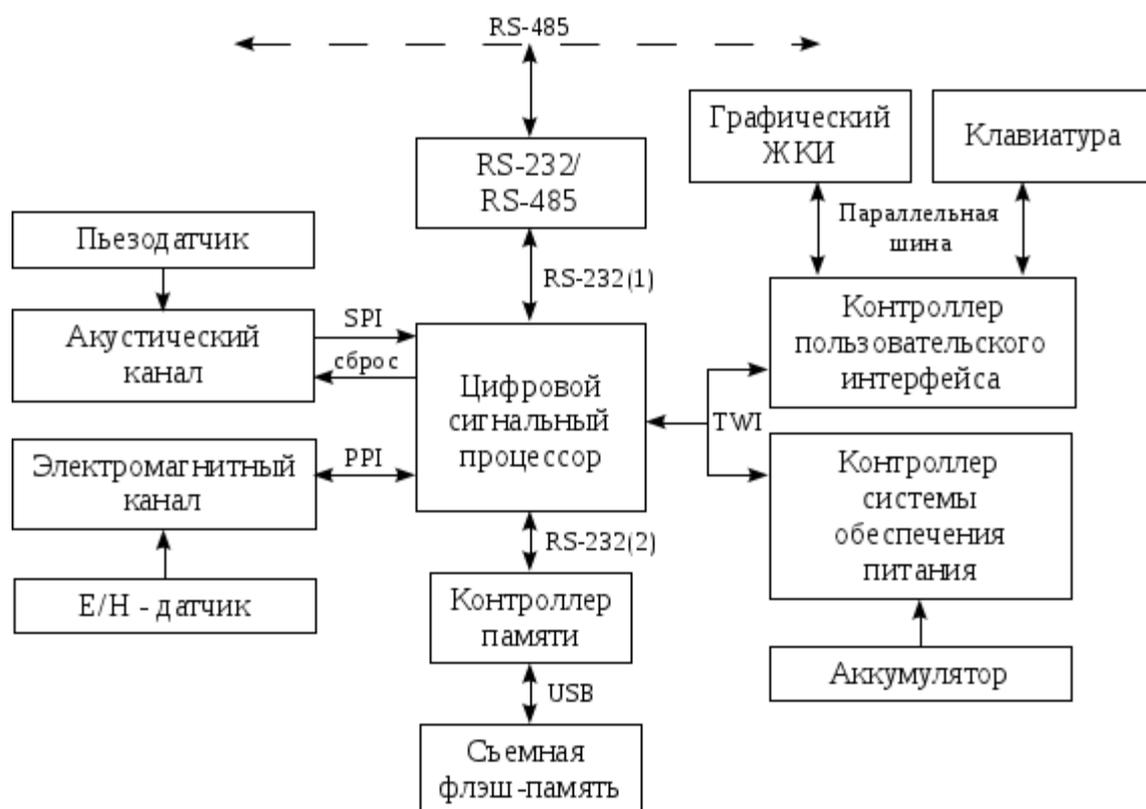


Рисунок 3.1 – Структурная схема

Модуль аналоговой обработки и оцифровки сигналов состоит из электромагнитного и акустического каналов. Такой вариант реализации выполнялся с целью одновременной регистрацией как электромагнитного так и механических колебаний, возникающих во время появления разлома.

Структура электромагнитного канала изображена на рисунке 3.2.

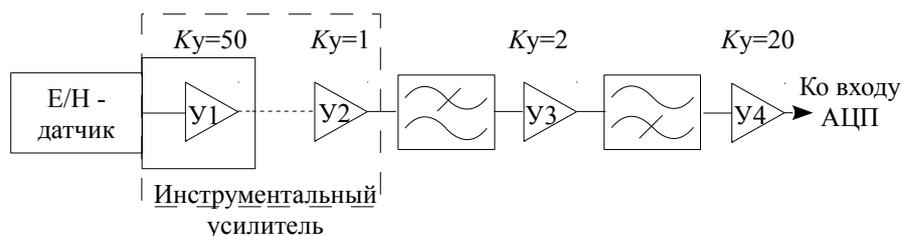


Рисунок 3.2 – Структурная схема электромагнитного канала

С помощью датчиков отдельно измеряются электрическая или магнитная составляющие электромагнитного поля (ЭМП) в диапазоне  $1 \div 100$  кГц. Выбор датчика осуществляется в зависимости от рода и свойств рудных тел. Диэлектрические материалы оказывают большее влияние на электрическую составляющую электромагнитного поля, а металлические – на магнитную.

Для регистрации электрической составляющей ЭМП используется ёмкостной датчик, выполненный в виде двух параллельных друг другу металлических пластин площадью  $150 \text{ см}^2$ , расположенных на расстоянии 1,5 см. Магнитная составляющая ЭМП регистрируется с помощью индукционного датчика, который представляет собой катушку индуктивности на стержневом ферромагнитном сердечнике [95]. Конструктивно индукционный датчик исполнен таким образом, чтобы входить в шпур диаметром 42 мм, пробуренный в бортах проходок рудника или шахты. Электронная часть датчика размещена в пластиковом корпусе. Внешний вид датчика изображен на рисунке 3.3.

Сигналы датчиков поступают на выполненный по инструментальной схеме усилитель, который содержит два каскада U1 и U2 на операционных усилителях AD8626 [96]. Для минимальных искажений входного сигнала каскад усилителя U1 размещён внутри корпуса датчиков. По витой паре усиленный в U1 дифференциальный сигнал передается на вход второго каскада U2, в котором происходит ослабление наведенной при передаче помехи на 40 дБ в измеряемой полосе частот. С выхода U2 сигнал поступает на фильтр Баттерворта верхних частот шестого порядка с частотой среза 1 кГц. В ходе данной фильтрации минимизируется влияние помех промышленной частоты и ее гармоник. После дополнительного усиления в усилителе U3 сигнал поступает на фильтр

Баттерворта низких частот шестого порядка с частотой среза 100 кГц. Ослабление на частоте 500 кГц составляет 60 дБ, на 900 кГц – 115 дБ. Перед поступлением сигнала на вход аналого-цифрового преобразователя (АЦП) происходит его нормирование в усилителе У4. В качестве АЦП используется микросхема AD7951 с частотой дискретизации 1 МГц, что исключает попадание зеркальной полосы в оцифрованный сигнал. Разрядность АЦП составляет 14 бит, что обеспечивает преобразование в динамическом диапазоне 60 дБ изменения сигнала. С выхода АЦП передача данных в цифровой сигнальный процессор производится по параллельной шине, логика работы которой соответствует интерфейсу PPI.



Рисунок 3.3 – Индукционный датчик

На рисунке 3.4 изображена структурная схема акустического канала.

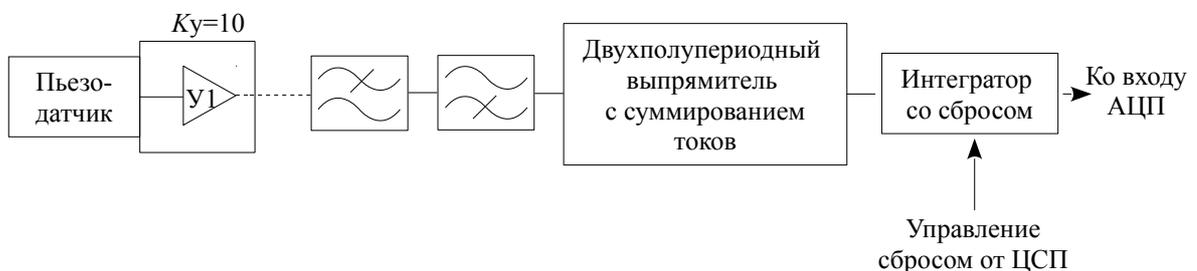


Рисунок 3.4 – Структурные схема акустического канала

Пьезодатчик конструктивно исполнен по рекомендациям, приведенным в работе [97] и состоит непосредственно из пьезоэлемента, съёмника и усилителя,

размещенных в латунном корпусе. Такая конструкция обеспечивает значительное уменьшение резонансных характеристик пьезоэлектрической керамики. Для механического контакта с породным массивом в датчике предусмотрен конусный наконечник из закаленной стали. Внешний вид изображен на рисунке 3.5.



Рисунок 3.5 – Акустический датчик

Частотные фильтры акустического канала аналогичны фильтрам электромагнитного канала, но принцип действия акустического канала отличается от работы электромагнитного тем, что в нем происходит накопление энергии во всей полосе анализируемых частот. Для этого используется интегратор с постоянной времени 6,3 мс. В конце цикла накопления, через 10 мс выходное напряжение интегратора преобразуется в цифровую форму АЦП AD7853. Затем ЦСП по цепи управляет выполнением разряд накопительного конденсатора интегратора. Связь АЦП с цифровым процессором осуществляется по протоколу SPI.

В регистраторе цифровой сигнальный процессор выполнен на микросхеме ADSP-BF537 [98, 99] с тактовой частотой ядра 500 МГц. В состав ЦСП входит оперативное запоминающее устройство на двух микросхемах MT48LC32M8A2 емкостью по 32 МБ каждая. Для загрузки программного обеспечения (ПО) установлено постоянное запоминающее устройство M29W320DT емкостью 4 МБ. Выбор ЦСП осуществлялся на основании критериев производительности и

потребляемой мощности. Для оценки производительности производился тест, в котором выполнялось быстрое оконное преобразование Фурье над оцифрованными сигналами. Выбирались 1024 отсчёта с разрядностью 16 бит. В результате обработка данных была произведена за время 0,3 мс.

Для оперативного управления прибором, его настройки после включения, ввод необходимых установок регистрации происходит с применением графического жидкокристаллического индикатора (ЖКИ) FDCG240128B-1 и плёночной клавиатуры, выполненной в виде матрицы 3x4. Данные устройства ввода-вывода управляются микроконтроллером (МК) пользовательского интерфейса AT91SAM7S256. Напряжение питания прибора составляет 16-24 В. В модуле питания размещены 3 стабилизатора фирмы AIMTEC с выходными напряжениями 3,3 и 5 В для обеспечения питания цифровой части прибора и  $\pm 15$  В для работы аналоговой части. Суммарная потребляемая мощность прибора 3 Вт. Контроль питания осуществляется микроконтроллером Atmega8L. Оба используемых контроллера взаимодействуют с ЦСП по интерфейсу TWI. На микроконтроллер пользовательского интерфейса возложена роль маршрутизатора. МК запрашивает пакет данных от ЦСП или модуля питания и в зависимости от указанного адреса пересылает данные или обрабатывает сам. Для этого от ЦСП к контроллеру введена линия связи, по которой процессор подает сигнал для вывода МК из ждущего режима и начала взаимодействия по интерфейсу TWI.

В приборе предусмотрено автоматическое отключение питания, когда напряжение аккумуляторной батареи снизится до 16 В. В этом случае контроллер питания подает сигнал в ЦСП для завершения работы и сохранения данных, после чего с помощью ключа на микросхеме IPS511S выключает прибор. Контроллер питания использует дополнительный стабилизатор напряжения для обеспечения работы в "спящем" режиме. По нажатию кнопки "Вкл. Пит" микроконтроллер включает ключ, тем самым запуская в работу всю систему.

Задача сохранения информации на съёмный flash- носитель решалась в двух вариантах. В первом варианте съёмный носитель информации выполнялся на базе

контроллера памяти VNC1L [100] фирмы FTDI. Основным его преимуществом является реализация на кристалле алгоритмов для работы с файловой системой FAT32. Это позволяет осуществлять высокоуровневое взаимодействие, например, создание файла, чтение и запись информации и т. д. Побайтовая передача данных в контроллер памяти, выполняемая вычислительным ядром ЦСП, требует процессорного времени столько, что скорость проводимых вычислений над оцифрованным сигналом снижается и становится неудовлетворительной для обработки в режиме реального времени. Поэтому программные модули для сохранения результатов используют контроллер прямого доступа к памяти. В выбранном процессоре отсутствует поддержка аппаратного управления потоком RTS/CTS контроллером прямого доступа. В связи с этим реализован следующий алгоритм. ЦСП отслеживает состояние вывода RTS порта VNC1L. Если входной буфер данных контроллера памяти заполнен, процессор приостанавливает контроллер прямого доступа к памяти, пока состояние флага RTS не будет сброшено. После продолжительного тестирования выявлено, что данное решение работает не стабильно. Периодически возникает ошибка записи и, если вовремя её не устранить, возникает ошибка в файловой системе, что приводит к потере данных. После анализа взаимодействия между контроллером памяти и центральным процессором выявлено, что контроллер памяти обладает встроенным умножителем частоты с 12 МГц до 48 МГц, в то время как у центрального процессора частота системной шины 100 МГц. При необходимой скорости передачи данных в 230400 бит / сек и выше существует вероятность ошибки синхронизации в несколько процентов, что при долговременной работе может привести к некорректной передаче информации.

После выявления данного недостатка решено использовать другой, второй вариант для записи на внешний носитель, который заключается в построении модуля для записи на накопитель типа SD-карты. В отличие от flash-накопителя взаимодействие с SD-картой осуществляется посредством интерфейса SPI. Таким образом, микроконтроллер может напрямую, без промежуточных электрических

преобразований и, следовательно, энергетических затрат, осуществлять обмен информацией с картой памяти. Контроллером для взаимодействия с SD-картой выбран ATmega64, выбор которого обусловлен наличием исходного кода программы для взаимодействия с файловой системой FAT [101, 102]. Тест скорости показал, что при объеме в 1 ГБ (класс 2) скорость чтения / записи составила 870 кБ в секунду, что вполне достаточно для использования в составе автономного прибора. В конечном варианте взаимодействие контроллера памяти с центральным процессором осуществляется по интерфейсу RS-232 на скорости 460800 бит в секунду. Причем тактовый генератор для Atmega64 выполнен с использованием кварцевого резонатора с номиналом 25 МГц. Такая частота является наибольшим общим делителем тактовых частот как для микроконтроллера, так и для центрального процессора, что обуславливает нулевую вероятность ошибки рассинхронизации блоков.

Разработка конструкции проводилась с учетом следующих требований:

- мобильность;
- защита от пыли и влаги;
- защита от незначительных ударов при обрушении кровли;
- защита от взрыва, непосредственно связанная с опасностью воспламенения окружающей взрывоопасной среды;
- время автономной работы до 4 суток.

Корпус выбран в формфакторе кейса с повышенной защитой от внешних воздействий ЭКСП 230-1. Содержимое корпуса моделировалось в среде трехмерного моделирования (рисунок 3.6).

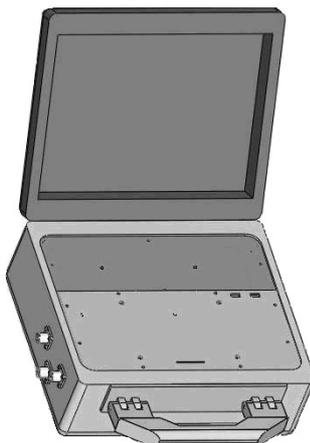


Рисунок 3.6 – Модель прибора

В результате моделирования рассчитаны значения масс элементов прибора (таблица 3.1) [103].

Таблица 3.1 – Массовые характеристики прибора

Деталь	Масса, гр.
Рамка корпуса	902
Панель приборная	188
Крышка отсека батарей	135
Батареи	3500
Кейс	1600
Общая масса, гр.	6125

В результате получена масса прибора не превышающую 6,2 кг (согласно моделированию).

В связи с тем, что в процессе эксплуатации прибора может потребоваться проводить замену аккумуляторной батареи, внутреннее пространство конструкции разделено на две части позволило обеспечить защиту аппаратной части прибора от пыли и влаги во время обслуживания и настройки. На рисунке 3.7 изображена модель несущей конструкции с перегородкой для разделения частей прибора, конечный вариант которой выполнен из оргстекла.



Рисунок 3.7 – Несущая конструкция с разделителем отсеков

Основными критериями при выборе аккумуляторной батареи являлись потребляемая мощность прибора и минимально возможная масса. При выборе сравнивались следующие типы аккумуляторов: никель-металлогидридные, никель-кадмиевые, литий-ионные, литий полимерные и свинцово-кислотные. Время работы прибора при потребляемой мощности 3 – 3,5 Вт без подзарядки 96 часов (4 суток). Соответственно ёмкость батареи должна быть 300 – 350 Вт·ч.

Литий-ионные аккумуляторы при такой ёмкости могут быть опасными, поскольку при нарушении режимов эксплуатации возможны необратимые химические реакции, что может привести к пожароопасной ситуации. Никель-кадмиевые и свинцово-кислотные отличаются высокой массой. Литий-полимерные – высокой ценой. Поэтому выбор остановлен на никель-металлогидридных аккумуляторах, по соотношению ёмкость-цена и ёмкость-масса.

Для размещения аккумуляторов в приборе разработана конструкция, состоящая из корпуса, батарей и ручки. Такое решение обеспечивает монолитность и простоту замены аккумулятора (рисунок 3.8).

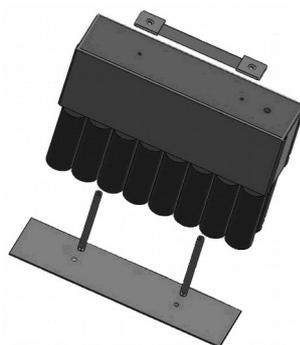


Рисунок 3.8 – Сборка батарейного отсека

Лицевая панель устройства (рисунок 3.9), состоит из двух частей: основная часть и крышка батарейного отсека. Разделение лицевой панели на две части обусловлено необходимостью полностью изолировать регистратор от батарейного отсека, согласно требованиям, предъявляемым к устройству. В качестве материала для изготовления лицевой панели было выбрано оргстекло толщиной 3 мм.

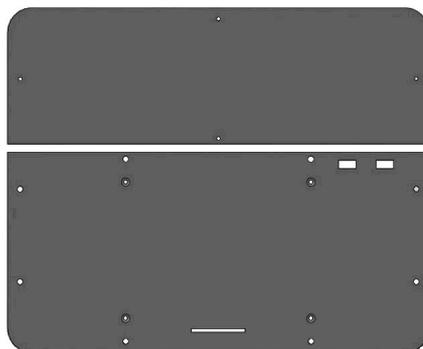


Рисунок 3.9 – Лицевая панель

В конструкции лицевой панели предусмотрены четыре отверстия для крепления дисплея. Для сохранения ровной поверхности отверстия выполнены с зенковкой, так как в процессе сборки на лицевую панель приклеивается пленочная клавиатура (рисунок 3.10), которая содержит органы управления и все основные надписи. Для подключения пленочной клавиатуры предусмотрено отверстие для шлейфа в лицевой панели. Также на лицевой панели выполнены 2 отверстия для подключения устройств хранения данных. Разработка пленочной клавиатуры основывались на стиле создания аналогов прибора, используемых в горнодобывающей промышленности.

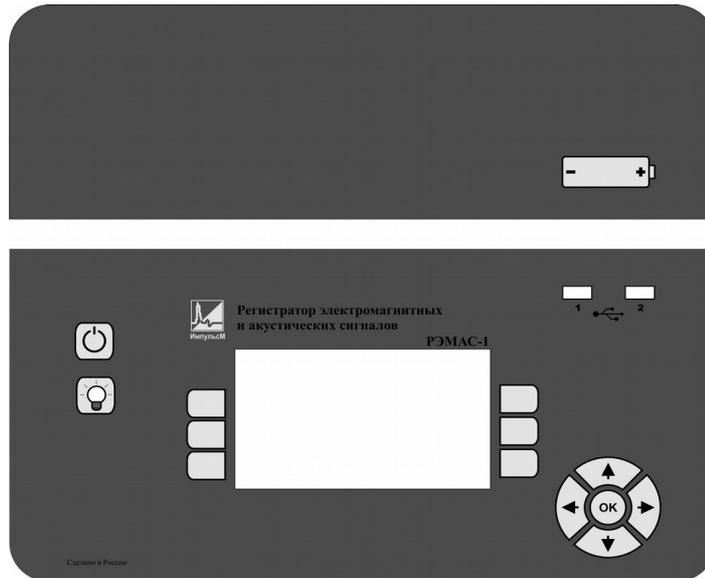


Рисунок 3.10 – Пленочная панель

Согласно дизайну элементов управления выполнен пользовательский интерфейс, отображаемый на ЖКИ (рисунок 3.11). Здесь каждый новый экран содержит для боковых кнопок подписи, соответствующие функциям, назначенным для кнопок в текущий момент. Таким образом, обеспечивается динамичность интерфейса.

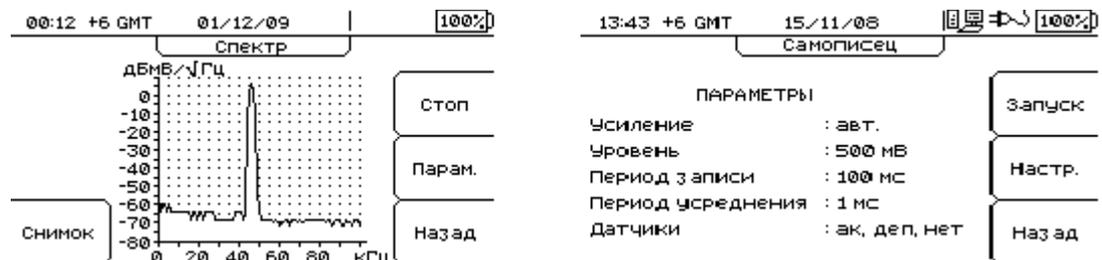


Рисунок 3.11 – Фрагменты пользовательского интерфейса

Внешний вид прибора изображен на рисунке 3.12



Рисунок 3.12 – Внешний вид прибора

Основные технические характеристики прибора: диапазон частот анализа сигналов от 1 до 100 кГц; чувствительность электромагнитного канала – 2 мкВ, акустического – 5 мВ; динамический диапазон – 60 дБ; тип фильтрации – БПФ; период обновления спектральных характеристик – 16 мс; шаг по частоте – 1 кГц; полосы фильтров по уровню минус 3 дБ – 3 кГц; коэффициент прямоугольности фильтров по уровням минус 3 дБ и минус 30 дБ составляет 0,3; емкость аккумуляторных батарей - 300 Вт·ч; время автономной работы прибора не менее 3 суток; масса прибора в комплекте с аккумуляторной батареей не более 8 кг.

## **3.2 Программная часть регистратора электромагнитных и акустических сигналов**

### *3.2.1 Применяемые средства разработки программного обеспечения*

Разработку программного обеспечения цифрового сигнального процессора можно осуществлять при помощи либо среды программирования VisualDSP++, либо операционной системы (ОС) uCLinux (произносится микролинукс). В первом случае в распоряжении разработчика имеется инструмент для создания приложений на языке C++ с возможностью доступа к периферии процессора. Эта

среда предоставляет множество библиотек с реализованными математическими функциями, в которых использованы возможности двух арифметико-логических устройств процессора. Недостатком такого подхода является необходимость разработки всей архитектуры и способов взаимодействия модулей, а также высокая стоимость среды программирования [104].

Во втором случае, выбранным при разработке данного прибора, для программирования ЦСП используется предназначенная для встраиваемых систем ОС uCLinux и компилятор gcc, являющийся основой для разработки ПО.

Процесс программирования процессора ADSP-BF537 включает сначала установку в ПЗУ загрузчика u-boot, затем сборку ОС и ПО в единый образ и его запись в ПЗУ через COM - порт персонального компьютера по файловому протоколу kermit или Ymodem, последний не является документированным, но выявлено в процессе работы с исходным кодом загрузчика, что он превосходит по скорости передачи данных протокол kermit в два раза. Так как процесс передачи файла- образа занимает 10 – 20 минут, для промежуточных запусков и отладки программного обеспечения изготовлена сетевая плата на базе микросхемы LAN83C185, обеспечивающей физический уровень взаимодействия по технологии Ethernet. Запуск программ доступ к ОС осуществляется при помощи сетевого протокола telnet, а передача файлов происходит под управлением запущенного в ЦСП ftp - сервера. В ходе пошаговой отладки ПО точки останова и просмотр значений переменных обеспечивались запуском программного обеспечения совместно с gdb - сервером, который транслировал данные по сети из ЦСП на клиентский терминал.

### *3.2.2 Общая структура разработанного программного обеспечения*

Наличие поддерживаемой операционной системой многозадачности позволило локализовать функциональные программные блоки и обеспечить их независимую работу в виде отдельных потоков в пользовательском режиме. Непосредственное взаимодействие с аппаратным обеспечением реализовано в

виде модулей ядра [105] (рисунок 3.13).

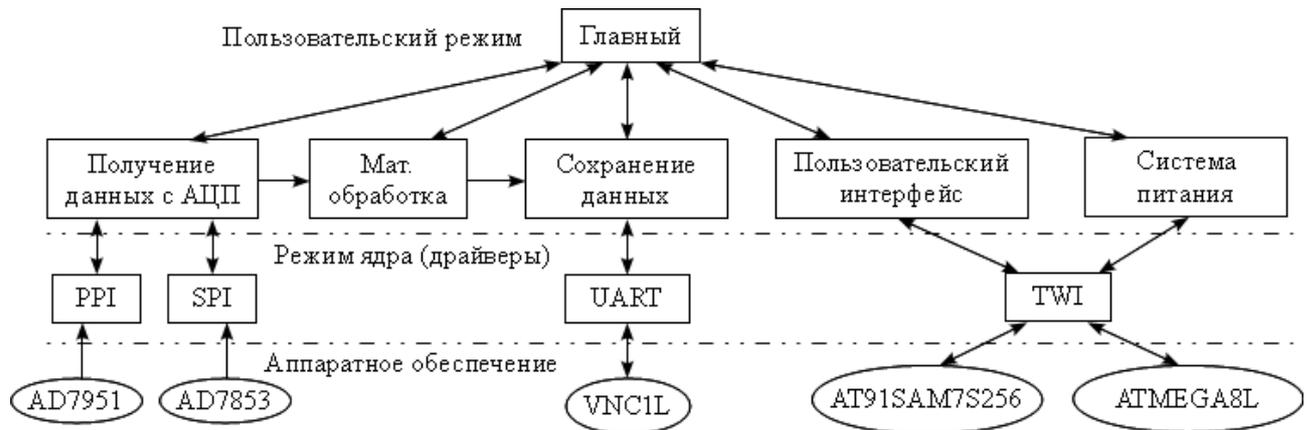


Рисунок 3.13 – Схема взаимодействия программных модулей в ЦСП

Разработанное программное обеспечение содержит шесть потоков. Главным является общий диспетчер, через который осуществляется запуск и взаимодействие остальных потоков пользовательского режима. Для межпоточного взаимодействия разработаны специальные программные базовые модули, которые обеспечивают межпоточковые связи посредством очереди сообщений, подобной той, что реализовано в операционной системе MS Windows [106].

Сбор данных осуществляется отдельным потоком, в котором выполняется запуск и контроль модулей для работы по интерфейсу PPI для микросхемы AD7951 и SPI – для AD7853. Запуск аналого-цифрового преобразователя электромагнитного канала осуществляется при помощи аппаратного таймера цифрового сигнального процессора. В связи с тем, что при анализе электромагнитных регистрируемых сигналов шаг по частоте требуется обеспечить в 1 кГц, а шаг следования спектрограмм по времени – 1 мс, частота дискретизации должна соответствовать 1,024 МГц. При помощи имеющихся аппаратных средств удалось наиболее близко установить тактовую частоту при выборе коэффициента деления частоты системной шины 100 МГц на 98. При этом результирующая частота получилась 1,020 МГц. В реализации драйвера используется канал прямого доступа к памяти, что в результате снижает нагрузку по перемещению данных из выходного порта АЦП в оперативную память и тем самым не оказывает существенного влияния на работу вычислительного ядра процессора.

Организация памяти для хранения промежуточных больших объёмов данных, полученных от АЦП или после выполнения расчетов, выполнена таким образом, чтобы обеспечить непрерывную запись и чтение информации. Для этого используется асинхронный доступ к памяти блока сбора данных и блока обработки. С этой целью введены маркеры записи МЗ и чтения МЧ, которые являются начальными адресами соответствующих блоков данных (рисунок 3.14). Размер записанных данных для дальнейшей математической обработки представляет собой разность МЗ - МЧ. После завершения операции чтения/записи соответствующий маркер инкрементируется, тем самым модифицируя информацию о степени заполнения памяти данных. В приборе объём входного буфера данных составляет 6 МБ, что обеспечивает 3 с непрерывной записи и позволяет обеспечить запас по времени для осуществления последующей обработки.

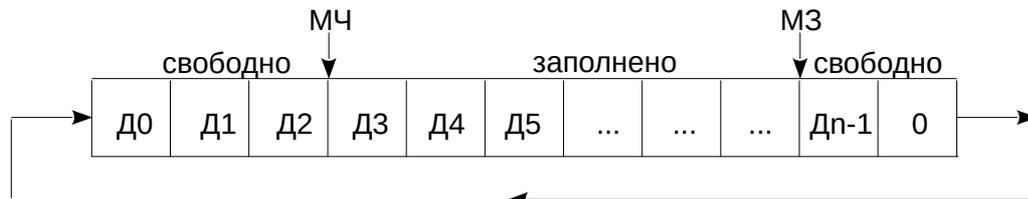


Рисунок 3.14 – Схема взаимодействия программных модулей в ЦСП с использованием чтения и записи

В ЦСП все вычисления выполняются в потоке математической обработки. В основу положено быстрое преобразование Фурье. Обработка данных с электромагнитного канала ведётся окнами по 1024 отсчёта и для наложения с шагом выборки 512 отсчета. Для устранения эффекта Гиббса первичным этапом обработки входных данных является взвешивание сигнала окном Кайзера с коэффициентом  $\beta = 9$ , которое, как было установлено, по сравнению с другими окнами максимально подавляет боковые лепестки в спектре сигнала (до -70 дБ от уровня главного лепестка) и обладает широким динамическим диапазоном.

Ниже на языке программирования ассемблер для процессоров семейства blackfin приведен исходный код, выполняющий взвешивание выборки сигнала с

заранее подготовленным массивом, содержащим данные окна Кайзера. Специфика данного кода заключается в использовании двух арифметико-логических устройств процессора, что ускоряет операцию взвешивания почти в два раза.

*asm volatile (*

```
"[ --SP ] = ( R7:0, P5:3 );\n" "[--SP] = IO;\n" "[--SP] = B0;\n"
"[--SP] = M0;\n" "[--SP] = L1;\n" "[--SP] = I1;\n"
"[--SP] = B1;\n" "[--SP] = M1;\n" "[--SP] = L1;\n"
"[--SP] = I2;\n" "[--SP] = B2;\n" "[--SP] = M2;\n"
"[--SP] = L2;\n" "[--SP] = LC1\n" "[--SP] = LT1;\n"
"[--SP] = LB1;\n" "P5 = %[offset];\n"
"R1 = [P5];\n"// постоянная составляющая
"P5 = %[boost];\n"
"R3 = [P5];\n"// число разрядов для увеличения размаха
"R0 = %[in];\n"
"B0 = R0;\n" // буфер с входным сигналом
"IO = R0;\n" "L0 = 0;\n"
"R0 = %[wind];\n"
"B1 = R0;\n" // буфер с окном
"I1 = R0;\n"
"L1 = 2048;\n" // длина окна в байтах
"R0 = %[out];\n"
"B2 = R0;\n" // буфер с выходным сигналом
"I2 = R0;\n" "L2 = 0;\n"
"M0 = 2;\n" "M2 = 2;\n"
"P5 = 512;\n" // длина буфера >> 2 == число выборок * размер выборки / размер регистра (32 бита)
"LOOP loop1 LC1 = P5;\n"
"LOOP_BEGIN loop1 ;\n" // запуск цикла
"    R0 = [I0++];\n" // получаем текущую выборку
"    R2 = [I1++];\n" // получаем значение окна в текущем отсчете
"    R0.L = R0.L - R1.L (S);\n" // вычитаем постоянную составляющую
"    R0.H = R0.H - R1.L (S);\n"
"    R0 = ASHIFT R0 by R3.L (S);\n" // Увеличение размаха
"    R0.L = ASHIFT R0.L by R3.L (S);\n" // Увеличение размаха
"    R0.H = ASHIFT R0.H by R3.L (S);\n" // Увеличение размаха
"    R0.L = R0.L * R2.L ;\n" // умножаем на окно
"    R0.H = R0.H * R2.H ;\n"
"    [I2++] = R0 ;\n" // сохраняем полученное значение выборки
"LOOP_END loop1 ;\n"
"LB1 = [SP++];\n" "LT1 = [SP++];\n" "LC1 = [SP++];\n"
"L2 = [SP++];\n" "M2 = [SP++];\n" "B2 = [SP++];\n"
"I2 = [SP++];\n" "L1 = [SP++];\n" "M1 = [SP++];\n"
"B1 = [SP++];\n" "I1 = [SP++];\n" "L0 = [SP++];\n"
"M0 = [SP++];\n" "B0 = [SP++];\n" "IO = [SP++];\n"
"(R7:0, P5:3) = [SP++];\n"
:    [out] "=m" (pBufOut),
:    [in] "m" (pBufIn) ,[offset] "m" (pDCOffset), [wind] "m" (pWindow));
```

После взвешивания выполняется быстрое оконное преобразования Фурье, в результате чего происходит генерация спектрограмм с шагом по частоте 1 кГц и временем обновления 1 мс. В зависимости от установленной степени усреднения в приборе вычисляется среднее значение последовательно полученным спектрограмм. То же значение степени усреднения используется для расчета квадрата среднеквадратичного отклонения каждой спектральной составляющей сигнала. Перед выполнением указанных операций по обработке спектра сигнала учитывается эффект 50 % наложения выборок путем увеличения установленного в интерфейсе пользователя коэффициента усреднения в двое. В целом, реализованный в приборе алгоритм соответствует рассмотренному в главе 2 диссертации алгоритму первичной обработки сигнала (рисунок 2.36)

Помимо спектрального анализа в приборе реализованы алгоритмы расчёта средних значений за 16 мс амплитуд всех спектральных составляющих сигнала. Это преобразование выполняется с целью выявления корреляционных связей с сигналами акустического канала.

Параллельно со сбором и обработкой данных в отдельном потоке выполняется сохранение результатов вычисления. Для повышения надежности при сохранении после каждой выборки добавляется четырехбайтовый маркер, содержащий первым байтом 0xBF и трехбайтовый порядковый номер, по которому можно определить порядок следования данных и объем в случае потери.

Во время эксплуатации прибора могут возникнуть случаи, когда прибор нужно установить задолго до массового взрыва и, соответственно, задолго до потенциально опасных геодинамических событий. В связи с тем, что питание прибора организовано от аккумуляторной батареи, был реализован алгоритм автозапуска прибора по таймеру. Согласно алгоритму при помощи пользовательского интерфейса выбирается время, через которое необходимо запустить прибор. Информация передаётся в контроллер питания, в котором таймер запускается немедленно, а информация об автозапуске и настройках усреднения записывается в специальный регистр. После чего прибор можно

отключить кнопкой питания на панели управления. По срабатыванию таймера контроллер питания включает электронный ключ для запуска всей системы. После полной загрузки центральный процессор выполняет запрос в специальный регистр контроллера питания о наличии флага автозапуска. Если последний установлен, то производится чтения настроек усреднения и выполняется последовательность действий по переводу прибора в режим мониторинга с последующим выключением экрана.

### **3.3 Программные средства конечной обработки электромагнитных сигналов**

Размер данных, регистрируемых прибором в течение суток, составляет от 500 до 1000 мегабайт в зависимости от установленного уровня усреднения. Для автоматизированной обработки и графического отображения такого объема данных на персональном компьютере разработано специализированное программное обеспечение.

#### *3.3.1 Базовая иерархия классов*

При разработке структуры программы конечной обработки электромагнитных сигналов использовался объектно-ориентированный подход к проектированию. В качестве средства разработки использована среда Microsoft Visual Studio. В основе для представления обработанных данных положена архитектура «документ-вид», которая характерна для большинства Windows-приложений. Такая архитектура отдельно разделяет «документ», то есть данные, с которыми работает программа, и «вид», то есть способ представления этих данных пользователю. Другими словами, способ хранения данных на диске или в памяти никаким образом не влияет на их внешнее представление пользователю. В программе использована библиотека MFC, в которой документ и его виды представлены классами VC++. Каждый «объект»-«вид» представляет собой экранное окно и отвечает за такие задачи, как взаимодействие с пользователем,

взаимодействие с соответствующим объектом-документом, печать и т. п.

Программа основана на 6 взаимосвязанных процессах:

- 1) обработка данных;
- 2) отображение результатов исследований;
- 3) поиск участков электромагнитного сигнала;
- 4) хранение и отображение результатов поиска;
- 5) сохранение проекта;
- 6) синхронизованное отображение графика зависимости амплитуды энергии электромагнитного сигнала от времени со спектрограммой.

В связи с тем, что использование программы предполагает работу с источниками данных и графиками, создан класс `CProjectManager`, отвечающий за управление структурой проекта. Данный класс должен выполнять управление источниками данных, графиками, спектрограммами, а также характеристиками, отображаемыми на графиках. Объекты управляемых элементов хранятся внутри класса `CProjectManager` в виде векторов указателей на объекты одного класса.

Информация об источнике данных содержится в двух файлах: заголовочный файл и файл данных. В заголовочном файле содержится информация о структуре файла данных, количестве выборок, значений аппаратного усреднения. В файле данных содержатся непосредственно сами данные. Чтобы объединить эту информацию и получить удобный доступ к данным создан класс источника данных `CREMASDataSource`.

Формат времени регистрации данных имеет абсолютный характер, т.е. в качестве начального времени используется время начала записи файла. Текущее время в источнике данных, заданное для чтения, рассчитывается как сумма начального времени и смещения от начала файла.

Компоненты визуализации имеют схожий между собой принцип работы: элементы управления задают параметры отображения, графическая информация выводится на специальный компонент. В связи с этим классы графиков и спектрограмм наследуются от одного класса. Родительским классом всех

компонентов отображения установлен класс `CGraphView`, который является базовым классом «вида» в программе. Он должен содержать компонент, который будет производить графическое отображение данных. Компоненты отображения спектрограммы и графика зависимости спектральной амплитуды электромагнитного сигнала от времени имеют одинаковые размерности оси абсцисс, но различаются по способу отображения данных. Спектрограмма визуализирует данные на частотах от 1 до 100 КГц, отображая изменение амплитуды с помощью цветового тона, тогда как график зависимости амплитуды от времени отображает данные на одной частоте с помощью кривых.

В таблице 3.2 приведено описание разработанных классов, используемых в программе.

Таблица 3.2 – Описание классов

Имя класса	Класс-родитель	Описание
CProjectManager	CObject	<p>Управляющий модуль. Содержит информацию об открытых источниках данных, графиках, спектрограммах и измерениях, которые отображены на этих компонентах. Управляет структурой проекта: добавляет (удаляет) компоненты отображения, источники данных, характеристики на компоненты отображения.</p> <p>Переменные:</p> <p><code>vector&lt;CREMASDataSource*&gt; m_vecspDataSources</code> – вектор указателей на источники данных;</p> <p><code>vector&lt;LPGRAPHINFO&gt; m_vecspGraphs</code> - вектор указателей на графики.</p>

Продолжение таблицы 3.2

Имя класса	Класс-родитель	Описание
CREMASDataSource	CObject	<p>Источник данных. Описание данных разделено на 2 части:</p> <p>Заголовочный файл.</p> <p>Структура заголовочного файла:</p> <p>&lt;имя прибора&gt;.v.&lt;версия прибора&gt; fileformat.&lt;версия формата файла&gt; date=&lt;дата создания файла&gt; time=&lt;время создания файла&gt; bands=&lt;строка флагов частот&gt; numofRecord=&lt;число записей&gt; eoc</p> <p>Параметры чтения.</p> <p>Границы чтения, указатель на файл данных, указатель на файл проекции данных.</p> <p>Функции класса: чтение и хранение файла данных.</p>
CMeasurement	CObject	<p>Измерение. Обеспечивает связь между графиком и источником данных. Содержит информацию об источниках данных, графиках и типе графика.</p> <p>Переменные:</p> <p>CREMASDataSource* m_pDataSource – указатель на источник данных</p> <p>LPGRAPHINFO m_pGraph – указатель на класс информации о графике;</p> <p>TypeMeas m_measType – тип графика</p>

Продолжение таблицы 3.2

Имя класса	Класс-родитель	Описание
CSpectrumMeasurement	CMeasurement	Измерение. График отображения – спектрограмма.
CTDMeasurement	CMeasurement	Измерение. График зависимости амплитуды электромагнитного сигнала от времени.
CFDMeasurement	CMeasurement	Измерение. График зависимости амплитуды электромагнитного сигнала от частоты.
CGraphInfo	CObject	<p>Параметры графика. Связывает график с измерением.</p> <p>Переменные:</p> <p>CString strCaption – заголовок окна графика.</p> <p>int nChartId – идентификатор графика.</p> <p>CWnd* pView – указатель на окно, содержащее график;</p> <p>GraphType type – тип графика.</p>
CGraphView	CFormView	Окно графика. Содержит компонент отображения и параметры отображения. Строит характеристики на компоненте отображения.
CFDGraphView	CGraphView	График зависимости амплитуды электромагнитного сигнала от частоты
CTDGraphView	CGraphView	Промежуточный класс. Ось X содержит временные значения.
CSimpleGraphView	CTDGraphView	График зависимости амплитуды электромагнитного сигнала от времени.

Продолжение таблицы 3.2

Имя класса	Класс-родитель	Описание
CSpectrumGraphView	CTDGraphView	График - спектрограмма.
CExtChart	CWnd	Компонент отображения. Содержит оси и сетку. На него производится отображение характеристик. Переменные: std::vector<PGLSeries> m_vecSeriesCollection – вектор с добавленными характеристиками.
CGLSeries	CObject	Класс характеристики. Содержит данные характеристики для отображения и метод отображения характеристики.
CGLFDSeries	CGLSeries	Характеристика зависимости амплитуды электромагнитного сигнала от частоты
CGLTDSeries	CGLSeries	Промежуточный класс характеристик. Значения по оси X - время.
CGLSimpleTDSeries	CGLTDSeries	Характеристика зависимости амплитуды электромагнитного сигнала от времени.
CSpectrumSeries	CGLTDSeries	Характеристика – спектрограмма.

### 3.3.2 Представление данных

Измеренные данные после конвертирования с flash-памяти прибора сохраняются в виде двух файлов: бинарный файл и один заголовочный текстовый файл.

Заголовочный файл имеет следующую структуру:

<Имя прибора > v.<Версия прибора >  
 FileFormat v.<Версия формата файла >  
 Date=<Дата создания файла >  
 Time=<Время создания файла >  
 ColumnsOrder=<Порядок записи столбцов данных >  
 Bands=<Строка флагов частот>  
 NumOfRecord=<Число записей>  
 TotalAvg=<Параметр усреднения (степень DigitalAmp)>  
 DigitalAmp=<Параметр усреднения (основание)>  
 eoc

Строка флагов частот содержит последовательность символов ‘0’ и ‘1’. Если позиция в строке занята символом ‘1’, то соответствующая номеру позиции частота присутствует в данных.

Все данные измерений, представленные в основной части файла, двухбайтовые. Порядок данных определяется значением строки ColumnsOrder. В ней записываются идентификаторы данных, разделенные вертикальной чертой. Для обозначения типов данных введены следующие обозначения:

- ~ N – столбец индексов выборок;
- ~ F – столбцы значений амплитуд частот электромагнитного сигнала, в соответствии со строкой Bands;
- ~ NEME – частота поступления импульсов электромагнитного сигнала;
- ~ EEME – среднее значение амплитуд электромагнитного сигнала для определения текущей фоновой электромагнитной обстановки.

Аппаратное время усреднения определяется по формуле:

$$T = 2^{TotalAvg} \quad (3.1)$$

Формат записи данных в бинарный файл представлен в таблице 3.3. В таблице выборка соответствует строке.

Таблица 3.3 – Формат входных данных

N	F1	F2	...	Fn	NEME	EEME
1	...	...	...	...	...	...
2	...	...	...	...	...	...
...	...	...	...	...	...	...

Внутреннее представление данных повторяет структуру хранения исходных

данных. Реализация класса CREMASDataSource включает в себя заголовочный файл и таблицу данных.

Таблица данных помещена в структуру DataRow, которая имеет 2 поля:

```
~   UINT nIndex;
~   WORD rgCols[102];
```

Поле Index содержит порядковый номер выборки. По порядковому номеру выборки вычисляется абсолютное время.

Поле rgCols[0 – 99] соответствует значениям F1 – Fn таблицы бинарного файла. Поле rgCols[100] содержит значение NEME. Поле rgCols[101] содержит значение EEME.

### *3.3.3 Алгоритм обработки больших объёмов данных*

Работа с файлами на компьютерах, поддерживающих 32-разрядную архитектуру, имеет свои ограничения. Все 32-разрядные приложения имеют адресное пространство процесса размером 4 ГБ [107]. Операционная система Microsoft Windows предоставляет приложениям адресное пространство размером 2 ГБ, также известное как виртуальное адресное пространство пользователя [107]. Все потоки одного приложения содержатся в одном виртуальном адресном пространстве пользователя. Оставшиеся 2 ГБ пространства резервируются операционной системой (эту область памяти также называют адресным пространством ядра). При попытке загрузить в память компьютера файл свыше 2 ГБ возникнет ошибка выделения памяти, т.к. адресного пространства пользователя будет недостаточно.

Уже давно существуют компьютеры, работающие на 64-разрядной архитектуре. Приложения, разработанные под эту архитектуру, поддерживают до 8 ТБ адресного пространства процесса [108], но так как программа должна работать на разных архитектурах, необходимо реализовать чтение файла с ограничением 2 ГБ по виртуальному адресному пространству пользователя.

Решением проблемы является последовательный доступ к файлу с чтением

блоков данных небольшого размера. При этом существуют свои недостатки – постоянное обращение к жёсткому диску занимает некоторое время, которое можно потратить на вычислительный процесс. Соответственно, нужно подобрать такой объём информации, считываемый за одну итерацию, чтобы он позволял разместить в памяти блок нужного размера и не требовал «лишних» обращений к жёсткому диску. При обращении к жёсткому диску операционная система считывает данные блоками, кратными размеру кластера.

При чтении большого файла количество итераций чтения увеличивается пропорционально размеру файла, поэтому такой параметр, как время задержки, играет важную роль. Технология проецирования файлов в оперативную память позволяет сократить время для чтения и записи файлов, поэтому такой подход представляется наиболее эффективным [109].

Чтение большого объёма данных имеет итерационный характер. За каждую итерацию считывается блок данных, кратный размеру кластера жёсткого диска. Кратность блока данных определяется размером одной выборки. Так, если кластер имеет объём 4096 байт (8 секторов по 512 байт), а размер выборки 208 байт, то оптимальный блок имеет размер 851 968 байт. Формат исходных файлов бинарный и при каждой итерации считанная часть данных приводится к формату выборки DataRow.

Чтение начинается с определения смещения блока данных и его размера. Затем определяется коэффициент усреднения. Далее начинается непосредственное чтение. Считывается первый блок данных. Затем из считанного блока значения складываются и усредняются по методу модифицированного скользящего среднего. Этот метод позволяет сглаживать значения, но не уменьшает их количество, поэтому производится прореживание среди усреднённых значений. Прореженные данные формируются из усреднённых значений с шагом равным коэффициенту усреднения.

Чтение оканчивается:

- если обработано необходимое количество выборок;

- обнаружен конец файла.

Чтение происходит по технологии проецирования файла с жёсткого диска на оперативную память.

Описание основных шагов:

- 1) создаётся объект ядра файла, идентифицирующий дисковый файл с источником данных;
- 2) создаётся объект ядра «проекция файла», чтобы сообщить системе размер файла и способ доступа к нему;
- 3) указывается системе, что объект «проекция файла» проецируется в адресное пространство процесса частично.

Закончив работу с проецируемым в память файлом, следует выполнить еще три операции:

- 1) сообщается системе об отмене проецирования на адресное пространство процесса объекта ядра «проекция файла»;
- 2) закрывается объект ядра (проекция файла);
- 3) закрывается объект ядра «файл».

Данная реализация позволяет считывать файлы размером до 6 гигабайт.

Если размер отображаемых данных превышает размер, который компонент отображения в состоянии визуализировать, то необходимо произвести обработку данных. Под обработкой в данном случае понимается усреднение по алгоритму модифицированного скользящего среднего (раздел 2.5).

Если данных в текущем блоке недостаточно для расчёта среднего, то считывается следующий участок файла и необходимые значения добавляются из нового участка.

Усреднение данных для отображения в окне размером 18 часов (около 1 ГБ данных при аппаратном усреднении, равным 16 мс) занимает в среднем около 6 секунд (в зависимости от вычислительной мощности используемого персонального компьютера). Решением этой проблемы является подготовка заранее усреднённых данных. Тогда при управлении компонентом отображения не

тратится время на усреднение данных. Подготовка усреднённых данных подразумевает под собой создание буферов с данными, усреднёнными с заданным коэффициентом усреднения. Когда требуется отображение блока данных, приложение рассчитывает коэффициент усреднения этого блока и ищет среди буферов ближайший по значению коэффициент усреднения (при равном отклонении, берётся меньший коэффициент, что соответствует большему временному интервалу отображения). Далее просто требуется считать данные из этого буфера без операций усреднения. Запись в файл осуществляется по технологии проецирования файла в память приложения.

При использовании усреднённых значений размеры временных интервалов, отображаемых в графическом окне компонента отображения, фиксированы, что накладывает функциональные ограничения при отображении временного интервала произвольного размера. Так как размеры временных интервалов, которые используются при расчётах, являются часто задаваемыми при масштабировании, область функциональных ограничений сокращается.

Усреднение производится, когда объём информации, которую необходимо отобразить на компоненте, больше объёма, который может отобразить компонент без усреднения. Наиболее подходящим в этом отношении является алгоритм сглаживания по методу модифицированного скользящего среднего, рассмотренного во второй главе настоящей работы.

Чтобы получить необходимое количество усреднённых значений производится выборка сглаженных значений с шагом равным коэффициенту усреднения. Коэффициент усреднения отражает размер блока данных, из которого образуется одно усреднённое значение.

Коэффициент усреднения определяется как:

$$K_{\text{уср}} = \frac{N_{\text{отобр}}}{N_{\text{окна}}}, \quad (3.2)$$

где  $N_{\text{отобр}}$  – количество данных (выборок), определяемое временем отображения (разницей между конечным и начальным временем отображения),

которое требуется отобразить в окне графического компонента,  $N_{\text{окна}}$  – размер окна графического компонента.

У такого подхода имеется недостаток: сглаживаются пики, соответствующие краткосрочным процессам. В связи с этим организован альтернативный алгоритм, который выполняет прореживание путем определения максимального значения на каждом подинтервале усредняемой выборки. Таким образом, сохраняется информация о пиковых значениях амплитуд спектральных плотностей сигнала.

Подготовка усреднённых данных происходит при открытии файла данных. Коэффициент усреднения рассчитывается в соответствии с тем, что на окне графического компонента необходимо отобразить данные длительностью 1 минута, 5 минут, 10 минут, 30 минут, 1 час, 6 часов, 12 часов и 1 день. Эти значения времени выбраны как наиболее используемые.

Затем происходит усреднение по каждому из коэффициентов, и данные записываются в отдельные файлы. Одному файлу соответствуют данные с одним коэффициентом усреднения. Запись файл осуществляется по технологии проецирования данных в память приложения. После проецирования в оперативную память данные записываются в файл на жёсткий диск.

После такой оптимизации пользователю не приходится ждать время на постоянный пересчёт данных для графического отображения. Они берутся из файлов с уже усреднёнными значениями. Соответственно время построения отображения оптимизированных данных равно времени построения отображения данных без усреднения.

Время, затрачиваемое на создание файлов усреднённых данных, составляет 8,7 минуты, при размере источника данных 6 ГБ.

### *3.3.4 Расширяемая система обработки данных*

В процессе исследования электромагнитного излучения, возникающего в результате протекания процессов в шахтных сооружениях, может возникнуть необходимость масштабирования программного обеспечения с целью добавления

или изменения способов обработки исходных данных. Поэтому в программу был заложен принцип расширяемости, который заключается в том, что каждый способ обработки данных должен размещаться в отдельной динамической библиотеке. Таким образом, добавлять новый алгоритм обработки можно без перекомпиляции всей программы. Каждая файл библиотеки должен обладать расширением «.flr», и размещаться в том же каталоге, где и исполняемый файл программы. Менеджер загрузки библиотек, реализованный в головной программе, загружает в память модули обработки данных, опираясь на известное местоположение и расширение файла.

Для унификации подключения каждая библиотека обработки должна соответствовать определенным правилам. Для этого был разработан изображенный далее абстрактный интерфейс, согласно которому разработаны все динамически подключаемые модули.

```
//^brief перечисление возможных интерфейсов
enum enDevInterfaces
{
    DI_FILTERPROPERTY,
    DI_FILTERHANDLER,
};
//^brief координатор интерфейсов
struct IObjManager
{
    //^brief возвращает объект на указанный интерфейс
    //^param idInt - идентификатор интерфейса
    //^param pObj указатель на указатель на интерфейс
    virtual bool GetFilterObject(enDevInterfaces idInt,void** pObj)=0;
    //^brief освобождает интерфейс
    virtual void Release()=0;
};
//^brief Интерфейс свойств с вызовом диалога свойств свойств объекта
struct IFilterProperty
{
    virtual LPCTSTR GetName()=0;
    virtual bool IsPropertyAvailable()=0;
    virtual bool ShowPropertyDialog(HWND hWndParent)=0;
};
//^brief Интерфейс обработки данных, то есть непосредственно интерфейс фильтра
struct IFilterHandler
{
    virtual void OnPrepare(int sizeOfPrepareSample,int rangeOfFreq,int coefSliding)=0;
```

```
virtual void OnProcessing(const WORD* pBufIn,WORD* pBufOut)=0;  
virtual void OnCommit(WORD* pBuf)=0;  
virtual void OnEndProcessing()=0;  
};  
typedef nsInterfaces::IObjManager*( __stdcall *LPCREATEOBJECT)();
```

Данный интерфейс обязывает содержать в библиотеке диалог настроек способа обработки и встраиваемый в основную программу код обработки данных, содержащий следующие функции:

OnPrepare – служит для подготовки способа к обработке данных к отображению;

OnProcessing – вызывается для передачи текущего спектра;

OnCommit – вызывается для получения результата обработки;

OnEndProcessing – завершает процесс обработки данных.

Упрощенно алгоритм работы основной программы с библиотекой изображен на рисунке 3.15.

В одной из таких библиотек реализован алгоритм усреднения, описанный в разделе 3.3.3 настоящей работы.

Помимо усреднения в виде загружаемого модуля реализован алгоритм спектрально-временного анализа статистических данных, описанный в главе 2 настоящей работы.



Рисунок 3.15 – Алгоритм работы программы с библиотекой

### 3.3.5 Интерфейс программного обеспечения

Результаты исследований электромагнитных сигналов представляются в программе «REMASExpert» в трёх видах графиков:

- спектрограмма;
- график зависимости амплитуды от времени;
- график зависимости амплитуды от частоты.

На рисунке 3.16 представлен компонент отображения «Спектрограмма».

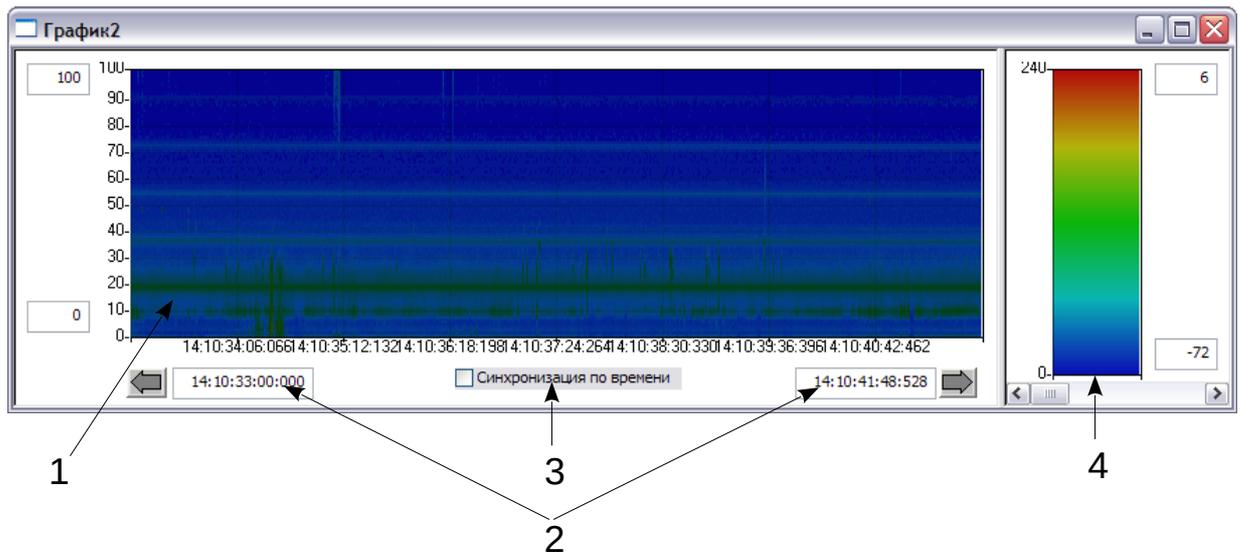


Рисунок 3.16 – Компонент отображения «Спектрограмма»

Реализованный компонент (класс `CSpectrumGraphView`) имеет компонент для отображения графической информации 1 (класс `CSpectrumExtChart`), управляющие элементы 2 (редактор времени, смещение по времени), кнопку включения синхронного просмотра данных 3 и карту цветов 4.

При изменении временного интервала компонент `CSpectrumGraphView` обращается к классу источника данных `CREMASDataSource` и получает необходимый блок данных. Поиск источника данных, связанного с компонентом, происходит через класс `CSpectrumMeasurement`. Карта цветов управляет диапазоном отображаемых значений амплитуд. Изменяя максимальное и минимальное значения амплитуд спектральных составляющих в полях карты цветов, происходит перераспределение карты цветов на новый диапазон изменения диапазона амплитуды.

Компонент отображения, представляющий собой график зависимости амплитуды электромагнитного сигнала от времени представлен на рисунке 3.17. Сокращённое название компонента «Временной срез». Компонент реализован в классе `CsimpleTDGraphView`.

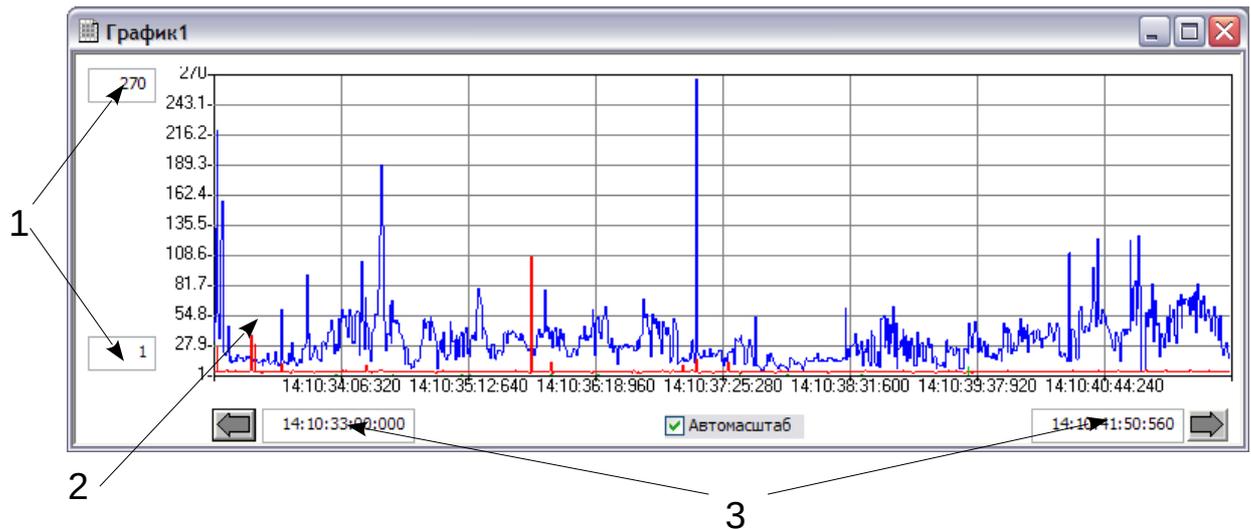


Рисунок 3.17 – Компонент отображения «Временной срезы»

Компонент, который отображает графическую информацию, реализован в классе `CTDExtChart` (элемент 1). Изменение по амплитуде выводится в элементы 2. Данный компонент имеет аналогичные со спектрограммой элементы управления 3. Связь между источником данных и компонентом реализована через класс `CTDMeasurement`.

Зависимость амплитуды электромагнитного сигнала от частоты отображается через компонент `CFDGraphView`. Сокращённо компонент носит название «Частотный срез». Внешний вид аналогичен предыдущему, но реализован в классе `CFDGraphview`.

Интерфейс программного обеспечения представлен на рисунке 3.18.

Дерево проекта позволяет управлять добавлением (удалением) источников данных, графиков и характеристик. В ветке «Источники данных» отображаются открытые файлы данных. В ветке «Графики» содержатся названия открытых графиков и спектрограмм. Открытые файлы, графики и спектрограммы можно удалить из текущего проекта. Добавление и удаление элементов дерева проекта происходит при вызове контекстного меню. На рабочем поле приложения располагаются открытые графики и спектрограммы. Параметры графика и спектрограммы задаются элементами управления.

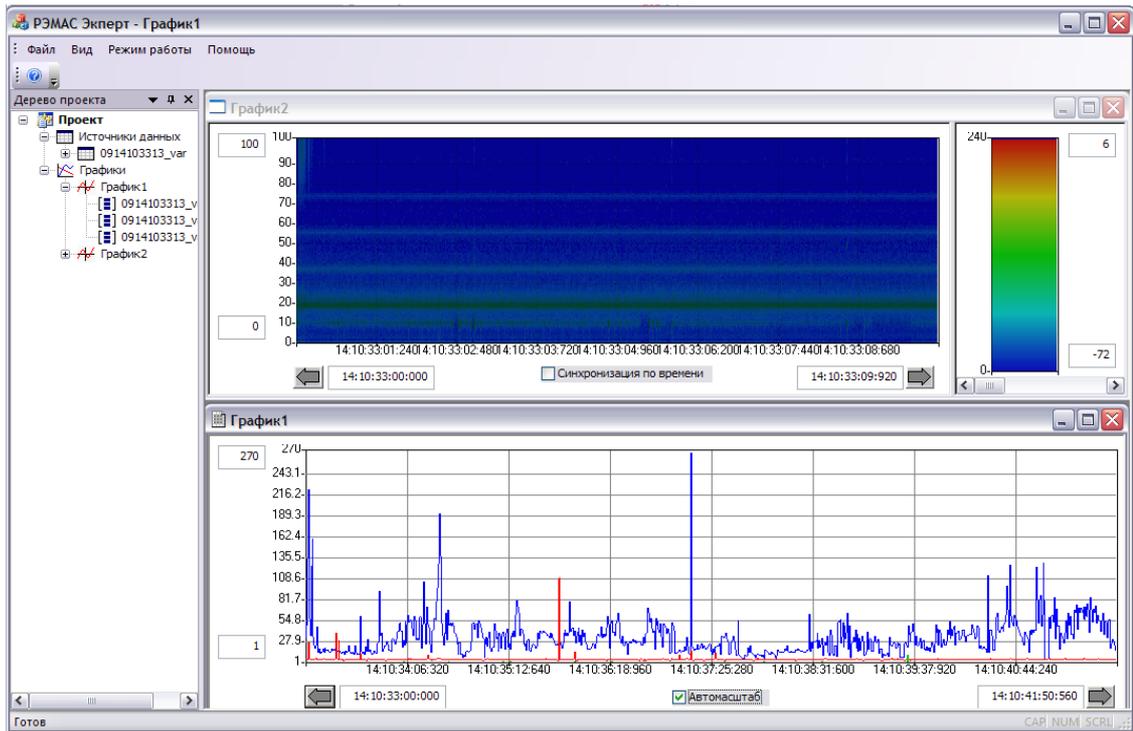


Рисунок 3.18 – Интерфейс программного обеспечения

Пример обработки данных способом, представленным в главе 2, изображен на рисунке 3.19.

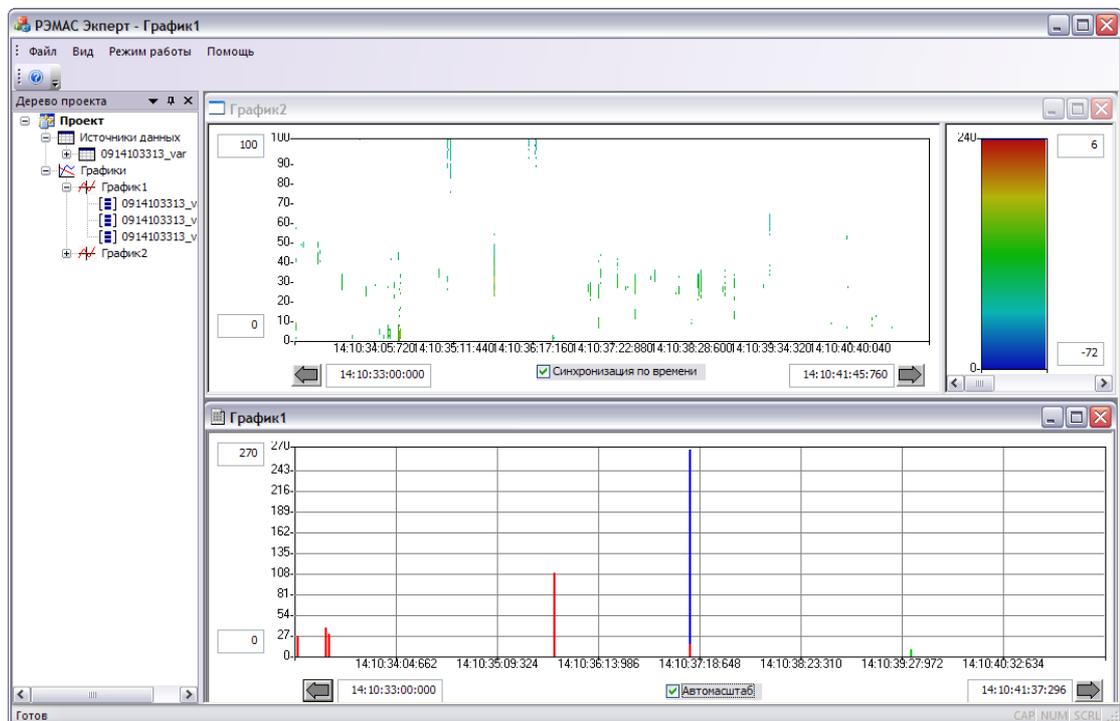


Рисунок 3.19 – Компонент отображения «Временной срез»

### 3.4 Выводы

1. Разработан регистратор электромагнитных и акустических сигналов, который позволяет автономно выполнять мониторинг шахтных сооружений во время и после технологического взрыва и собирать статистические данные о спектральном составе электромагнитного излучения от горных пород.

Основные технические характеристики прибора: диапазон частот анализа сигналов от 1 до 100 кГц; чувствительность электромагнитного канала – 2 мкВ, акустического – 5 мВ; динамический диапазон – 60 дБ; тип фильтрации – БПФ; период обновления спектральных характеристик – 16 мс; шаг по частоте – 1 кГц; полосы фильтров по уровню минус 3 дБ – 3 кГц; коэффициент прямоугольности фильтров по уровням минус 3 дБ и минус 30 дБ составляет 0,3; емкость аккумуляторных батарей - 16 А часов; время автономной работы прибора не менее 3 суток; масса прибора в комплекте с аккумуляторной батареей не более 8 кг.

2. Создано программное обеспечение REMASExpert, которое позволяет:

- а) автоматизированно производить обработку данных;
- б) осуществлять быструю навигацию в большом объеме данных, что сокращает время просмотра и анализа информации;
- в) выполнять фильтрацию в частотном диапазоне, что позволяет выделить быстро протекающие процессы на фоне состояния покоя горного массива.

## **ГЛАВА 4. Экспериментальные исследования электромагнитных сигналов в лабораторных и натуральных условиях с использованием способа частотно-временной обработки**

В настоящей главе представлены результаты апробации полученных в результате моделирования алгоритма первичной обработки электромагнитных сигналов и способа частотно-временного анализа статистических данных для выявления признаков быстропротекающих процессов в горном массиве. Для экспериментальных исследований использовался разработанный и описанный в главе 3 макет регистратора электромагнитных и акустических сигналов (РЭМАС) и созданное программное обеспечение REMASExpert.

#### 4.1 Регистрация электромагнитного излучения в лабораторных условиях

Первые комплексные испытания прибора и программного обеспечения (ПО) выполнялись в лабораторных условиях. Для проведения эксперимента была разработана модель для имитации возможных реальных воздействий. Схема экспериментальной установки изображена на рисунке 4.1.

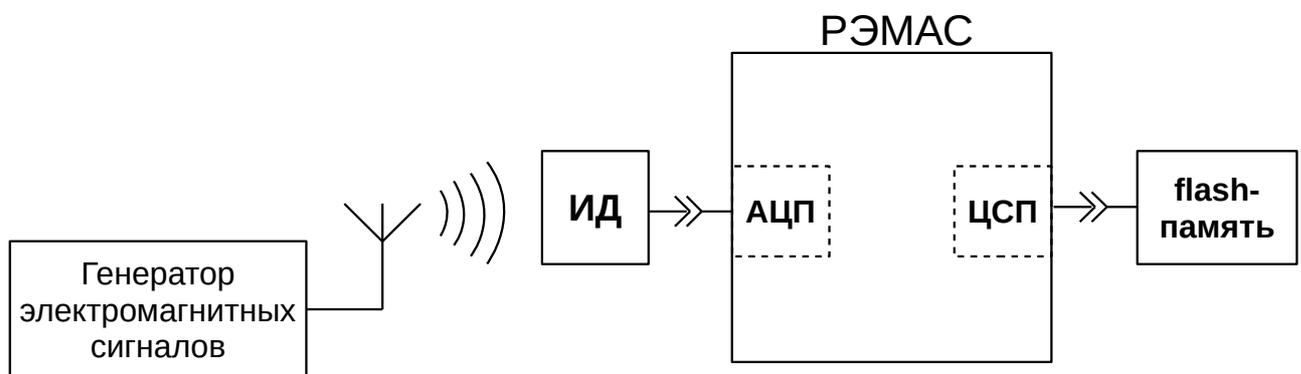


Рисунок 4.1 – Схема экспериментальной установки с использованием генератора произвольной формы

Источником внешнего воздействия выбран генератор сигналов произвольной формы фирмы Tektronix AFG3101 с подключенной к нему антенной в виде кольца Гельмгольца. Излучаемый сигнал регистрируется индукционным датчиком (ИД) прибора. После оцифровки в аналого-цифровом преобразователе (АЦП) данные поступают на цифровой сигнальный процессор (ЦСП), в котором производится предварительное взвешивание окном Кайзера ( $\beta = 9$ ) выборок размером по 1024 отсчета, после чего выполняется быстрое преобразование Фурье. Каждый рассчитанный спектр усреднялся во времени по 32 выборки. Результирующая спектрограмма сохранялась в съёмную flash-память, в качестве которой использовалась SD-карта.

Воздействие осуществлялось сигналом с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) в полосе частот от 1 кГц до 100 кГц. Выбор сигнала обусловлен его широкополосностью и равномерным распределением по указанной полосе частот.

Время изменения частоты сигнала по выбранной полосе частот составило 10 секунд.

На рисунке 4.2 изображен график измеренного сигнала, по которому можно оценить динамический диапазон прибора (не менее 60 дБ).

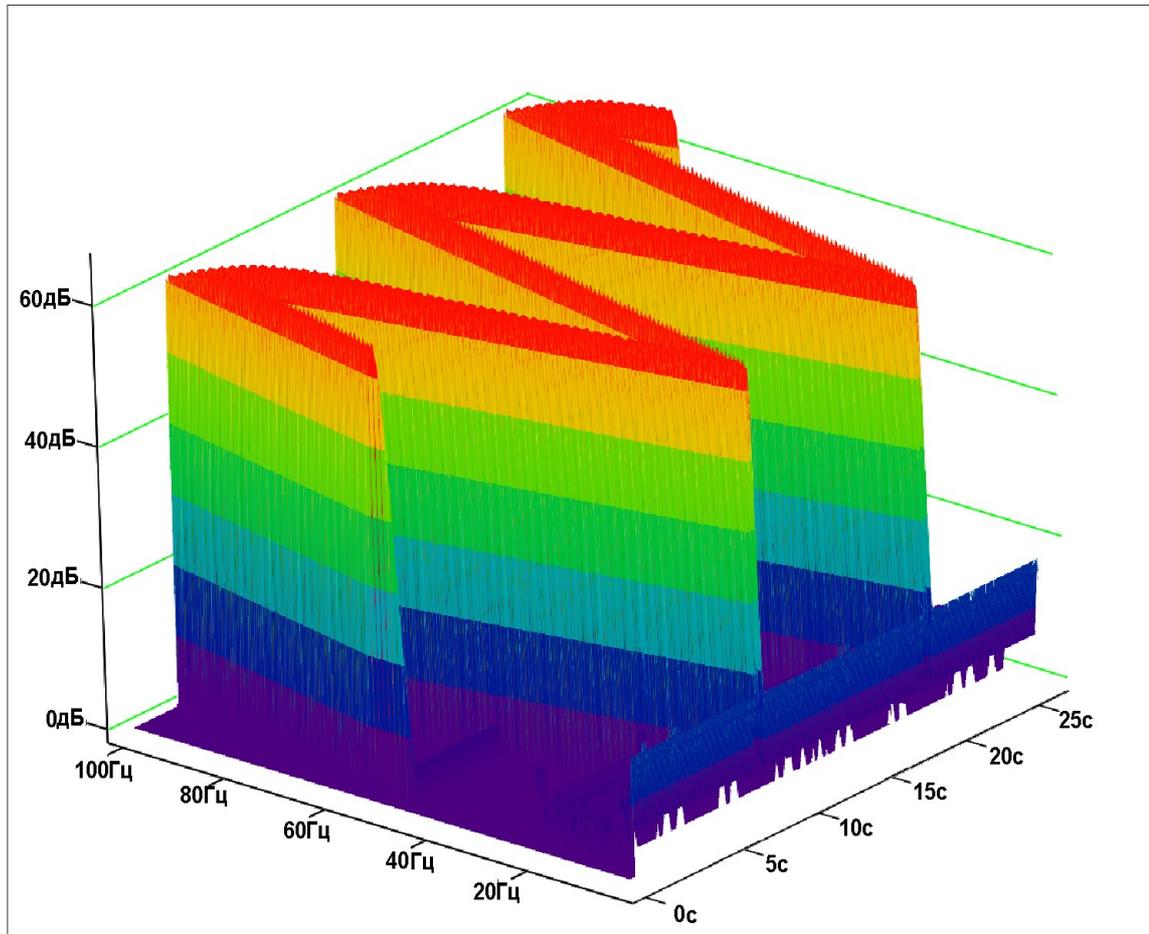
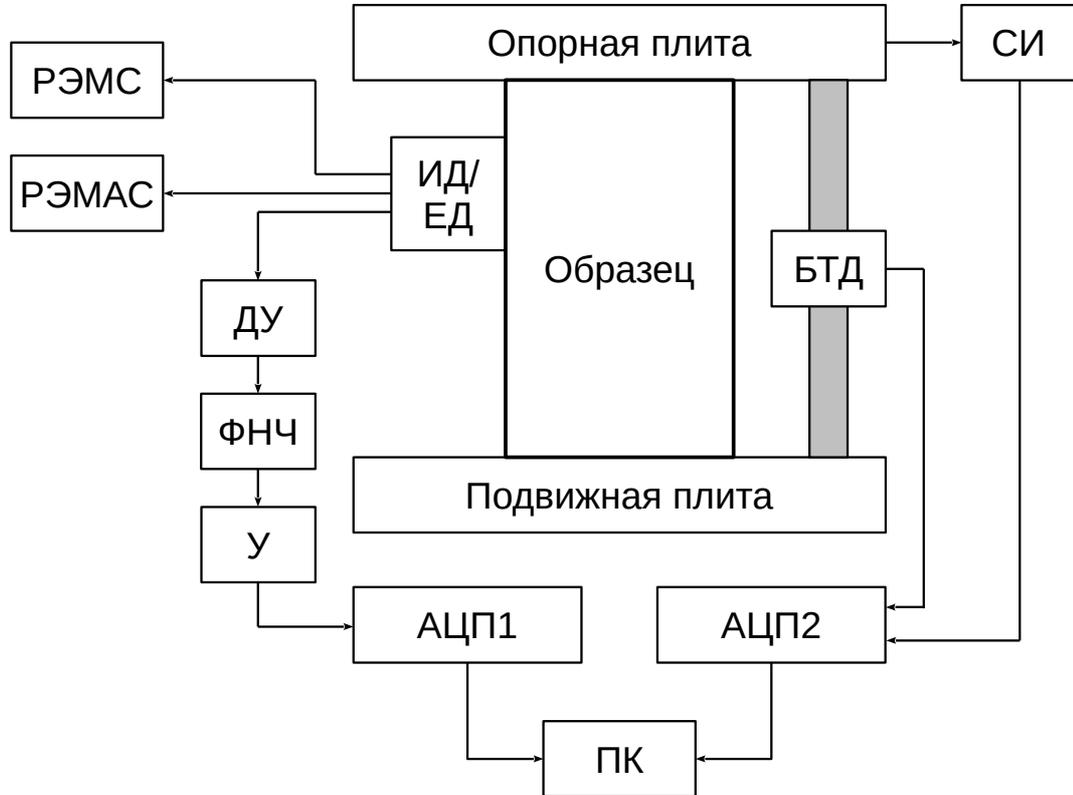


Рисунок 4.2 – Сохраненный амплитудный спектр сигнала

Тестирование прибора в практически значимых работах осуществлялось на базе проблемной научно-исследовательской лаборатории электроники, диэлектриков и полупроводников (ПНИЛ ЭДиП) Национального исследовательского Томского политехнического университета (НИ ТПУ).

Экспериментальная установка представляла описанный в главе 2 диссертации и показанный на рисунке 2.1 гидравлический пресс с подключенным к нему блоком тензодатчиков (БТД) для контроля сжатия образца. Образец горной породы представлял собой цилиндрический керн диаметром 42 мм, который

устанавливался между плитами гидравлического пресса. Максимальная длина керна может составлять 150 мм. Схема экспериментальной установки изображена на рисунке 4.3.



ИД/ЕД – индукционные и емкостной датчики; ДУ – дифференциальный усилитель; ФНЧ – фильтр нижних частот; У – оконечный усилитель; СИ – силотрительная система; БТД – блок тензодатчиков; ПК – персональный компьютер; АЦП1(2) – аналого-цифровые преобразователи.

Рисунок 4.3 – Схема экспериментальной установки

Для того, чтобы убедиться в правильности работы разработанного регистратора РЭМАС параллельно с ним производился съём сигналов с применяемым ранее регистратором электромагнитных сигналов (РЭМС), разработанным в НИ ТПУ [13].

На рисунке 4.4 изображен тестовый образец (поз. 1), помещенный между плитами пресса, и расположение емкостного (поз. 2) и индуктивного (поз. 3) датчиков для выполнения эксперимента. Датчик электрического поля расположен по центру и подключен к АЦП1 NI PCI6251, работающему в режиме самописца. В

корпусе емкостного датчика находится дифференциальный усилитель (ДУ), фильтр нижних частот (ФНЧ) четвертого порядка с частотой среза 100 кГц и оконечный усилитель (У) с коэффициентом усиления 10. На корпусе емкостного датчика установлен переключатель для дискретной установки коэффициента усиления 1, 10, 100. Слева и справа от емкостного датчика расположены индукционные датчики, описанные в главе 3 настоящей работы. Датчик, находящийся слева, подключен к РЭМАС, а датчик, находящийся справа – к РЭМС. В связи с тем, что фоновые излучения в лабораторных условиях гораздо выше, чем в шахтных сооружениях, чувствительность индукционного датчика для РЭМАС в ходе лабораторных исследований была снижена соответствующим уменьшением коэффициента усиления дифференциального усилителя в 10 раз.



1 – образец; 2 – емкостной датчик; 3 – индукционные датчики.

Рисунок 4.4 – Схема экспериментальной установки

На программируемом прессе проводилось одноосное сжатие до разрушения образцов. Длительность эксперимента с данным образцом составила восемь с половиной минут. Разработанный прибор РЭМАС устанавливался в рабочий режим, осуществляющий непрерывную регистрацию, обработку в реальном масштабе времени электромагнитных сигналов и сохранение результатов на съемный носитель. В результате получены данные, отображающие формирование очагов разрушения и непосредственно самого разрушения.

На рисунке 4.5 изображена спектрограмма зарегистрированного сигнала во время проведения лабораторного исследования на описанной выше экспериментальной установке. Согласно первичной обработке, описанной в разделе 2.3, каждое значение спектрограммы представляет собой квадрат среднеквадратичного отклонения ( $\sigma^2$ ) амплитудного спектра на заданном временном интервале. Потерю выбросов удалось избежать за счет прореживания по времени с выборкой максимального значения амплитуды.

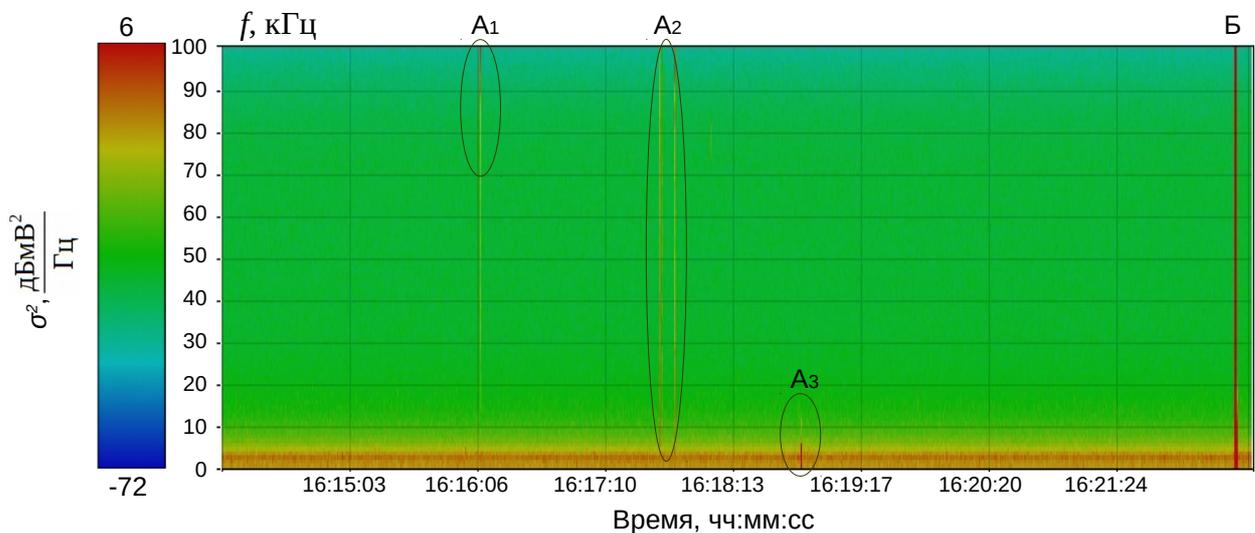


Рисунок 4.5 – Частотно-временная зависимость квадрата СКО спектральных амплитуд зарегистрированного индукционным датчиком электромагнитного излучения в результате лабораторного эксперимента

Весь эксперимент от начала нагружения продолжался восемь минут 25 секунд. При этом степень нагружения на образец большую часть времени нарастала линейно и в момент разрушения образца достигла 160 кН.

Согласно карте цветов на рисунке 4.5  $\sigma^2$  спектральных амплитуд в диапазоне частот 10 – 90 кГц составляет минус 39 дБмВ<sup>2</sup>/Гц. Причем на близких к 100 кГц частотах значение  $\sigma^2$  уменьшается ориентировочно на 10 дБмВ<sup>2</sup>/Гц, а на частотах близких к нулю увеличивается на 15 – 20 дБмВ<sup>2</sup>/Гц.

На рисунке 4.5 можно выделить события подготовки к разрушению (в позициях  $A_i$ , где  $i = 1, 2, 3$ ), и непосредственно разрушение образца в позиции Б. Позиции  $A_i$  можно интерпретировать следующим образом:  $A_1$  – образование очагов разрушения в виде микротрещин;  $A_2$  – возникновение магистральной трещины в результате объединения определенного критического количества микротрещин;  $A_3$  – последующее разрушение материала и увеличение числа микротрещин [110 – 112].

Программное обеспечение для просмотра и анализа зарегистрированных данных электромагнитной обстановки позволяет визуализировать отдельные спектральные составляющие и их квадрат СКО. Далее рассмотрены (рисунок 4.6) изменения значений  $\sigma^2$  амплитуд спектральных составляющих во времени для частот 6 кГц и 80 кГц. В связи с тем, что во время полного разрушения образца (событие Б)  $\sigma^2$  достигает 65000 отн. ед., то для подробного рассмотрения событий  $A_i$  масштаб ограничен значением 7000.

Отдельно рассматривая зависимости на частотах 6 и 80 кГц представленной на рисунке 4.6 спектрограммы, можно сделать следующие выводы: событие  $A_1$  является широкополосным сигналом, амплитуда которого уменьшается с уменьшением частоты; события  $A_2$  связаны с появлением короткоимпульсных сигналов; событие  $A_3$  является узкополосным сигналом большой амплитуды. Дополнительно графике отмечены события  $A_4$  и  $A_5$ , которые из-за малого цветового контраста не были выделены на рисунке 4.5.

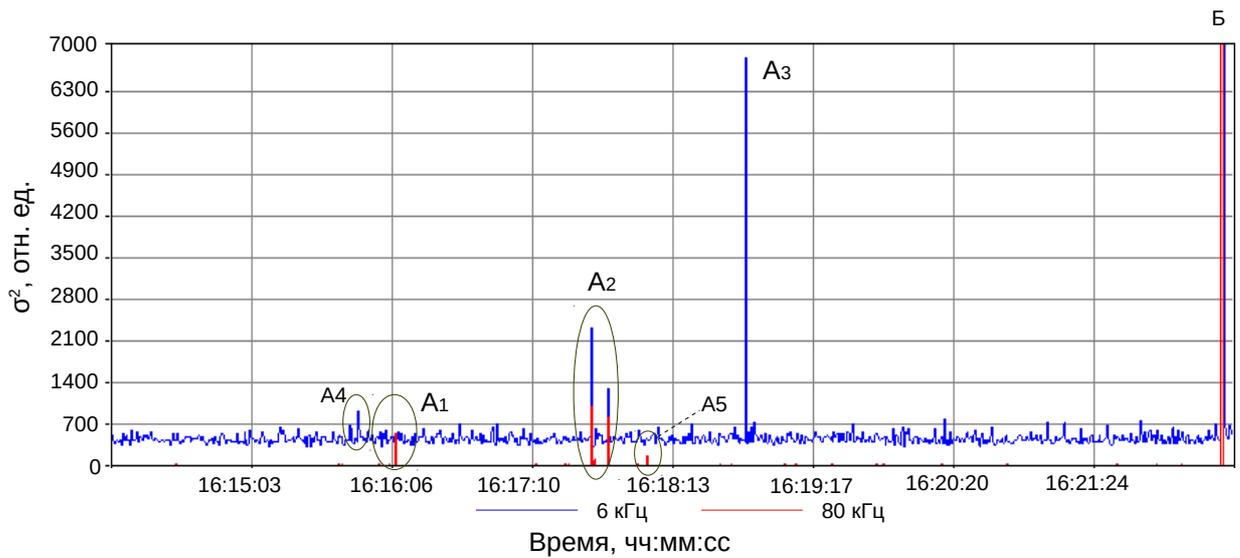


Рисунок 4.6 – Зависимости от времени  $\sigma^2$  амплитуд спектральных плотностей на частотах 6 и 80 кГц, полученные в результате лабораторного эксперимента ( $A_{1,2,3}$  и Б те же, что и на рисунке 4.5)

Далее выполнена обработка спектрограммы при помощи описанного в главе 2 настоящей работы способа частотно-временного статистического анализа статистических данных (2.8) – (2.10). Результат обработки изображен на рисунке 4.7. Для подробного отображения результатов выбран весовой коэффициент  $k = 6$  и сглаживающий коэффициент  $m = 64$ . По сравнению с рисунком 4.5 все значения квадратов среднеквадратичных отклонений спектральных составляющих, амплитуды которых ниже «плавающего» порогового значения, определенного по формулам (2.8) – (2.11), были устранены. Таким образом, изображенная на рисунке 4.5 спектрограмма приняла вид частотно-временной карты событий. Здесь подтверждены отмеченные ранее события  $A_1 - A_5$  и помимо этого промаркированы события  $A_7$ , значения  $\sigma^2$  амплитуд которых достигли порогового значения с установленным весовым коэффициентом. Судить о том, какого типа сигналы являются  $A_7$  на данном этапе не представляется возможным, потому что это могут быть как узкополосные сигналы, так и широкополосные, но их амплитуда была настолько мала, что проявился только их максимум.

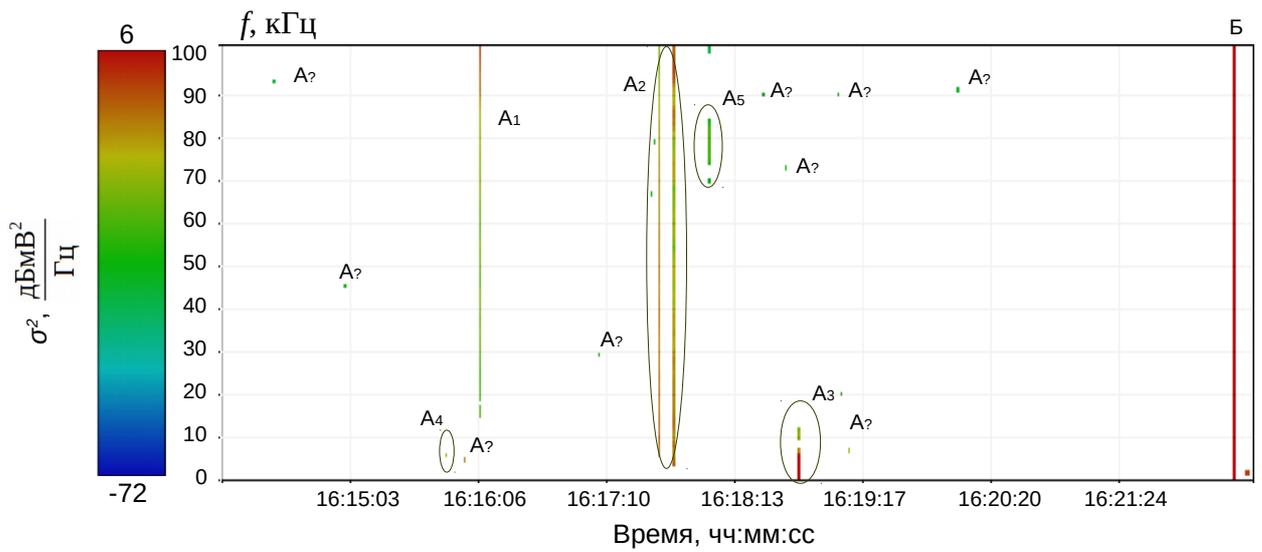


Рисунок 4.7 – Обработанная частотно-временная характеристика  $\sigma^2$  спектральных амплитуд электромагнитного излучения индукционного датчика, полученное в результате лабораторного эксперимента

На рисунке 4.8 изображены обработанные зависимости  $\sigma^2$  спектральных составляющих от времени для частот 6 кГц и 80 кГц, представленные на рисунке 4.7.

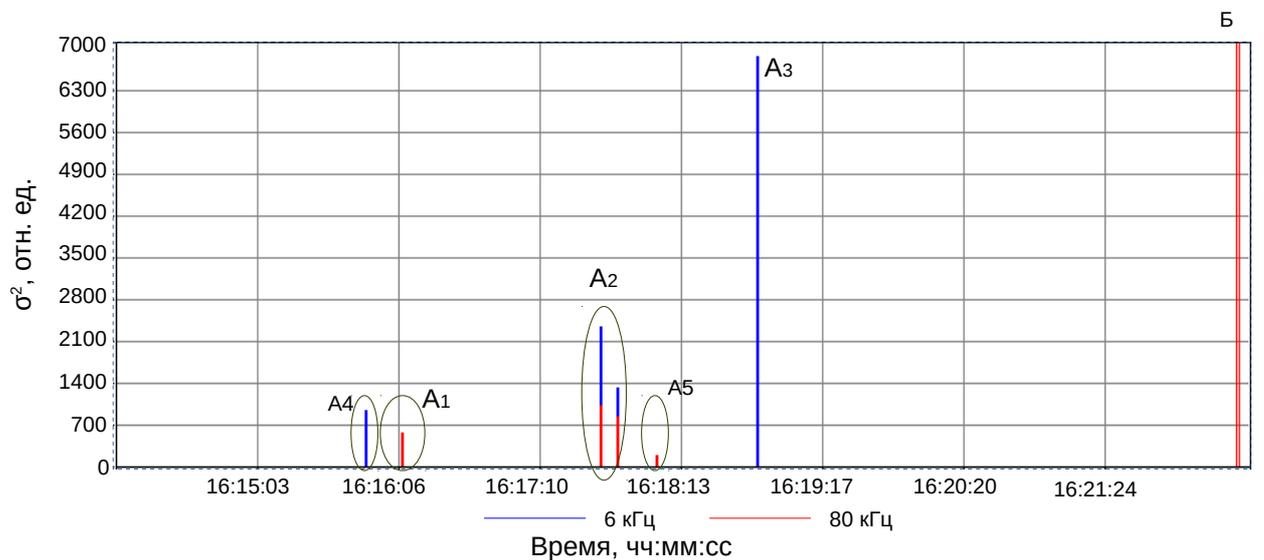


Рисунок 4.8 – Зависимости  $\sigma^2$  спектральных составляющих от времени для частот 6 кГц и 80 кГц после обработки

В результате обработки все отмеченные на рисунке 4.6 события подтверждены на рисунке 4.8. Все избыточные данные, характеризующие шумы и

помехи, согласно алгоритму устранены.

В процессе работы с алгоритмом частотно-временного анализа статистических данных замечена проблема инерционности. То есть, когда импульс большой амплитуды вносит свой значительный вклад в значение математического ожидания, то завышается порог отсечки при поиске событий. Данный эффект рассмотрен в ходе проведенного эксперимента, результат которого изображен на рисунке 4.9. Цель эксперимента заключалась в том, чтобы обосновать выбор сглаживающего коэффициента  $m$  при проведении реальных исследований. Здесь преднамеренно устанавливался заниженный весовой коэффициент  $k$ , чтобы можно было рассмотреть инерционность алгоритма. Тем самым, на рисунке наблюдается множество побочных шумовых выбросов (в основной массе они являются зелеными точками на графиках), которые считаются избыточными данными. На каждом новом подходе к обработке сглаживающий коэффициент увеличивался от 32 до 512. Замечено, что чем выше  $m$  на свободном от импульсов высоких значений  $\sigma^2$  участке, тем ниже пороговое значение для отсечки событий в работе алгоритма. Это может быть объяснено тем, что при использовании большего числа значений для расчета математического ожидания, последнее становится наиболее сглаженным и стабильным. В связи с этим на каждом подходе к обработке выполнялась коррекция весового коэффициента  $k$  (от 3,8 до 4,2) для получения идентичной концентрации побочных выбросов.

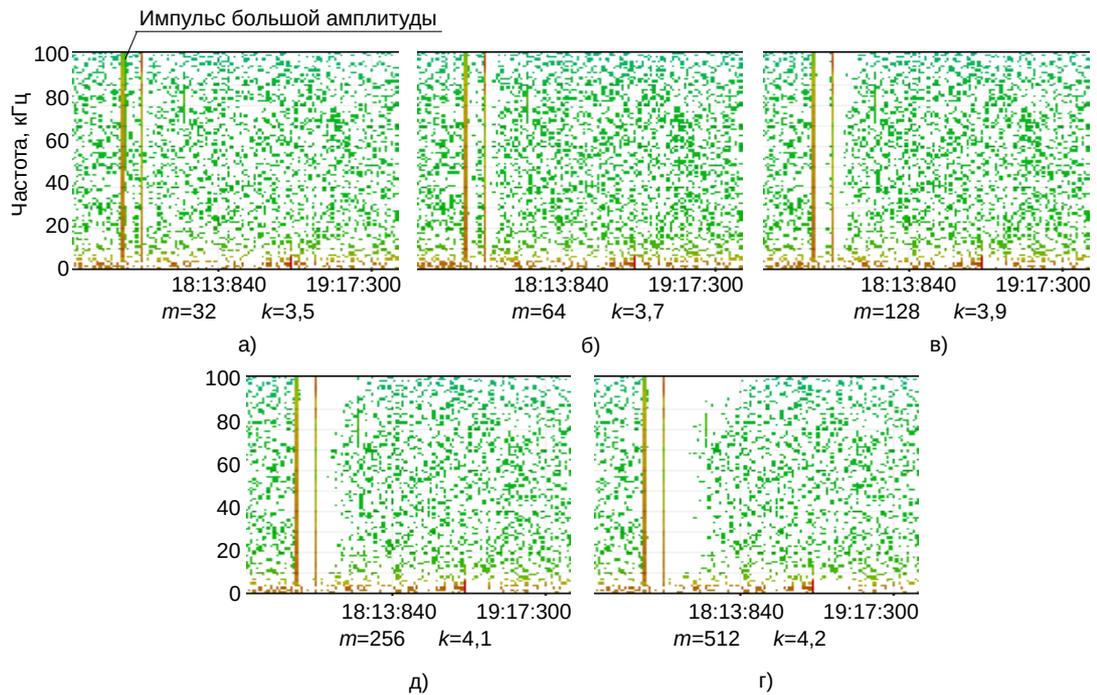


Рисунок 4.9 – Зависимость инерционности алгоритма от изменения коэффициента сглаживания  $m$

На рисунке 4.9 можно заметить, что после импульсов с большими амплитудами при увеличении  $m$  возрастает зона, в которой не фиксируются как побочные, так и реальные события с малыми амплитудными. Последнее может быть подтверждено на следующем рисунке 4.10, где при установке коэффициента сглаживания  $m = 32$  зафиксирован сигнал  $A_x$ , который не был замечен при больших значениях коэффициента  $m$ . Таким образом, можно сделать вывод о нецелесообразности использования больших коэффициентов сглаживания при подробном анализе кратковременных участков. Тем не менее для достаточно достоверного расчета математического ожидания значений  $\sigma^2$  амплитуд спектральных составляющих на временном отрезке необходимо учесть не менее 32 значений [88].

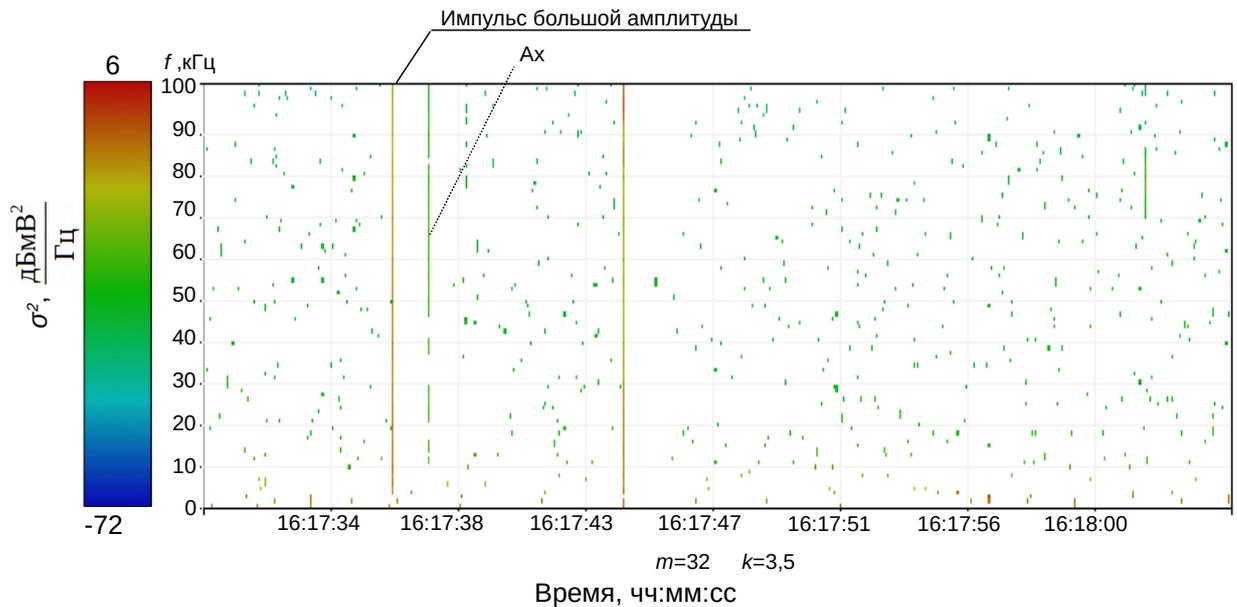


Рисунок 4.10 – Отрезок частотно-временной характеристики  $\sigma^2$  (рисунок 4.9, а) в увеличенном масштабе

Исходя из изложенных выше данных, связанных с практическим применением способа частотно-временного анализа статистических данных сформулированы требования к выбору параметров для получения наиболее адекватных результатов:

1) Выбор коэффициента сглаживания  $m$  должен осуществляться в зависимости от ожидаемой интенсивности появления событий. Чем выше интенсивность, тем ниже  $m$ .

2) Для более достоверного расчета математического ожидания и во избежание инерционности работы алгоритма обработки сглаживающий коэффициент  $m$  следует устанавливать в начале обработки данных в интервале значений 32. В случае наличия стационарной гармонической помехи значение сглаживающего коэффициента должно выбираться таким образом, чтобы при расчете математического ожидания учитывался вес всех отсчетов на одном периоде помехи. Таким образом, в конечном расчете помеховый сигнал может быть устранен.

3) Выбор весового коэффициента  $k$  должен осуществляться на свободном от событий участке.

4) Величина весового  $k$  должна определять граничный порог для отсечки фоновых шумовых выбросов, которые являются побочными событиями. Выбор  $k$  должен осуществляться итерационно путем последовательного увеличения  $k$ , пока не будут устранены побочные события, обусловленные аддитивным шумом (зеленые точки на спектрограмме на рисунке 4.5).

В ходе анализа (рисунок 4.10) выявлено, что среди побочных точечных событий факты присутствия полезных сигналов проявляются в виде вертикальных линий. Такое явление объясняется тем, что подавляющее большинство сигналов, излучаемых горными породами не являются узкополосными, а обладают достаточно широким частотным спектром. А так как длительность большинства сигналов или их основной энергетической части уместается в одном временном окне анализа, то на спектрограмме они выглядят в виде вертикальных полос. В связи с этой выявленной закономерностью предложен дополнительный алгоритм анализа статистических данных, который содержит следующую последовательность действий:

1) Обработка исходных данных по предложенному ранее алгоритму статической обработки согласно рисунка 4.10. Выбор весового коэффициента должен осуществляться таким образом, чтобы только сохранить участки с высокими энергиями, в том числе и области фоновых шумовых выбросов.

2) Анализ обработанной спектрограммы, как некоторой карты и выявление тех событий, которые представлены в виде вертикальных линий.

3) Очистка всех временных участков, на которых отсутствуют вертикальные линии.

Таким образом, чувствительность определения алгоритмом наличия полезного сигнала на временном участке может быть повышена до уровня побочных фоновых шумов.

## 4.2 Регистрация электромагнитного излучения в шахтных сооружениях

Полевые работы с разработанным регистратором электромагнитных и акустически сигналов выполнялись на входящей в состав подразделения «Евразруда» рудной шахте в городе Таштагол Кемеровской области. Периодом времени, когда наиболее часто и явно происходят геодинамические изменения, считается время выполнения массового взрыва для разработки рудного блока. Тротильный эквивалент закладываемой взрывчатки составляет 240 тонн. Как правило последствиями таких потрясений являются смещения целых блоков пород и образование зон повышенного напряженно-деформированного состояния пород.

В связи с тем, что наибольшая электромагнитная активность наблюдается возле эпицентра взрыва, то размещение прибора выбиралось в ближайших окрестностях от взрывных работ. В исследовательских работах расстояние от источника распространение взрывной волны составляло 70 – 80 метров.

На рисунке 4.11 изображена карта шахтного поля, на котором проводилось одно из исследований. Глубина от поверхности земли составляла 450 метров.

Синим цветом обозначены места расположения приборов в окрестностях взрывных работ, которые обозначены красным цветом. Приборы размещались по разным сторонам от эпицентра взрыва с целью расширить область исследования.

В целях безопасности приборы устанавливались в шахте за сутки до массового взрыва. Особое внимание уделялось местам установки приборов. На установку оказали влияние такие факторы, как прямое воздействие взрывной волны, возможность повреждения приборов сколами от стен и т. д. На рисунке 4.12 изображено место установки одного из приборов. Регистратор расположен в «кармане» тоннеля. Возможности образования крупного скола на месте установки не наблюдалось, а для защиты от мелких сколов прибор был прикрыт досками.

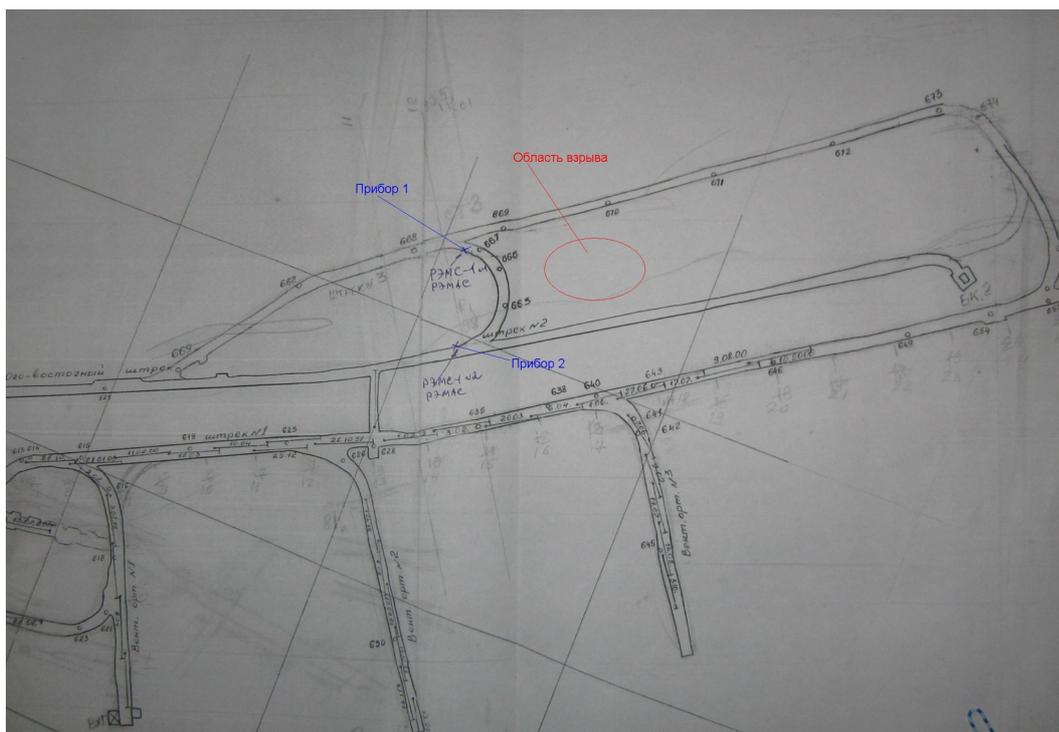


Рисунок 4.12 – Карта шахтного поля



Рисунок 4.12 – Место размещения прибора

В месте установки прибора датчики подключались по проводной шине длиной пять метров. Это давало определенную свободу для их ориентации в пространстве. На рисунке 4.13 изображено размещение датчиков одного из

приборов. Здесь датчики расположены вдоль стены и закреплены защитной сеткой. Датчики устанавливались с разной ориентацией, тем самым обеспечивая наибольшее покрытие в зоне мониторинга.



Рисунок 4.13 – Размещение датчиков прибора в шахте

В данной работе в условии шахты проведен эксперимент для оценки эффективности работы представленного способа частотно-временного анализа и выделения на фоне шумов и помех импульсных сигналов, соответствующих краткосрочным геодинамическим событиям. Для этого средствами самого регистратора электромагнитных сигналов была создана периодически повторяющаяся стационарная помеха, путём снятия экрана со шлейфа, соединяющего контроллер памяти и SD – карту. В результате проходящие по шлейфу сигналы создали периодическую наводку длительностью 40 – 45 с., которая соответствует времени записи 1 мегабайта данных на карту памяти, и с периодом повторения примерно 1 м. 20 с., что отражено на частотно-временной характеристике (рисунок 4.14).

На длительном интервале времени данная периодическая помеха является стационарной и к её обработке и устранению может быть применен рассмотренный во второй главе способ статистического анализа. После установки коэффициента сглаживания  $m = 512$  и порогового коэффициента  $k = 6,5$  помеха была устранена (рисунок 4.15).

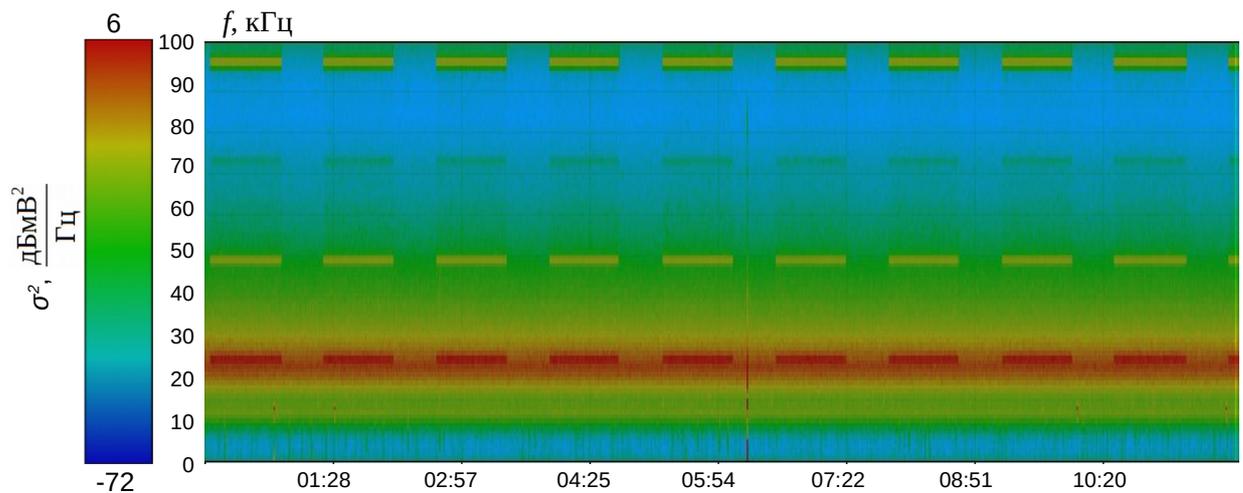


Рисунок 4.15 – Частотно-временная характеристика значений  $\sigma^2$  амплитуд спектральных составляющих электромагнитного излучения и помехи



Рисунок 4.15 – Обработанные значения  $\sigma^2$  спектральных составляющих электромагнитного излучения с устраненной помехой

В результате проведенного эксперимента на рисунке 4.15 отмечено, что шумовой фон и периодически повторяющаяся помеха после обработки устранены. Большое значение коэффициента сглаживания  $m = 512$  объясняется длительным периодом повторения помехи, то есть косвенно является условным временным интервалом, который учитывается при расчете порога для определения участков, обладающих характером стационарных процессов, и на их фоне способ частотно-временного анализа выделяет те сигналы, которые не подходят под критерий стационарности. Таким образом на рисунке 4.15 получено подтверждение

работоспособности описанного во второй главе способа частотно-временного статистического анализа электромагнитного излучения.

Как правило, в исследуемом руднике массовый взрыв производится в воскресенье в 12:00. Через двое суток после взрыва приборы поднимались на поверхность. В зарегистрированных прибором данных в первую очередь выполнялся поиск опорного сигнала, который возникает в результате взрыва. Ниже приведено изменение во времени математического ожидания (рисунок 4.16) и квадрата СКО (рисунок 4.17) значений спектральной амплитуды на частоте 13 кГц, которые были зарегистрированы одним из приборов.

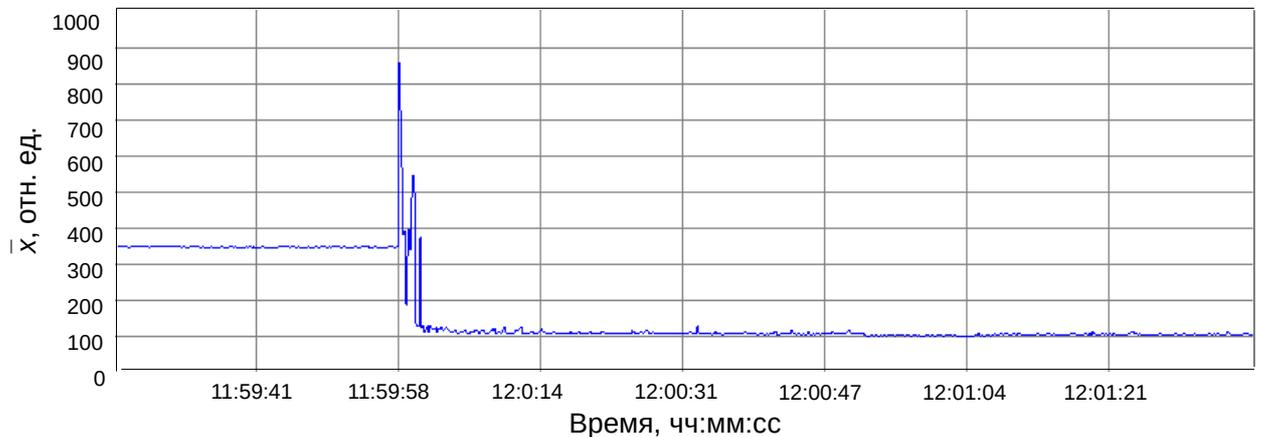


Рисунок 4.16 – Изменение во времени математического ожидания значений спектральной амплитуды на частоте 13 кГц в момент технологического взрыва

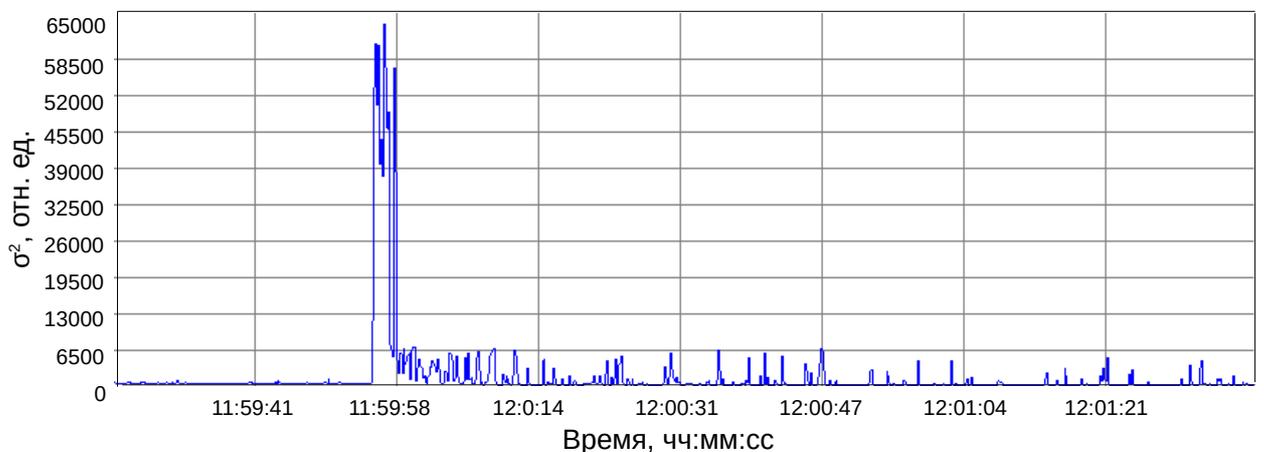


Рисунок 4.17 – Изменение во времени квадрата СКО значений спектральной амплитуды на частоте 13 кГц в момент технологического взрыва

Из представленных зависимостей видно, что амплитуда квадрата среднеквадратичного отклонения более чем в 70 раз превосходит амплитуду математического ожидания, что может быть признаком наличия коротких импульсов высокой амплитуды. После взрыва характеристика квадрата среднеквадратичного отклонения (рисунок 4.17) отражает высокую импульсную активность, по сравнению с характеристикой математического ожидания спектральной амплитуды на 13 кГц (рисунок 4.16). Данная особенность подтверждает высокий информативный показатель, соответствующий протекающим деструктивным процессам в шахтном сооружении после массового взрыва.

Шахта, в которой выполнялись исследования, оснащена сейсмостанцией. Датчики сейсмостанции регистрируют колебания горного массива и передают информацию в центральный пульт. На рисунке 4.18 изображена диаграмма сейсмической активности после взрыва в течение 26 часов. Амплитуда выражена в классе сейсмоактивности и рассчитывается по следующей формуле:

$$\text{Класс} = \log_{10}(E), \quad (4.1)$$

где  $E$  – энергия [Дж] зарегистрированного сейсмического события.

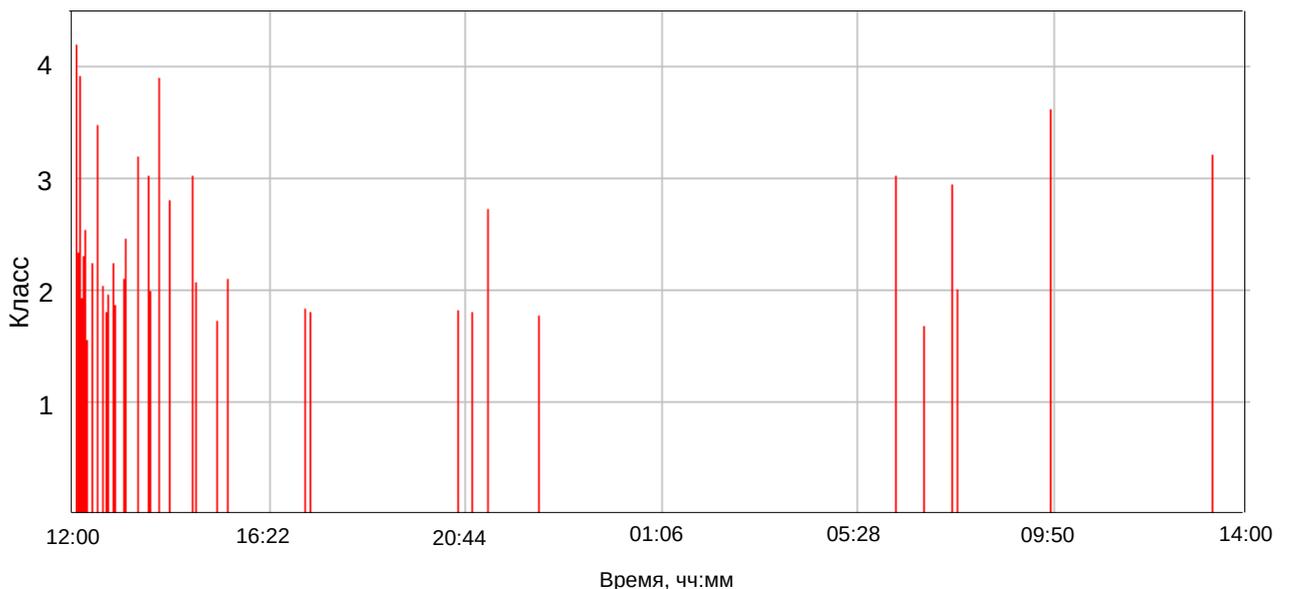


Рисунок 4.18 – Диаграмма сейсмоактивности после массового взрыва

На представленном рисунке 4.18 согласно исходному журналу

сейсмоактивности изображено 79 сейсмических событий, причем основная их концентрация сосредоточена в первых десяти минутах после массового взрыва. Далее выполнено графическое сопоставление сейсмоданных и зарегистрированной прибором, описанным в настоящей работе, электромагнитной активности и обработки исходных данных алгоритмами первичной и конечной обработки, описанными во второй главе диссертации. Для более качественной оценки весь временной отрезок в 26 часов был разбит на три интервала: интервал 1 – от 12:00 до 19:00 первого дня, интервал 2 – от 18:00 первого дня до 01:00 второго; интервал 3 – от 05:00 до 12:00 второго дня.

На рисунке 4.19 изображена диаграмма сейсмоактивности на интервале 1 и сопоставленная ей диаграмма электромагнитной активности на частоте 5 кГц (рисунок 4.20, масштаб по оси ординат ограничен значением 10000).

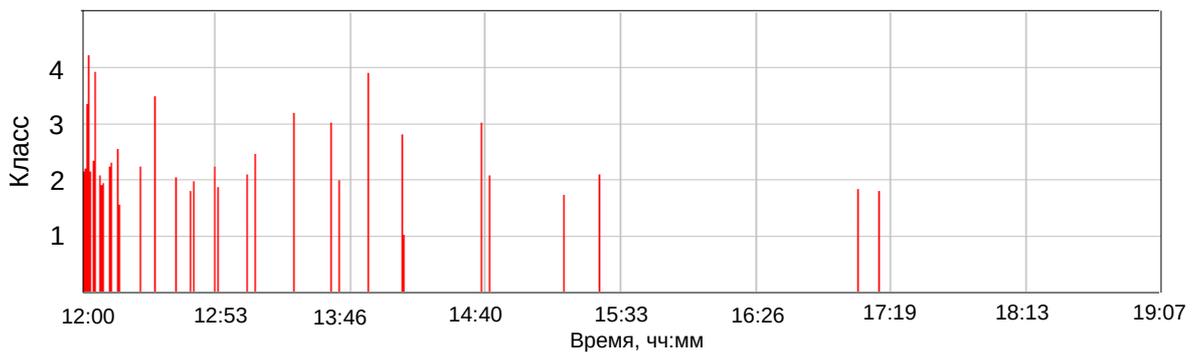


Рисунок 4.19 – Диаграмма сейсмоактивности (интервал 1)

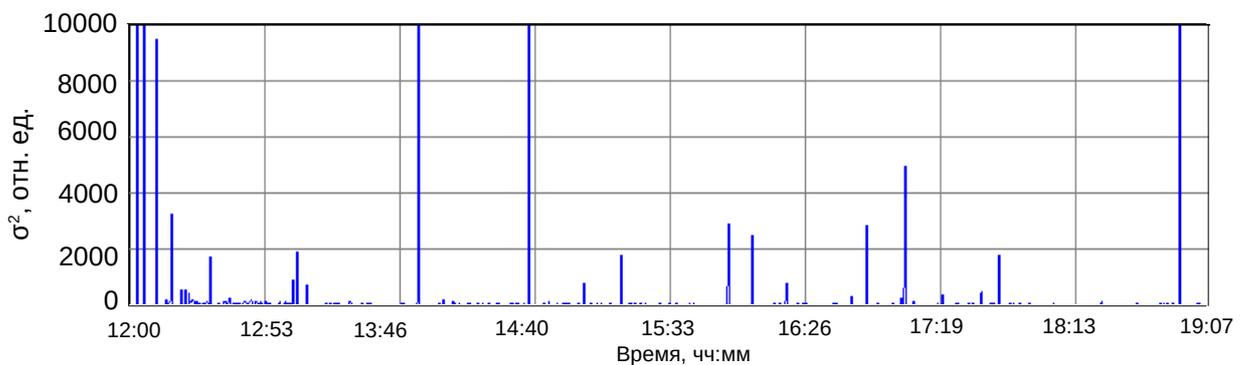


Рисунок 4.20 – Диаграмма интенсивности ЭМИ (квадрат СКО)

на частоте 5 кГц (интервал 1)

Из представленных на рисунках данных сделан вывод, что не все электромагнитные импульсы на частоте 5 кГц коррелируют с сейсмоданными.

При этом некоторые пульсации, соответствующие сейсмоданным можно проследить в других частотных составляющих. Отличие амплитуд сейсмических толчков и электромагнитного излучения можно объяснить следующими факторами:

1) Источник сейсмоактивности наблюдался в разных местах в окрестностях массового взрыва. Сейсмоданные поступали на пункт сбора информации от распределенной системы датчиков, что обеспечивало истинность амплитудных значений. Регистратор электромагнитных сигналов на данном этапе не предусматривает системы датчиков, размещенных в шахтном поле, поэтому и электромагнитный сигнал поступающий из разных точек пространства в один датчик может не соответствовать сейсмоданным. Данные выводы можно подтвердить исходя из того, что прибор размещался на глубине минус 270 метров от уровня моря, а толчки в моменты времени 14:37 были зарегистрированы на глубине минус 228 метров, а в 14:41 на глубине минус 109 метров. Первое сейсмическое событие в виде электромагнитного импульса было зарегистрировано прибором, а второе нет. Аналогичный пример наблюдается в момент времени 17:06 на глубине минус 284 метра и в 17:14 на глубине минус 306 метров. На диаграмме интенсивности электромагнитного излучения (рисунок 4.20) импульс, соответствующий второму событию отсутствует.

2) Амплитуда зарегистрированных данных, представленных на рисунке 4.20 прямо связана с регистрируемыми датчиками амплитудой и длительностью электромагнитных импульсов, которые в свою очередь из-за степени удаленности прямо не связаны с мощностью сейсмического толчка.

На рисунке 4.21 изображена диаграмма сейсмоактивности на временном интервале 2 и сопоставленная ей диаграмма электромагнитной активности на частоте 5 кГц (рисунок 4.22).

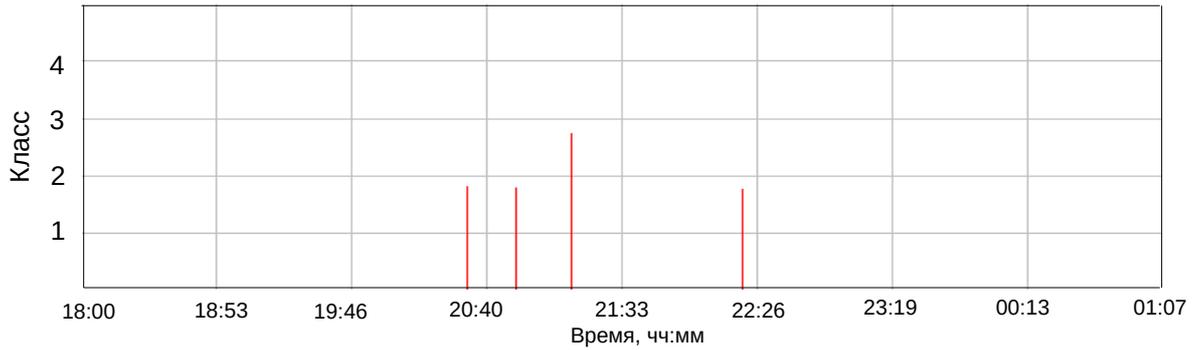


Рисунок 4.21 – Диаграмма сейсмоактивности (интервал 2)

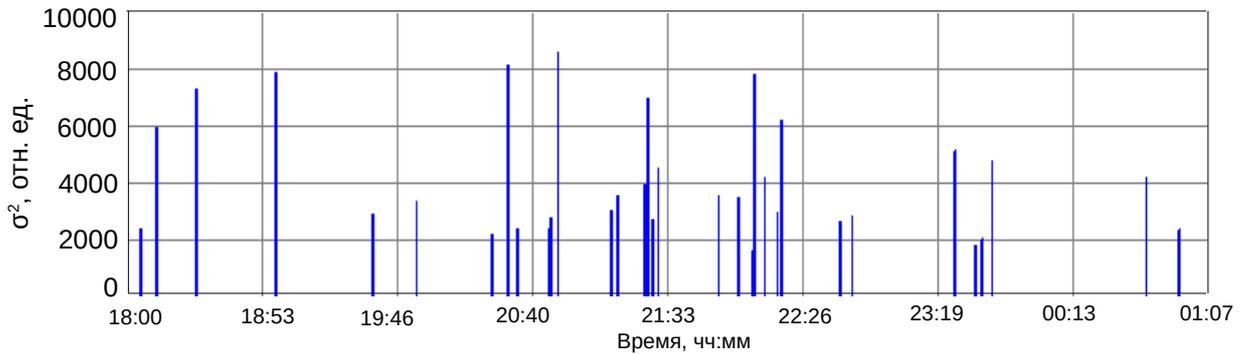


Рисунок 4.22 – Диаграмма интенсивности ЭМИ (квадрат СКО)  
на частоте 5 кГц (интервал 2)

Из представленных на рисунке 4.22 данных сделан вывод, что все сейсмические события присутствуют на диаграмме интенсивности электромагнитного излучения в виде импульсов. Помимо этого в области шахты, где проводился мониторинг, от горных пород наблюдались электромагнитные импульсы, которые косвенно могли быть связаны с формированием очагов разрушения и прорастанием магистральных трещин.

На рисунке 4.23 изображена диаграмма сейсмоактивности на временном интервале 3 и сопоставленная ей диаграмма электромагнитной активности (рисунок 4.24). В отличие от предыдущих диаграмм здесь наиболее выраженными являлись составляющие на частоте 13 кГц.

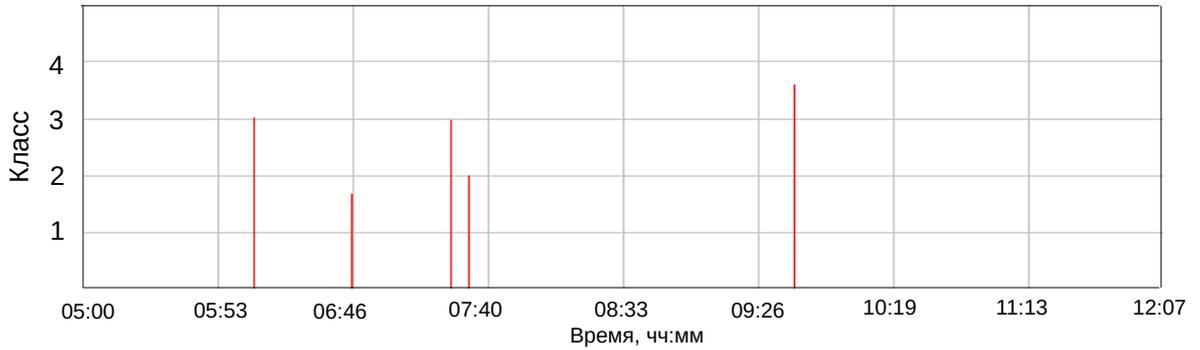


Рисунок 4.23 – Диаграмма сейсмоактивности (интервал 3)

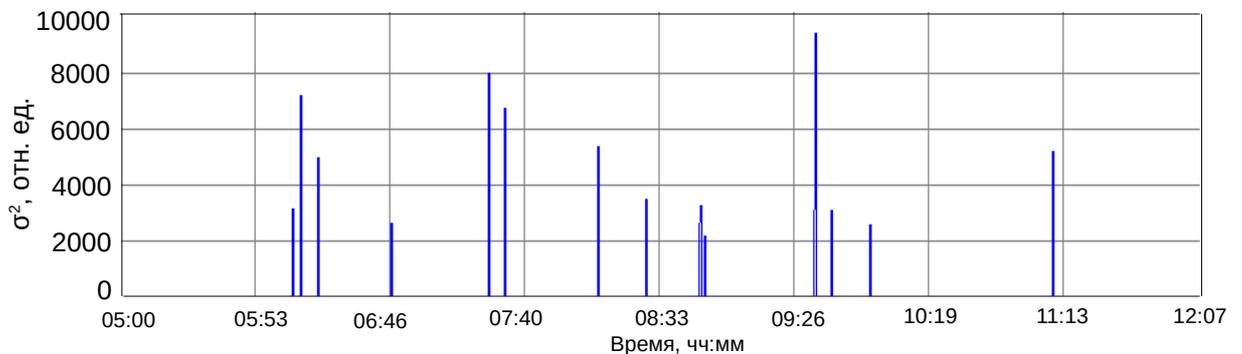


Рисунок 4.24 – Диаграмма интенсивности ЭМИ (квадрат СКО)  
на частоте 13 кГц (интервал 3)

На представленных рисунках 4.23 – 4.24 наблюдается совпадение по времени сейсмических и электромагнитных событий. Помимо этого, на диаграмме интенсивности ЭМИ присутствуют пульсации с 08:00 до 09:00, которые могут служить предвестниками готовящегося сейсмического толчка, произошедшего в 09:44. На рисунке 4.25 подробно рассмотрен временной интервал с 08:00 до 09:00. Здесь на одном графике наложены рассчитанные по описанному во второй главе алгоритму частотные составляющие от 1 до 16 кГц. Для обработки применен коэффициент сглаживания  $m = 64$ , а пороговый коэффициент  $k = 7,3$ . Наиболее явно проявляются импульсы на частоте 13 кГц в моменты времени 8:10, 8:19, 8:30. Помимо этого выделяется активность на частоте 4 кГц (8:17), 8 кГц (8:41, 8:48). Наиболее явным выглядит временной интервал 8:51 – 8:57, в котором проявляются составляющие из широкого спектра частот.

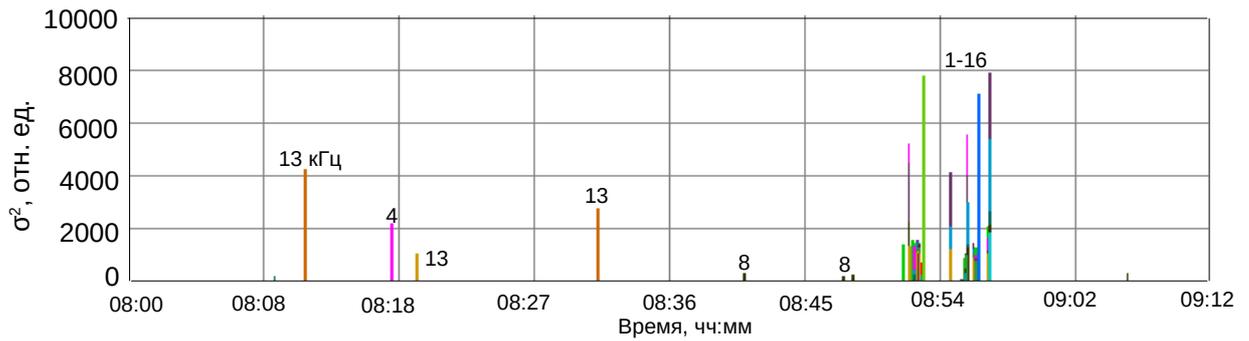


Рисунок 4.25 – Диаграмма интенсивности ЭМИ (квадрат СКО)  
на частотах 1 – 16 кГц (8:00 – 9:00)

Частотно - временная характеристика интенсивности электромагнитного излучения, соответствующая рисунку 4.25, изображена на рисунке 4.26. Овалами на рисунке выделены области сигналов для сопоставления с рисунком 4.25.

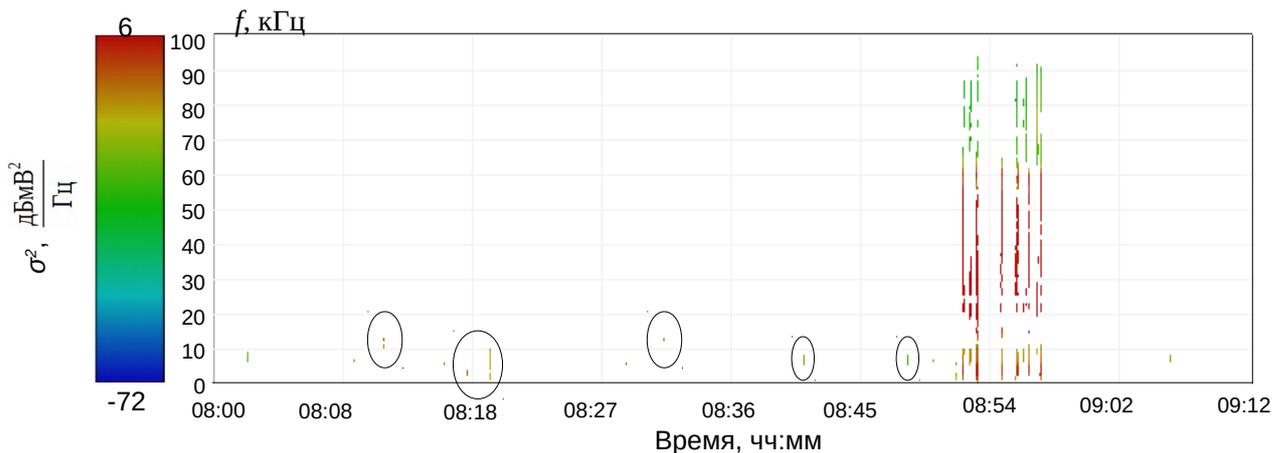


Рисунок 4.26 – Частотно - временная характеристика интенсивности ЭМИ после обработки (8:00 – 9:00)

Сигналы в интервале времени 8:51 – 8:57 наблюдаются в широком частотном диапазоне, что сопоставимо с полученными в лабораторных условиях результатами. По оценке специалистами из Томского политехнического университета такие долговременные процессы могут быть связаны с уплотнением слоев в рудных телах, которые происходят в результате релаксации горных пород после смещения в результате массового взрыва. Такой процесс может проходить продолжительное время и при этом не вызывать сейсмических признаков, что и подтверждает журнал сейсмостанции (см. рисунок 4.23).

### **4.3 Оценка возможности беспроводной передачи данных в шахтном поле**

В предыдущих разделах и главах диссертации были описаны разработанные алгоритмы и средства для продолжительного мониторинга горных пород. В дальнейшем, после определения всех факторов для осуществления прогнозирования геодинамических событий, будет создаваться распределенная информационная система. Оконечными устройствами данной системы будут являться регистраторы электромагнитных сигналов, размещаемые равномерно в шахтном поле и выполняющие задачи регистрации и обработки входных данных с выделением тех сигналов, которые соответствуют изменениям состояния породы. Другое оконечное устройство планируется разместить в пульт диспетчера, в который по системе связи будут передаваться данные от регистраторов и приниматься решения о степени опасности. Это будет производиться на основе комплексной обработки данных от всех регистраторов информационной системы и формировании карты интенсивности определенных в результате научных исследований типов электромагнитного излучения в шахте.

Внедрение проводных технологий передачи данных требует больших как финансовых, так и трудовых затрат. Причем в шахте необходимо обеспечение требований пожаро- и взрывобезопасности. В связи с этим можно рассматривать только технологии беспроводной передачи данных. Наиболее подходящей для организации сетей в шахтных сооружениях является топология с ячеистой структурой (mesh) [113], в которой каждый из элементов сети может соединяться с несколькими другими элементами и выступать в роли ретранслятора сигнала, при этом с возможностью выполнения роли оконечного устройства. Такая технология характеризуется высокой гибкостью к проектированию структуры сети. Нами разработаны первые элементы сети в виде приёмопередающего модуля, работающего от аккумулятора. Сами модули разработаны на базе гибридной интегральной схемы SIM20 [114] компании Simcom Technology. Модуль работает в

ISM-диапазоне 433 – 434,79 МГц. Максимальная выходная мощность 20 мВт (10 уровней выходной мощности). Скорость обмена данными 2400–128000 бит/с. Чувствительность приемника минус 118 дБм.

На базе выбранной микросхемы изготовлен комплект из трех приемопередающих модулей для экспериментальной оценки дальности связи при различной скорости передачи данных [115]. В качестве антенны использовался четвертьволновый вибратор.

На рисунке 4.27 представлена структурная схема макета mesh-сети, согласно которой были проведены испытания по определению дальности связи в условиях шахт.

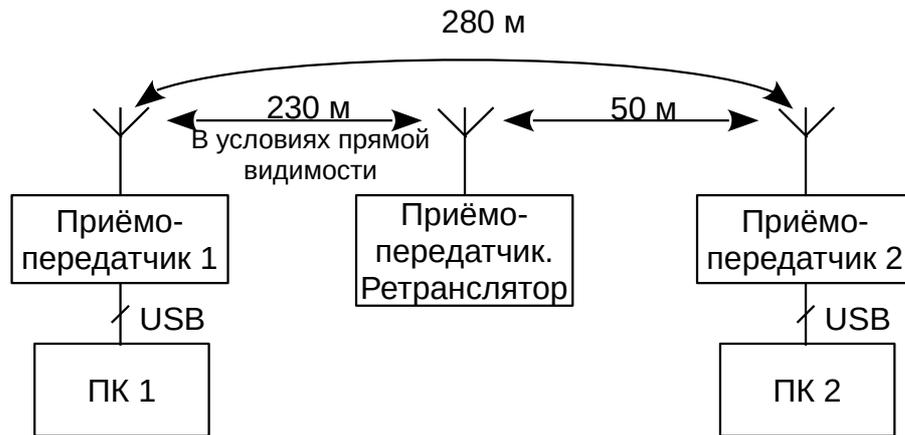


Рисунок 4.27 – Структурная схема макета mesh-сети

Согласно данной схеме выполнялась имитация двух оконечных устройств (регистратора и диспетчера), которые представляли собой ПК1 и ПК2. При их разнесении в шахте на расстояние до 230 метров в условиях прямой видимости наблюдалась устойчивая передача данных со скоростью 115200 бит / сек. В условиях зигзагообразного поворота устойчивая связь наблюдалась на расстоянии до 50 метров. Суммарная дальность передачи данных в условии поворота и использования ретранслятора зафиксирована на расстоянии 280 метров.

На основе полученных данных можно сделать вывод о возможности беспроводной передачи информации и организации сети в условиях шахт.

#### 4.4 Выводы

1. Получено экспериментальное подтверждение эффективности выделения на фоне шумов и помех при помощи разработанного способа и алгоритма на его основе полезного сигнала на участках электромагнитной активности, соответствующих геодинамическим событиям в горных породах.

2. Получено подтверждение работоспособности описанного во второй главе способа частотно-временного статистического анализа электромагнитного излучения по выделению электромагнитных импульсов на фоне периодически повторяющейся стационарной помехи.

3. В результате проведенных экспериментальных исследований установлено, что после обработки электромагнитного излучения разработанным способом частотно-временного анализа (глава 2) с выбранным низким значением порогового коэффициента  $k$ , спектральная форма широкополосных сигналов рудных тел проявляется в виде вертикальной линии на фоне точечных шумовых проявлений. Таким образом, по данному признаку чувствительность при обработке электромагнитного излучения может быть повышена до уровня побочных шумов.

4. Установлено, что полученные данные по электромагнитной активности горных пород в результате продолжительного мониторинга соответствуют сейсмоданным, полученным от сейсмодатчиков, расположенных вблизи регистрирующих приборов.

5. В ходе работ подтверждена эффективность выбранных алгоритмических, программных и аппаратных решений, рассмотренных в 2 – 3 главах настоящей работы. Разработана методика выбора параметров (сглаживающего коэффициента  $m$  и порогового коэффициента  $k$ ) алгоритмов обработки для получения наиболее полных и достоверных результатов.

6. Установлено, что в шахтных сооружениях возможно организовать беспроводную передачу данных, что в будущем может позволить создать

распределенную информационную систему для контроля напряженно-деформированного состояния горных пород и прогнозирования деструктивных процессов.

## Заключение

В диссертации, являющейся научно-квалификационной работой, в которой содержится решение проблемы спектрально-временного анализа и выделения моментов возникновения сигналов от горных пород во время продолжительного мониторинга шахтных сооружений. Получены следующие основные результаты.

1. Выявлено, что для спектральных составляющих электромагнитных сигналов, возникающих в горных породах, распределение рассчитанных математических ожиданий представляет собой форму Гаусса и соответствует нормальному. Распределение квадрата среднеквадратичного отклонения обладает логарифмически нормальным распределением.

2. Установлено, что критерием для выявления импульсных сигналов на фоне шумов и помех может служить определение квадрата среднеквадратичного отклонения по времени амплитуд спектральных составляющих зарегистрированного электромагнитного излучения.

3. Предложен критерий сравнения оконных функций по критерию спектрального контраста, который заключается в отношении спектральных плотностей сигнала с помехой и отдельно помехи, предварительно обработанных оконной функцией. Величина результирующей характеристики позволяет качественно определить избирательность оконной функции при выделении сигнала на фоне помехи.

4. Разработан способ анализа, который позволяет эффективно фиксировать моменты возникновения импульсных сигналов на фоне шумов и помех.

5. Получены аналитические выражения, позволяющие выполнять анализ входных данных в режиме потоковых вычислений. Это позволяет многократно сократить используемый объем оперативной памяти и время вычислений и тем самым реализовать обработку в режиме реального времени.

6. Представлен регистратор электромагнитных и акустических сигналов, который позволяет автономно выполнять мониторинг шахтных сооружений во

время и после технологических взрывов и собирать статистические данные о спектральном составе сигнала от горных пород.

7. Разработано программное обеспечение REMASExpert, которое позволяет:

а) автоматизированно производить обработку данных;  
б) осуществлять быстрое перемещение в большом объеме данных, что сокращает время просмотра и анализа;

в) выполнять фильтрацию в частотном диапазоне, что позволяет отсеять состояние покоя горного массива и выделить быстро протекающие процессы.

8. Получено экспериментальное подтверждение эффективности выделения при помощи разработанного алгоритма полезного сигнала на участках электромагнитной активности, соответствующих геодинамическим событиям.

9. В результате проведенных экспериментальных исследований установлено, что после обработки электромагнитного излучения разработанным способом частотно-временного анализа (глава 2) с выбранным низким значением порогового коэффициента  $k$ , спектральная форма широкополосных сигналов рудных тел проявляется в виде вертикальной линии на фоне точечных шумовых проявлений. На основании этого все участки в частотно-временном представлении, на которых отсутствуют вертикальные линии, могут быть очищены. Таким образом, чувствительность при обработке электромагнитного излучения может быть повышена до уровня побочных шумов.

10. Установлено, что в шахтных сооружениях возможно организовать беспроводную передачу данных, что в будущем может позволить создать распределенную информационную систему для контроля напряженно-деформированного состояния горных пород и прогнозирования деструктивных процессов.

11. Результаты работы могут быть положены в основу при создании банков данных для спектрально-временного статистического анализа излучаемых импульсных сигналов, на основе которого могут быть разработаны достоверные методы прогноза деструктивных геодинамических событий.

### Список используемых источников

1. Методическое пособие по комплексной геофизической диагностике породного массива и подземных геотехнических систем / Коллектив авторов. – Днепрпетровск: ИГТМ НАН им. Н.С. Полякова НАН Украины, 2004. – 75 с.
2. Воробьев А.А. Электронные явления в твердых диэлектриках и действие на них механических напряжений /А.А. Воробьев, С.А. Воробьев // Томский политех. ин-т. – Томск, 1983. – 135 с.
3. Возбуждение электромагнитного излучения в слоистых горных породах при акустическом воздействии/ А. А. Беспалько, Л. В. Яворович, Р. М. Гольд, Д. И. Дацко // ФТПРПИ. – 2003. – №2. – С. 8 – 14.
4. Яковицкая Г.Е. Разработка метода и измерительных средств диагностики критических состояний горных пород на основе электромагнитной эмиссии.: дис. ... докт. техн. наук: 25.00.20 – Новосибирск., 2007. – 414 с.
5. Бритков Н.А. Электромагнитные излучения горных пород предупреждают .../ Журнал "Горная Промышленность" . – 2004. – №3.
6. Воробьев А.А. Механоэлектрические явления преобразования энергии при пластической деформации твердых тел. – Томск: ТПИ, 1977. – 92 с.
7. Hanson, D.R. Electromagnetic radiation from rock failure / D. R. Hanson, G. A Rowell // USBM RI 8594. – US Department of the Interior. – 21 p.
8. Регистрация и обработка сигналов электромагнитного излучения горных пород / М. В. Курленя, А. Г. Вострецов, Г.И. Кулаков, Г. Е. Яковицкая// Новосибирск: Издательство СО РАН, 2000. – 232 с.
9. Наблюдение излучения горных пород / А.А. Воробьев, В.С. Дмитриевский, Е.К. Заводовская и др. // Вопросы геологии Сибири: Сб. науч. тр. ТГУ. – Томск, 1971. – С. 233 – 234.
10. Кулаков Г.И. Модернизация аппаратуры для регистрации электромагнитного излучения в натуральных условиях / Г.И. Кулаков, Г.Е. Яковицкая, В.А. Марков // ФТПРПИ .– 1994. – № 2.– С. 33 – 36.
11. Новая шахтная геофизическая аппаратура для оценки и контроля строения,

- свойств и состояния массива горных пород / Ю.С. Исаев, А.П. Скакун, В.А. Яковлев, Г.А. Мильман // Горная геофизика. – СПб, 1998. – С. 505 – 509.
12. Простов С.М. Электромагнитный бесконтактный геоконтроль / С.М. Простов, В.В. Дырдин, В.А. Хямяляйнен // Кемерово: ГУ КузГТУ, 2002. – 132 с.
13. Федотов П. И. Регистратор электромагнитных и акустических сигналов для мониторинга изменений напряженно-деформированного состояния горных пород.: дис. канд. техн. наук: 05.11.13. Томск., 2011. – 142 с.
14. Reginald. H. Acoustic emission / H. Reginald, Jr. Hardy // Microseismic activity. – A. A. BALKEMA PUBLISHERS. – 2003. – Vol 1. – 302 p.
15. David Bigby. Novel mobile and portable methods for detecting rock failure: RESEARCH REPORT 248 / David Bigby, Alan Bloor, Chris Chester. – 2004. – 71 p.
16. Преобразователи и методы неразрушающего контроля: учебное пособие / Составитель Д. Ю. Бирюков, науч. ред. – В. С. Кортов. – Екатеринбург, 2008. – 179 с.
17. Lockner, D. The role of acoustic emission in the study of rock fracture // Int. J. Rock. Mech. Min. Sci. & Geomech. Abstr. – 1993. – Vol. 7(30). – P. 883 – 899.
18. Филимонов Ю. Л. Закономерности акустической эмиссии при деформировании соляных горных пород.: дис. канд. техн. наук: 25.00.16. Москва., 2002. – 203 с.
19. Бауков А.Ю. Использование виброакустического метода контроля для оперативного обнаружения и анализа причин возникновения дефектов многослойных конструкций подземных железобетонных емкостных сооружений с целью оптимизации их ремонта и обеспечения экологической безопасности // Горно-информационный бюллетень. – М.: МГГУ. – 2008. – № 7 – С. 40 – 46.
20. Бауков. Ю. Н. Применение виброакустического метода в практике геоконтроля // Горно-информационный бюллетень. – М.: МГГУ, 1999. – № 6.
21. Лазерный виброметр повышенной чувствительности // И. Краснощеков, А. Самойлов, В. Типашов, Л. Морозов // Контроль и измерения. – 2008. – №6.
22. Беспалько А. А. Вариации электромагнитной эмиссии при изменении

напряженно-деформированного состояния массива горных пород после массового взрыва / А. А. Беспалько, Л. В. Яворович // Сборник докладов Международной конференции «Солнечно-земные связи и электромагнитные предвестники землетрясений». – Петропавловск-Камчатский: ИКИР ДВО РАН, 2004. – 456 с.

23. Bigby, D. Practical Detection of Underground Mine Roof Failure / D. Bigby, A. Bloor, C. Chester // 23rd International Conference of Ground Control, 2004. – P. 334 – 343.

24. Fracture area calculation from electromagnetic radiation and its use in chalk failure analysis / A. Rabinovitch, V. Frid, D. Bahat, and J. Goldbaum // International Journal of Rock Mechanics & Mining Sciences. – 2000. – No. 7(37). – P. 1149 – 1154.

25. Plessis, J.A. Pre-feasibility investigation to provide an early warning of roof falls prior to support installation // SIMRAC final report COL607, 2000.

26. Scott, D. F. Investigation Of Electromagnetic Emissions In A Deep Underground Mine / D. F. Scott, T. J. Williams, S. J. Knoll // 2004 SME Annual Meeting and Exhibit February 23– 25, Denver, CO.

27. Регистрация и обработка сигналов электромагнитного излучения горных пород / М. В. Курленя, А. Г. Вострецов, Г.И. Кулаков, Г. Е. Яковицкая. – Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2000. – 232 с.

28. Механоэлектрические преобразования в горных породах Таштагольского железорудного месторождения / А. А. Беспалько, Л. В. Яворович, П. И. Федотов, Е. В. Виитман // Геодинамика. – 2008. – №1(7). – С. 54 – 60.

29. Беспалько А. А. Связь параметров электромагнитных сигналов с электрическими характеристиками горных пород при акустическом и квазистатическом воздействиях / А. А. Беспалько, Л. В. Яворович, П. И. Федотов // Известия Томского политехнического университета. – 2005. – №7(308). – С. 18 – 24.

30. Марков В.А. Исследование ЭМИ-излучения породных образцов с помощью магнитной экранированной антенны // Физико-техн. пробл. разработки полез.

ископаемых. – 1991. – №2. – С. 102 – 104.

31. Электризация полевых шпатов при деформировании и разрушении / Г.И. Шевцов, Н.И. Мигунов, Г.А. Соболев, Э.В. Козлов // Доклады АН СССР. – 1975. – № 2(224). – С. 313 – 315.

32. Явление возникновения объемного заряда в горных породах при их механическом нагружении / П. В. Егоров, О. Б. Васильев, В. П. Корнейчиков и др. // Физико-технические проблемы разработки полезных ископаемых. – 1978. – № 5. – С. 101 – 103.

33. Нестационарное электрическое поле быстрой трещины скола в монокристаллах / Ю.И. Головин, т. п. Дьячек, В.И. Орлов, Ю.И. Тялин // ФТТ. – 1985. – №4(27) – С. 1110 – 1115.

34. Егоров П. В. О некоторых закономерностях импульсного электромагнитного излучения щелочно-галлоидных кристаллов и горных пород / П. В. Егоров, В. В. Иванов, Л. А. Колпакова // Физико-технические проблемы разработки полезных ископаемых. – 1988. – № 1. – С. 67 – 70.

35. Гохберг М.Б. Об источниках электромагнитных предвестников землетрясений / М.Б. Гохберг, И.Л. Гуфельд, И.П. Добровольский // М.: Препринт. – 1980. – № 10. – 21 с.

36. Егоров П. В. Метод бесконтактного прогноза динамических форм проявления горного давления / П. В. Егоров, В. П. Корнейчиков, А. Ф. Горелкин // Шахтная геофизика и геология: Сб. науч. тр. . – Л.: ВНИМИ. – 1978. – №10. – С. 35 – 39.

37. Перельман М. Е. О радиоизлучении при хрупком разрушении диэлектриков. / М. Е. Перельман, Н. Р. Хатиашвили // Докл. АН СССР. – 1981. – №4(256). – С. 824 – 826..

38. Воробьев А.А. О возможности электрических разрядов в недрах Земли // Геология и геофизика. – 1970. – №12. – С. 12 – 14.

39. Корнфельд М.И. Избыточные электрические разряды в щелочных галлоидных кристаллах // ФТТ. – 1968. – №8(10). – С. 2422 – 2430.

40. Гершензон Н.И. Об источниках электромагнитного излучения, предваряющего

сейсмическое событие / Н.И. Гершензон, М.Б. Гохберг, В.А. Моргунов // Изв. АН СССР. Физика Земли. – 1987. – №2. – С. 15 – 19.

41. Хатиашвили Н.Р. Об эффекте электромагнитного излучения при разрушении твердых тел / Н.Р. Хатиашвили, Д.А. Гогошидзе, Д.О. Зилпимиани // Физические свойства горных пород при высоких давлениях и температурах при сейсмологии: сб. науч. тр. ТГУ. – Ташкент, 1981. – С. 78 – 79.

42. Хатиашвили Н.Р. Генерация электромагнитного излучения при прохождении акустических волн через кристаллические диэлектрики и некоторые горные породы / Н.Р. Хатиашвили, М.Е. Перельман // Докл. АН СССР. – 1982. – №4(263). – С. 839 – 842.

43. Перельман М.Е. Электромагнитное излучение при трещинообразовании и хрупком разрушении твердых тел / М.Е. Перельман, Н.Р. Хатиашвили // Сообщ. АН СССР. – 1980. – № 2(99). – С. 357 – 360.

44. Результаты наблюдений за изменение естественного электромагнитного излучения по мере отработки очистного блока / Н.Г. Гредина, В.К. Климко, В.А. Кручинин, Е.А. Машковцев // Разработка удароопасных месторождений: межвуз. сб. науч. тр. – Кузбасс, Политехн. ин-т. Кемерово, 1986. – С. 84 – 86.

45. Скитович В.П. Оценка НДС массива методом регистрации естественного электромагнитного излучения / В.П. Скитович, Л.М. Лазаревич // Геофизические способы контроля напряжений и деформации: сб. науч. тр. ИГД СО АН СССР. – Новосибирск, 1985. – С. 65 – 67.

46. Скитович В.П. Бесконтактный метод прогноза горных ударов / В.П. Скитович, П.В. Егоров // Безопасность труда в промышленности. – 1980. – №7. – С. 58 – 59.

47. Скитович В.П. Прогноз степени удароопасности участков по электромагнитному излучению // Прогноз горных ударов: сб. науч. тр. – Л.: ВНИМИ, 1982. – С. 78 – 80.

48. Кузнецов С.В. Совместная регистрация электромагнитных и сейсмоакустических сигналов // Геофизические способы контроля напряжений и деформации: сб. науч. тр. – ИГД СО АН СССР. – Новосибирск, 1985. – С. 31 – 34.

49. Скитович В.П. Оценка НДС массива методом регистрации естественного электромагнитного излучения / В. П. Скитович, Л. М. Лазаревич // Геофизические способы контроля напряжений и деформации: сб. науч. тр. – ИГД СО АН СССР. – Новосибирск, 1985. – С. 65 – 67.
50. Воробьев А.А. Равновесие и преобразование видов энергии в недра // Томск: изд. Томск. ун-та, 1980. – 212 с.
51. Беспалько А.А. Исследование электромагнитной эмиссии контактов горных пород в шахтном поле / А.А. Беспалько, Л.В. Яворович, Т.А. Клишко // Физическая мезомеханика. – 2004. – №2(7). – С. 285 – 287.
52. Яворович Л.В. Исследование амплитуды электромагнитного сигнала при ударном воздействии на образцы горных пород с различной пористостью. / Л.В. Яворович, Р.М. Гольд, В.В. Ласуков // Физико-техн. пробл. разработки полез. ископаемых. – 1999. – №6. – С. 33 – 39.
53. Яворович Л.В. Исследование распределений параметров электромагнитного сигнала при одноосном сжатии горных пород. / Л.В. Яворович, Р.М. Гольд, В.Д. Евсеев, Н.Н. Хорсов // Физико-техн. пробл. разработки полез. ископаемых. – 2000. – №6. – С. 20 – 25.
54. Беспалько А.А. Влияние слоистости алевролита на параметры электромагнитного сигнала при акустическом возбуждении образцов / А.А. Беспалько, Г.М. Гольд, Л.В. Яворович, Д.И. // Физико-техн. пробл. разработки полез. ископаемых. – 2002. – №2. – С. 27 – 32.
55. Касьян М.В. Изменение спектров эмиссионных сигналов при развитии трещин и разрушении горных пород / М.В. Касьян, В.А. Робсман, Г.Н. Никогосян // Докл. АН СССР. – 1989. – №4(306).
56. Беспалько А.А. Физическое моделирование механоэлектрических преобразований в образцах горных пород / А.А. Беспалько, Л.В. Яворович // Становление и развитие научных исследований в высшей школе: Сборник трудов международной научной конференции, посвящённой 100-летию со дня рождения профессора А.А. Воробьева – Т.2. – Томск, 14 – 16 сентября 2009. – Томск: ТПУ,

2009. – С. 306 – 313.

57. Rabinovitch, A. Parameterization of Electromagnetic radiation pulses obtained by triaxial fracture in granite samples / A. Rabinovitch, V. Frid , D. Bahat // Philos. Mag. Lett.. – 1998. – 77 (5). – P. 289 – 293.

58. Бабенко А.В. Исследование закономерностей параметров импульсного электромагнитного излучения при разрушении горных пород с учетом их зернистой структуры.: дис. канд. техн. наук: 25.00.20. Кемерово, 2003. – 146 с.

59. Регистрация и обработка сигналов электромагнитного излучения горных пород / М. В. Курленя, А. Г. Вострецов, Г.И. Кулаков, Г. Е. Яковицкая. – Новосибирск: Изд-во СО РАН, 2000. – 232 с.

60. Федеральные нормы и правила в области промышленной безопасности: «Инструкция по безопасному ведению горных работ на шахтах, разрабатывающих угольные пласты, склонные к горным ударам». – 2013. – 108 с.

61. Руководство по геодинамическому районированию шахтных полей. – СПб, 2012 . – 114 с.

62. Бобров В.Т. Всесоюзный научно исследовательский институт по разработке неразрушающих методов и средств контроля качества материалов / В.Т. Бобров, А.А. Ткаченко // Территория NTD (К 500летию основания ВНИИНК, ныне НИИНК). – 2013. – №3(7). – С. 32 – 46.

63. Акустико-эмиссионные системы Лель "A-LINE 32D (DDM)". URL: <http://www.interunis.ru/ru/produkcziya-a-line-32d/ae-sistemy/ddm.html>. (дата обращения: 05.06.2014).

64. Каппелини В. Цифровые фильтры и их применение / В. Каппелини, Дж. Константинидис, П. Эмилиани // М.: Энергоатомиздат, 1983.

65. Рабинер Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд // М.: Мир, 1978. – 883 с.

66. Robi Polikar Введение в вейвлет преобразование. – Электронная версия книги. Перевод В.Г. Грибунин АВТЭКС СПб, 1995. – 59 с. URL: [http://www.autex.spb.ru/cgi-bin/download.cgi?wvlt\\_tutorial](http://www.autex.spb.ru/cgi-bin/download.cgi?wvlt_tutorial) (дата обращения

10.05.2012).

67. БПФ по основанию 2 с прореживанием по времени // Теория и практика цифровой обработки сигналов.

URL: <http://www.dsplib.ru/content/thintime/thintime.html> (дата обращения 14.06.2012).

68. Воробьев В.И. Теория и практика вейвлет преобразования / В.И. Воробьев, В.Г. Грибунин // СПб.: ВУС, 1999. – 204 с.

69. Robi Polikar Введение в вейвлет преобразование // Iowa State University. Электронная версия книги. Перевод Грибунин В.Г. АВТЭКС СПб, 1995. – 59 с. – URL: [http://www.autex.spb.ru/cgi-bin/download.cgi?wvlt\\_tutorial](http://www.autex.spb.ru/cgi-bin/download.cgi?wvlt_tutorial). (дата обращения: 10.05.2012).

70. Перельман М.Е. Электромагнитное излучение при трещинообразовании и хрупком разрушении твердых тел / М.Е. Перельман, Н.Р. Хатишвили // Сообщ. АН ГССР. – 1980. – № 2(99). – С. 357 – 360.

71. Айвазян С.А. Прикладная статистика. Основы эконометрики: учебник для вузов: В 2 т. 2 -е изд., испр. Т. 1 С. А. Айвазян , В. С.Мхитарян Теория вероятностей и прикладная статистика. – М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2001. – 656 с.

72. Жовинский А.Н. Инженерный экспресс-анализ случайных процессов / А.Н. Жовинский, В.Н. Жовинский. – М.: Энергия, 1979. – 113 с.

73. Марчук В.И. Первичная обработка результатов измерений при ограниченном объеме априорной информации: Монография / Под ред. К.Е. Румянцева. – Таганрог: Изд-во ТРГУ, 2003. – 160 с.

74. Марчук В.И. Многокритериальный метод сглаживания результатов измерения в условиях априорной неопределенности / В.И. Марчук, А.И. Шерстобитов, Е.И. Семенищев // Физика и технические приложения волновых процессов: Тезисы докладов 5 Международной научно-технической конференции: Приложение к журналу “Физика волновых процессов и радиотехнические системы”. – Самара: “Самарское книжное издательство”, 2006. – С. 36.

75. Katkovnik V. Adaptive window size image de-noising based on intersection of

confidence intervals (ICI) rule / V. Katkovnik, K. Egiazarian, J Astola // Journal of Mathematical Imaging and Vision. – 2002. – Vol. 16. – P. 223 – 335.

76. Федосов В.П. Прикладные математические методы в статистической радиотехнике: Учебное пособие. – Таганрог: Издательство ТРТУ, 1998. – 74 с.

77. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций: изд. 2-е испр. и перераб / А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов, Е.Б. Соловьева. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 768 с.

78. Афанасьев В.Н. Анализ временных рядов и прогнозирование: Учебник / В.Н. Афанасьев, М.М. Юзбашев. – М.: Финансы и статистика, 2001. – 228 с.

79. Андерсон Т. Статистический анализ временных рядов. – М.: Мир, 1976. – 756 с.

80. Дубров А.М. Многомерные статистические методы: Учебник / А.М. Дубров, В.С. Мхитарян, Л.И. Трошин. – М.: Финансы и статистика, 1998. – 352 с.

81. Основы цифровой обработки сигналов: Курс лекций: изд. 2-е испр. и перераб / А.И. Солонина, Д.А. Улахович, С.М. Арбузов, Е.Б. Соловьева. – СПб.: БХВ-Петербург, 2005. – 768 с.

82. Адаптивные фильтры / Под ред. К.Ф.Н. Коуэна и П.М. Гранта. – М.: Мир, 1988.

83. Уидроу В. Адаптивная обработка сигналов / В. Уидроу, С. Стирнз. – М.: Радио и связь, 1989.

84. Введение в цифровую фильтрацию: Пер. с англ. / Под ред. Р. Богнера и А. Константинодиса. – М.: Мир, 1976. – 216 с.

85. Метод и алгоритмы выделения полезного сигнала на фоне шумов при обработке дискретных сигналов. Монография / В.В. Воронин, В.И. Марчук, А.И. Шерстобитов, Е.А. Семенищев. – М.: Ростов-на-дону: РИО РТИСТ ФГБОУ ВПО «ЮРГУЭС», 2012. – 114 с.

86. Наблюдения изменений напряженного состояния массива горных пород после массового взрыва по параметрам электромагнитной эмиссии / А.А. Беспалько, А.П. Суржиков, Л.В. Яворович, Н.Н. Хорсов, В.К. Клишко, В.А. Штирц, О.В.

Шипеев. // Физическая мезомеханика. – 2004. – Т. 7, ч. 2. – С. 253 – 256.

87. Беспалько А. А. Аппаратурный комплекс для исследования напряженно-деформированного состояния горных пород в шахтах / А. А. Беспалько, Н. Н. Хорсов // Геодинамика и напряженное состояние недр Земли: Труды междунар. конф. – Новосибирск, 2004. – С. 210 – 213.

88. Левин Б.Р. Теоретические основы статической радиотехники: 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1989. – 656 с.

89. Беспалько А.А. Физическое моделирование механоэлектрических преобразований в образцах горных пород / А.А. Беспалько, Л.В. Яворович // Становление и развитие научных исследований в высшей школе: сборник трудов международной научной конференции, посвящённой 100-летию со дня рождения профессора А.А. Воробьёва – Т.2. – Томск, 14 – 16 сентября 2009. – Томск: ТПУ, 2009. – С. 306 – 313.

90. Дедюхин А.А. Исследование сигналов с применением спектрального анализа цифровых осциллографов. Эквивалентная дискретизация цифровых осциллографов LeCroy . – ЗАО «Прист». – URL:

[http://www.prist.ru/info.php/articles/sa\\_dpo.htm](http://www.prist.ru/info.php/articles/sa_dpo.htm) (дата обращения 14.02.2013).

91. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов: учебник для вузов. 2-е изд.– СПб.: Питер, 2006. – 751 с.: ил.

92. Тётерич Н. М. Генераторы шума и "измерение шумовых характеристик изд. 2-е, переработ, и доп. – М.: «Энергия», 1968. – 216 с.: ил.

93. Бомбизов А.А. Способ спектрально-временного анализа электромагнитного излучения горных пород для обнаружения предвестников геодинамических событий // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2014. – №1(31), ч. 1. – С. 69 – 74.

94. Указания по безопасному ведению горных работ на месторождениях Горной Шории, склонных к горным ударам // Новокузнецк: ВостНИГРИ, ВНИМИ, 1991. – 93 с.

95. Максименко В.Г. Чувствительность низкочастотного магнитоиндукционного

- датчика // Радиотехника. – 2009. – №8. – С. 44 – 47.
96. Пейтон А. Дж. Аналоговая электроника на операционных усилителях / А. Дж. Пейтон, В. Волш. – М.: БИНОМ, 1994 – 352 с.: ил. – ISBN 5-7503-0013-7.
97. Королев М.В. Аперiodический пьезодатчик для ультразвуковых дефектоскопов// Дефектоскопия. – 1973. – №4. – С. 12 – 18.
98. ADSP-BF537 Blackfin Processor Hardware Reference. URL: [http://www.analog.com/static/imported-files/processor\\_manuals/ADSP-BF537\\_hwr\\_rev3.4.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/processor_manuals/ADSP-BF537_hwr_rev3.4.pdf) (дата обращения: 13.03.2012).
99. DSP-BF537 EZ-KIT Lite Evaluation System Manual. URL: [http://www.analog.com/static/imported-files/eval\\_kit\\_manuals\\_legacy/3379713228940ADSP\\_BF537EZ\\_KTKITLiteEvaluationSystemManualRev\\_1\\_1.pdf](http://www.analog.com/static/imported-files/eval_kit_manuals_legacy/3379713228940ADSP_BF537EZ_KTKITLiteEvaluationSystemManualRev_1_1.pdf) . (дата обращения: 13.03.2012).
100. Future Technology Devices International Ltd // Technical Note TN\_108. VINCULUM Chipset Feature Comparison. – Document Reference No: FT\_000140. – Version 1.1.
101. FatFs Generic FAT File System Module. – 2011. – URL: [http://elm-chan.org/fsw/ff/00index\\_p.html](http://elm-chan.org/fsw/ff/00index_p.html) (дата обращения: 01.12.2012).
102. Petit FAT File System Module. – Электрон. дан. 2011. URL: [http://elm-chan.org/fsw/ff/00index\\_e.html](http://elm-chan.org/fsw/ff/00index_e.html) (дата обращения: 01.12.2012).
103. Хлебников А. Ю. Разработка конструкции регистратора электромагнитных и акустических сигналов / А.Ю. Хлебников, А.А. Бомбизов, А.Г. Лоцилов // Научная сессия ТУСУР. – 2009. – С. 178 – 183.
104. VisualDSP++ Development Software. Budgetary Price & Packaging. URL: [http://www.analog.com/en/processors-dsp/blackfin/vdsp-pp-sbf/products/product.html#ppa\\_print\\_table](http://www.analog.com/en/processors-dsp/blackfin/vdsp-pp-sbf/products/product.html#ppa_print_table) (дата обращения: 01.09.2011).
105. Peter Jay Salzman.The Linux Kernel Module Programming Guide / Peter Jay Salzman, Michael Burian, Ori Pomerantz. – 2005. – 82 с. URL: <http://www.tldp.org/LDP/lkmpg/2.6/lkmpg.pdf> (дата обращения: 10.05.2012).
106. Message and Message Queue Overviews. – Электрон. Дан. – 2014. –

<http://msdn.microsoft.com/en-us/library/windows/desktop/ff468868%28v=vs.85%29.aspx> (дата обращения: 01.12.2012).

107. Адресное пространство процесса // материалы сайта. – Электрон. Дан. – URL: [http://msdn.microsoft.com/ru-ru/library/ms189334\(v=sql.105\).aspx](http://msdn.microsoft.com/ru-ru/library/ms189334(v=sql.105).aspx) (дата обращения: 10.05.2012).

108. Архитектура AMD64 // материалы сайта. – URL: <http://www.viva64.com/ru/a/0029/> (дата обращения: 10.05.2012).

109. FileMapping // материалы сайта. – URL: [http://msdn.microsoft.com/en-us/library/windows/desktop/aa366556\(v=vs.85\).aspx](http://msdn.microsoft.com/en-us/library/windows/desktop/aa366556(v=vs.85).aspx) (дата обращения: 10.05.2012).

110. Исследование изменений характеристик электромагнитных сигналов при одноосном сжатии образцов горных пород Таштагольского рудника / А.А. Беспалько, Л.В. Яворович, С.И. Колесникова, В.Г. Букреев, А.Н. Мертвецов, П.И. Федотов // Деформирование и разрушение материалов с дефектами и динамические явления в горных породах и выработках: Материалы Юбилейной XX Международной научной школы. Симферополь: Таврический национальный университет, 2010. – С. 58 – 70.

111. Беспалько А.А. Диагностика развития деструктивных зон в образцах горных пород при одноосном сжатии по спектральным характеристикам электромагнитных сигналов / А.А. Беспалько, Л.В. Яворович, П.И. Федотов // Журнал «Дефектоскопия». – 2011 – №10. – С. 41 – 49.

112. Курленя М.В. Стадийность процесса разрушения на основе исследования ЭМИ-излучения / М.В. Курленя, Г.Е. Яковицкая, Г.И. Кулаков // Физико-техн. пробл. разработки полезных ископаемых. – 1991. – №1. – С. 44 – 49.

113. Технологии и средства связи // Электронный журнал. – URL: [http://www.tssonline.ru/articles2/fix-op/mesh\\_seti\\_tech\\_n\\_prilozh\\_oborud](http://www.tssonline.ru/articles2/fix-op/mesh_seti_tech_n_prilozh_oborud) (дата обращения: 10.02.2014).

114. SIMCOM. – URL: <http://simcom.ee/modules/short-range/sim20> (дата обращения: 10.02.2014).

115. Фисюк В. Д. Макет беспроводной системы связи для передачи данных в шахтных сооружениях / В. Д. Фисюк, А.А. Бомбизов // Научная сессия ТУСУР. – 2014. – С. 149 – 152.

116. Моделирование зоны трещиноватости, возникающей при гидравлическом разрыве пласта / Е.В. Рабинович, В.И. Вайнматер, Ю.Л. Новаковский, А.С. Туркин // Автометрия. – 2014. – №2(5). – С. 24 – 34.

## Приложение А

### Исходный текст программы цифровой фильтрации

```

Clearplot()
clc();
%выбо частот
fLowIn=50e3;
fHiIn=54e3;
fLowOut=fLowIn/0.5e6;
fHiOut=fHiIn/0.5e6;
%используется фильтр Чебышева
[B,A]=cheby1(1,1,[fLowOut,fHiOut]); % Design lowpass filter B(z)/A(z)
%генерируем сигнал
nSignalSize=1024*4;
t=0:1e-6:(1e-6*(nSignalSize-1));
X=sin(2*pi*80e3*t)+sin(2*pi*52e3*t)+sin(2*pi*10e3*t)+sin(2*pi*1e3*t);
%вычисляем модуль спектральной плотности
fX=abs(fft(X,nSignalSize));
OffsetLevel=max(fX);
%генерируем набор частот от 0 до частоты Найквиста
freq=0:0.5e6/(nSignalSize/2):0.5e6;
%отображаем график спектра сгенерированного сигнала
subplot(2,2,1);
plot(freq(1:nSignalSize/8),20*log10(fX(1:nSignalSize/8)/OffsetLevel));
subplot(2,2,2);
plot(t(1:nSignalSize/4),X(1:nSignalSize/4));
grid on;
%фильтруем сгенерированный сигнал
Yfilter(1:(nSignalSize/2))=filter(B,A,X(1:(nSignalSize/2)));
Yfilter((nSignalSize/2+1):nSignalSize)=filter(B,A,Yfilter((nSignalSize/2+1):nSignalSize));
%аходим модуль от преобразования Фурье
fYfilter=real(fft(Yfilter,nSignalSize));
%subplot(3,2,3);
%plot(freq(1:nSignalSize/8),20*log10(fYfilter(1:nSignalSize/8)/OffsetLevel));
%subplot(3,2,4);
%plot(t(1:nSignalSize),Yfilter(1:nSignalSize));
grid on;
%Функция цифрового фильтра
function [retVecY,retFirstYVal,retLastYVal]=iir(coefA,coefB,vecX,firstXVal,firstYVal);
    BufSize=size(vecX)(2);
    retVecY=[1:BufSize];
    N=size(coefA)(2)-1;
    M=size(coefB)(2)-1;
    %Выполнение соединения двух значений предыдущей обработанной выборки с новой
    %Первая итерация
    retVecY(1)=coefB(1)*vecX(1);
    retVecY(1)+=coefB(2)*firstXVal(2);
    retVecY(1)+=coefB(3)*firstXVal(1);
    retVecY(1)-=coefA(2)*firstYVal(2);

```

```

retVecY(1)-=coefA(3)*firstYVal(1);
%Вторая итерация
retVecY(2)=coefB(1)*vecX(2);
retVecY(2)+=coefB(2)*vecX(1);
retVecY(2)+=coefB(3)*firstXVal(2);
retVecY(2)-=coefA(2)*retVecY(1);
retVecY(2)-=coefA(3)*firstYVal(2);
%Обработка последующих значений выборки
for i=(M+1):BufSize;
    retVecY(i)=0;
    retVecY(i)+=coefB(1)*vecX(i);
    retVecY(i)+=coefB(2)*vecX(i-1);
    retVecY(i)+=coefB(3)*vecX(i-2);
    retVecY(i)-=coefA(2)*retVecY(i-1);
    retVecY(i)-=coefA(3)*retVecY(i-2);
endfor;
%Сохранение двух последних значений обработанной выборки для использования с
НОВОЙ
for i=1:M;
    retFirstYVal(i)=retVecY(i);
endfor;
for i=(BufSize-M+1):BufSize;
    retLastYVal(i-BufSize+M)=retVecY(i);
endfor;
endfunction;

%фильтруем сгенерированный сигнал
noChangeFrstYVal=[0 0];
noChangeFirstXVal=[0 0];
Y=[1:nSignalSize];

%без разбиения на части
%[Y,firstYVal,lastYVal]=iir(A,B,X,noChangeFirstXVal,noChangeFrstYVal);
%[Y,firstYVal,lastYVal]=iir(A,B,Y,noChangeFirstXVal,firstYVal);
%с разбиением на 2 части
%1й каскад
%[Y(1:(nSignalSize/2)),firstYVal,lastYVal]=iir(A,B,X(1:
(nSignalSize/2)),noChangeFirstXVal,noChangeFrstYVal);
%
[Y((nSignalSize/2+1):nSignalSize),firstYVal,lastYVal]=iir(A,B,X((nSignalSize/2+1):nSignalSize),X((
nSignalSize/2-1):(nSignalSize/2)),lastYVal);
%2й каскад
%[Y(1:(nSignalSize/2)),firstYVal,lastYVal]=iir(A,B,Y(1:
(nSignalSize/2)),noChangeFirstXVal,firstYVal);
%
[Y((nSignalSize/2+1):nSignalSize),firstYVal,lastYVal]=iir(A,B,Y((nSignalSize/2+1):nSignalSize),Y((
nSignalSize/2-1):(nSignalSize/2)),lastYVal);
%3й каскад
%[Y(1:(nSignalSize/2)),firstYVal,lastYVal]=iir(A,B,Y(1:(nSignalSize/2)),firstXVal,firstYVal);
%
```

```
[Y((nSignalSize/2+1):nSignalSize),firstYVal,lastYVal]=iir(A,B,Y((nSignalSize/2+1):nSignalSize),Y((nSignalSize/2-1):(nSignalSize/2)),lastYVal3);
```

```
%с разбиением на 4 части
```

```
%1й каскад
```

```
[Y(1:(nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]=iir(A,B,X(1:(nSignalSize/4)),noChangeFirstXVal,noChangeFrstYVal);
```

```
[Y((nSignalSize/4+1):(2*nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]= iir(A,B,X((nSignalSize/4+1):(2*nSignalSize/4)),X((nSignalSize/4-1):(nSignalSize/4)),lastYVal);
```

```
[Y((2*nSignalSize/4+1):(3*nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]= iir(A,B,X((2*nSignalSize/4+1):(3*nSignalSize/4)),X((2*nSignalSize/4-1):(2*nSignalSize/4)),lastYVal);
```

```
[Y((3*nSignalSize/4+1):(4*nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]= iir(A,B,X((3*nSignalSize/4+1):(4*nSignalSize/4)),X((3*nSignalSize/4-1):(3*nSignalSize/4)),lastYVal);
```

```
%2й каскад
```

```
[Y(1:(nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]=iir(A,B,Y(1:(nSignalSize/4)),noChangeFirstXVal,noChangeFrstYVal);
```

```
[Y((nSignalSize/4+1):(2*nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]= iir(A,B,Y((nSignalSize/4+1):(2*nSignalSize/4)),Y((nSignalSize/4-1):(nSignalSize/4)),lastYVal);
```

```
[Y((2*nSignalSize/4+1):(3*nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]= iir(A,B,Y((2*nSignalSize/4+1):(3*nSignalSize/4)),Y((2*nSignalSize/4-1):(2*nSignalSize/4)),lastYVal);
```

```
[Y((3*nSignalSize/4+1):(4*nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]= iir(A,B,Y((3*nSignalSize/4+1):(4*nSignalSize/4)),Y((3*nSignalSize/4-1):(3*nSignalSize/4)),lastYVal);
```

```
%3й каскад
```

```
[Y(1:(nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]=iir(A,B,Y(1:(nSignalSize/4)),noChangeFirstXVal,noChangeFrstYVal);
```

```
[Y((nSignalSize/4+1):(2*nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]= iir(A,B,Y((nSignalSize/4+1):(2*nSignalSize/4)),Y((nSignalSize/4-1):(nSignalSize/4)),lastYVal);
```

```
[Y((2*nSignalSize/4+1):(3*nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]= iir(A,B,Y((2*nSignalSize/4+1):(3*nSignalSize/4)),Y((2*nSignalSize/4-1):(2*nSignalSize/4)),lastYVal);
```

```
[Y((3*nSignalSize/4+1):(4*nSignalSize/4)),firstYVal,lastYVal]= iir(A,B,Y((3*nSignalSize/4+1):(4*nSignalSize/4)),Y((3*nSignalSize/4-1):(3*nSignalSize/4)),lastYVal);
```

```
%вычисляем модуль спектральной плотности фильтрованного сигнала
```

```
fY=abs(fft(Y,nSignalSize));
```

```
%отображаем график спектра отфильтрованного сигнала
```

```
subplot (2, 2, 3);
```

```
plot(freq(1:nSignalSize/8),20*log10(fY(1:nSignalSize/8)/OffsetLevel));
```

```
subplot (2, 2, 4);
```

```
plot(t(1:nSignalSize/4),Y(1:nSignalSize/4));
```

```
grid on;
```

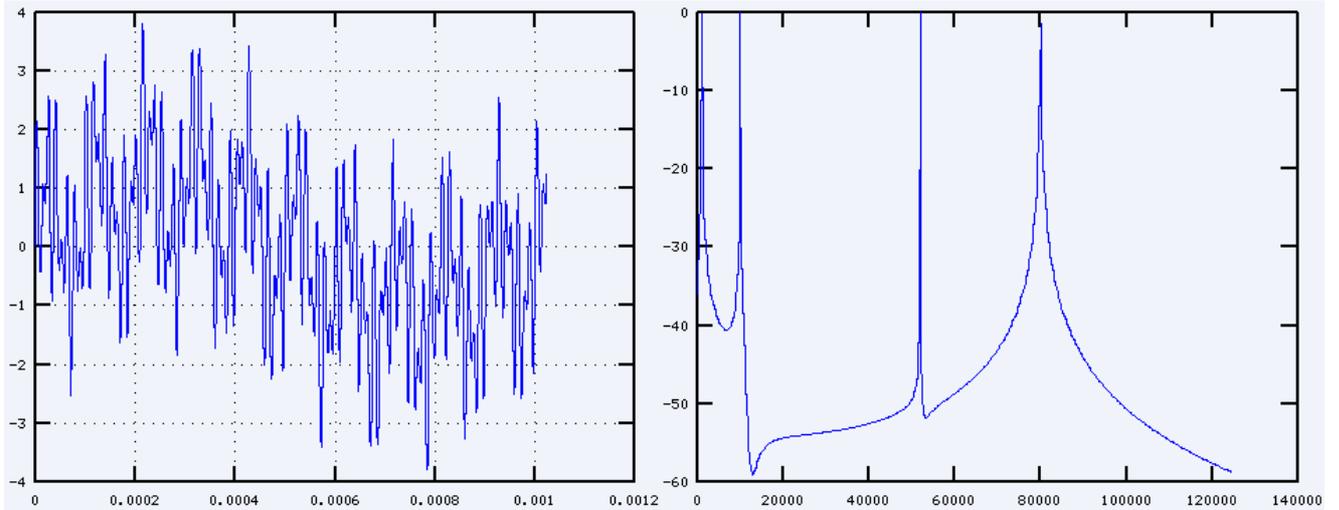


Рисунок А.1 – Исходный сигнал (слева) и его спектр (справа)

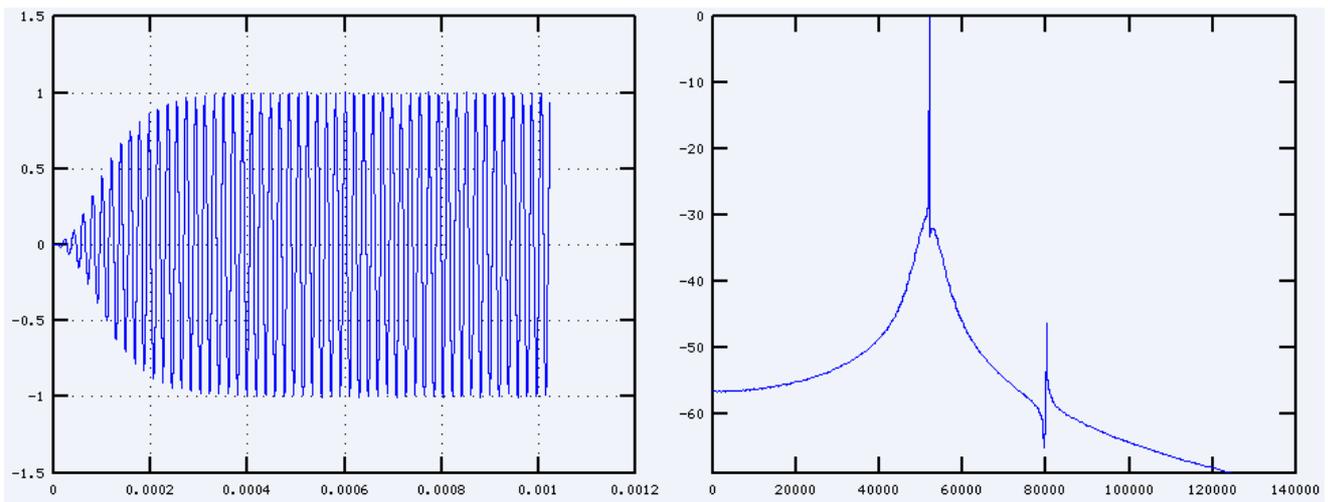


Рисунок А.2 – Обработанный сигнал (слева) и его спектр (справа)

## Приложение Б

### Анализ оконных функций

Ниже приведены математические выкладки выполненные в рамках работы над диссертацией в среде Mathcad 14.

#### 1 Анализ контрастности

##### Исходные данные для моделирования:

Размер выборки  $sizeOfWnd = 1024$ .

Частота дискретизации  $Fd = 10^6 + 20000$ . В связи с особенностями вычислительных систем анализ сигнала проводится на конечном интервале времени, который определяется размером выборки анализа. Число отсчетов для разовой обработки принято 1024 (требование алгоритма БПФ). При частоте дискретизации в  $\sim 1$  (1,02 если быть точным) МГц это позволяет получить разрешение по частоте 1 кГц и по времени 1 мс.

Число выборок для выполнения анализа  $numOfWnds = 512$ .

Размер буфера, эмулирующий длительность моделируемого электромагнитного излучения  $sizeOfBuf := sizeOfWnd \cdot numOfWnds$ .

Амплитуда  $A1 = 1$ .

##### Расчеты:

Далее формируется объект анализа, согласно модели (1.1)

$$\text{signal}_i := \begin{cases} 0 & \text{if } i \leq \text{startOfSignal1} \\ 0 + A1 \cdot \sin\left[2\pi \cdot f1 \cdot 10^3 \cdot Td \cdot (i - \text{startOfSignal1})\right] \cdot \left[1 - e^{-\frac{(i - \text{startOfSignal1})}{\tau\text{OfRise1}}}\right] & \text{if } \text{startOfSignal1} < i \leq \text{startOfSignal1} + T\text{max2} \\ 0 + A1 \cdot \sin\left[2\pi \cdot f1 \cdot 10^3 \cdot Td \cdot (i - \text{startOfSignal1})\right] \cdot \left[1 - e^{-\frac{(\text{startOfSignal1} + T\text{max2} - \text{startOfSignal1})}{\tau\text{OfRise1}}}\right] \cdot e^{-\frac{[i - (\text{startOfSignal2} + T\text{max2})]}{\tau\text{OfFall1}}} & \text{otherwise} \end{cases}$$

где

$$\tau\text{OfRise1} = 16.667 \quad \tau\text{OfFall1} = 16.667 \quad T\text{max1} = 33.333 \quad f1 \equiv 50$$

Генерация шумовой компоненты и суммирование с исходным сигналом

$$\text{Noise}(i) := \text{rnd}(2 \cdot \text{noiseForce} \cdot A1) - \text{noiseForce} \cdot A1$$

$$i := 0.. \text{sizeOfBuf} - \text{sizeOfWnd}$$

$$\text{signal}_i := \begin{cases} \text{signal}_i + \text{Noise}(i) & \text{if } \text{isNoise} \neq 0 \\ \text{signal}_i & \text{otherwise} \end{cases}$$

где  $\text{noiseForce}$  рассчитывается следующим образом

$$\text{maxabssignal} := \begin{cases} \_max \leftarrow \max(\text{signal}) \\ \_min \leftarrow |\min(\text{signal})| \\ \_max & \text{if } \_max > \_min \\ \_min & \text{otherwise} \end{cases}$$

$$\text{noiseForce} := \frac{\text{maxabssignal}}{\left( \frac{\text{noiseFactor}}{10 \cdot 20 \cdot A1} \right)}$$

где  $\text{noiseFactor}$  разница в [дБ] между максимальным значением уровня шума и максимума сигнала.

Добавление гармонической помехи, параметры которой описаны во второй главе диссертации, осуществляется следующим образом,

$$\text{signal}_i := \begin{cases} \text{signal}_i + \frac{\frac{1}{3} \cdot A1 \cdot \left( 1 + \sin\left( 2\pi \cdot 3 \cdot 10^3 \cdot t_i \right) \right)}{2} \cdot \sin\left( 2\pi \cdot 50 \cdot 10^3 \cdot t_i + \pi \right) & \text{if } \text{isGarmonicNoise} = 1 \\ \text{signal}_i & \text{otherwise} \end{cases}$$

Результирующий первый сигнал изображен на рисунке Б.1

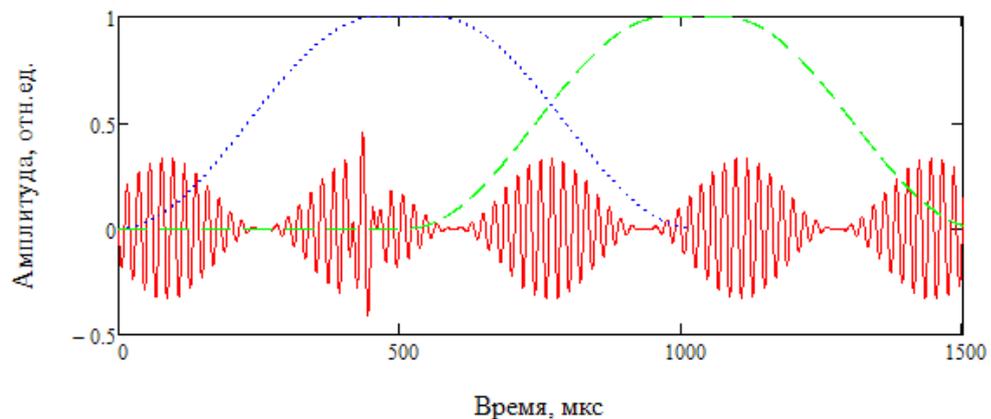


Рисунок Б.1 – Сигнал (красный) с добавлением шума и помехи

Далее приведено взвешивание оконными функциями сигнала с помехой и

отдельно помехи. Взвешивание сигнала производится двумя смежными окнами, затем выполняется преобразование из временной в частотную область при помощи быстрого преобразования Фурье каждой выборки, обработанной оконной функцией.

Обработка сигнала с помехой двумя смежными окнами косинусоидальной трапеции

<pre>wndSignal11(_signal) :=   ret_2047 ← 0   tmp ← costaper(1024, costaperFactor)   for _i ∈ 0..rows(tmp) - 1     ret _i ← tmp _i · signal _i   return ret</pre>	<pre>wndSignal12(_signal) :=   ret_2047 ← 0   tmp ← costaper(1024, costaperFactor)   for _i ∈ 511..(511 + rows(tmp) - 1)     ret _i ← tmp _i-511 · signal _i   return ret</pre>
---	---

Преобразование Фурье

fWndSignal11 := FFT(submatrix(wndSignal11(signal), 0, 1023, 0, 0))

fWndSignal12 := FFT(submatrix(wndSignal12(signal), 512, 1023 + 512, 0, 0))

Обработка только помехи двумя смежными окнами косинусоидальной трапеции

<pre>wndSignal11noise(_signal) :=   ret_2047 ← 0   tmp ← costaper(1024, costaperFactor)   for _i ∈ 0..rows(tmp) - 1     ret _i ← tmp _i · signal _i+1023   return ret</pre>	<pre>wndSignal121noise(_signal) :=   ret_2047 ← 0   tmp ← costaper(1024, costaperFactor)   for _i ∈ 511..(511 + rows(tmp) - 1)     ret _i ← tmp _i-511 · signal _i+1023   return ret</pre>
---	--

Преобразование Фурье

fWndSignal11noise := FFT(submatrix(wndSignal11noise(signal), 0, 1023, 0, 0))

fWndSignal121noise := FFT(submatrix(wndSignal121noise(signal), 512, 1023 + 512, 0, 0))

Обработка сигнала с помехой двумя смежными окнами Кайзера ( $\beta = 9$ )

<pre>wndSignal21(_signal) :=   ret_2047 ← 0   tmp ← kaiser(1024, 9)   for _i ∈ 0..rows(tmp) - 1     ret _i ← tmp _i · signal _i   return ret</pre>	<pre>wndSignal22(_signal) :=   ret_2047 ← 0   tmp ← kaiser(1024, 9)   for _i ∈ 511..(511 + rows(tmp) - 1)     ret _i ← tmp _i-511 · signal _i   return ret</pre>
--	--

Преобразование Фурье

fWndSignal21 := FFT(submatrix(wndSignal21(signal), 0, 1023, 0, 0))

fWndSignal22 := FFT(submatrix(wndSignal22(signal), 512, 1023 + 512, 0, 0))

### Обработка только помехи двумя смежными окнами Кайзера ( $\beta = 9$ )

<pre>wndSignal21noise(_signal) :=   ret<sub>2047</sub> ← 0   tmp ← kaiser(1024, 9)   for _i ∈ 0..rows(tmp) - 1     ret<sub>i</sub> ← tmp<sub>i</sub> · signal<sub>i+1023</sub>   return ret</pre>	<pre>wndSignal22noise(_signal) :=   ret<sub>2047</sub> ← 0   tmp ← kaiser(1024, 9)   for _i ∈ 511..(511 + rows(tmp) - 1)     ret<sub>i</sub> ← tmp<sub>i-511</sub> · signal<sub>i+1023</sub>   return ret</pre>
---	---

### Преобразование Фурье

fWndSignal21noise := FFT(submatrix(wndSignal21noise(signal), 1024, 2047, 0, 0))

fWndSignal22noise := FFT(submatrix(wndSignal22noise(signal), 512, 1023 + 512, 0, 0))

### Обработка сигнала с помехой двумя смежными окнами Блэкмена

<pre>wndSignal31(_signal) :=   ret<sub>2047</sub> ← 0   tmp ← blackman(1024)   for _i ∈ 0..rows(tmp) - 1     ret<sub>i</sub> ← tmp<sub>i</sub> · signal<sub>i</sub>   return ret</pre>	<pre>wndSignal32(_signal) :=   ret<sub>2047</sub> ← 0   tmp ← blackman(1024)   for _i ∈ 511..(511 + rows(tmp) - 1)     ret<sub>i</sub> ← tmp<sub>i-511</sub> · signal<sub>i</sub>   return ret</pre>
--	--

### Преобразование Фурье

fWndSignal31 := FFT(submatrix(wndSignal31(signal), 0, 1023, 0, 0))

fWndSignal32 := FFT(submatrix(wndSignal32(signal), 512, 1023 + 512, 0, 0))

### Обработка только помехи двумя смежными окнами Блэкмена

<pre>wndSignal31noise(_signal) :=   ret<sub>2047</sub> ← 0   tmp ← blackman(1024)   for _i ∈ 0..rows(tmp) - 1     ret<sub>i</sub> ← tmp<sub>i</sub> · signal<sub>i+1023</sub>   return ret</pre>	<pre>wndSignal32noise(_signal) :=   ret<sub>2047</sub> ← 0   tmp ← blackman(1024)   for _i ∈ 511..(511 + rows(tmp) - 1)     ret<sub>i</sub> ← tmp<sub>i-511</sub> · signal<sub>i+1023</sub>   return ret</pre>
--	--

### Преобразование Фурье

fWndSignal31noise := FFT(submatrix(wndSignal31noise(signal), 1024, 2047, 0, 0))

fWndSignal32noise := FFT(submatrix(wndSignal32noise(signal), 512, 1023 + 512, 0, 0))

Обработка сигнала с помехой двумя смежными окнами Чебышева с коэффициентом 90

```

wndSignal41(_signal) := | ret2047 ← 0
                        | tmp ← cheby(1025,90)
                        | for _i ∈ 0..rows(tmp) - 1
                        |   reti ← tmpi · signali
                        | return ret

wndSignal42(_signal) := | ret2047 ← 0
                        | tmp ← cheby(1025,90)
                        | for _i ∈ 511..(511 + rows(tmp) - 1)
                        |   reti ← tmpi-511 · signali
                        | return ret

```

### Преобразование Фурье

```
fWndSignal41 := FFT(submatrix(wndSignal41(signal), 0, 1023, 0, 0))
```

```
fWndSignal42 := FFT(submatrix(wndSignal42(signal), 512, 1023 + 512, 0, 0))
```

Обработка только помехи двумя смежными окнами Чебышева с коэффициентом 90

```

wndSignal41noise(_signal) := | ret2047 ← 0
                              | tmp ← cheby(1025,90)
                              | for _i ∈ 0..rows(tmp) - 1
                              |   reti ← tmpi · signali+1023
                              | return ret

wndSignal42noise(_signal) := | ret2047 ← 0
                              | tmp ← cheby(1025,90)
                              | for _i ∈ 511..(511 + rows(tmp) - 1)
                              |   reti ← tmpi-511 · signali+1023
                              | return ret

```

### Преобразование Фурье

```
fWndSignal41noise := FFT(submatrix(wndSignal41noise(signal), 1024, 2047, 0, 0))
```

```
fWndSignal42noise := FFT(submatrix(wndSignal42noise(signal), 512, 1023 + 512, 0, 0))
```

Далее при помощи следующей функции выполняется взятие модуля каждой спектральной составляющей и усреднение пар результирующих смежных спектральных амплитуд

```

fWndSignalModAvg(_fWndSignal1, _fWndSignal2) := | retrows(_fWndSignal1) ← 0
                                                  | for _i ∈ 0..rows(_fWndSignal1) - 1
                                                  |   | a ← |_fWndSignal1i|
                                                  |   | b ← |_fWndSignal2i|
                                                  |   | reti ←  $\frac{(a + b)}{2}$ 
                                                  | return ret

```

При помощи следующих операций рассчитывается конечный спектр для анализа

$fWndSignalAvg1 := fWndSignalModAvg(fWndSignal11, fWndSignal12)$   
 $fWndSignalAvg2 := fWndSignalModAvg(fWndSignal21, fWndSignal22)$   
 $fWndSignalAvg3 := fWndSignalModAvg(fWndSignal31, fWndSignal32)$   
 $fWndSignalAvg4 := fWndSignalModAvg(fWndSignal41, fWndSignal42)$

$fWndSignalAvg1noise := fWndSignalModAvg(fWndSignal11noise, fWndSignal12noise)$   
 $fWndSignalAvg2noise := fWndSignalModAvg(fWndSignal21noise, fWndSignal22noise)$   
 $fWndSignalAvg3noise := fWndSignalModAvg(fWndSignal31noise, fWndSignal32noise)$   
 $fWndSignalAvg4noise := fWndSignalModAvg(fWndSignal41noise, fWndSignal42noise)$

На следующих рисунках приведено сравнение отношений спектральных плотностей сигнала с помехой к спектральным плотностям только помехи при обработке различными окнами.

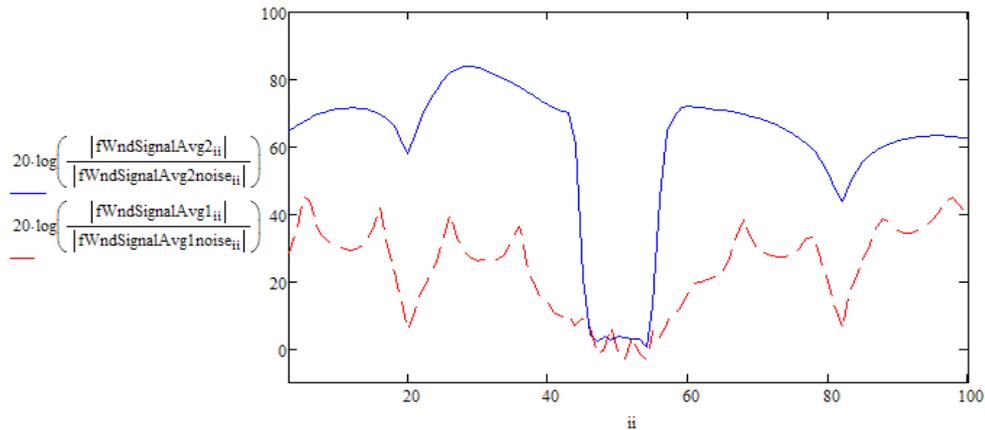


Рисунок Б.2 – Сравнение окна Кайзера (сплошная линия) и окна вида косинусоидальной трапеции с коэффициентом 0,2 (пунктирная линия)

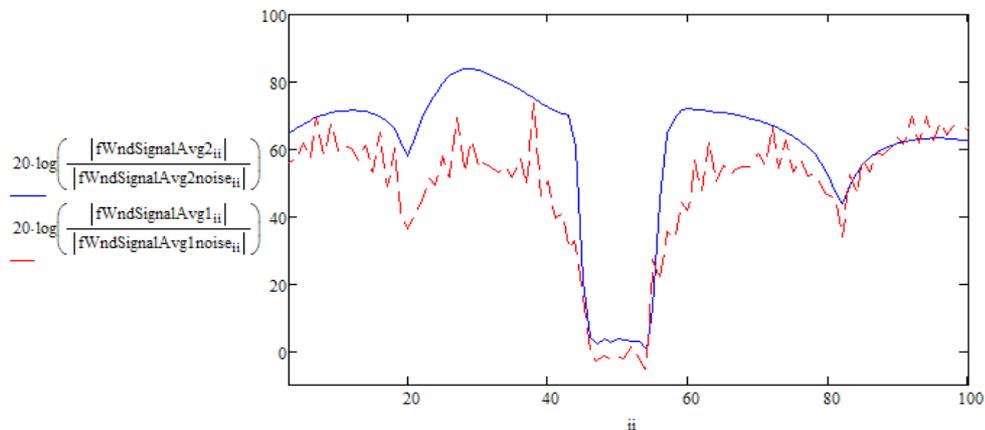


Рисунок Б.3 – Сравнение окна Кайзера (сплошная линия) и окна вида косинусоидальной трапеции с коэффициентом 0,9 (пунктирная линия)

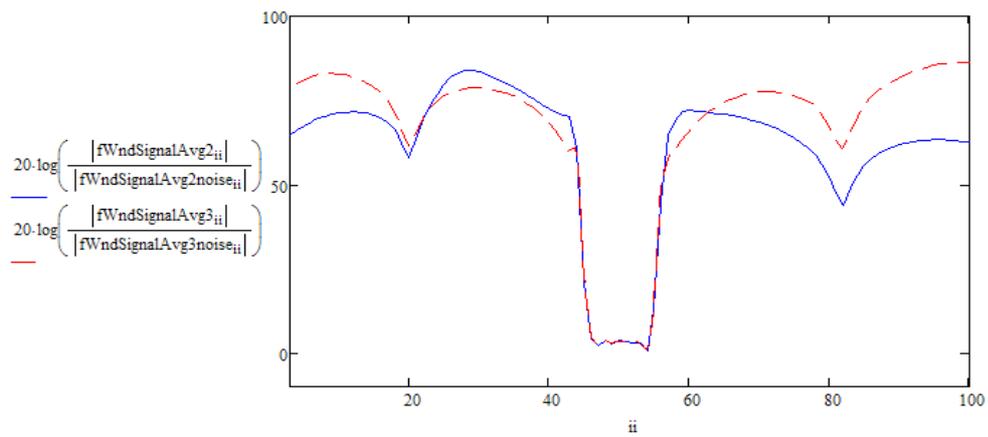


Рисунок Б.4 – Сравнение окна Кайзера (сплошная линия) и окна Блэкмена (пунктирная линия)

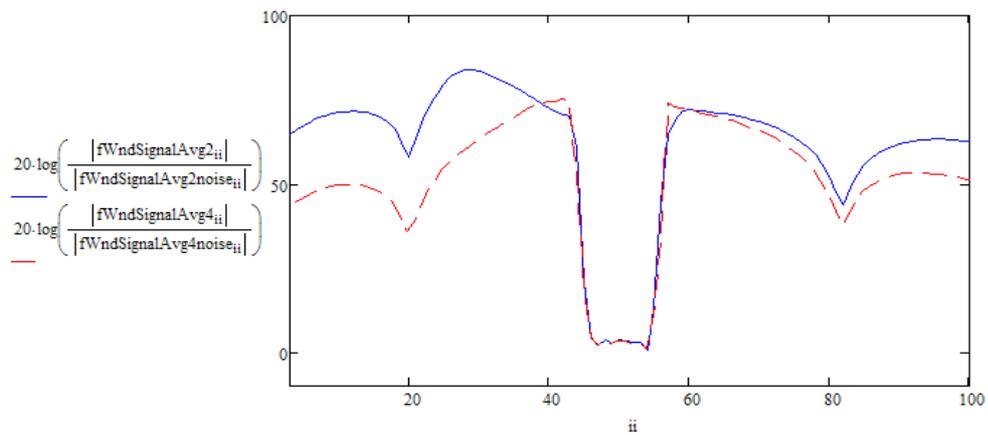


Рисунок Б.5 – Сравнение окна Кайзера (сплошная линия) и окна Чебышева с коэффициентом 80 (пунктирная линия)

## 2 Сравнение окон по частотному разрешению

Ниже приведены графики по оценке частотного разрешения.

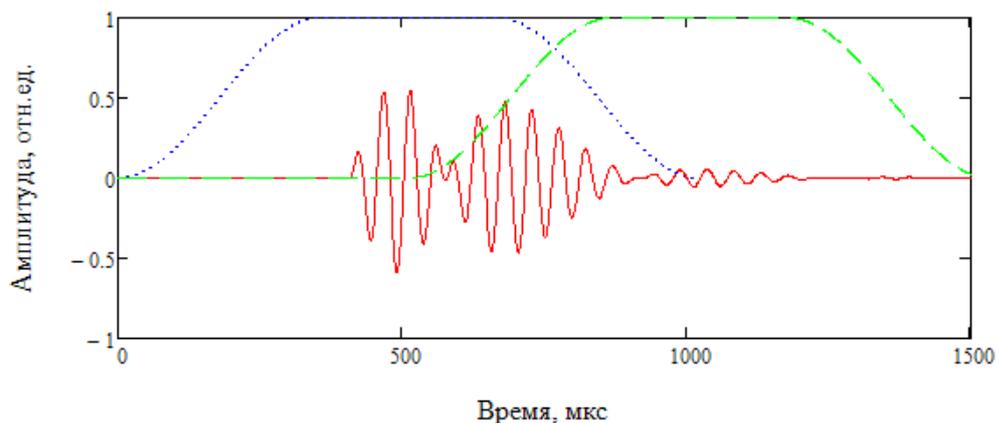


Рисунок Б.6 – Сумма двух сигналов с частотами 20 кГц и 23 кГц

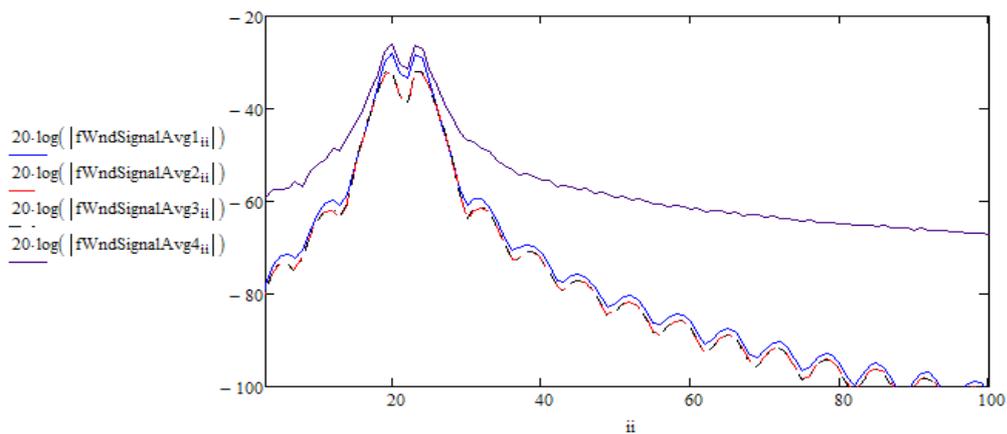


Рисунок Б.7 – Обработка сигнала (Рисунок Б.6) окнами косинусоидальной трапеции, Кайзера, Блэкмена, Чебышева

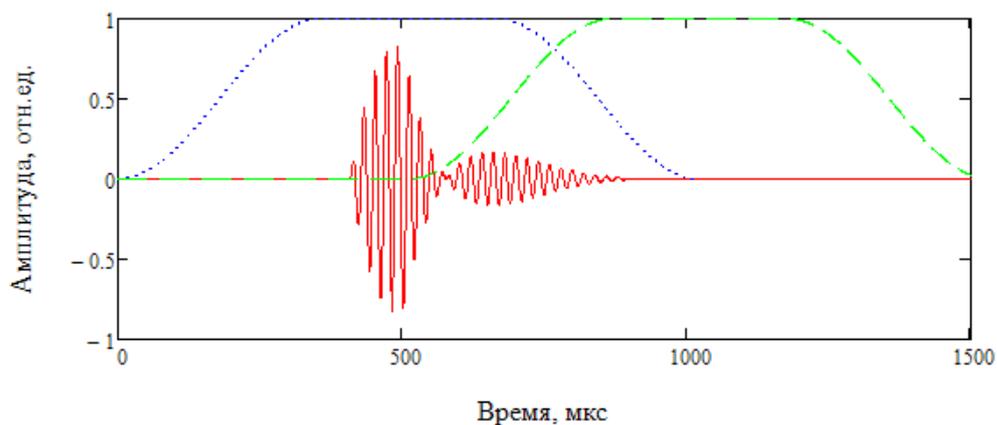


Рисунок Б.8 – Сумма двух сигналов с частотами 50 кГц и 53 кГц

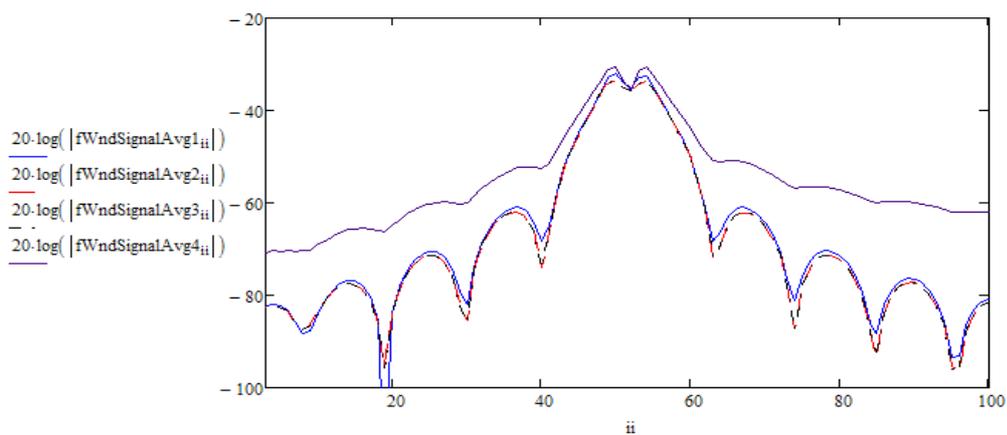


Рисунок Б.9 – Обработка сигнала (Рисунок Б.8) окнами косинусоидальной трапеции, Кайзера, Блэкмена, Чебышева

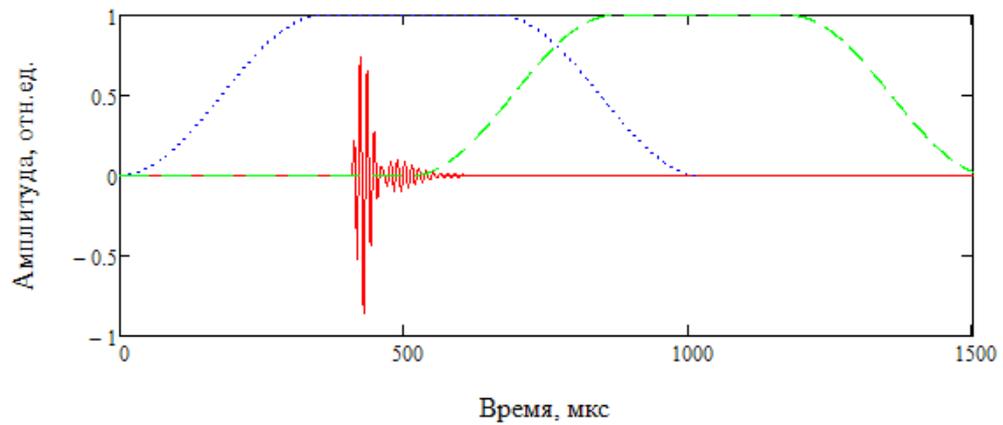


Рисунок Б.10 – Сумма двух сигналов с частотами 80 кГц и 89 кГц

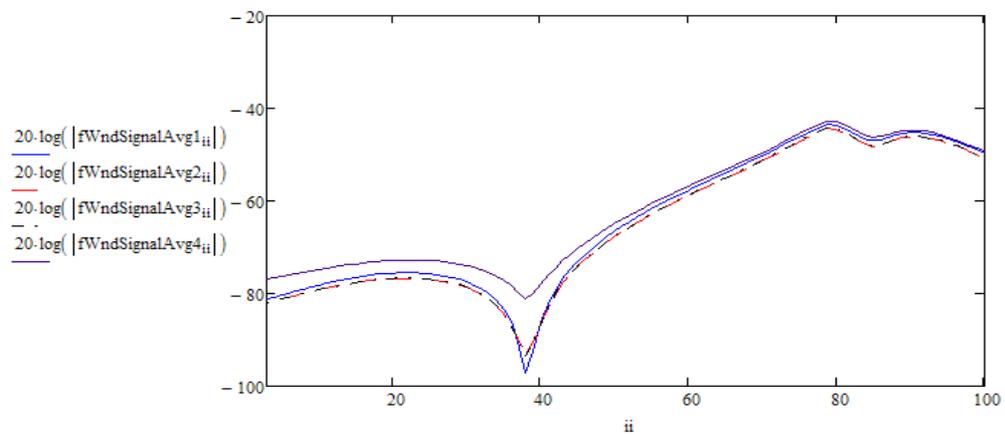


Рисунок Б.11 – Обработка сигнала (Рисунок Б.10) окнами косинусоидальной трапеции, Кайзера, Блэкмена, Чебышева

## Приложение В

### Моделирование способа частотно-временного статистического анализа

Ниже приведены математические выкладки выполненные в рамках работы над диссертацией в среде Mathcad 14.

#### Разработанные функции:

1) Функция разделения сигнала на выборки размером по  $\_size$  (1024) и наложением 50%.

```
GetRectWnds(_signal, _size, _num) :=
  _rectWnds ← 0
  for _i ∈ 0.._num-2-1
    _rectWnds[_i] ← submatrix(_signal, _i· $\frac{\_size}{2}$ , _i· $\frac{\_size}{2}$  + _size - 1, 0, 0)
  return _rectWnds
```

$\_signal$  – исходный сигнал;

$\_num$  – количество выборок.

2) Функция нахождения массива спектров

```
CalcFFT(_signal, _num) :=
  _spectr ← 0
  for _i ∈ 0.._num - 1
    _spectr[_i] ← submatrix(fft(_signal[_i]), 0, 100, 0, 0)
  return _spectr
```

$\_signal$  – массив выборок;

$\_num$  – количество выборок.

3) Функция взвешивания массива выборок оконной функцией

```
CalcWindowing(_rectWnds, _num, _sizeOfWnd) :=
  _kaiserWnds ← 0
  _wndKaiser ← kaiser(_sizeOfWnd, kaiserFactor) if isKaiser = 1
  _wndKaiser ← costaper(_sizeOfWnd, costaperFactor) otherwise
  for _i ∈ 0.._num - 1
    _kaiserWnds[_i] ←  $\overrightarrow{(\_wndKaiser \cdot \_rectWnds[_i])}$ 
  return _kaiserWnds
```

$\_rectWnds$  – массив выборок;

$\_num$  – количество выборок;

$\_sizeOfWnd$  – размер окна в отсчетах;

*isKaiser* – глобальный параметр для выбора взвешивающего окна.

4) Функция для нахождения модуля комплексного числа в массиве выборок

```
CalcABS(_spectr, _numOfWnds) :=
  _retSpectr ← 0
  for _i ∈ 0..rows(_spectr) - 1
    for _ii ∈ 0..rows(_spectr_0) - 1
      _retSpectr _i, _ii ← |(_spectr _i) _ii|
  return _retSpectr
```

*\_spectr* – массив выборок в частотной форме;

*\_numOfWnds* – количество выборок.

5) Функция усреднения методом скользящего среднего

```
GetMAvg(_spectr, _sizeOfWnd, _len, _avg) :=
  _countOfAvg ←  $\frac{\_len}{\_avg}$ 
  for _i ∈ 0.._sizeOfWnd - 1
    _spectrAvg_0, _i ← 0
    for _ii ∈ 1..40 - 1
      _spectrAvg_0, _i ← _spectrAvg_0, _i +  $\frac{\_spectr \_ii, \_i}{40}$ 
    for _ii ∈ 1.._len - 1
      _spectrAvg _ii, _i ←  $\frac{[_spectrAvg \_ii-1, \_i \cdot (\_avg - 1) + \_spectr \_ii, \_i]}{\_avg}$ 
  return _spectrAvg
```

*\_len* – размер выборок во временной области;

*\_avg* – фактор усреднения.

6) Функция прореживания выборок

```
Decimation(_spectr, _factor) :=
  _decSpectr_0, 0 ← 0
  for _i ∈ 0..cols(_spectr) - 1
    _ifactor ← 0
    _ii ← 0
    while _ifactor < rows(_spectr)
      _decSpectr _ii, _i ← _spectr _ifactor, _i
      _ifactor ← _ifactor + _factor
      _ii ← _ii + 1
  return _decSpectr
```

*\_factor* – фактор прореживания

7) Функция прореживания с обычным усреднением

```

DecimationAvg(_spectr, _factor) :=
  _decSpectr0,0 ← 0
  for _i ∈ 0.. cols(_spectr) - 1
    _ifactor ← 0
    _ii ← 0
    while _ifactor < rows(_spectr)
      _avg ← 0
      for _iii ∈ 0.. _factor - 1
        _avg ← _avg + _spectr_ifactor+_iii, _i
      _avg ←  $\frac{\_avg}{\_factor}$ 
      _decSpectr_ii, _i ← _avg
      _ifactor ← _ifactor + _factor
      _ii ← _ii + 1
  return _decSpectr

```

8) Функция прореживания выборок с сохранением максимумов на участке

```

DecimationMax(_spectr, _factor) :=
  _decSpectr0,0 ← 0
  for _i ∈ 0.. cols(_spectr) - 1
    _ifactor ← 0
    _ii ← 0
    while _ifactor < rows(_spectr)
      maxVal ← 0
      for _iii ∈ _ifactor.. (_ifactor + _factor - 1)
        maxVal ← _spectr_iii, _i if _spectr_iii, _i > maxVal
      _decSpectr_ii, _i ← maxVal
      _ifactor ← _ifactor + _factor
      _ii ← _ii + 1
  return _decSpectr

```

9) Функция для расчета квадрата среднеквадратичного отклонения с шагом временного интервала равным  $\_avg$

```

GetVariance(_spectr, _sizeOfWnd, _avg) :=
  _countOfAvg ←  $\frac{\text{rows}(\_spectr)}{\_avg}$ 
  _spectrVar _countOfAvg-2-1, _sizeOfWnd-1 ← 0
  for _i ∈ 0.._countOfAvg - 1
    for _ii ∈ 0.._sizeOfWnd - 1
      _spectrAvg ← 0
      for _iii ∈ 0.._avg - 1
        _spectrAvg ← _spectrAvg + _spectr _i._avg+_iii,_ii
      _spectrAvg ←  $\frac{\_spectrAvg}{\_avg}$ 
      _spectrVar _i,_ii ← 0
      for _iii ∈ 0.._avg - 1
        _spectrVar _i,_ii ← _spectrVar _i,_ii + ( $\_spectrAvg - \_spectr \_i.\_avg+_iii,\_ii$ )2
      _spectrVar _i,_ii ←  $\frac{\_spectrVar \_i,\_ii}{\_avg - 1}$ 
  return _spectrVar

```

10) Функция для расчета квадрата среднеквадратичного отклонения с шагом временного интервала равным `_avg` методом, аналогичным скользящему среднему

```

GetMVariance(_spectr, _sizeOfWnd, _avg) :=
  _countOfAvg ←  $\frac{\text{rows}(\_spectr)}{\_avg}$ 
  _spectrVar0,0 ← 0
  for _i ∈ 0.._sizeOfWnd - 1
    _spectrAvg0,i ← 0
    for _ii ∈ 1..40 - 1
      _spectrAvg0,i ←  $\_spectrAvg_{0,i} + \frac{\_spectr \_ii,i}{40}$ 
      _spectrVar0,i ←  $(\_spectrAvg_{0,i} - \_spectr_{0,i})^2$ 
    for _ii ∈ 1..rows(_spectr) - 1
      _spectrAvgii,i ←  $\frac{[\_spectrAvg_{ii-1,i} \cdot (\_avg - 1) + \_spectr \_ii,i]}{\_avg}$ 
      _spectrVarii,i ←  $\frac{[\_spectrVar_{ii-1,i} \cdot (\_avg - 1) + (\_spectrAvg_{ii,i} - \_spectr \_ii,i)^2]}{\_avg}$ 
  return _spectrVar

```

11) Функция очистки частотно-временной характеристики по критерию порогового коэффициента. Здесь для каждой частоты считается математическое ожидание, СКО и сигма.

`_factor` – пороговый коэффициент;

`_div` – делитель отсекаемых данных. Нельзя обнулять данные, потому что это вызовет ошибку при построении логарифмических зависимостей.

```

CleanSpectrDataBySigma(_spectr, _factor, _div) :=
  _spectrClean0,0 ← 0
  for _i ∈ 0..cols(_spectr) - 1
    _valVar ← 0
    _valAvg ← _spectr0,_i
    for _ii ∈ 1..rows(_spectr) - 1
      _valAvg ← _valAvg + _spectr_ii,_i
      _valAvg ←  $\frac{\_valAvg}{rows(\_spectr)}$ 
      for _ii ∈ 1..rows(_spectr) - 1
        _valVar ← _valVar + ( $\_valAvg - \_spectr_{_ii,_i}$ )2
      _valVar ←  $\frac{\_valVar}{rows(\_spectr)}$ 
      _Sigma ←  $\sqrt{\frac{rows(\_spectr)}{rows(\_spectr) - 1} \cdot \_valVar}$ 
      threshold ← ( $\_valAvg + \_factor \cdot \_Sigma$ )
      for _ii ∈ 0..rows(_spectr) - 1
        _spectrClean_ii,_i ←  $\_spectr_{_ii,_i}$  if  $\_spectr_{_ii,_i} > threshold$ 
        _spectrClean_ii,_i ←  $\frac{1}{\_div}$  otherwise
  _spectrClean

```

12) Функция очистки частотно-временной характеристики по критерию порогового коэффициента методом, аналогичным скользящему среднему. Здесь для каждой частоты считается мат. Ожидание, СКО и сигма.

$\_avg$  – коэффициент сглаживания.

```

CleanSpectrDataByMSigma(_spectr, _avg, _factor, _div) :=
  _spectrClean0,0 ← 0
  for _ii ∈ 0..cols(_spectr) - 1
    _valAvg0,_ii ← _spectr0,_ii
    _curVar0,_ii ← ( $0.87 \cdot \_valAvg_{0,_ii} - \_spectr_{0,_ii}$ )2
  for _i ∈ 1..rows(_spectr)
    for _ii ∈ 0..cols(_spectr) - 1
      _valAvg_i,_ii ←  $\frac{\_valAvg_{_i-1,_ii} \cdot (\_avg - 1) + \_spectr_{_i-1,_ii}}{\_avg}$ 
      _curVar_i,_ii ←  $\frac{\_curVar_{_i-1,_ii} \cdot (\_avg - 1) + (\_valAvg_{_i,_ii} - \_spectr_{_i-1,_ii})^2}{\_avg}$ 
      _σ ←  $\sqrt{\frac{rows(\_spectr)}{rows(\_spectr) - 1} \cdot \_curVar_{_i,_ii}}$ 
      threshold ←  $\_valAvg_{_i,_ii} + \_factor \cdot \_σ$ 
      _spectrClean_i-1,_ii ←  $\_spectr_{_i-1,_ii}$  if  $\_spectr_{_i-1,_ii} > threshold$ 
      _spectrClean_i-1,_ii ←  $\frac{1}{\_div}$  otherwise
  _spectrClean

```

**Исходные данные для моделирования:**

Размер выборки  $sizeOfWnd = 1024$ .

Частота дискретизации  $Fd = 10^6 + 20000$ .

Число выборок для выполнения анализа  $numOfWnds = 512$ .

Размер буфера, эмулирующий длительность моделируемого электромагнитного излучения  $sizeOfBuf := sizeOfWnd \cdot numOfWnds$ .

Расчет времени дискретизации  $Td := 1/Fd$ .

Амплитуды сигналов от горных пород  $A1 := 0,3$ ;  $A2 := 0,2$ ;  $A3 := 0,14$ .

Предсказать в какой момент времени возникнет сигнал не представляется возможным. Поэтому необходимо проанализировать такой вариант, когда сигнал будет разделен двумя или более выборками и каким образом будет распределена энергия этого сигнала по разным выборкам анализа.

$$startOfSignal1 := 100 \cdot \frac{sizeOfWnd}{2} + 500$$

$$startOfSignal2 := 180 \cdot \frac{sizeOfWnd}{2} + 500$$

$$startOfSignal3 := 260 \cdot \frac{sizeOfWnd}{2} + 500$$

**Расчеты:**

Далее формируется объект анализа, согласно модели (1.1)

$$\text{signal}_i := \begin{cases} 0 & \text{if } i \leq \text{startOfSignal1} \\ 0 + A1 \cdot \sin[2\pi \cdot f1 \cdot Td \cdot (i - \text{startOfSignal1})] \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{(i - \text{startOfSignal1})}{\tauOfRise1}} \right] & \text{if } \text{startOfSignal1} < i \leq \text{startOfSignal1} + T_{\max1} \\ 0 + A1 \cdot \sin[2\pi \cdot f1 \cdot Td \cdot (i - \text{startOfSignal1})] \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{(\text{startOfSignal1} + T_{\max1} - \text{startOfSignal1})}{\tauOfRise1}} \right] \cdot e^{-\frac{[i - (\text{startOfSignal1} + T_{\max1})]}{\tauOfFall1}} & \text{if } \text{startOfSignal1} + T_{\max1} < i \leq \text{startOfSignal2} \\ 0 + A2 \cdot \sin[2\pi \cdot f2 \cdot Td \cdot (i - \text{startOfSignal2})] \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{(i - \text{startOfSignal2})}{\tauOfRise2}} \right] & \text{if } \text{startOfSignal2} < i \leq \text{startOfSignal2} + T_{\max2} \\ 0 + A2 \cdot \sin[2\pi \cdot f2 \cdot Td \cdot (i - \text{startOfSignal2})] \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{(\text{startOfSignal2} + T_{\max2} - \text{startOfSignal2})}{\tauOfRise2}} \right] \cdot e^{-\frac{[i - (\text{startOfSignal2} + T_{\max2})]}{\tauOfFall2}} & \text{if } \text{startOfSignal2} + T_{\max2} < i \leq \text{startOfSignal3} \\ 0 + A3 \cdot \sin[2\pi \cdot f3 \cdot Td \cdot (i - \text{startOfSignal3})] \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{(i - \text{startOfSignal3})}{\tauOfRise3}} \right] & \text{if } \text{startOfSignal3} < i \leq \text{startOfSignal3} + T_{\max3} \\ 0 + A3 \cdot \sin[2\pi \cdot f3 \cdot Td \cdot (i - \text{startOfSignal3})] \cdot \left[ 1 - e^{-\frac{(\text{startOfSignal3} + T_{\max3} - \text{startOfSignal3})}{\tauOfRise3}} \right] \cdot e^{-\frac{[i - (\text{startOfSignal3} + T_{\max3})]}{\tauOfFall3}} & \text{otherwise} \end{cases}$$

где

$$\begin{array}{llll}
 \tauOfRise1 := 10 & \tauOfFall1 := \tauOfRise1 \cdot 1. & T_{\max1} := 20 & f1 := 80 \cdot 10^3 \\
 \tauOfRise2 := 15 & \tauOfFall2 := \tauOfRise2 \cdot 1 & T_{\max2} := 30 & f2 := 50 \cdot 10^3 \\
 \tauOfRise3 := 20 & \tauOfFall3 := \tauOfRise3 \cdot 1 & T_{\max3} := 50 & f3 := 20 \cdot 10^3
 \end{array}$$

Результирующий график изображен на рисунке В.1

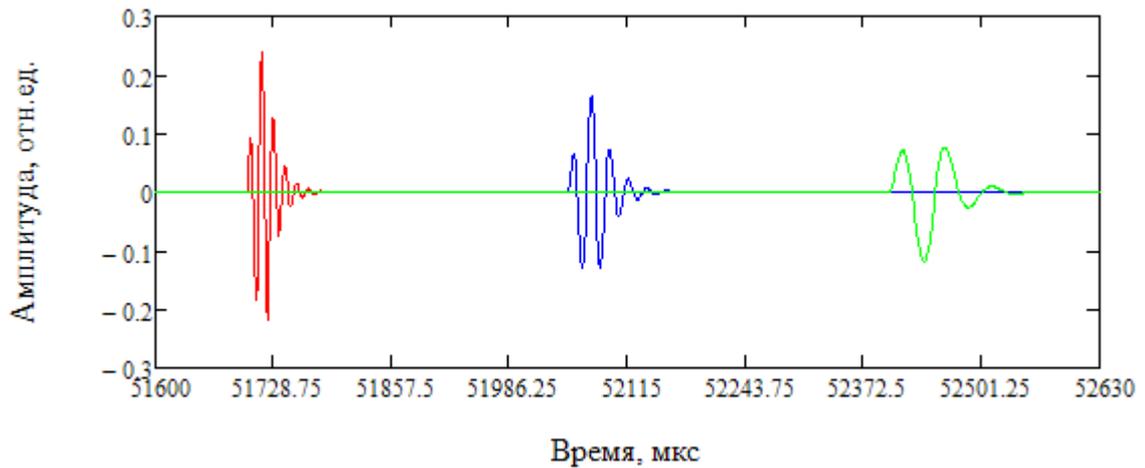


Рисунок В.1 – Сгенерированный сигнал

Генерация шумовой компоненты, гармонической помехи и суммирование с исходным сигналом представлены в Приложении Б.

Результирующий первый сигнал изображен на рисунке В.2

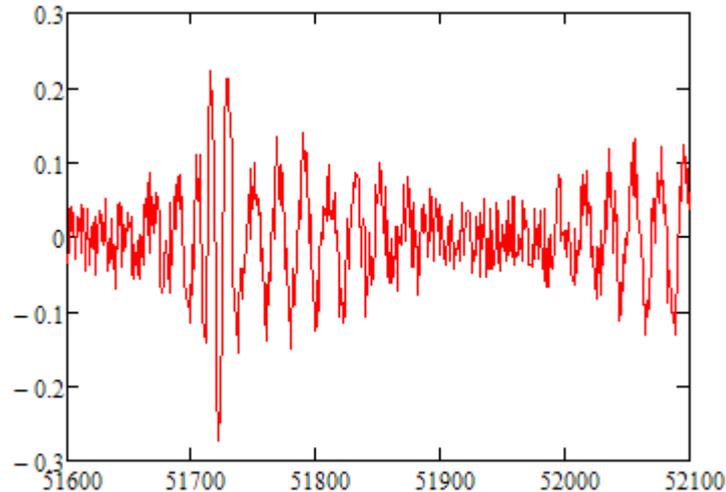


Рисунок В.2 – Сигнал 1 с добавлением шума и помехи

Далее исходный сигнал разделяется на прямоугольные окна, который в последствии будут составлять спектрограмму

```
rectWnds := GetRectWnds(signal, sizeOfWnd, numOfWnds)
```

В связи с наложением возникает удвоение числа выборок

```
numOfWnds := numOfWnds-2
```

Далее производится взвешивание выбранной оконной функцией

```
kaiserWnds := CalcWindowing(rectWnds , numOfWnds , sizeOfWnd)
```

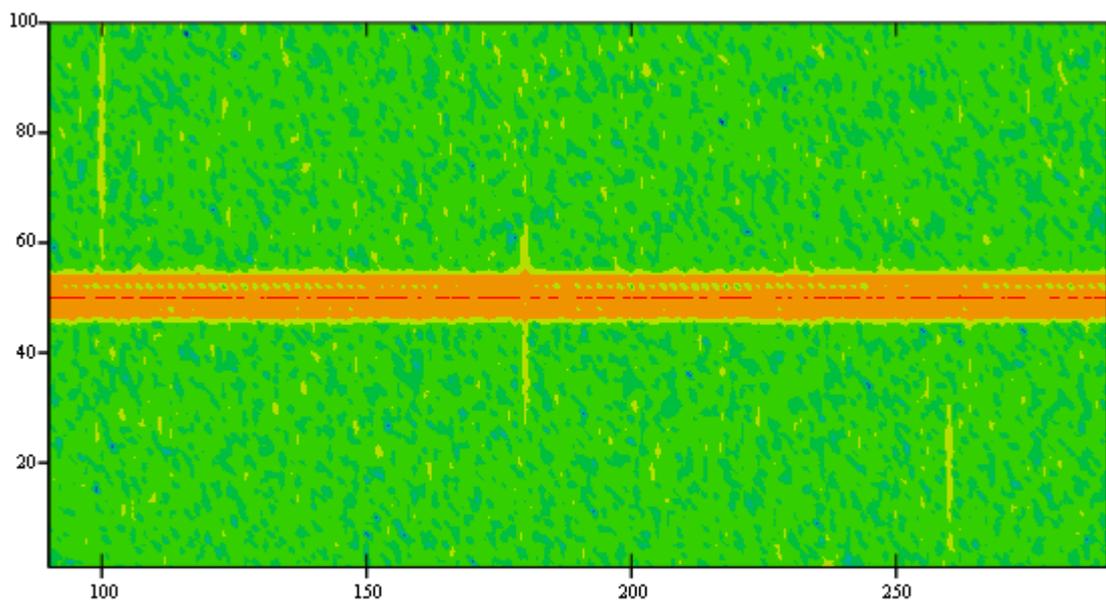
Далее выполняется быстрое преобразование Фурье и формирование массива спектров.

```
spectrKaiserNoABS := CalcFFT(kaiserWnds , numOfWnds)
```

Далее вычисляется модуль комплексного числа для каждой спектральной составляющей в массиве спектров

```
spectrKaiser := CalcABS(spectrKaiserNoABS , numOfWnds)
```

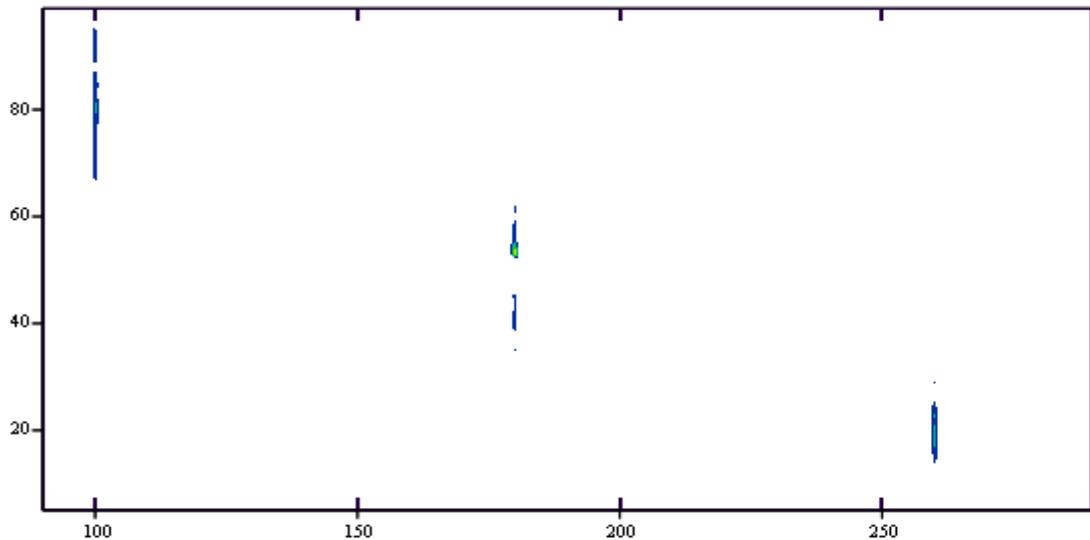
Результирующая спектрограмма изображена на рисунке В.3



SpectrogramKaiserLog

Рисунок В.3 – Спектрограмма

Затем выполняется обработка исходной спектрограммы способом частотно - временного статистического анализа. Результат обработки изображен на рисунке В.4

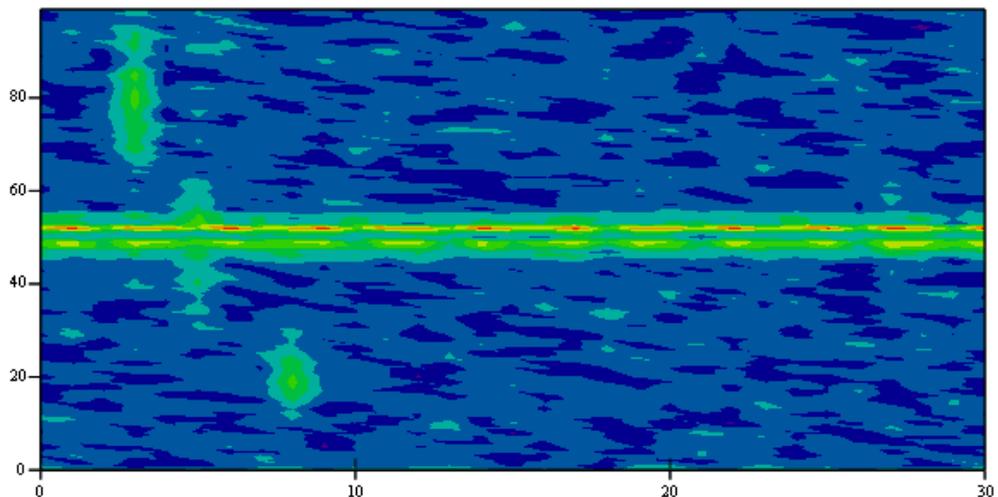


SpectrogramKaiserMAvgClean

Рисунок В.4 – Спектрограмма, обработанная способом частотно-временного статистического анализа

Далее выполняется расчет квадрата среднеквадратичного отклонения, результат которого изображен на рисунке В.5

```
spectrKaiserVar := GetVariance(spectrKaiser, 101, 32)
SpectrogramKaiserVarLog(tstep, fstep) := 20·log(spectrKaiserVartstep, fstep)
SpectrogramKaiserVar(tstep, fstep) := (spectrKaiserVartstep, fstep)
```



SpectrogramKaiserVarLog

Рисунок В.5 – Частотно -временная характеристика квадрата SKO

Затем удаляются те спектральные составляющие, амплитуда которых ниже 3.3

```

spectrKaiserVarCleanBySigma := CleanSpectrDataBySigma(spectrKaiserVar, 3.3, 50000)
SpectrogrammaKaiserVarBySigmaCleanLog(tstep, fstep) := 20*log(spectrKaiserVarCleanBySigmatstep, fstep)
SpectrogrammaKaiserVarBySigmaClean(tstep, fstep) := (spectrKaiserVarCleanBySigmatstep, fstep)

```

В результате получена следующая характеристика на рисунке В.6

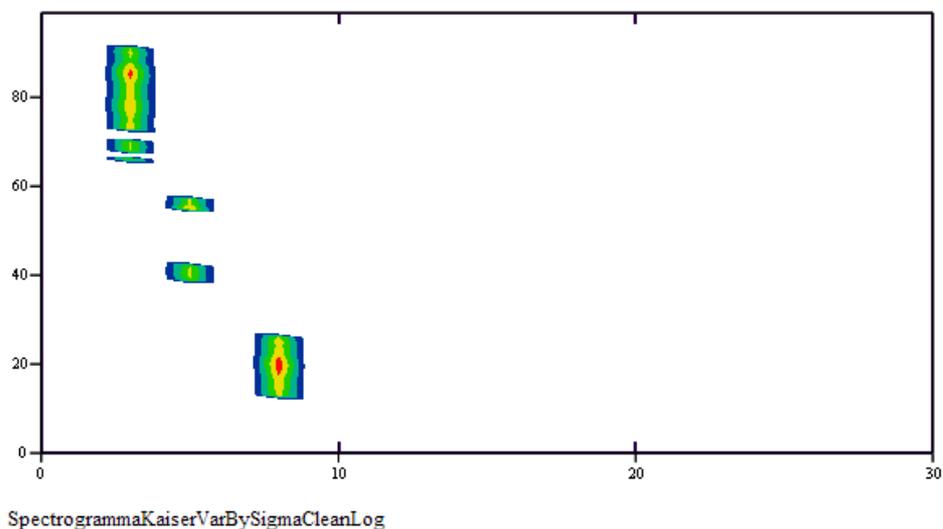


Рисунок В.6 – Частотно -временная характеристика квадрата СКО, обработанная при помощи способа статистического анализа

Затем производится децимация с усреднением исходной спектрограммы, получая тем самым математическое ожидание спектральных составляющих во времени

```

spectrKaiserMDec := DecimationAvg(spectrKaiser, 32)
SpectrogrammaKaiserMDecLog(tstep, fstep) := 20*log(spectrKaiserMDectstep, fstep)
SpectrogrammaKaiserMDec(tstep, fstep) := (spectrKaiserMDectstep, fstep)

```

Результат вычисления изображен на рисунке В.7

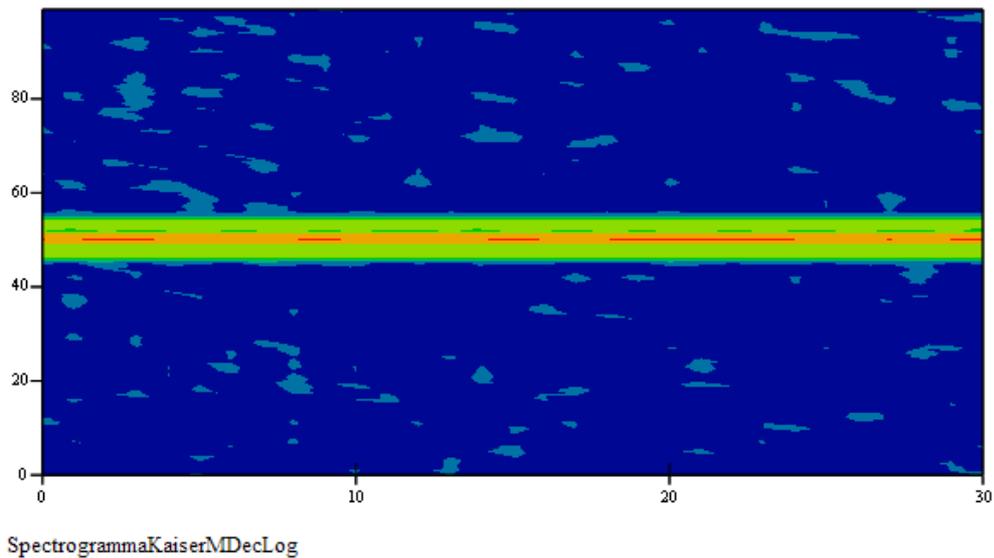


Рисунок В.7 – Частотно - временная характеристика математического ожидания спектральных составляющих

После выполняется удаление тех, спектральных составляющих, значение которых ниже указанного порога

```
spectrKaiserMDecCleanBySigma := CleanSpectrDataBySigma(spectrKaiserMDec, 2.9, 50000)
SpectrogramKaiserMDecBySigmaCleanLog(tstep, fstep) := 20·log(spectrKaiserMDecCleanBySigmatstep, fstep)
SpectrogramKaiserMDecBySigmaClean(tstep, fstep) := (spectrKaiserMDecCleanBySigmatstep, fstep)
```

Результат обработки изображен на рисунке В.8

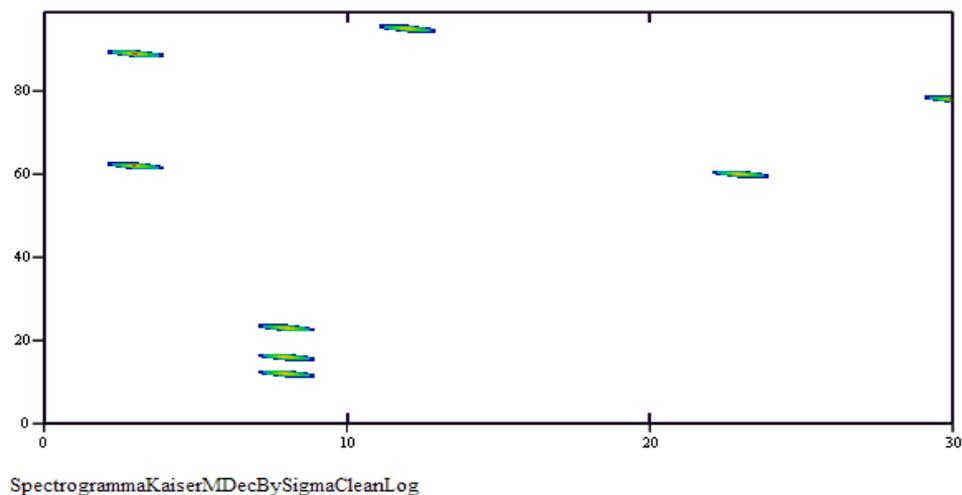


Рисунок В.8 – Частотно - временная характеристика математического ожидания спектральных составляющих, обработанная способом статистического анализа

Затем выполняется обработка частотно - временной зависимости квадрата СКО спектральных составляющих при помощи способа, адаптированного для

## ПОТОКОВЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ

```

spectrKaiserVarCleanByMSigma := CleanSpectrDataByMSigma(spectrKaiserVar, 512, 13, 50000)
SpectrogrammaKaiserVarByMSigmaClean(tstep, fstep) := spectrKaiserVarCleanByMSigmatstep, fstep
SpectrogrammaKaiserVarByMSigmaCleanLog(tstep, fstep) := 20·log(spectrKaiserVarCleanByMSigmatstep, fstep)

```

Результат обработки изображен на рисунке В.9

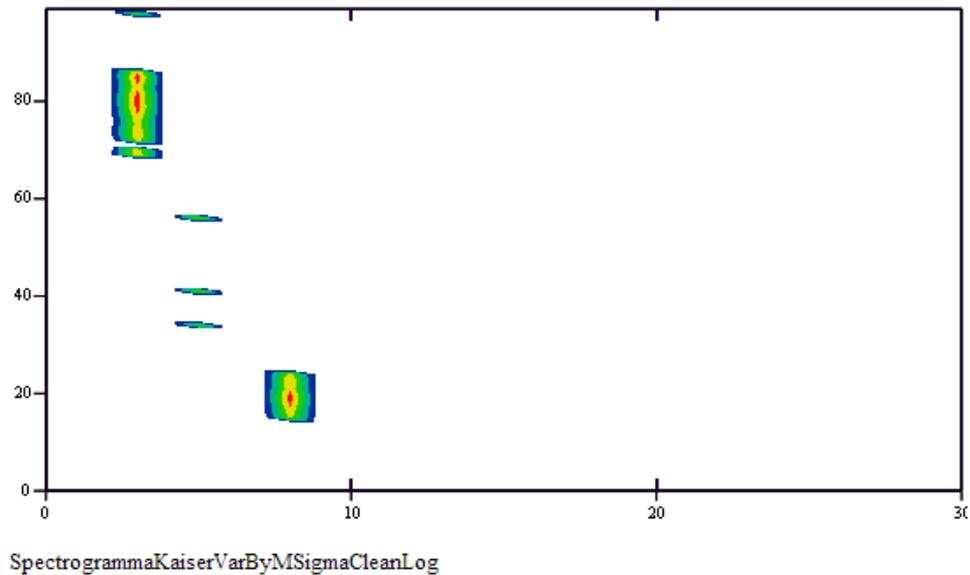


Рисунок В.9 – Частотно - временная характеристика математического ожидания спектральных составляющих, обработанная способом статистического анализа, адаптированного для потоковых вычислений

## Приложение Г

### Сейсмоданные

Карта сейсмоактивности шахтного поля на глубине минус 270 м уровня моря изображена на рисунке Г.1. На рисунке отмечено место размещения прибора для мониторинга электромагнитной обстановки после массового взрыва.

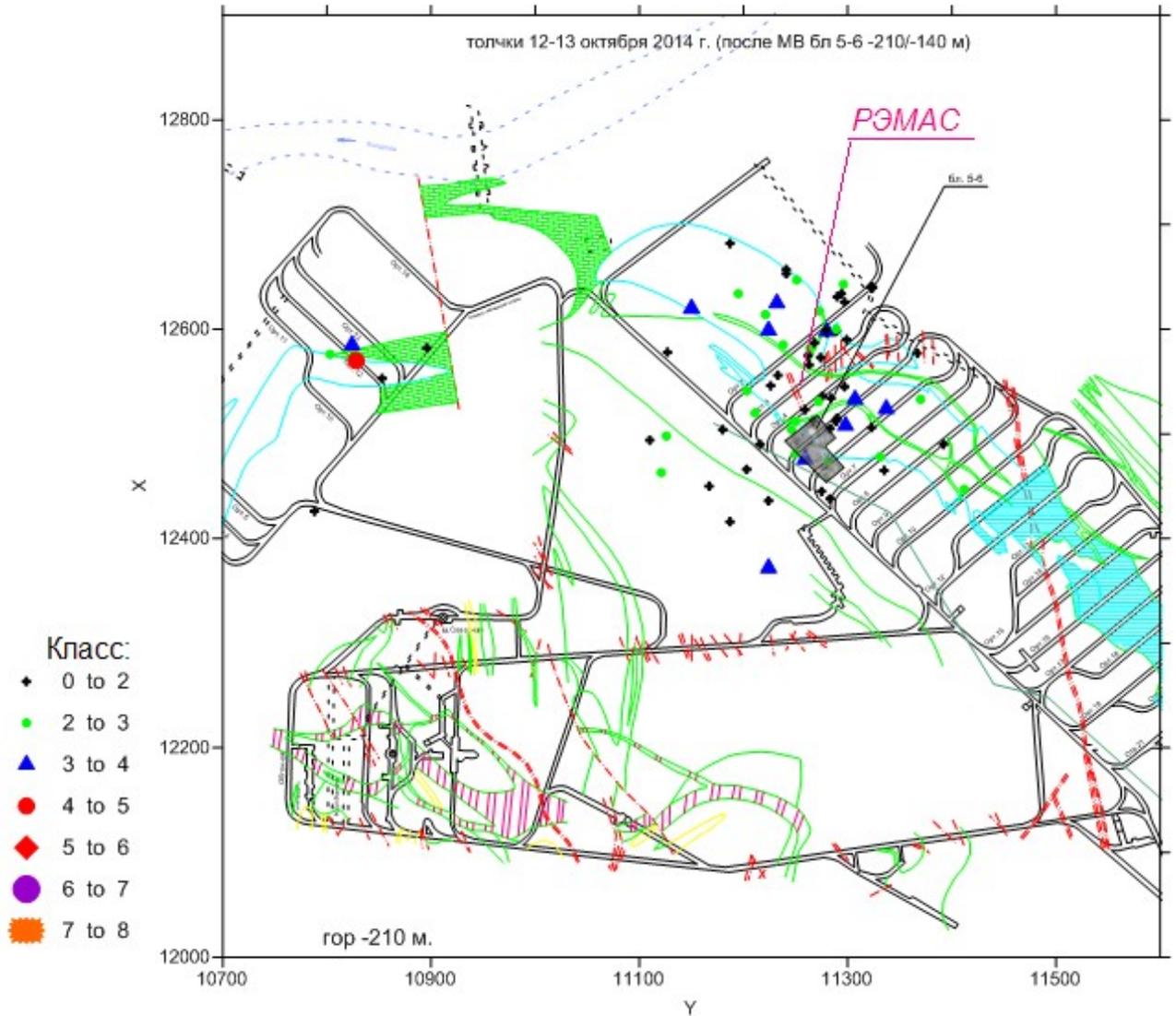


Рисунок Г.1 – Карта сейсмоактивности

Зарегистрированные сейсмостанцией события внесены в таблицу Г.1.

Таблица Г.1 – Данные сейсмоактивности

Дата и время	X, м	Y, м	Z, м	E, Дж	класс
12.10.2014 12:00:20	12640	11323	-201	1,00E+01	1,00
12.10.2014 12:00:23	12426	10788	-203	1,00E+01	1,00
12.10.2014 12:00:28	12640	11323	-201	1,20E+01	1,08
12.10.2014 12:00:32	12545	11297	-367	1,39E+01	1,14
12.10.2014 12:00:34	12640	11323	-201	3,17E+01	1,50
12.10.2014 12:00:39	12504	11180	-143	9,97E+00	1,00
12.10.2014 12:00:43	12640	11324	-202	1,39E+01	1,14
12.10.2014 12:00:44	12590	11299	-229	1,20E+01	1,08
12.10.2014 12:00:45	12506	11323	-207	1,59E+01	1,20
12.10.2014 12:00:46	12536	11276	-226	3,17E+01	1,50
12.10.2014 12:00:50	12556	11233	-200	7,57E+01	1,88
12.10.2014 12:00:56	12647	11251	-111	1,34E+02	2,13
12.10.2014 12:00:59	12515	11290	-213	1,29E+01	1,11
12.10.2014 12:01:00	12653	11241	-169	1,59E+01	1,20
12.10.2014 12:01:05	12512	11289	-235	9,71E+01	1,99
12.10.2014 12:01:06	12490	11216	-240	4,05E+01	1,61
12.10.2014 12:01:07	12576	10803	-230	1,55E+02	2,19
12.10.2014 12:01:08	12626	11297	-176	5,52E+01	1,74
12.10.2014 12:01:14	12450	11167	-262	2,43E+01	1,38
12.10.2014 12:01:37	12466	11203	-285	4,44E+01	1,65
12.10.2014 12:01:41	12465	11335	-244	1,04E+01	1,02
12.10.2014 12:01:42	12505	11283	-241	2,04E+01	1,31
12.10.2014 12:01:43	12490	11392	-127	1,04E+01	1,02
12.10.2014 12:02:14	12596	11280	-307	5,29E+01	1,72
12.10.2014 12:02:18	12598	11280	-307	2,18E+03	3,34
12.10.2014 12:02:26	12570	10828	-237	1,56E+04	4,19
12.10.2014 12:02:32	12598	11289	-278	8,75E+01	1,94
12.10.2014 12:03:18	12657	11241	-137	7,57E+01	1,88
12.10.2014 12:03:20	12494	11110	-82	4,24E+01	1,63
12.10.2014 12:03:28	12463	11121	-175	1,38E+02	2,14

Продолжение таблицы Г.1

Дата и время	X, м	Y, м	Z, м	E, Дж	класс
12.10.2014 12:04:22	12553	10853	-205	3,51E+01	1,54
12.10.2014 12:04:23	12474	11281	-249	2,15E+02	2,33
12.10.2014 12:05:19	12478	11331	-237	1,60E+02	2,20
12.10.2014 12:05:31	12476	11259	-197	7,97E+03	3,90
12.10.2014 12:06:52	12582	11264	-191	1,15E+02	2,06
12.10.2014 12:07:30	12512	11267	-199	7,86E+01	1,90
12.10.2014 12:07:57	12523	11259	-247	1,29E+01	1,11
12.10.2014 12:07:58	12682	11187	-351	7,29E+01	1,86
12.10.2014 12:08:38	12438	11283	-267	8,45E+01	1,93
12.10.2014 12:11:00	12643	11296	-225	1,69E+02	2,23
12.10.2014 12:11:39	12532	11305	-187	1,99E+02	2,30
12.10.2014 12:14:12	12532	11273	-230	3,43E+02	2,54
12.10.2014 12:15:00	12617	11323	-201	1,04E+01	1,02
12.10.2014 12:15:01	12640	11367	-213	3,51E+01	1,54
12.10.2014 12:23:21	12577	11272	-301	2,98E+03	2,23
12.10.2014 12:28:59	12531	11150	-134	2,98E+03	3,47
12.10.2014 12:29:05	12620	11221	-229	1,55E+02	2,19
12.10.2014 12:36:55	12512	11250	-237	1,07E+02	2,03
12.10.2014 12:42:46	12582	10896	-215	6,24E+01	1,80
12.10.2014 12:44:25	12599	11279	-297	1,04E+01	1,02
12.10.2014 12:44:26	12634	11294	-301	9,07E+01	1,96
12.10.2014 12:52:15	12600	11289	-383	1,69E+02	2,23
12.10.2014 12:53:31	12416	11187	-208	7,29E+01	1,86
12.10.2014 13:05:04	12504	11246	-129	1,22E+02	2,09
12.10.2014 13:08:21	12541	11203	-329	2,81E+02	2,45
12.10.2014 13:23:42	12625	11232	-125	1,53E+03	3,19
12.10.2014 13:38:16	12524	11337	-260	1,02E+03	3,01
12.10.2014 13:41:32	12631	11290	-286	9,71E+01	1,99
12.10.2014 13:52:57	12599	11224	-153	7,76E+03	3,89

Продолжение таблицы Г.1

Дата и время	X, м	Y, м	Z, м	E, Дж	класс
12.10.2014 14:06:51	12520	11211	-137	6,36E+02	2,80
12.10.14 14:06	12546	11226	-287	1,04E+01	1,02
12.10.2014 14:37:31	12585	10824	-228	1,02E+03	3,01
12.10.2014 14:37:33	12585	11238	-154	5,32E+02	2,73
12.10.2014 14:41:15	12498	11126	-109	1,15E+02	2,06
12.10.2014 15:10:16	12566	11263	-287	5,29E+01	1,72
12.10.2014 15:24:16	12481	11250	-158	1,22E+02	2,09
12.10.2014 17:06:38	12573	11274	-284	6,75E+01	1,83
12.10.2014 17:06:41	12534	11284	-183	1,29E+01	1,11
12.10.2014 17:14:57	12587	11268	-309	6,24E+01	1,80
12.10.2014 20:31:22	12578	11127	-180	6,49E+01	1,81
12.10.2014 20:51:13	12575	11262	-328	6,24E+01	1,80
12.10.2014 21:12:56	12447	11412	-221	5,32E+02	2,73
12.10.2014 22:20:36	12436	11224	-236	5,75E+01	1,76
13.10.2014 6:17:49	12508	11298	-234	1,02E+03	3,01
13.10.2014 6:54:40	12445	11275	-212	4,65E+01	1,67
13.10.2014 7:33:07	12634	11195	-182	8,80E+02	2,94
13.10.2014 7:39:34	12533	11370	-296	1,00E+02	2,00
13.10.2014 9:44:34	12533	11307	-225	4,00E+03	3,60
13.10.2014 13:20:23	12372	11224	-168	1,60E+03	3,20

## **Приложение Д**

**Свидетельство о гос. регистрации программы ЭВМ**



**Приложение Е**  
**Акты внедрения**



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы

**Бомбизова Александра Александровича**

в ОАО «Информационные спутниковые системы» имени академика М.Ф. Решетнева»

Настоящий акт подтверждает использование в Открытом акционерном обществе «Информационные спутниковые системы» им. академика М.Ф. Решетнева результатов диссертационной работы **Бомбизова Александра Александровича** на соискание ученой степени кандидата технических наук. Результаты представлены в виде моделей, схемотехнических решений и опытных образцов измерительных усилителей с высокой степенью подавления синфазных составляющих сигналов, расширенным динамическим диапазоном, при одновременном обеспечении сверхширокой полосы рабочих частот в режиме работы на различные типы нагрузок (активная низкоомная, реактивная высокоомная, комплексная).

Разработанные схемотехнические решения использованы при создании автоматизированной системы контроля информационных магистралей и их компонентов АСК ИМК, в рамках ОКР «Разработка унифицированного ряда электронных модулей на основе технологии «система-на-кристалле» для систем управления и электропитания космических аппаратов (КА) связи, навигации и дистанционного зондирования Земли с длительным сроком активного существования», договор № 13.G25.31.0017 от 07.09.2010.

Начальник отдела разработки конструкций РЭА,  
бортовой и наземной кабельной сети

Начальник сектора проектирования  
наземных кабельных сетей

 С. Б. Сунцов

 А. А. Городилов

УТВЕРЖДАЮ:

Главный инженер шахты  
Таштагольского филиала ЕвразРуды

 А.Н. Принев

« 5 » 06 2015



АКТ

о внедрении результатов диссертационной работы Бомбизова Александра Александровича «Автономный аппаратно-программный комплекс регистрации и обработки электромагнитной эмиссии для непрерывного мониторинга напряженно-деформированного состояния горных пород» на Таштагольском железорудном месторождении ОАО «ЕвразРуда».

Настоящий акт подтверждает использование на Таштагольском железорудном месторождении ОАО «ЕвразРуда» результатов диссертационной работы Бомбизова Александра Александровича «Автономный аппаратно-программный комплекс регистрации и обработки электромагнитной эмиссии для непрерывного мониторинга напряженно-деформированного состояния горных пород» на соискание ученой степени кандидата технических наук. Результаты представлены в виде опытных образцов автономных и портативных регистраторов электромагнитных и акустических сигналов (РЭМАС) и программного обеспечения REMASExpert для анализа спектральных характеристик электромагнитного излучения горных пород.

Разработанные аппаратно-программные средства используются в шахте Таштагольского рудника ОАО «ЕвразРуда» (г. Таштагол Кемеровской области) для проведения мониторинга изменения напряженно-деформированного состояния и релаксации горных пород после массовых технологических взрывов. Мониторинг изменений напряженно-деформированного состояния производится по спектрам электромагнитных сигналов породного массива в непрерывном режиме и в реальном времени. Разработанные регистраторы также могут быть применены для сетевого сбора данных об электромагнитной активности породного массива при подготовке геодинамических явлений.

Главный специалист по ГУ



В.К. Климко

Начальник участка ППГУ



В.А. Штири