

**ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ
НАУКИ НАУЧНАЯ СТАНЦИЯ РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК В Г.
БИШКЕКЕ**

На правах рукописи



БОБРОВСКИЙ ВЛАДИМИР ВЛАДИМИРОВИЧ

**ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЙ КОМПЛЕКС С
ШУМОПОДОБНЫМИ СИГНАЛАМИ ДЛЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ
ИССЛЕДОВАНИЙ СОВРЕМЕННЫХ ГЕОДИНАМИЧЕСКИХ
ПРОЦЕССОВ ЗЕМНОЙ КОРЫ**

Специальность 1.6.9 – «Геофизика»

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор физико-математических наук,
Александров Павел Николаевич

Бишкек – 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ОГЛАВЛЕНИЕ	2
ВВЕДЕНИЕ.....	4
ГЛАВА 1. КОМПЛЕКС ГЕОФИЗИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ИЗУЧЕНИЯ СТРОЕНИЯ И ДИНАМИКИ ЗЕМНОЙ КОРЫ ДЛЯ ТЕРРИТОРИИ БИШКЕКСКОГО ГЕОДИНАМИЧЕСКОГО ПОЛИГОНА	18
1.1. Режимные наблюдения на территории Бишкекского геодинамического полигона	20
1.2. Среднестатистический разрез электрической структуры Земной коры территории БГП.....	33
Выводы по главе 1	38
ГЛАВА 2. ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЗОНДИРОВАНИЯХ СТАНОВЛЕНИЕМ ПОЛЯ.....	41
2.1. Предпосылки применения шумоподобных сигналов в импульсной электроразведке	41
2.2. Математическое моделирование электроразведочной системы с шумоподобными зондирующими сигналами: структура, выбор параметров и описание.....	48
2.3. Результаты моделирования.....	54
2.3.1. Оценка близости ВКФ к ИПХ среды	54
2.3.2. Оценка эффективности подавления шума при использовании ШПС в сравнении со стандартными методами накопления сигналов	61
Выводы по главе 2	68
ГЛАВА 3. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В ИМПУЛЬСНОЙ ЭЛЕКТРОРАЗВЕДКЕ	70
3.1. Дискретизация сигналов как источник структурных помех	73
3.2. Исследование на математических моделях нелинейностей измерительного тракта как причины появления структурных помех.....	80
3.3. Моделирование проникающих в измерительный тракт цифровых сигналов, как источника появления структурных помех.....	96
3.4. Метод уменьшения уровня структурных помех на кривой становления поля.....	104
Выводы по главе 3	115
ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО АППАРАТУРНО ПРОГРАММНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА НА ОСНОВЕ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ.....	118
4.1. Аппаратура измерительного комплекса ЭРК ШПС	118
4.2. Программное обеспечение измерительного комплекса ЭРК ШПС	126
4.3. Полевые эксперименты по тестированию ЭРК ШПС	140

Выводы по главе 4	147
ГЛАВА 5. РЕЗУЛЬТАТЫ ПРАКТИЧЕСКОЙ АПРОБАЦИИ СОЗДАННОГО ОБРАЗЦА ЭРК ШПС ДЛЯ РЯДА ПУНКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ НА ТЕРРИТОРИИ СЕВЕРНОГО ТЯНЬ-ШАНЯ.....	148
5.1. Экспериментальные работы с измерительным комплексом ЭРК ШПС по отработке технологии зондирования земной коры.....	148
5.1.1 Регистрация и обработка помех и шумов	152
5.1.2 Регистрация и обработка сигналов градуировки.....	160
5.1.3. Синхронная регистрация зондирующих сигналов и откликов земной коры на зондирующее воздействие.	170
5.2. Методика получения геоэлектрических характеристик среды в измерительном комплексе ЭРК ШПС.....	178
5.2.1 Компенсация не идеальности переходной характеристики индукционного датчика сигналов	178
5.2.2 Методика получения геоэлектрических характеристик изучаемой геологической среды.....	182
Выводы по главе 5	191
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	193
ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ	196
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	197

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Исследование современных геодинамических процессов в сейсмоактивных зонах невозможно без специализированной высокоточной измерительной аппаратуры. Одним из основных инструментов при изучении геодинамики являются активные электроразведочные методы с контролируемым источником, обеспечивающие высокую точность измерения контролируемых электрических параметров исследуемой среды (Земной коры). В частности, электроразведочные методы широко используются в задачах мониторинга геодинамических процессов в районах расположения объектов атомной отрасли [Шайторов и др., 2022] и нефтегазовой инфраструктуры [Копылов, Садуртдинов, 2019]. В работе Б.С. Светова [Светов, 1992] подробно рассмотрены физические предпосылки и способы практической реализации активной и пассивной модификаций электромагнитного мониторинга сейсмотектонических (в более общем смысле - геодинамических) процессов, происходящих в недрах Земли. В данной работе сделан акцент на использование электромагнитного мониторинга (в комплексе с режимными наблюдениями полей иной природы) в качестве основы для прогноза землетрясений. Одной из практических реализаций подобных исследований является система комплексного электромагнитного мониторинга геодинамических процессов на территории Северного Тянь-Шаня [Баталева, Мухамадеева, 2018]. Данная система является важной частью регулярных режимных геофизических исследований осуществляемых Научной станцией РАН в г. Бишкеке на протяжении более 30 лет.

Для повышения точности измерения электрических параметров земной коры (кажущееся сопротивление) использовалась идея применения для электромагнитного зондирования земной коры шумоподобных зондирующих сигналов, обладающих уникальными статистическими свойствами и в первую очередь так называемой большой «информационной избыточностью».

Корреляционная обработка сигналов, регистрируемых на приемной стороне электроразведочной измерительной системы на фоне значительных шумов и помех различного происхождения при зондировании шумоподобными токовыми импульсами, может обеспечить многократное повышение соотношения сигнал-шум. Это позволяет резко снизить шумовой порог чувствительности измерительной системы и в конечном итоге обеспечит расширение диапазона исследуемых глубин земной коры при значительном снижении энергопотребления зондирующих генераторных установок. Экономические затраты на разработку и дальнейшее производство такой аппаратуры также значительно ниже затрат на создание аппаратуры, базирующейся на мощных генераторных установках.

Разработка электроразведочной аппаратуры с применением шумоподобных сигналов может найти самое широкое применение при решении задач в других областях науки и техники, например, при поиске и разведке месторождений полезных ископаемых, обеспечив значительное повышение качества и эффективности поисковых работ.

Степень разработанности темы исследования. Шумоподобные псевдослучайные сигналы давно и успешно применяются в системах радиосвязи [Диксон, 1979] спутниковой навигации [Насыров, 2005] и передачи информации [Шумоподобные..., 1973]. Идея применения шумоподобных сигналов (ШПС) в геофизических исследованиях земной коры возникла в начале 1970-х годов. Одной из первых успешных попыток применения шумоподобных сигналов в активной электроразведке является работа канадских специалистов по использованию ШПС при электромагнитном зондировании земной коры [Duncan et al., 1980]. Установка представляла собой зондирующий электрический диполь длиной 20 км и разнесенные от него на значительные расстояния приемные измерительные пункты с датчиками магнитного поля. Обработка заключалась в расчете взаимной корреляционной функции (ВКФ) между регистрируемым и зондирующим сигналами с последующим вычислением частотного спектра ВКФ, по которому находилась одномерная зависимость кажущегося сопротивления горных пород от глубины. Данная работа послужила прототипом при разработке отечественными

специалистами электроразведочной аппаратуры с применением ШПС [Великин, 2009]. А.Б. Великиным с коллегами был предложен новый корреляционный метод электроразведки с применением специальных шумоподобных сигналов СТЕМ и экспериментальный образец программно-аппаратурного комплекса СТЕМ-1 [Великин, Великин, 2016], основной задачей которого является поиск и обнаружение в земной коре полезных ископаемых, в частности углеводородного сырья, на глубинах до 4000 м. Результаты успешного полевого опробования данного комплекса для поисков углеводородного сырья на типичном платформенном разрезе в Калужской области, а также в двух районах Восточной Сибири в 2012-2014 гг. описаны в работе [Великин и др., 2016]. Последняя информация о данном методе и аппаратуре для его осуществления датируется 2016 г.

Из теоретических работ следует отметить работу Б.С. Светова с коллегами [Светов и др., 2012] посвященную применению ШПС в геоэлектрике. Математическим моделированием установки, расположенной на поверхности однородного полупространства и измеряющей в центре генераторной петли ЭДС, индуцируемую в петле малого размера, было проведено исследование близости получаемой ВКФ к истинной импульсной переходной характеристике среды. В работе теоретически доказано преимущество использования псевдослучайных зондирующих последовательностей, по сравнению с традиционными методами зондирования детерминированными последовательностями импульсов с фиксированными длительностью и периодом повторения. Данная работа получила продолжение. В работах [Гончаров и др., 2022; Алексеев и др., 2023; Алексеев и др., 2024] дается теоретическая оценка возможности использования шумоподобных сигналов в морской буксируемой системе импульсной электроразведки и в системах вибрационной сейсморазведки. Интерес в данных работах вызывает использование для моделирования реальных шумов и помех, записанных классической электроразведочной аппаратурой в реальных полевых условиях.

В целом работ, посвященных применению шумоподобных сигналов в активной электроразведке крайне мало. Поэтому большой интерес представляет системное исследование особенностей применения шумоподобных сигналов в электроразведке начиная от математического моделирования и заканчивая разработкой и опробованием реальной аппаратуры.

Объект исследования. Объектом исследования является система геофизического мониторинга геодинамических процессов, происходящих в Земной коре. Одним из основных способов осуществления такого мониторинга является активное зондирование земной коры с помощью электромагнитных импульсов, возбуждаемых в ней специальными генераторными установками. На исследуемой территории создается сеть измерительных пунктов, в которых осуществляется регистрация сигналов отклика Земной коры на электромагнитное воздействие. Зарегистрированные данные обрабатываются с помощью специального программного обеспечения. В результате такой обработки строятся временные ряды изменения контролируемого параметра исследуемой среды (удельного электрического сопротивления горных пород на разных глубинах), отражающие изменения напряженно-деформированного состояния Земной коры.

Цель исследования. Создание новой аппаратуры, обеспечивающей повышенное качество и эффективность измерения электрических параметров Земной коры методом становления поля, за счет использования шумоподобных зондирующих сигналов и последующей корреляционной обработки сигналов отклика среды на такое воздействие.

Задачи исследования:

1. Разработать математическую модель электроразведочной системы с шумоподобными зондирующими сигналами. При помощи разработанной модели теоретически обосновать возможность применения и преимущество использования шумоподобных зондирующих сигналов в сравнении с традиционной системой, использующей для зондирования биполярные импульсные последовательности с постоянной длительностью импульсов.

2. Исследовать особенности применения шумоподобных сигналов в электроразведочной аппаратуре. Выявить предполагаемые источники структурных помех в электроразведочной аппаратуре с шумоподобными зондирующими сигналами с целью оценки их влияния на качество получаемой кривой становления поля и разработать способ их устранения.

3. Разработать, изготовить и протестировать в полевых условиях экспериментальный образец аппаратно-программного широкополосного измерительного комплекса с шумоподобными сигналами для измерения электрических параметров земной коры методом становления поля в ближней зоне.

4. Выполнить отработку технологии зондирования земной коры с использованием экспериментального образца широкополосного измерительного комплекса с шумоподобными сигналами, включающую в себя:

- Разработку методики проведения измерений в реальных полевых условиях;
- Предварительную оценку погрешности измерения кривой становления поля;
- Разработку методики получения геоэлектрических характеристик среды.

Методология и методы исследования. Предметом исследования в данной работе является обоснование теоретической возможности и преимуществ применения шумоподобных сигналов при создании систем геофизического мониторинга с применением активных методов электроразведки с контролируемым источником. Для решения данной задачи применялся широкий круг методов вычислительной математики – численные методы, методы математической статистики, спектральный анализ и т.д., объединяемых общим понятием методов цифровой обработки сигналов. В процессе решения задачи большое внимание уделялось тем особенностям применения шумоподобных сигналов, которые могут повлиять на точность, стабильность и качество получаемых результатов при практической реализации идеи применения шумоподобных сигналов в электроразведочной аппаратуре.

Для практической проверки результатов моделирования был разработан экспериментальный образец аппаратно-программного электроразведочного измерительного комплекса с шумоподобными сигналами (ЭРК ШПС),

работающий по методу ЗСБ. При проектировании аппаратуры измерительного комплекса применялись современные системы автоматизированного проектирования Deep Trace, Компас, Quartus. При проектировании программного обеспечения использовались языки программирования Assembler, Pascal (Delphi), С и С++. Для отработки и тестирования некоторых алгоритмов применялись методы математического моделирования, реализованные в средах MATLAB и Mathcad. Для оценки погрешности измерений применялись стандартные методики, использующиеся при разработке измерительной аппаратуры и сопутствующего программного обеспечения.

Научная новизна полученных результатов:

1. На математических моделях электроразведочной системы с шумоподобными зондирующими сигналами доказана возможность и подтверждено теоретическое преимущество их применения, заключающееся в более эффективном подавлении шумов по сравнению с обычной системой, использующей для зондирования биполярные импульсные последовательности с постоянной длительностью импульсов.

2. Впервые исследованы особенности применения шумоподобных сигналов в электроразведочной аппаратуре. Выделены предполагаемые источники структурных помех в электроразведочной аппаратуре с шумоподобными зондирующими сигналами.

3. Разработан алгоритм, обеспечивающий с высокой вероятностью правильного обнаружения и малой вероятностью ложной тревоги, обнаружение и дальнейшее устранение на получаемой кривой становления поля структурных помех. Предложен критерий автоматического выбора порога обнаружения структурных помех, который позволяет максимально автоматизировать процесс обработки данных и повысить ее скорость при выполнении работ в полевых условиях.

4. Разработан и изготовлен экспериментальный образец аппаратурно-программного измерительного комплекса с шумоподобными зондирующими сигналами обеспечивающий контроль кривой становления поля благодаря

широкому частотному диапазону и большому динамическому диапазону регистрируемых сигналов.

5. Получены первые оценки качества кривых зондирования на разных временах становления поля. На основании результатов полевых экспериментов в первом приближении получилось, что относительная погрешность измерения сигналов становления поля не превышает 3% на интервале 1,5 с – 2 с, 1% на интервале 0,5 с – 1,5 с и 0,2 % на временах меньше 0,5 с.

6. Разработана методика получения геоэлектрических характеристик среды в экспериментальном электроразведочном комплексе с шумоподобными сигналами. При помощи данной методики для ряда пунктов наблюдения на территории Бишкекского геодинамического полигона, получены кривые кажущегося удельного сопротивления - $\rho_{\tau}(t)$, кажущейся продольной проводимости - $S_{\tau}(t)$ и кажущейся глубины - $h_{\tau}(t)$. Построены временные ряды вариаций кажущегося удельного сопротивления среды.

Теоретическая и практическая значимость полученных результатов:

Теоретическая значимость настоящего исследования заключается в систематизации и развитии научных представлений об особенностях применения шумоподобных сигналов в активной электроразведке. Теоретические исследования, выполненные на математических моделях, использованы при разработке и практической реализации экспериментального образца аппаратурно-программного измерительного комплекса с шумоподобными сигналами. Разработанная методика обнаружения и дальнейшего устранения структурных помех позволяет преодолеть ограничения накладываемое использованием элементов с нелинейными свойствами при конструировании аппаратуры с применением шумоподобных сигналов.

Практическая значимость заключается в создании экспериментального аппаратурно-программного электроразведочного комплекса с шумоподобными зондирующими сигналами. Его апробация в условиях полевого эксперимента подтвердила, полученную теоретически, эффективность применения шумоподобных сигналов в активной электроразведке. Предварительные

результаты испытаний комплекса создают основу для его использования, в составе действующей на территории Бишкекского геодинамического полигона, системы активного электромагнитного мониторинга земной коры.

Разработанное программное обеспечение служит для предварительного изучения и моделирования элементов аппаратуры и методов обработки данных, применяемых при разработке аппаратуры и программного обеспечения активной электроразведки методом становления поля. Данное программное обеспечение внедрено и активно используется при разработке новой аппаратуры и программного обеспечения в лаборатории перспективных аппаратурных разработок Научной станции РАН в г. Бишкеке.

Положения, выносимые на защиту:

1. Математическая модель электроразведочной системы с шумоподобными зондирующими сигналами, основанная на передаточных характеристиках аппаратуры и представлении отклика геосреды на зондирующее воздействие в виде интегрирующего инерционного звена первого порядка.

2. Способ автоматического обнаружения и устранения структурных помех, возникающих на кривой становления поля в результате корреляционной обработки непрерывного сигнала отклика среды на шумоподобное зондирующее воздействие, и источники их появления.

3. Экспериментальный образец аппаратурно-программного электроразведочного измерительного комплекса с шумоподобными зондирующими сигналами, для эффективного применения в методе становления поля.

Личный вклад соискателя. Разработка математической модели электроразведочной системы с шумоподобными сигналами была выполнена в соавторстве с заведующим лабораторией перспективных аппаратурных разработок НС РАН Ильичевым П.В. где автор отвечал за разработку и тестирование алгоритмов и написание программного обеспечения для их реализации, а также принимал непосредственное участие в обработке и описании результатов экспериментов.

Работы по исследованию особенностей применения шумоподобных сигналов в электроразведочной аппаратуре и, в частности, выделение источников структурных помех была выполнена автором лично в соавторстве с заведующим лабораторией перспективных аппаратурных разработок ИС РАН Ильичевым П.В.

Разработка алгоритма и программного обеспечения для обнаружения и устранения структурных помех на кривой становления поля была выполнена автором лично.

Разработка экспериментального образца аппаратурно-программного измерительного комплекса с шумоподобными зондирующими сигналами была выполнена силами лаборатории перспективных аппаратурных разработок (ЛПАР) ИС РАН под руководством Ильичева П.В. и при активном участии м.н.с. ЛПАР Лашина О.А. Вклад автора в данную работу заключался в разработке всего программного обеспечения комплекса. Также автор осуществлял руководство и принимал непосредственное участие в разработке цифровой части аппаратного обеспечения измерительного комплекса.

Автор принимал личное участие в подготовке и проведении комплексного полевого эксперимента по оценке качества получаемых кривых зондирования.

Разработка методики получения геоэлектрических характеристик среды в экспериментальном электроразведочном комплексе с шумоподобными сигналами осуществлялась под руководством и при личном участии автора. Большой вклад в реализацию данной части работы внесли инженер-программист ЛПАР Авдюхов Д.М. и научный руководитель д. ф.-м. н. Александров П.Н.

Степень достоверности результатов. Способы получения научных результатов и сформулированные выводы и заключения основаны на применении инструментов математического моделирования с последующим практическим их подтверждением результатами лабораторных и полевых экспериментов с действующим образцом экспериментального аппаратурно-программного измерительного комплекса с шумоподобными сигналами.

Апробация результатов исследования. Результаты исследований, приведенные в диссертационной работе представлены и обсуждены на следующих конференциях и симпозиумах:

VI международный симпозиум. "Проблемы геодинамики и геоэкологии внутриконтинентальных орогенов" (июнь 2014 г.), г. Бишкек

VII международный симпозиум. "Проблемы геодинамики и геоэкологии внутриконтинентальных орогенов" (июнь 2017 г.), г. Бишкек

VIII международный симпозиум. "Проблемы геодинамики и геоэкологии внутриконтинентальных орогенов" (июнь 2021 г.), г. Бишкек

Одиннадцатые научные чтения памяти Ю.П. Булашевича. "Глубинное строение, геодинамика, тепловое поле земли, интерпретация геофизических полей" (Институт геофизики им. Ю.П. Булашевича УрО РАН 20–24 сентября 2021г.), г. Екатеринбург

Семинар «Современные проблемы геофизики», проводимый Московским государственным университетом совместно с Институтом физики Земли им. О.Ю. Шмидта.

Семинар «Геолого-геофизический мониторинг литосферы Тянь-Шаня», проводимого Научной станцией РАН в г. Бишкеке совместно с Институтом физики Земли им. О.Ю. Шмидта.

V Международная научно-практическая конференция «Инженерная сейсморазведка и сейсмология-2023» (октябрь 2023 г.) г. Москва.

Основная часть диссертационной работы выполнена в рамках выполнения Государственного задания по теме: «Разработка аппаратно-программных средств и основ технологий электромагнитного мониторинга геодинамических процессов в сейсмоактивных зонах и оценки их опасностей» в 2014 – 2021 гг. Заключительная часть диссертационной работы выполнена в рамках выполнения Государственного задания по теме: «Изучение геофизических полей и процессов как основы прогноза землетрясений на базе мониторинга и моделирования неупругих процессов в сейсмогенерирующих средах» в 2022 – 2023 гг.

Полнота отражения результатов диссертации в публикациях. Основные научные результаты, полученные в диссертации, отражены в 10-и печатных работах, из них:

5 – опубликованы в рецензируемых научных изданиях, индексируемых в базе данных Web of Science, Scopus, RSCI и рекомендованных ВАК РФ (три из них имеют переводные варианты на английском языке):

Ильичев П.В. Бобровский В.В. Применение шумоподобных сигналов в системах активной геоэлектроразведки (результаты математического моделирования и полевого эксперимента) // Сейсмические приборы. – 2014. – Т. 50, № 2. – С. 5–19; [In English] Ilyichev P.V., Bobrovsky V.V. Application of pseudonoise signals in systems of active geoelectric exploration (Results of mathematical simulation and field experiments) // Springer, Seismic Instruments. – 2015. Vol. 50, N. 2 – P. 5-19;

Бобровский В.В., Ильичев П.В., Лашин О.А. Широкополосный измерительный комплекс с шумоподобными сигналами для электромагнитного мониторинга современных геодинамических процессов в сейсмоактивных зонах // Сейсмические приборы. – 2021. – Т. 57, № 1. – С.29–48; [In English] Bobrovsky V.V., Ilyichev P.V., Lashin O.A. Broadband Measuring Complex with Pseudonoise Signals for Electromagnetic Monitoring of Modern Geodynamic Processes in Seismically Active Zones // Springer, Seismic Instruments. – 2021. Vol. 57, N. 4 – P. 384-396;

Бобровский В.В. Особенности корреляционной обработки шумоподобных сигналов в электроразведочной аппаратуре // Геофизические исслед. – 2022. – Т. 23, №2. – С. 39–54; [In English] Bobrovskii V.V. Peculiarities of Correlation Processing of Pseudo Noise Signals in Controlled-Source Electromagnetic Instruments. Izv., Phys. Solid Earth 60, 762–771 (2024);

Бобровский В.В., Ильичёв П.В., Александров П.Н. Методика получения геоэлектрических характеристик среды в экспериментальном электроразведочном комплексе с шумоподобными сигналами // Приборы и системы разведочной геофизики. – 2023. – Т. 78, № 3. – С. 93–100;

Бобровский В.В., Ильичёв П.В. Особенности получения геоэлектрических характеристик среды в экспериментальном электроразведочном комплексе с

шумоподобными сигналами // Геодинамика и тектонофизика. – 2025. – Т. 16, № 2. – С. 1–12;

1- опубликована в рецензируемом научном издании индексируемом системой РИНЦ и системой SCOPUS:

Bobrovsky V., Ilyichev P. Peculiarity of the use of pseudonoise signals in electrical prospecting equipment [Electronic resource] // Geodynamics and Geoecology 2021. IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science 929 (2021) 012020 IOP Publishing. – 2021;

4- опубликованы в прочих рецензируемых научных изданиях входящих в РИНЦ:

Бобровский В.В., Александров П.Н., Ильичёв П.В. Результаты комплексного полевого эксперимента по отработке технологии зондирования земной коры с широкополосным измерительным комплексом с шумоподобными сигналами // Наука новые технологии и инновации Кыргызстана. – 2023. – № 5. – С. 18–22;

Бобровский В.В., Ильичев П.В. Математическое моделирование предполагаемых источников (причин) «структурных помех» в геоэлектроразведочной аппаратуре с шумоподобными зондирующими сигналами // Проблемы геодинамики и геоэкологии внутриконтинентальных орогенов: Материалы докл. VII Междунар. симп., г. Бишкек, 19-24 июня 2017 г. – Бишкек, 2018. – С. 360–370;

Ильичев П.В., Бобровский В.В. Вариации уровня нелинейных искажений электрических сигналов в земной коре как контролируемый параметр геофизического мониторинга // Вестн. Кырг.-Рос. Славян. ун-т. – 2018. – Т. 18, № 12. – С. 108–112;

Бобровский В.В., Ильичев П.В. Программа обработки данных регистрации и моделирования электроразведочного комплекса с шумоподобными сигналами // Вестн. Кырг.-Рос. Славян. ун-т. – 2019. – Т. 19, № 12. – С. 77–83;

Также получены 5 свидетельств государственной патентной службы Российской Федерации о регистрации программы для ЭВМ:

Ильичев П. В., Бобровский В. В. Программа для математического моделирования системы активного электромагнитного зондирования земной коры

с применением шумоподобных сигналов: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013612291. Дата регистрации 20.03.2013 г.;

Бобровский В. В., Ильичев П. В. Программа обработки данных регистрации и моделирования электроразведочного комплекса с шумоподобными сигналами: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018614566. Дата регистрации 10.04.2018 г.;

Бобровский В. В. Программа регистрации сигналов электроразведочного комплекса с шумоподобными сигналами: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018614565. Дата регистрации 10.04.2018 г.;

Бобровский В. В. Программа регистрации сигналов измерительного комплекса ЭРК ШПС с синхронным накоплением в режиме реального времени: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020613370. Дата регистрации 13.03.2020 г.;

Бобровский В. В. Программа устранения структурных помех на кривой становления поля в электроразведочной аппаратуре с шумоподобными сигналами: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021665488. Дата регистрации 27.09.2021 г.

Объем и структура работы. Диссертация состоит из введения, пяти глав, заключения и списка литературы из 82 наименований. Основное содержание представлено на 206 страницах, содержит 88 рисунков и 9 таблиц.

Благодарности. Особую благодарность автор выражает зав. лабораторией перспективных аппаратурных разработок П. В. Ильичеву за разработку темы и помощь в работе над диссертацией. Автор выражает искреннюю признательность своему научному руководителю д.ф.-м.н. П. Н. Александрову и директору НС РАН д.ф.-м.н. А. К. Рыбину. Автор благодарен сотрудникам лаборатории перспективных аппаратурных разработок НС РАН О.А. Лашину, М.О. Лисимову, В.И. Мельниченко, А.А. Печерову и Д.В. Коломейцеву за участие в разработке аппаратуры и проведении полевых работ. Автор выражает искреннюю

признательность инженерам ЛПАР Е.В. Вихрову и Д.М. Авдюхову за помощь в реализации методики решения прямой и обратной задачи ЗСБ. Автор благодарит сотрудников НС РАН к.г.-м.н. Е.А. Баталеву и В.А. Мухамадееву за консультации и помощь при написании диссертации. Автор благодарит д.т.н. А.Б. Великина за ценные замечания и советы при обсуждении результатов данной работы.

ГЛАВА 1. КОМПЛЕКС ГЕОФИЗИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ИЗУЧЕНИЯ СТРОЕНИЯ И ДИНАМИКИ ЗЕМНОЙ КОРЫ ДЛЯ ТЕРРИТОРИИ БИШКЕКСКОГО ГЕОДИНАМИЧЕСКОГО ПОЛИГОНА

Одной из практических задач геофизических исследований является осуществление прогноза катастрофических природных явлений таких как землетрясения, которые могут привести к большим разрушениям и человеческим жертвам. Для развития фундаментальных основ прогноза и раннего предупреждения природных катастроф крайне важна задача комплексного подхода к анализу данных полученных различными методами наблюдений [Светов, 1992]. Для решения данной задачи актуально повышение качества данных и расширение комплекса методов геофизических исследований. Это может быть выполнено путем развития существующих и разработки новых методов, аппаратно-программных средств и основ технологий геофизических исследований.

Разработка новой аппаратуры для исследования современных геодинамических процессов подразумевает ее отработку в полевых условиях. С этой точки зрения наиболее перспективными являются сейсмоактивные регионы. Эти регионы характеризуются сложным строением земной коры, наличием разломов, трещин и динамических процессов, которые влияют на точность измерений и надежность оборудования. Научная станция РАН в г. Бишкеке расположена в сейсмоактивном регионе Тянь-Шаня (Кыргызстан) и имеет материально-техническую базу для проведения полного цикла разработки аппаратно-программных средств для геофизических исследований, начиная от решения задач математического и физического моделирования, заканчивая разработкой и испытанием экспериментального образца измерительной аппаратуры и программного обеспечения. Это позволяет выполнять отработку создаваемых аппаратурно-программных средств и методик непосредственно на объекте исследования. Большой интерес в этом отношении представляет

Бишкекский геодинамический полигон (БГП). Он расположен в зоне сочленения глубинного Северо-Тяньшанского разлома, разделяющего Урало-Сибирскую эпигерцинскую платформу и Тянь-Шаньский эпиплатформенный ороген, и Каракойунского разлома, ограничивающего с юга-запада Муюнкумо – Наратский срединный массив (рис. 1.1) [Юдахин, 1983].

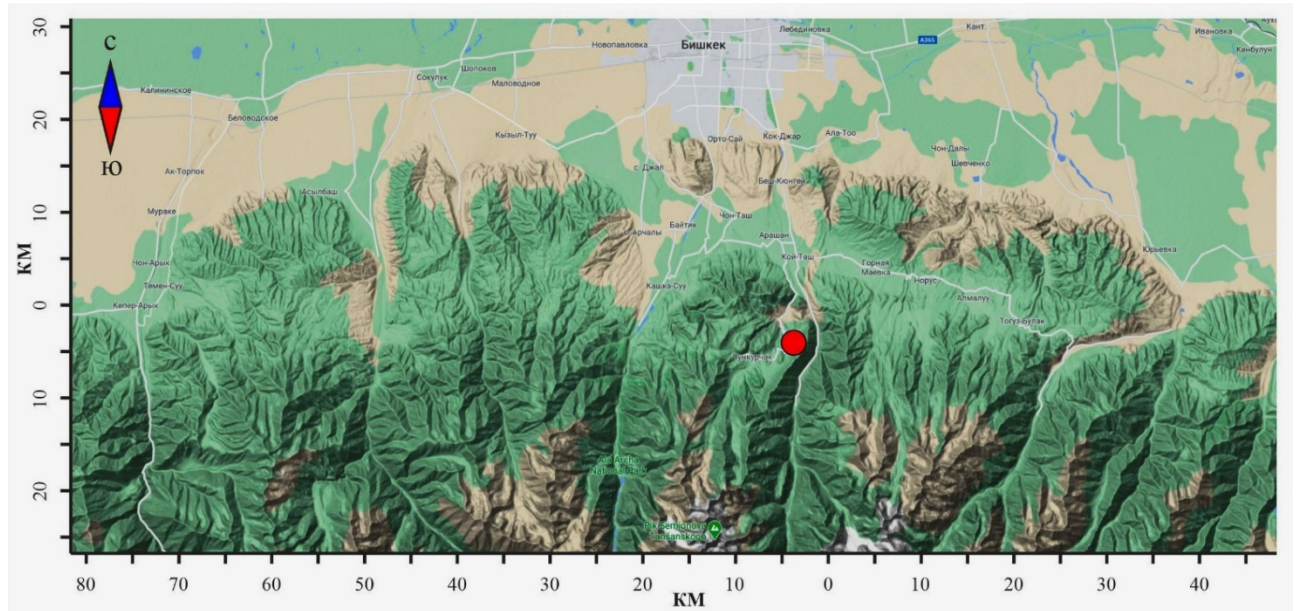


Рисунок 1.1 — Территория Бишкекского геодинамического полигона: красным кружком обозначено место нахождения НС РАН

Отличительной особенностью БГП является наличие комплекса регулярных режимных исследований, выполняемых на его территории силами Научной станции РАН с использованием различных методов, взаимно дополняющих друг друга. Существующая на сегодняшний день система комплексных геофизических исследований на БГП включает в себя: сейсмологические исследования на базе цифровой телеметрической сейсмологической сети (KNET); изучение особенностей вариаций геомагнитного поля Земли модульными магнитовариационными протонными станциями; наблюдения за деформациями земной коры методом космической геодезии (GPS); многопараметрические геофизические наблюдения с целью изучения глубинной геоэлектрической структуры земной коры выполняемые при помощи магнитотеллурического комплекса, включающего в себя три компоненты: магнитотеллурические

зондирования (МТЗ), глубинные МТЗ (ГМТЗ) и магнитовариационные зондирования (МВЗ); электромагнитные наблюдения методом зондирования становлением поля в дальней зоне (ЗСД) на базе мощных источников тока с целью изучения протекания деформационных процессов на глубинах до 20 км.

1.1. Режимные наблюдения на территории Бишкекского геодинамического полигона

Сейсмические исследования территории бишкекского геодинамического полигона. На Научной станции РАН сейсмологические наблюдения выполняются на базе сети широкополосных сейсмических станций Kyrgyz seismic network (KNET) [Сычева, 2016]. Сеть включает в себя 10 автоматических телеметрических станций, семь из которых установлены в предгорьях Киргизского хребта (EKS2, ААК, KBK), в Чуйской долине (USP, CHM, ТКМ2) и в юго-западной части озера Иссык-Куль (ULHL), а три станции находятся в труднодоступных районах Тянь-Шаня (AML, UCH, KZA). Местоположение станций представлено на рисунке 1.2. Все станции сети расположены на скальных породах, и часть из них является мировым эталоном по наименьшему уровню шума [Сычева и др., 2020].

Сейсмические станции объединены посредством цифровых радиотелеметрических каналов, которые совместно с современной технологией обработки данных обеспечивают очень высокий динамический диапазон – 140 dB и широкополосность сейсмических данных (0.008—50 Гц).

Благодаря тщательно продуманной конфигурация сети стали возможными максимальное покрытие территории Бишкекского геодинамического полигона и надежная телеметрическая связь в пределах прямой видимости.

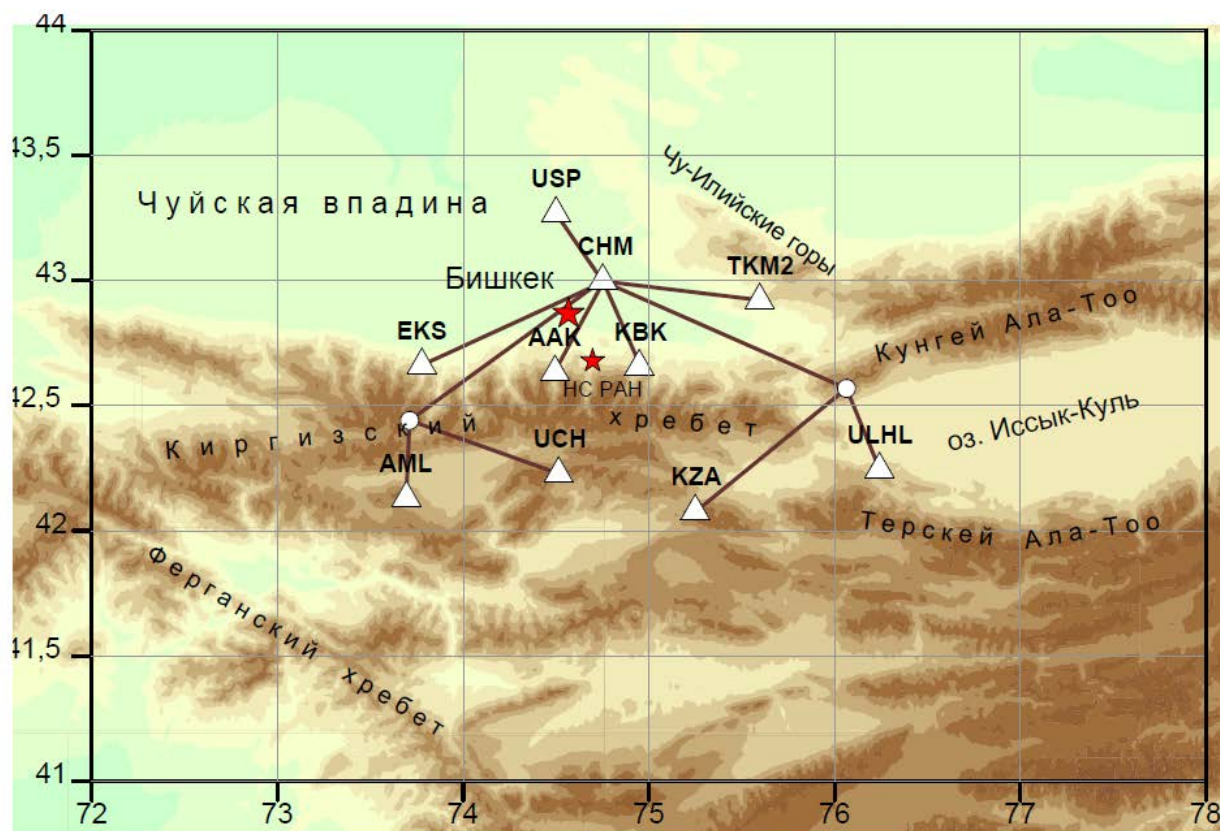


Рисунок 1.2 — Схема сейсмологической сети KNET. Треугольниками обозначены станции сети; кружочками – ретрансляторы

Сеть KNET, расположенная в пределах центрального сегмента Северо-Тянь-Шаньской сейсмогенерирующей зоны, охватывает достаточно большую часть территории в северной части республики и в сопредельной с Киргизией Республике Казахстан.

При помощи сети KNET удастся хорошо регистрировать как местные землетрясения и промышленные взрывы [Брагин, 2011], так и удаленные сильные землетрясения и ядерные взрывы. Сейсмологической сетью KNET фиксируются землетрясения с $K > 15$ по всему миру. Сопоставление результатов обработки зарегистрированных удаленных землетрясений с данными мировой сейсмической сети показывает их хорошую совместимость.

KNET позволяет выполнять автоматические непрерывные сейсмологические наблюдения и получать данные в режиме реального времени. Выход доброкачественных данных с сети составляет не менее 98%.

Результатом сейсмологических наблюдений являются каталоги землетрясений и карты распределения сейсмических событий по контролируемой территории (БГП).

Сейсмическая сеть KNET является достаточно универсальным инструментом для выполнения сейсмологических исследований; каталог землетрясений, сформированный на базе данных KNET, может быть использован для анализа вариаций сейсмичности (в том числе и слабой, с $K=6-8$) и их корреляций с данными по проводимым на НС РАН геофизическим, геодезическим и геологическим исследованиям [Сычева и др., 2005; Сычева, Кузиков, 2012].

Режимные геомагнитные наблюдения. Геомагнитные наблюдения на Научной станции РАН выполняются с 1982 г. с целью изучения связи вариаций магнитного поля Земли с деформационными процессами земной коры и вариациями других геофизических полей [Брагин, Лобанченко, 2005]. С помощью высокоточных магнитометров производится регистрация модуля полного вектора поля T и получение разности магнитного поля ΔT , измеренного на различных станциях. С целью уменьшения объема работ разности вычисляются только с одной станции (опорной), за которую принята станция Ак-Суу.

Сеть геомагнитных наблюдений на Бишкекском геодинамическом полигоне состоит из 7 стационарных и 10 рядовых пунктов (рисунок 1.3). На стационарных пунктах мониторинг ведется круглосуточно, на рядовых пунктах наблюдения производятся один раз в неделю. Все пункты геомагнитных наблюдений совмещены с пунктами электромагнитных наблюдений, за исключением стационарного пункта Карагай-Булак, расположенного на северном берегу оз. Иссык-Куль. Обработка и хранение данных выполняется специальным программным обеспечением разработанным в НС РАН [Плисовицкая, 2016; Плисовицкая и др., 2014].

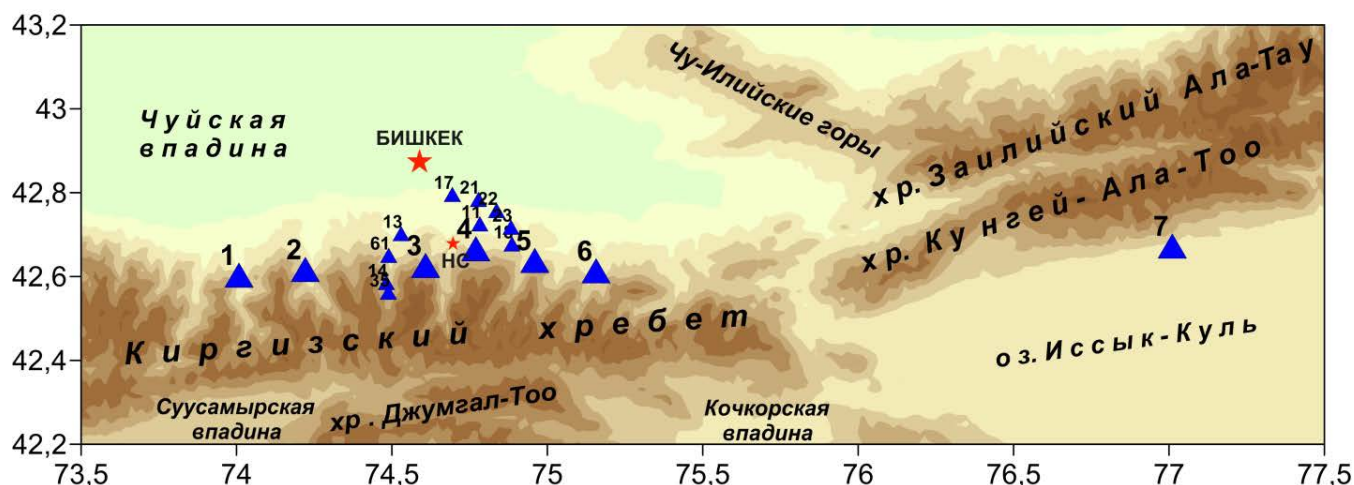


Рисунок 1.3 — Схема расположения пунктов геомагнитных наблюдений.

Стационары: 1-Аксу; 2-Шавай; 3-Чонкурчак; 4-Таш-Башат; 5-Иссык-Ата; 6-Кегеты; 7-Карагай-Булак. Рядовые пункты: 11-Норуз; 13-Кашкасу; 14-Ала-Арча средняя; 17-Ала-Тоо; 18-Тогузбулак; 21-Дачи; 22-Серафимовка нижняя; 23-Горная Серафимовка; 35-Ала-Арча верхняя; 61-Шлагбаум

Геомагнитные наблюдения, проводимые на НС РАН с использованием высокоточных магнитовариационных станций и магнитометров на стационарных и рядовых пунктах измерений, позволяют фиксировать изменения, происходящие в геосреде при изменении ее напряженно-деформированного состояния, связанного, в том числе, с подготовкой землетрясений и последующей их реализацией [Брагин, Воронцова, 2012; Брагин, Воронцова, 2015].

Режимные наблюдения методом космической геодезии (GPS). На основе многолетнего GPS-мониторинга, выполняемого Научной станцией РАН (рис. 1.4), выполняется изучение особенностей и выявление закономерностей, построение моделей распределения современных движений земной коры в Центрально-Азиатском регионе на основе данных геодезических измерений и сопряженных с ними других геолого-геофизических работ [Кузиков, Мухамедиев, 2010; Кузиков, 2018].

Для исследований используется технология глобального позиционирования (GPS), применение которой адаптировано к получению высокоточных координат. Помимо этого, используются и традиционные приемы наземной геодезии —

линейно-угловые и нивелировочные измерения. Применение методов космической и наземной геодезии направлены на исследование параметров движения приповерхностной части земной коры в Центрально-Азиатском регионе. Методика многолетних измерений на основе GPS в сочетании с программным пакетом GAMIT/GLOBK позволяет получить временные ряды координат и усредненные линейные скорости с точностью до первых миллиметров для обширных районов исследования.

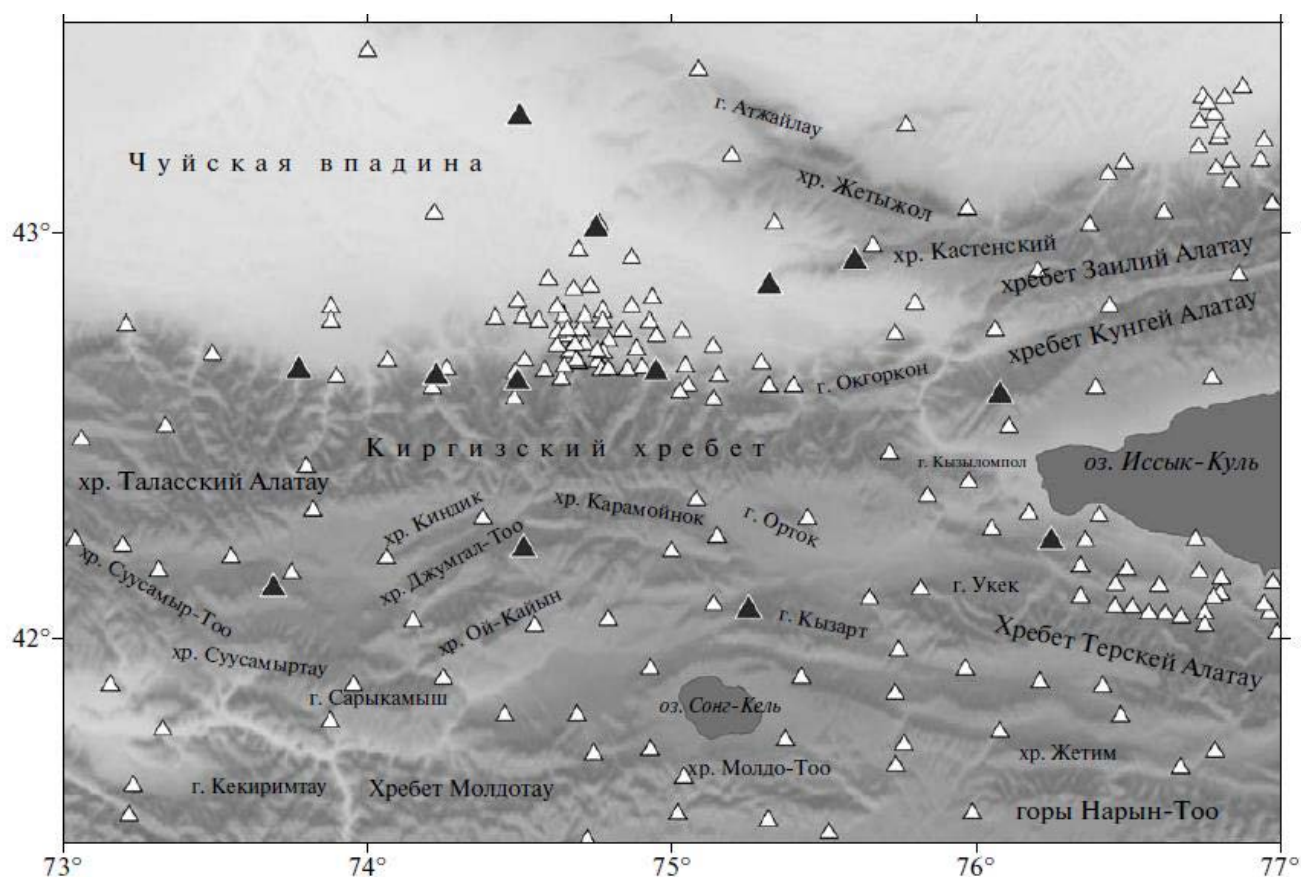


Рисунок 1.4 – Местоположение пунктов GPS сети на территории БГП (белые треугольники) и станций KNET (черные треугольники)

На территории Киргизии ежегодно проводятся полевые измерения GPS пунктов локальной и региональной сетей. Производится сбор данных с 17 перманентных GPS станций (Киргизия, Казахстан, Таджикистан). На детальных (2-4 км²) геодезических площадках осуществляется комплекс режимных измерений и опытно-методические работы с использованием средств GPS, наземной геодезии и других геофизических методов. Линейно-угловые и нивелировочные измерения

осуществляются с миллиметровой точностью на отдельных базовых линиях и сегментах, не превышающих по длине 3 километров.

В качестве вспомогательных, но крайне необходимых методов работ, следует отнести организацию баз геодезических данных, благодаря которым осуществляется структурирование, поддержка и фильтрация огромного объема информации за много лет наблюдений. Кроме того, разрабатываются алгоритмы и создаются программы для верификации, фильтрации-коррекции и обработки геодезических данных в максимально возможном автоматическом режиме. Для корректного анализ данных полевых наблюдений осуществляется разработка количественных методов исследования геодезических данных и сравнение их с другой геолого-геофизической информацией [Мансуров, 2016].

Наибольшая корреляция геодезических данных отмечается при сравнении с данными сейсмологических наблюдений [Сычева, Мансуров, 2016]. В частности, характер распределения деформационных параметров в плане имеет высокую степень сходства для исследуемой территории. В этом направлении проводятся работы по изучению пространственного распределения землетрясений, фокальных механизмов очагов, сейсмотектонические деформации, динамических параметров и кинематических характеристик [Мансуров, Рыбин, 2015].

Режимные наблюдения методом МТЗ. Изучение Тянь-Шанского региона и сопредельных с ним территорий с помощью методов глубинных электромагнитных зондирований (МТЗ, МВЗ, ГМТЗ) интенсивно ведется с начала 80-х годов прошлого столетия. Основной целью исследований является определение глубинной структуры Тянь-Шаня и сопредельных территорий на предмет взаимосвязи с глубинными геодинамическими процессами и сейсмическим режимом, создание комплексной геолого-геофизической модели исследуемой территории.

Методы и методика проведения работ обусловлены комплексом геофизических исследований, проводимых Научной станцией РАН для достижения поставленной цели: электромагнитных, основным из которых является метод магнитотеллурического зондирования (МТЗ) (в трех модификациях – глубинной

(ГМТЗ), стандартной (МТЗ) и магнитовариационного зондирования (МВЗ)) с различными типами аппаратуры, что позволяет получить дополнительную информацию о физических свойствах пород, литологии, реологических свойствах пород, их флюидонасыщенности и т.д., в натурных условиях горного Тянь-Шаня; сейсмических - для верификации построенных геоэлектрических моделей; сейсмологические с целью исследования взаимосвязи распределения неоднородностей в литосфере и сейсмического режима.

Магнитотеллурические зондирования выполняются аппаратурой Phoenix MTU-5D, произведенной канадской фирмой «Phoenix Geophysics» в диапазоне периодов 0.001-1600 с, что соответствует глубинам 50 м - 100 км. Определение координат и точного времени на станциях Phoenix MTU-5D выполняется в автоматическом режиме с использованием встроенного модуля GPS. Принимая во внимание наличие в Научной станции РАН 2-х стационарных пунктов магнитотеллурического мониторинга, работающих в круглосуточном режиме, регистрация сигналов электромагнитного поля всегда осуществляется синхронно несколькими станциями. Это позволяет получать передаточные функции между компонентами в одной точке (тензор импеданса и адмитанса, матрица Визе–Паркинсона), пространственные передаточные функции (теллурический тензор, горизонтальный магнитный тензор) и одновременно подавить промышленные помехи. Магнитотеллурические данные, полученные с помощью станций «Phoenix-MTU-5» обработаны стандартной для этой аппаратуры программой SSMT2000 в режимах “local” и “remote reference”, реализующей современные алгоритмы спектрального анализа. Программа обработки основана на расчете функции взаимной корреляции всех компонент поля. Далее проводится Фурье-преобразование, в результате чего формируются спектры мощности в широком частотном диапазоне, которые затем пересчитываются в компоненты тензора импеданса. Дополнительно для подавления промышленных помех и сглаживания передаточных функций в низкочастотном диапазоне применяется программа CORRECTOR, разработанной сотрудниками геофизической компании “Северо-Запад”, г. Москва.

Для анализа динамики электромагнитных параметров в широком частотном диапазоне по данным непрерывных измерений в Северо-Тянь-Шаньской сейсмоактивной зоне проводится электромагнитный мониторинг. Для обработки данных магнитотеллурического мониторинга разработана и внедрена методика азимутального магнитотеллурического мониторинга, позволяющая не только выделить аномальные изменения кажущегося сопротивления и фазы импеданса, но и определить направления, соответствующие их максимальным положительным и отрицательным вариациям (оси сжатия и растяжения).

Особое внимание уделялось анализу и интерпретации результатов магнитотеллурических и магнитовариационных наблюдений на пунктах режимных наблюдений (тензочувствительных). Геодинамические процессы, происходящие в земной коре, приводят к деформированию земной поверхности и сосредоточению деформаций в зонах динамического влияния разломных структур, что обуславливает возможность применения геофизических методов для мониторинговых целей.

Одним из наиболее чувствительных электромагнитных параметров к возникновению деформаций в геологической среде является электросопротивление. С развитием методики азимутального магнитотеллурического мониторинга стало возможным выявление и мониторинг электромагнитных параметров тензочувствительных пунктов, которые, как правило, приурочены к активным разломным структурам. Интенсивность вариаций электромагнитных параметров может служить одним критерием и свидетельствовать об активности тектонических нарушений (повышении трещиноватости, деформациях).

Основным результатом работ МТЗ явилось обнаружение в земной коре проводящего слоя, для которого были определены проводимость и глубина залегания кровли по нескольким субмеридиональным профилям [Баталев и др., 1989]. К настоящему моменту накоплен достаточно большой опыт режимных и стационарных магнитотеллурических наблюдений для исследования современных геодинамических процессов. Магнитотеллурические (МТ) данные позволяют

получить информацию о распределении электропроводности всей литосферы и, таким образом, представляют собой один из важнейших источников информации для понимания строения, состава и эволюции литосферы.

В последние годы были проведены детальные МТЗ, секущие Киргизский хребет (рис. 1.5), и построены геоэлектрические разрезы вдоль заложенных профилей [Рыбин, 2011].

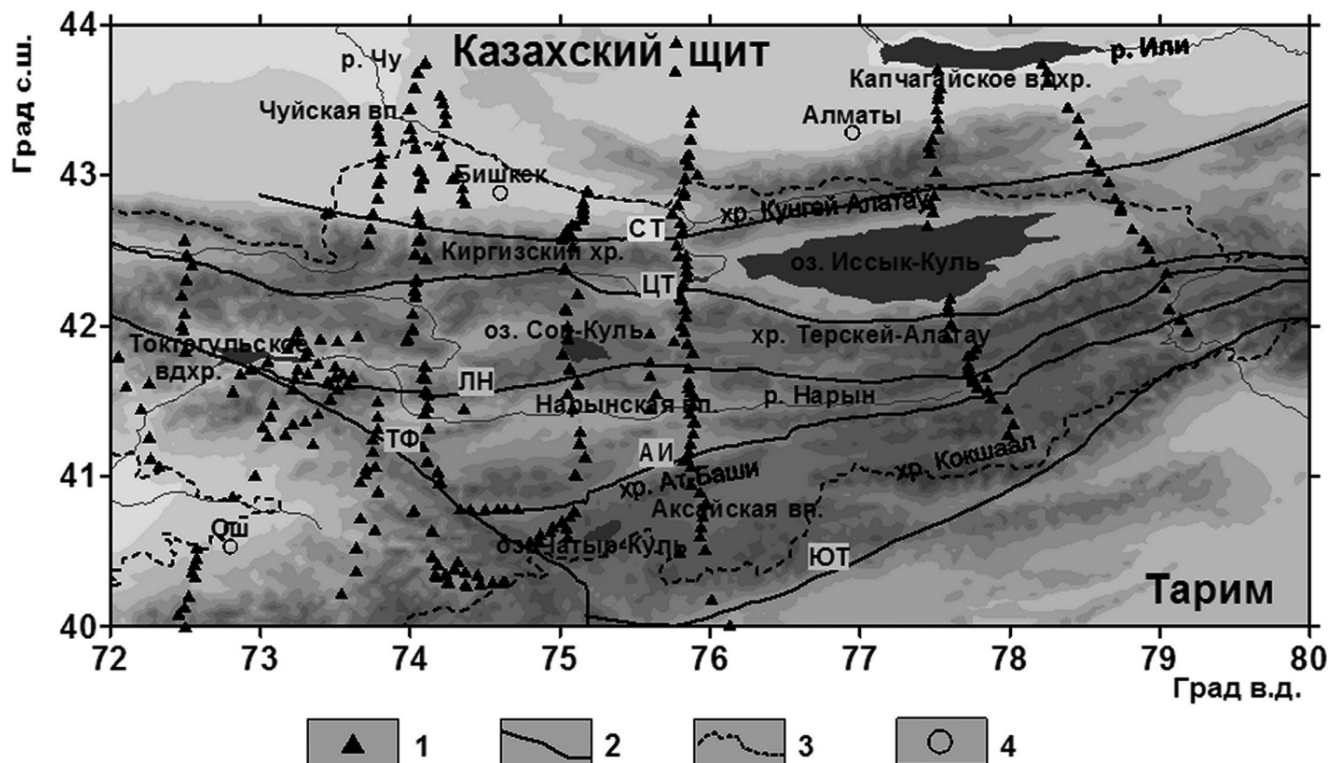


Рисунок 1.5 — Схема расположения пунктов магнитотеллурических и магнитовариационных наблюдений Научной станции РАН на фоне карты рельефа Центрального Тянь-Шаня и сопредельных территорий: 1 – пункты МТЗ; 2 – основные разломы: СТ – Северо-Тяньшанский, ЦТ – Центрально-Терский, ЛН – Линия Николаева, АИ – Атбаша-Инильчекский, ТФ – Таласо-Ферганский, ЮТ – Южно-Тяньшанский; 3 – граница Киргизстана; 4 – крупные города

Режимные электромагнитные исследования. Электромагнитные наблюдения в пределах Бишкекского (Фрунзенского) прогностического полигона реализовывались с 80-х годов прошлого столетия в вариантах частотного зондирования (ЧЗ), вертикального и дипольного электрических зондирований (ВЭЗ, ДЭЗ), зондирований становлением поля в ближней и дальней зонах (ЗСБ и

ЗСД) с использованием различных типов установок и источников тока. В результате проведенных наблюдений была получена информация о геоэлектрическом строении полигона (до глубин 20-25 км) и произведен отбор пунктов для последующего мониторинга пространственно-временных вариаций кажущегося удельного электрического сопротивления ρ_{τ} [Аитов и др., 1993].

В настоящее время мониторинг ρ_{τ} осуществляется методом ЗСД (в варианте «диполь-диполь», или иначе АВ-MN), суть которого заключается в изучении неустановившегося поля, или поля переходных процессов, возбуждаемых в земле удаленным (искусственным) источником тока (рисунок 1.6).

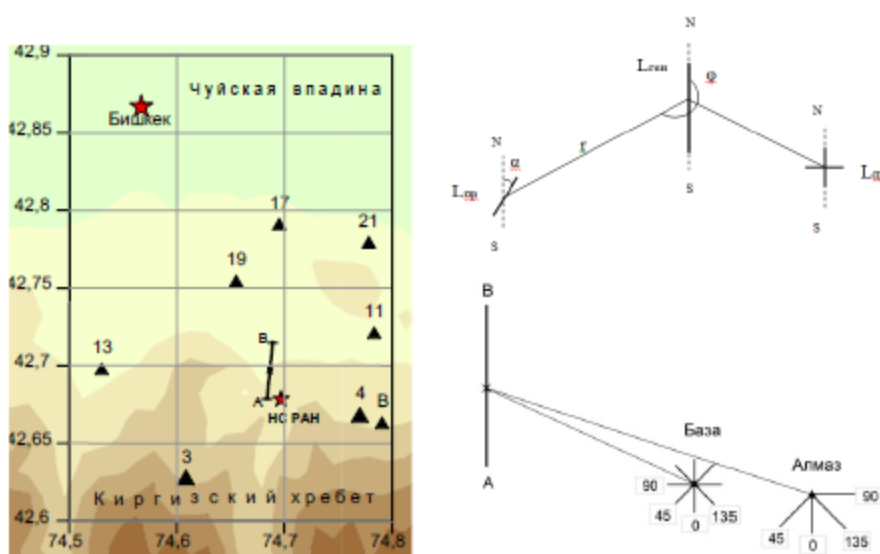


Рисунок 1.6 — Фрагмент карты с указанием местоположения питающего диполя и схемы установок зондирования методом ЗСД в модификации «диполь-диполь».

АВ и MN (или $L_{\text{ген}}$ и $L_{\text{пр}}$ на верхнем рисунке) – соответственно питающий и приёмный диполи; r – расстояние между центрами диполей; φ и α – азимутальный и полярный углы. Черными треугольниками обозначены пункты сети

Источником возбуждения тока служит электроразведочное генераторное устройство (ЭРГУ), в котором непрерывный поток первичной энергии (переменный ток промышленной сети) преобразуется в постоянный импульсный разнополярный с требуемыми временными параметрами.

Зондирующий импульс, представляющий собой периодическую последовательность знакопеременных прямоугольных импульсов тока амплитудой 600 А и длительностью одного импульса 5 с, подается в питающий диполь АВ (заземленный на концах кабель длиной 4.2 км), расположенный в центральной части полигона [Аитов и др., 1993; Трапезников, Туровский, 1993; Трапезников и др., 1997].

В зависимости от геологического строения среды, посылаемые в землю импульсы по-разному искажаются. Изучая с помощью приемного диполя (линии MN) разности потенциалов ΔU_E после включения (или выключения) питающего сигнала, можно получить форму искаженного средой сигнала, т.е. изучить переходные процессы или становление поля в среде [Аитов и др., 1993].

Приёмные диполи созданы на всех стационарных и рядовых пунктах наблюдения. Длина приемной линии MN выбирается в зависимости от степени удаленности его от питающего диполя (AB) и условий приема сигнала и составляет от 100 до 1000 м.

В период с 2005 по 2009 года при непосредственном участии автора была проведена существенная модернизация аппаратуры [Ильичёв и др., 2010] и программного обеспечения [Бобровский и др., 2013; Мясников, Бобровский, 2014; Плисовицкая, Мясников, 2013] системы электромагнитного мониторинга.

Приемные электромагнитные станции имеют большой динамический диапазон (138 дБ), большую чувствительность, характеризуются увеличенной частотой дискретизации входных сигналов (800 Гц), наличием системы синхронизации с генераторной системой (ЭРГУ-600-2) на базе спутниковой системы GPS. Применение для синхронизации встроенных в станцию GPS-приемников позволило увеличить точность синхронизации генераторной и приемных групп до 1 мкс.

Сеть электромагнитного мониторинга включает в себя шесть пунктов стационарных наблюдений и 14 рядовых пунктов, обслуживаемых передвижной станцией (рис. 1.7). На стационарных пунктах наблюдения выполняются ежедневно, кроме выходных и праздничных дней. На рядовых пунктах,

обслуживаемых автомобильной приемной станцией, наблюдения проводятся с дискретностью 1 раз в неделю. Все пункты электромагнитных наблюдений совмещены с пунктами геомагнитных наблюдений.

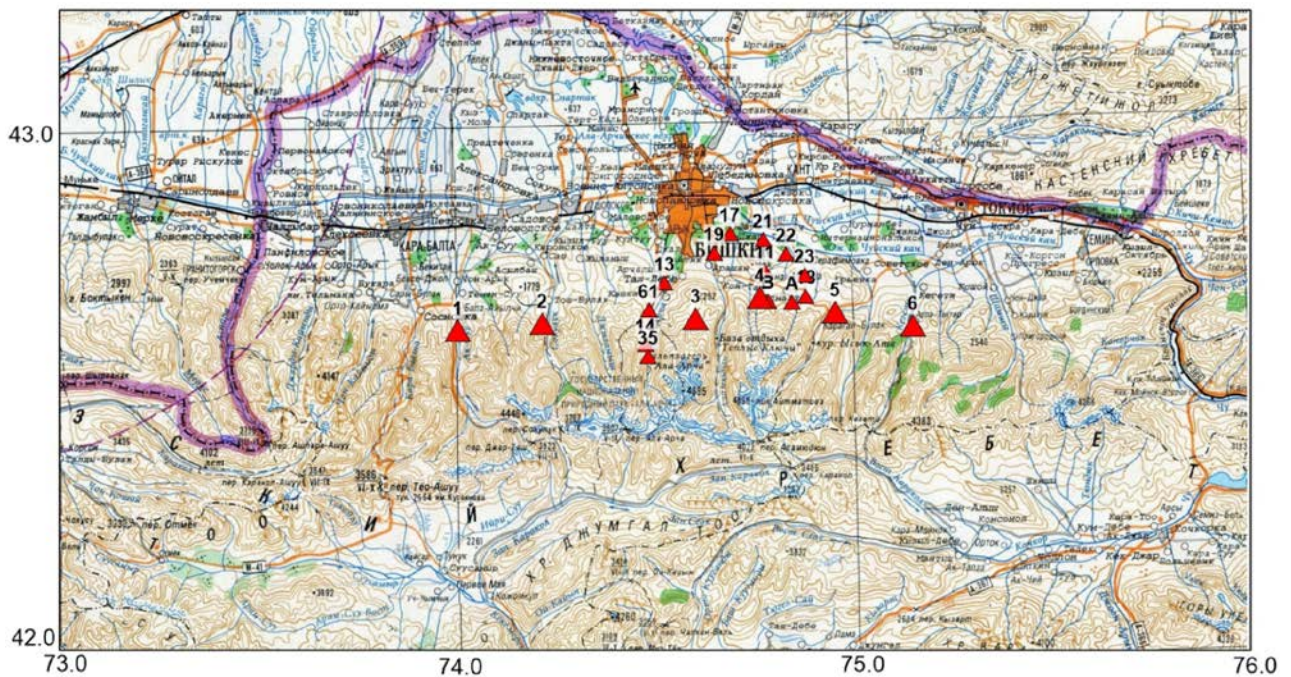


Рисунок 1.7 — Схема расположения пунктов электромагнитного мониторинга.

Стационары: 1-Аксу; 2-Шавай; 3-Чонкурчак; 4-Таш-Башат; 5-Иссык-Ата; 6-Кегеты. Рядовые пункты ЗСД: 11-Норуз; 13-Кашкасу; 14-Ала-Арча средняя; 17-Ала-Тоо; 18-Тогузбулак; 19-Скважина 1152 (11520); 21-Дачи; 22-Серафимовка нижняя; 23-Серафимовка верхняя; 35-Ала-Арча верхняя; 61-Шлагбаум; А-Алмаз; В-База

Полученные на пунктах наблюдения значения ΔU_E для различных времен становления поля служат основой для определения ρ_t — основного параметра, исследуемого в методе ЗСД. Величина ρ_t характеризует суммарное сопротивление слоев до глубины, определяемой глубиной проникновения нестационарного поля. Эта величина пропорциональна $\sqrt{2\pi t}$, отсюда, определенная для малых времен t величина ρ_t характеризует верхние слои разреза. Вычисляя ρ_t для больших времен становления t , мы получаем информацию о нижних слоях разреза [Жданов, 1986].

Следует добавить, что параметр ρ_t является достаточно чувствительным к изменению напряженного состояния горных пород, связанных, в том числе, и с землетрясениями [Брагин, 2001; Баталева, Мухамадеева, 2018].

Относительные изменения удельного сопротивления горной породы зависят от структуры ее проводимости. В работе [Якубовский, Ляхов, 1974] горная порода в качестве проводника электрического тока рассматривается как агрегат, состоящий из твердого минерального скелета, жидкости и газов. Среди факторов, влияющих на удельное сопротивление такого агрегата, рассматриваются:

- 1) удельное сопротивление минералов, составляющих его скелет;
- 2) удельное сопротивление жидкостей и газов, заполняющих поры породы;
- 3) влажность породы;
- 4) пористость породы;
- 5) структура породы;
- 6) процессы, происходящие на контакте поровой жидкости и минерального скелета.

«Вариации электропроводности могут также происходить под воздействием сопровождающих геодинамические процессы общих изменений в физико-химической обстановке, приводящих к дегидратации горных пород или испарению водных растворов. Такие физико-геологические процессы ведут к изменению не только электропроводности, но и поляризуемости вещества» [Светов, 1992]. Большой вклад в исследование структуры и состояния вещества литосферы центрального Тянь-Шаня, а также протекающих в ней процессов влияющих на изменение ее электрических свойств внес Владислав Юрьевич Баталёв [Баталев, 2013].

Одним из основных результатов электроразведочных работ следует рассматривать геоэлектрический разрез изучаемого региона. «Изменения электрических свойств геологического разреза фиксируются различными методами, основанными на использовании внешних электрических полей, как искусственного, так и естественного происхождения. Для контроля достаточно малых изменений электрических свойств среды предпочтительнее применять

электроразведочные методы с искусственным и контролируемым источником поля, как реализующим более высокую точность измерения» [Светов, 1992].

Для разработки любых измерительных систем одним из важнейших параметров является динамический диапазон измеряемых сигналов. Для приближенной оценки динамики сигналов становления поля были выполнены теоретические оценки уровня сигналов становления поля по методу ЗСБ для среднестатистического разреза электрической структуры земной коры характерного для территории БГП.

1.2. Среднестатистический разрез электрической структуры Земной коры территории БГП

В целях изучения строения верхней части земной коры на Бишкекском полигоне и сопредельных участках был выполнен значительный объем детализационных частотных зондирований (ЧЗ) и зондирований методом становления поля (ЗС) на базе существующего питающего диполя.

В свете новых представлений о флюидном режиме в земной коре, была произведена детальная переинтерпретация результатов электромагнитных зондирований методом ЧЗ, выполненных в предыдущие годы [Аитов и др., 1993] по детальной сети пунктов. Данная работа была выполнена научными сотрудниками лаборатории комплексных исследований – В.Д. Брагиным, В.А. Мухамадеевой и Е.В. Воронцовой при проведении исследований по теме «Методическое научно-техническое сопровождение международных исследовательских проектов по изучению современной геодинамики Центрально-Азиатского региона в рамках выполнения научной программы Международного научно-исследовательского центра — геодинамического полигона». Также большой интерес представляют данные о строении верхней части земной коры Бишкекского геодинамического полигона полученные методом ЗСД под руководством Виталия Дмитриевича Брагина и подробно изложенные в работах [Аитов и др., 1993; Брагин, Свердлик, 2020]. Интерпретация кривых зондирований

проводилась с использованием автоматизированной системы интерпретации ЭРА, разработанной в ИГФ СО РАН [Эпов, Ельцов, 1992].

Рассмотрим модель зондируемой среды (земной коры) в виде горизонтально слоистой структуры, каждый слой которой простирается до бесконечности в горизонтальном направлении и имеет свое удельное электрическое сопротивление и мощность (толщину). Далее определим величину удельного электрического сопротивления эквивалентного однородного слоя, соответствующего заданной многослойной модели среды. Получим среднестатистический разрез электрической структуры земной коры для территории Бишкекского геодинамического полигона. В табл. 1.1 приведены параметры среднестатистического разреза электрической структуры земной коры, полученные по данным ранее проведенных зондирований земной коры (методами ЧЗ и ЗСБ) в 22 –х точках на территории БГП.

Таблица 1.1 - Среднестатистический разрез электрической структуры Земной коры территории БГП

№ слоя, i	Глубина залегания, м	Мощность слоя (h_i), м	Диапазон вариаций удельного электрического сопротивления слоя (ρ_i), Ом·м	Среднестатистическое удельное электрическое сопротивление слоя (ρ_i), Ом·м
1	0–300	300	10–300	145
2	300–3000	2700	1000–3000	2000
3	3000–12000	9000	40–120	80
4	12000–25000	13000	1000–3000	2000

Согласно правилу эквивалентности можно записать выражение, связывающее параметры многослойной горизонтально слоистой среды с параметрами эквивалентного однородного слоя [Электроразведка..., 1989, с. 136]:

$$\frac{h_3}{\rho_3} = \sum_{i=1}^n \frac{h_i}{\rho_i}, \quad (1.1)$$

где $h_э = \sum_{i=1}^n h_i = 25000$ м (смотри табл. 1.1) – мощность эквивалентного однородного слоя; $\rho_э$ – удельное электрическое сопротивление эквивалентного однородного слоя; ρ_i – удельное электрическое сопротивление слоя с номером i ; h_i – мощность слоя с номером i ; n – количество рассматриваемых слоев.

Удельное электрическое сопротивление эквивалентного однородного слоя согласно (1.1) определится как:

$$\rho_э = \frac{h_э}{\sum_{i=1}^n \frac{h_i}{\rho_i}} = \frac{\sum_{i=1}^n h_i}{\sum_{i=1}^n \frac{h_i}{\rho_i}}. \quad (1.2)$$

Подставив данные, приведенные в табл. 1.1, в формулу (1.2) вычислим среднестатистическое значение удельного электрического сопротивления эквивалентного однородного слоя земной коры для БГП:

$$\rho_{эс} = \frac{25000}{\frac{300}{145} + \frac{2700}{2000} + \frac{9000}{80} + \frac{13000}{2000}} = 204 \text{ Ом} \cdot \text{м}$$

Рассмотрим корректность модели эквивалентного слоя для приближенной теоретической оценки уровней сигнала становления поля применительно к методу ЗСБ. Такая модель считается корректной при полном проникновении зондирующего сигнала через все слои. Поскольку теоретическая глубина зондирования в методе ЗСБ не ограничена [Сидоров, 1985] то рассчитанный эквивалентный слой мощностью в 25 км. вполне допустим для теоретических расчетов. Существует также ограничение, заключающееся в том, что глубина зондирования не должна быть много меньше толщины первого слоя. Для среднестатистического разреза электрической структуры земной коры территории БГП (смотри табл. 1.1) толщина первого слоя составляет 300 м. Таковую глубинность зондирования обеспечивает практически любая существующая аппаратура, работающая методом ЗСБ. Большое влияние на данную модель оказывает наличие высококонтрастных слоев с экстремальными ρ_i . Модель считается корректной если контрасты ρ_i не превышают 10-100 раз. Для случая, приведенного в таблице 1.1 максимальный контраст (в 25 раз) наблюдается между третьим и четвертым слоями, что вполне укладывается в допустимые пределы.

1.3. Оценка уровней сигналов становления поля применительно к методу ЗСБ для обобщенного геоэлектрического разреза БГП

Для оценки уровней сигналов становления поля применительно к методу ЗСБ взята установка с соосными петлями [Алексанова и др., 2005, с. 241].

Согласно [Жданов, 1986] величина ЭДС в приемной рамке, расположенной на поверхности однородного полупространства с удельным электрическим сопротивлением ρ в ближней зоне индукционного источника, определяется выражением:

$$|\Delta U_{Bz}| = \frac{\mu_0 q Q I \left(\frac{\mu_0}{\rho} \right)^{\frac{3}{2}}}{10\pi^2 t^{\frac{3}{2}}}, \quad (1.3)$$

где $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ Гн/м – магнитная постоянная (проницаемость) вакуума; q – площадь приемной рамки (эквивалентная площадь измерительной катушки датчика); Q – площадь зондирующей рамки; I – амплитуда импульсов тока в зондирующей рамке; ρ – удельное электрическое сопротивление среды (земной коры); t – текущее время отсчитываемое от момента подачи скачка тока в зондирующую рамку.

Диапазон измеряемого (принимаемого) сигнала становления поля для контролируемых глубин определяется как отношение максимального и минимального значения ЭДС в приемной катушке датчика для времен становления поля соответствующих минимальной и максимальной глубинам зондирования.

Для определения ЭДС согласно (1.3), необходимо знать величину удельного электрического сопротивления среды ρ и время регистрации становления поля t .

Согласно [Матвеев, 1990, с. 65] глубина проникновения поля (эффективная глубина зондирования) определяется временем регистрации и удельным электрическим сопротивлением среды:

$$z_{\Phi} \approx 0.71 \sqrt{\frac{t\rho}{\mu_r}}, \quad (1.4)$$

где ρ – удельное электрическое сопротивление однородного полупространства; t – время регистрации становления поля; μ_r – относительная магнитная

проницаемость. В формуле (1.4) $z_{\text{эф}}$ выражена в километрах. Для $\mu_r=1$ можно записать:

$$z_{\text{эф}} \approx 0.71\sqrt{t\rho}. \quad (1.5)$$

Тогда время регистрации становления поля, соответствующее заданной эффективной глубине зондирования, определится как:

$$t \approx \left(\frac{z_{\text{эф}}}{0.71\sqrt{\rho}} \right)^2. \quad (1.6)$$

Для глубин зондирования от 100 м до 10 км по формуле (1.6) вычислим минимальное (t_{min}) и максимальное (t_{max}) время регистрации становления поля для полученного значения $\rho_{\text{эс}}$:

$$t_{\text{min}} \approx \left(\frac{0.1}{0.71\sqrt{204}} \right)^2 = 9.72418 \cdot 10^{-5} \text{ с},$$

$$t_{\text{max}} \approx \left(\frac{10}{0.71\sqrt{204}} \right)^2 = 0.972418327 \text{ с}.$$

Подставив полученные времена регистрации становления поля (t_{min} и t_{max}) и значение удельного электрического сопротивления ($\rho_{\text{эс}}$) в формулу (1.3), вычислим максимальное (V_{max}) и минимальное (V_{min}) значения ЭДС, индуцируемой в измерительной катушке датчика:

$$V_{\text{max}} = \frac{\mu_0 q Q I \left(\frac{\mu_0}{\rho_{\text{эс}}} \right)^{3/2}}{10\pi^{3/2} t_{\text{min}}^{5/2}} = 0.000234019 \text{ В},$$

$$V_{\text{min}} = \frac{\mu_0 q Q I \left(\frac{\mu_0}{\rho_{\text{эс}}} \right)^{3/2}}{10\pi^{3/2} t_{\text{max}}^{5/2}} = 2.34019 \cdot 10^{-14} \text{ В}.$$

Для вычислений подставлялись значения: $Q=2500 \text{ м}^2$, $q=800 \text{ м}^2$, $I=2 \text{ А}$.

Исходя из этого, найдем диапазон изменения измеряемых сигналов в заданном диапазоне глубин:

$$D = 20 \lg \frac{0.000234019}{2.34019 \cdot 10^{-14}} = 200 \text{ дБ}.$$

Из формул вычисления V_{max} и V_{min} видно что при постоянных значениях параметров установки (Q , q), зондирующего тока (I) и эквивалентного удельного

электрического сопротивления ($\rho_{эс}$), диапазон изменения измеряемых сигналов будет зависеть только от значений времен регистрации становления поля ($t_{\min}$ и $t_{\max}$) и следовательно (согласно формуле 1.6) от рассматриваемых глубин зондирования.

Все приведенные выше расчеты справедливы только если на всем рассматриваемом диапазоне глубин выполняется условие ближней зоны. Согласно [Матвеев, 1990, с. 65] условие ближней зоны можно представить в виде:

$$\frac{r}{z_{эф}} < 1, \quad (1.7)$$

где $z_{эф}$ – эффективная глубина зондирования; r – разнос (расстояние между источником и приемником). Для соосной установки разнос равен половине длины стороны генераторной петли. Для используемой в ЭРК ШПС квадратной зондирующей рамки со стороной 50 м значение r будет равно 25 м. Подставив в формулу (1.7) значение разноса и минимальную рассматриваемую глубину условие ближней зоны можно записать как

$$\frac{r}{z_{эф}} = \frac{0.025}{0.1} = 0.25 < 1$$

(значения r и $z_{эф}$ приведены в километрах). Для максимальной глубины условие ближней зоны запишется следующим образом:

$$\frac{r}{z_{эф}} = \frac{0.025}{10} = 0.0025 < 1$$

Отсюда можно констатировать, что условие ближней зоны выполняется на всем диапазоне рассматриваемых глубин.

Выводы по главе 1

Ознакомление с литературой, посвященной комплексу геофизических методов изучения строения и динамики земной коры на территории БГП, позволяет отметить преимущество использования комплекса различных методов исследования строения и динамики земной коры, взаимно дополняющих друг друга. Режимные наблюдения комплексом геофизических методов в течении продолжительного времени позволили получить большой объем ценной

информации о динамике земной коры на территории БГП и ее связи с сейсмическими событиями, происходящими на данной территории.

Особый интерес представляют активные электроразведочные методы с контролируемым источником, что повышает разрешающую способность и точность измерений. Одним из таких методов является метод ЗСД, использующийся в системе активного электромагнитного мониторинга земной коры на территории БГП с начала 90 гг. прошлого века. Особенностью результатов зондирования методом ЗСД является их искажение вызванной поляризацией горных пород проявляющиеся на поздних временах.

Одним из направлений совершенствования активных методов электроразведки на территории НС РАН является расширение ее возможностей за счет использования помимо ЗСД других методов активной электроразведки, в частности, метода зондирования становлением поля в ближней зоне (ЗСБ). Преимуществом метода ЗСБ по сравнению с ЗСД является то, что разнос между источником (индукционной зондирующей рамкой) и точкой наблюдения (датчиком сигнала) может быть значительно меньше исследуемой глубины [Сидоров, 1985; Алексанова и др., 2005, с. 240]. Благодаря повышенной разрешающей способности метода ЗСБ он применяется для более детального изучения структуры земной коры.

Для получения надежной информации об особенностях глубинного геоэлектрического разреза необходима высокая точность измерения полезных сигналов на фоне помех естественной и искусственной природы. Это обстоятельство накладывает определенные требования к энергетике источников энергии и чувствительности измерительной аппаратуры используемых при проведении глубинных исследований.

Оценочные расчеты показывают, что для диапазона глубин зондирования от 100 м до 10 км, с учетом среднего удельного электрического сопротивления эквивалентного однородного слоя (204 Ом.м), полученного по данным среднестатистического разреза электрической структуры земной коры на

территории Бишкекского геодинамического полигона, динамический диапазон регистрируемых сигналов должен быть не менее 200 дБ.

Получить такой большой динамический диапазон только за счет улучшения технических характеристик измерительной аппаратуры и применения стандартных (известных) алгоритмов цифровой обработки сигналов практически невозможно. Для решения этой задачи является перспективным использование специальных зондирующих шумоподобных последовательностей импульсов с большой базой ($B = \Delta f \tau > 100$), где Δf – ширина частотного спектра сигнала; τ – его длительность. В этом случае, при корреляционной обработке принимаемого сигнала, осложненного некоррелированными с ним помехами и шумом, с зондирующим сигналом, обеспечивается гораздо большее подавление шумов и помех, чем при классическом зондировании детерминированными сигналами.

Отношение сигнал–шум на выходе такой системы увеличивается многократно (в 100 и более раз). Кроме того, корреляционная обработка зарегистрированных сигналов позволяет непосредственно получать импульсную переходную характеристику земной коры, так как взаимно-корреляционная функция между регистрируемым на приемной стороне сигналом становления поля и зондирующим сигналом представляет собой импульсную переходную характеристику земной коры [Ильичев, 2012]. Выбирая тип зондирующих сигналов с достаточно большой базой, можно рассчитывать на качественное улучшение измерительной системы по сравнению с существующими. При этом значительно снижается мощность зондирующей генераторной установки.

ГЛАВА 2. ТЕОРЕТИЧЕСКОЕ ОБОСНОВАНИЕ ПРИМЕНЕНИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ЗОНДИРОВАНИЯХ СТАНОВЛЕНИЕМ ПОЛЯ

2.1. Предпосылки применения шумоподобных сигналов в импульсной электроразведке

Для создания возбуждающего поля в геоэлектрике используются гармонические или импульсные сигналы. Из классической теории информации известно [Варакин, 1985; Диксон, 1979], что наиболее информативными являются шумоподобные (подобные белому шуму) сигналы (ШПС). В последние годы такие сигналы широко применяются в радиосвязи, радиолокации, радиоастрономии, где они показывают свою высокую помехоустойчивость. Соответственно, в рассматриваемой работе предпринята попытка использовать сигналы ШПС для повышения помехоустойчивости электромагнитных зондирований Земли методом становления поля и, в конечном итоге, с целью развития действующей в Научной станции РАН в г. Бишкеке системы активного электромагнитного мониторинга современных геодинамических процессов, происходящих в земной коре Северного Тянь-Шаня. Идея использования ШПС в системе активного электромагнитного мониторинга НС РАН возникла в 2012 году. Первые теоретические исследования возможности применения ШПС в задачах активного электромагнитного мониторинга были выполнены автором совместно с автором идеи и первым руководителем работ Павлом Вадимовичем Ильичевым. Основные результаты проведенных исследований опубликованы в работах [Ильичев, 2012; Ильичев, Бобровский, 2014].

В основе применения ШПС в активных электромагнитных системах зондирования могут быть положены выражения, справедливые для линейных систем [Ильичев, 2012]:

$$Y(t) = X(t) \otimes g(t) \quad (2.1)$$

$$R_{XY}(t) = R_{XX}(t) \otimes g(t), \quad (2.2)$$

где, знак $\otimes$ обозначает свертку; $R_{xx}(t)$ – автокорреляционная функция (АКФ) входного шумоподобного сигнала $X(t)$; $g(t)$ – импульсная переходная характеристика (ИПХ) системы (Земной коры); $R_{xy}(t)$ – взаимная корреляционная функция (ВКФ) между входным (зондирующим) $X(t)$ и принимаемым $Y(t)$ сигналами.

Проходя через геологическую среду, каждый импульс генерируемой дискретной ШПС-последовательности $X(t)$ подвергается свертке с импульсной переходной характеристикой среды $g(t)$, которая отражает электрофизические свойства пород (удельное сопротивление, поляризуемость, диэлектрическую проницаемость). В результате в пункте наблюдения образуется последовательность измеренных импульсов $Y(t)$. Наша задача – найти ИПХ системы, распределенную в импульсах последовательности $Y(t)$.

Во всех существующих активных электроразведочных системах предполагается, что исследуемая среда (Земная кора), является линейной, т. е. ее электрические свойства не зависят от параметров зондирующих сигналов. В случае применения ШПС условие линейности не нарушается, а даже улучшается, т. к. уровни зондирующих шумоподобных сигналов предполагаются значительно меньшими, чем при традиционных методах электроразведки [Ильичев, Бобровский, 2014].

При правильном выборе ШПС $X(t)$ можно добиться того, что $R_{xx}(t)$ будет приближаться к $\delta(t)$ – дельта функции Дирака. В этом случае согласно (2.2) можно рассчитывать, что ВКФ - $R_{xy}(t)$ на выходе корреляционного приемника будет приближаться к искомой ИПХ геосреды [Ильичев, Бобровский, 2014]. При этом важно отметить, что вычисляемая в дискретном виде ВКФ близка не к истинной ИПХ (реакции на дельта-импульс), а к переходной характеристике Земли на короткий импульс длительностью порядка шага дискретизации и с единичной площадью. В поздней стадии ИПХ форма и длительность импульса не играет роли.

С помощью построенной математической модели ЭРК ШПС исследовалась близость переходной характеристики, полученной с помощью ВКФ, к истинной

(модельной) ИПХ среды, подробно результаты этого исследования представлены в разделе 2.3.

ШПС — это сигналы с большой базой (B). Под базой сигнала понимается произведение ширины частотного спектра сигнала (ΔF) на его длительность (T) [Варакин, 1985]:

$$B = \Delta F \cdot T \quad (2.3)$$

К сигналам с большой базой принято относить сигналы, для которых выполняется условие $B \gg 1$. При корреляционной обработке регистрируемого на приемной стороне сигнала, осложненного некоррелированным с ним шумом, с подаваемым на вход системы шумоподобным сигналом с большой базой обеспечивается значительное подавление шумов [Ильичев, 2012]. Для шумов с равномерно распределенным спектром (белый шум) отношение сигнал/шум на выходе такой системы увеличивается многократно в соответствии с выражением:

$$\frac{q^2}{\rho^2} = 2 \cdot B, \quad (2.4)$$

где q^2 , ρ^2 - отношения мощностей сигнал/шум соответственно на входе и выходе такой системы [Варакин, 1970]. Выражение (2.4) приближенно выполняется и для достаточно произвольных узкополосных и широкополосных помех. Соответственно, выбирая тип ШПС с достаточно большой базой при создании системы электромагнитных исследований земной коры можно рассчитывать на значительное улучшение параметров системы по сравнению с существующими: снижение мощности генераторных установок при сохранении глубинности проводимых исследований за счет повышения помехоустойчивости или обратное – повышение глубинности исследований при сохранении мощностей зондирующих установок [Ильичев, 2012].

В качестве ШПС в цифровых системах широкое применение нашли дискретные псевдослучайные последовательности. Для дискретных псевдослучайных последовательностей база сигнала (2.3) равна числу дискретных значений в последовательности. Наибольшее распространение получили так называемые М-последовательности (псевдослучайные последовательности

максимальной длины), представляющие собой последовательности сигналов (импульсов) прямоугольной (или иной) формы, амплитуда (или другие параметры) которых могут принимать конечное число значений ($2, 3, \dots, p$ – простые числа). Наиболее просто физически реализуются бинарные М-последовательности ($p = 2$, амплитуда импульсов $+1$ и -1), рис. 2.1 [Ильичев, Бобровский, 2014].

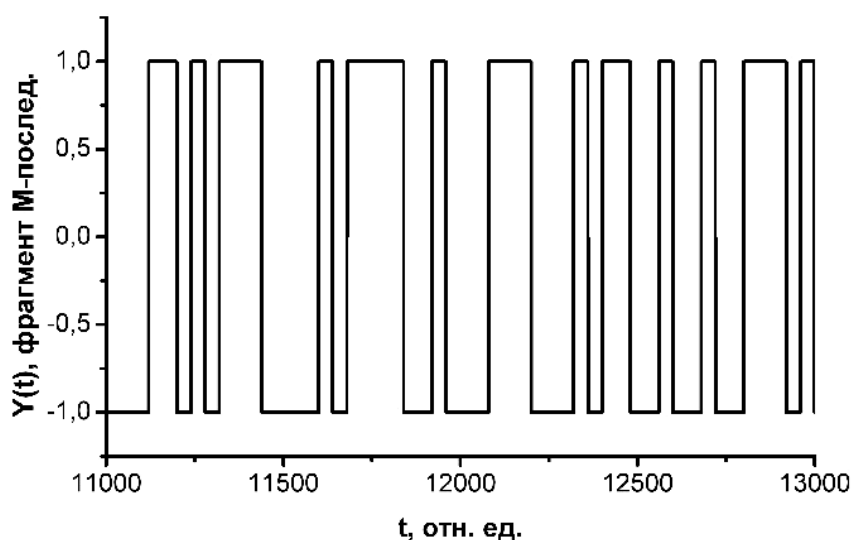


Рисунок 2.1 - Фрагмент бинарной М-последовательности

Генератор М-последовательности достаточно просто можно построить с помощью цифровых схем и устройств, один из вариантов такой схемы можно найти, например, в работе [Варакин, 1985].

При этом было обращено внимание на свойство периодически повторяющихся бинарных шумоподобных М-последовательностей без пауз, а именно отсутствие боковых выбросов в АКФ и ВКФ таких сигналов и то, что по форме АКФ таких сигналов, приближается к δ -функции Дирака [Варакин, 1985].

На рисунке 2.2 представлены графики бинарных М-последовательностей с различным числом элементов $N = 2^n - 1$ (параметр N также принято называть длиной М-последовательности) определяемых разрядностью n , но одинаковой длительности, их частотные спектры и автокорреляционные функции. Согласно рис. 2.2 видно, что чем меньше длина М-последовательности тем уже ее частотный

спектр и тем в меньшей степени ее АКФ похожа на δ -функцию Дирака. Следует также отметить, что АКФ М-последовательности помимо основного (главного) лепестка имеет побочные боковые выбросы. Эти выбросы ограничивают применение корреляционной обработки одиночных М-последовательностей в импульсной электроразведке с целью повышения соотношения сигнал-шум и получения импульсной переходной характеристики исследуемой среды (земной коры) несмотря на то, что с увеличением длины М-последовательности уровень боковых флуктуаций ее АКФ снижается (рис. 2.3).

Эффективное применение ШПС для электроразведочной аппаратуры в данной работе основано на свойстве периодически повторяющихся без пауз биполярных М-последовательностей, заключающемся в отсутствии боковых выбросов в АКФ и ВКФ таких сигналов и то, что АКФ таких сигналов по форме приближается к δ -функции Дирака.

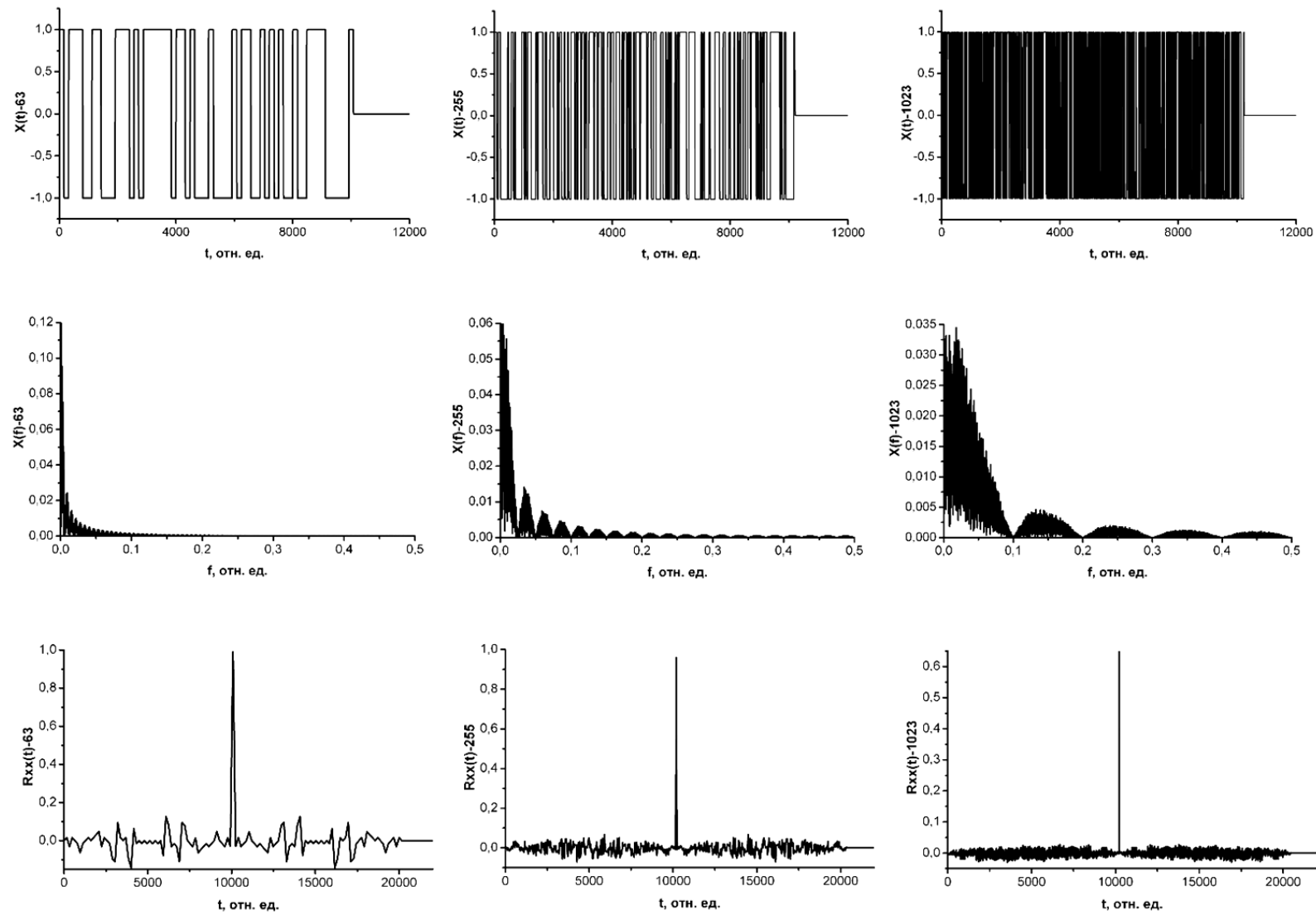


Рисунок 2.2 - Пример М-последовательностей различной длины, их частотные спектры и автокорреляционные функции

На рис. 2.3 представлен пример изменения формы АКФ биполярной М-последовательности при ее периодическом повторении.

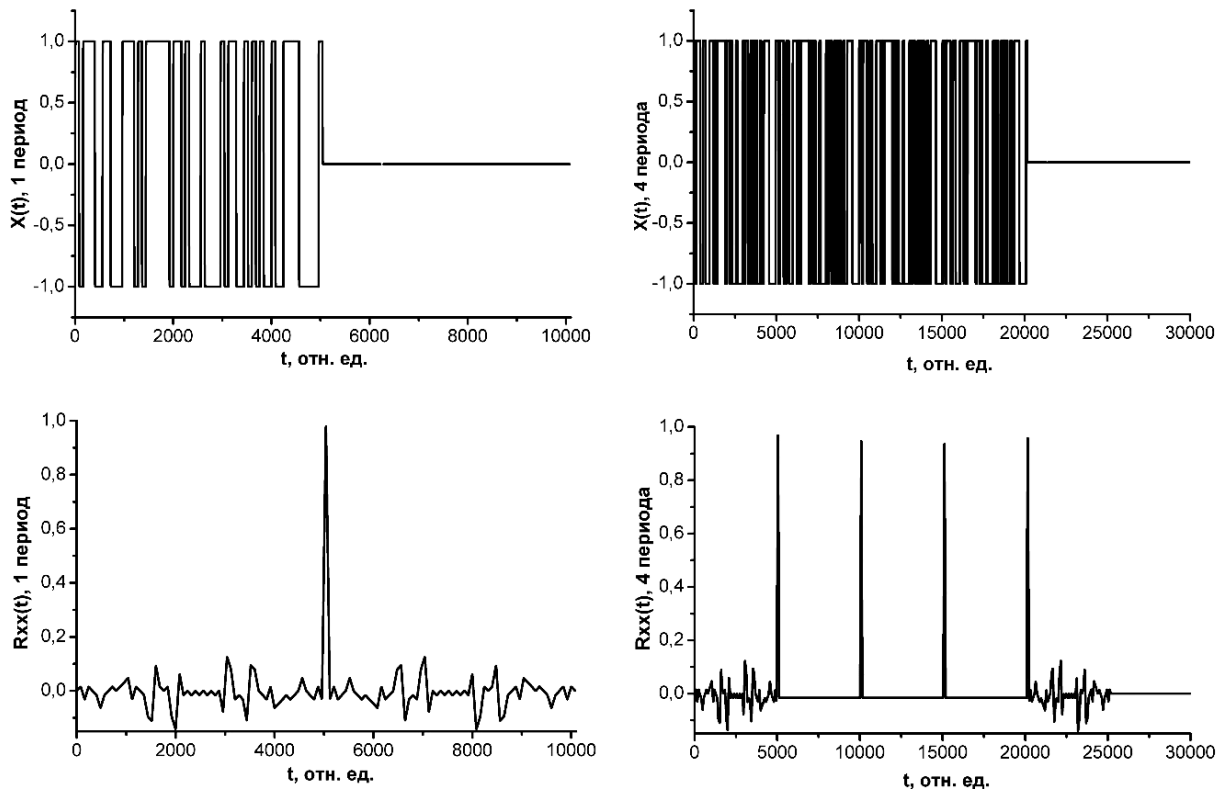


Рисунок 2.3 - Изменение формы АКФ шумоподобных сигналов при периодическом их повторении

Согласно рис. 2.3, при повторении М-последовательности ее АКФ, начиная со второго периода, не имеет боковых флуктуаций, при этом между главными лепестками АКФ наблюдается небольшое постоянное отрицательное смещение, уровень которого в N раз меньше уровня главного лепестка, где N – длина М-последовательности. В конце последнего периода повторения снова появляются боковые флуктуации АКФ. Очевидно, что и в ВКФ сигналов, вычисляемой на приемной стороне электроразведочной системы будут отсутствовать боковые флуктуации. Это свойство М-последовательностей позволяет эффективно осуществлять корреляционную обработку ШПС. При этом после корреляционной обработки возможно дальнейшее накопление периодических сигналов ВКФ за исключением сигналов от первой и последней

М-последовательностей, что обеспечивает дополнительное увеличение отношения сигнал-шум на приемной стороне. Фактически к преимуществам, достигаемым при обычном накоплении детерминированных сигналов, добавляются существенные преимущества, получаемые за счет применения корреляционной обработки ШПС [Ильичев, Бобровский, 2014].

2.2. Математическое моделирование электроразведочной системы с шумоподобными зондирующими сигналами: структура, выбор параметров и описание

В рамках исследования проведено математическое моделирование электроразведочной системы с применением ШПС и традиционной электроразведочной системы, в которой для зондирования становления поля используются биполярные импульсные последовательности с постоянной длительностью импульсов. Основные задачи моделирования:

- 1) Провести исследование близости ВКФ к ИПХ среды при использовании ШПС.
- 2) Оценить шумоподавление при возбуждении и корреляционной обработке шумоподобных сигналов по сравнению с традиционными методами генерации и обработки сигналов в системах активного электромагнитного зондирования земной коры.

Структуру математической модели электроразведочной системы определяют основные задачи, решаемыми при моделировании.

В связи с тем, что основной задачей моделирования является сравнение характеристик обычных электроразведочных систем с характеристиками системы с применением ШПС структура разработанной модели состоит из двух синхронно работающих каналов: (1) канала с генерацией и корреляционной обработкой ШПС и (2) канала с генерацией детерминированной последовательности зондирующих импульсов и последующим их накоплением (рис. 2.4).

При генерации зондирующих сигналов задаются длительность импульсов и пауз для детерминированных последовательностей, длина формирующей М-последовательности, число их повторений и параметры составляющих их импульсов для ШПС. В модели предусмотрен учет влияния на форму зондирующих сигналов реактивных параметров зондирующего электрического диполя или индукционной рамки, таких как индуктивность и емкость.

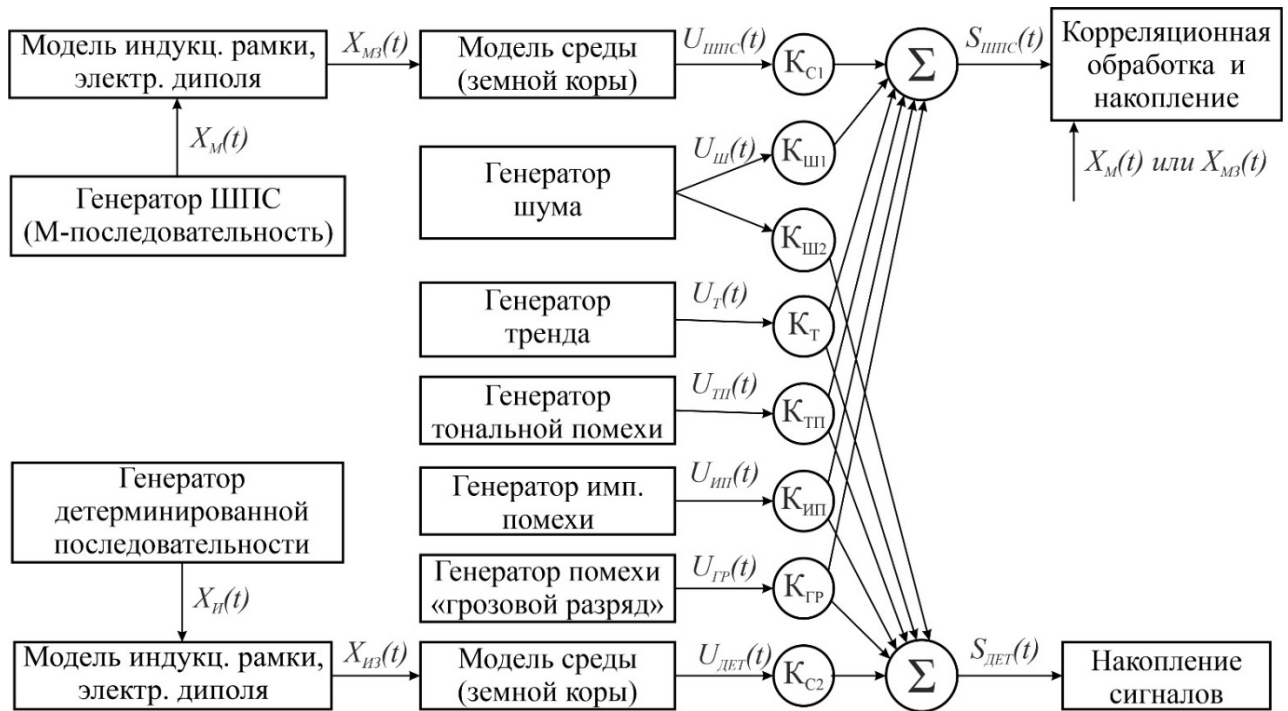


Рисунок 2.4 - Структурная схема математической модели электроразведочных систем с шумоподобными и детерминированными зондирующими сигналами:

$X_M(t)$ – идеальная М-последовательность; $X_{МЗ}(t)$ – модель зондирующих шумоподобных импульсов тока; $X_{ИЗ}(t)$ – идеальная периодическая последовательность прямоугольных импульсов; $X_{ИЗ}(t)$ – модель биполярных периодических импульсов тока; $U_{ШПС}(t)$ – модель сигнала отклика среды на зондирующую шумоподобную последовательность с задаваемым амплитудным коэффициентом K_{C1} ; $U_{ДТ}(t)$ – модель сигнала отклика среды на зондирующую биполярную детерминированную последовательность с задаваемым амплитудным коэффициентом K_{C2} ; $U_{Ш}(t)$ – модель сигнала шума с нормальным законом распределения, нулевым математическим ожиданием и единичным стандартным отклонением по методу преобразования Бокса-Мюллера с

задаваемыми амплитудными коэффициентами K_{III1} и K_{III2} ; $U_T(t)$ – модель сигнала квадратичного тренда с задаваемым амплитудным коэффициентом K_T ; $U_{ТП}(t)$ – модель сигнала тональной (синусоидальной) помехи с задаваемым амплитудным коэффициентом $K_{ТП}$; $U_{ИП}(t)$ – модель сигнала одиночной импульсной помехи с задаваемым амплитудным коэффициентом $K_{ИП}$; $U_{ГР}(t)$ – модель сигнала помехи «грозовой разряд» в виде затухающих синусоидальных колебаний с экспоненциальной огибающей и задаваемым амплитудным коэффициентом $K_{ГР}$; $S_{ШПС}(t)$ – модель сигнала отклика среды на зондирующую шумоподобную последовательность включающий в себя все необходимые шумы и помехи (не используемые сигналы отключаются обнулением соответствующего амплитудного коэффициента); $S_{ДЕТ}(t)$ – модель сигнала отклика среды на зондирующую биполярную детерминированную последовательность включающий в себя все необходимые шумы и помехи

Для исследования влияния шумов и помех на выходные сигналы измерительных каналов в модели предусмотрены независимые генераторы различного рода помех и шумов с изменяемыми параметрами. Сигналы генераторов шумов и помех суммируются с весами с соответствующими выходными сигналами модели среды и поступают на дальнейшую корреляционную обработку и накопление для канала с ШПС и простое синхронное накопление, для канала с детерминированными сигналами. Предусмотрена установка нулевых весовых коэффициентов суммирования для сигналов генераторов шумов и помех [Ильичев, 2012].

При корреляционной обработке сигналов, регистрируемых на приемной стороне, в качестве опорного сигнала может выбираться идеальная биполярная М-последовательность прямоугольных импульсов $X_M(t)$, формируемая генератором М-последовательности, или М-последовательность зондирующих импульсов с учетом искажений, вызываемых реактивной нагрузкой $X_{МЗ}(t)$ (зондирующий электрический диполь или индукционная рамка).

Важной задачей моделирования является сопоставление получаемых оценок ИПХ среды, получаемых с помощью традиционной схемы зондирования и с использованием ШПС. Поэтому в модели предусмотрено аналитическое представление нескольких видов импульсной переходной характеристики исследуемой геосреды: экспоненциальная зависимость, соответствующая инерционному аperiodическому звену первого порядка, затухающая синусоида, характерная для колебательного звена и степенная функция времени, соответствующая упрощенной модели земной коры в виде однородного полупространства с постоянным удельным электрическим сопротивлением.

С вопросом моделирования ИПХ исследуемой среды напрямую связано вычисление отклика среды на зондирующее воздействие, подробнее остановимся на рассмотрении алгоритма этого вычисления.

Сложность получения аналитических выражений для модели отклика среды заключается в том, что М-последовательность генерируется с помощью линейного регистра сдвига и не может быть представлена в виде аналитической записываемой математической функции. Зондирующий сигнал представляет собой последовательность многократно и непрерывно повторяемых импульсных шумоподобных М-последовательностей $U_{ШПС}(t)$ прямоугольной формы с амплитудой $A_{ШПС}$, как показано на рисунке 2.5 а).

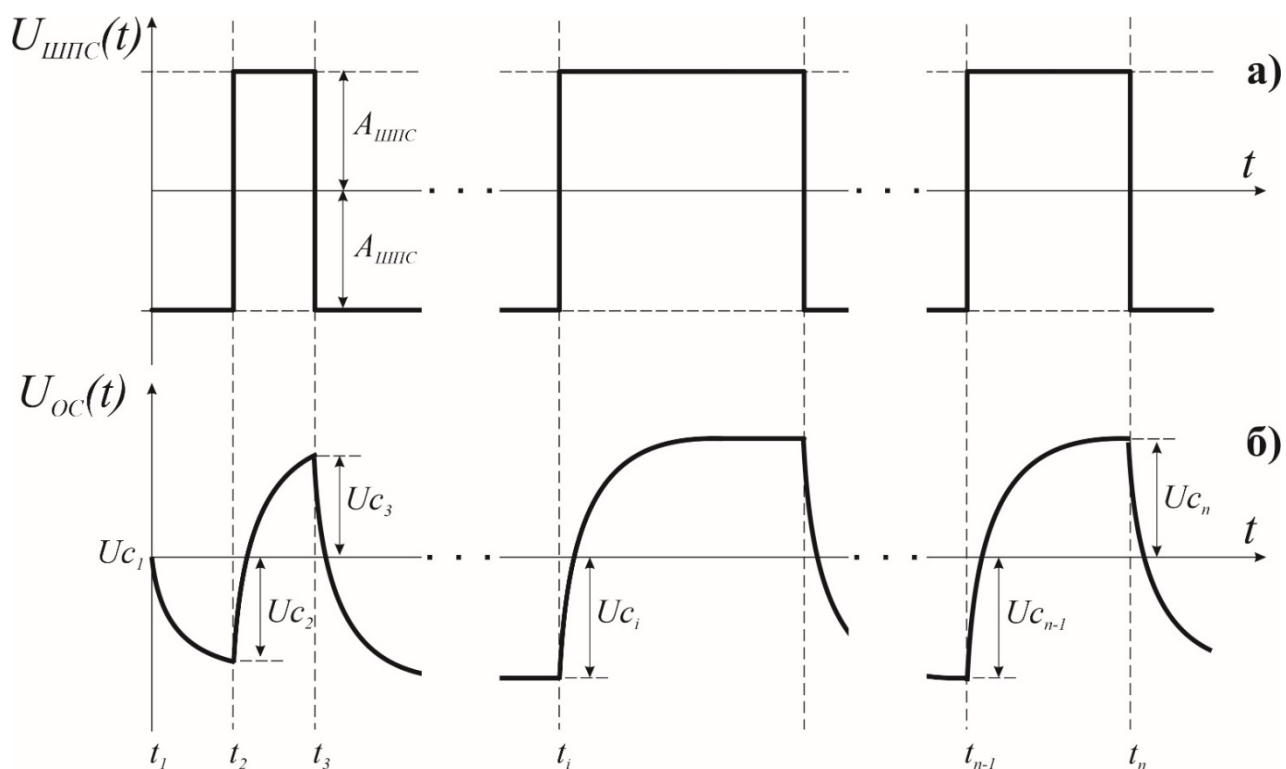


Рисунок 2.5 - Временные диаграммы: а) - зондирующей последовательности импульсов; б) - модели отклика среды на зондирующую последовательность: $A_{шпс}$ – амплитуда импульсов в М-последовательности; t_i – время начала i -го импульса в зондирующей последовательности; $i = [1, 2, \dots, n]$ – порядковый номер импульса в зондирующей последовательности импульсов; n -число импульсов в зондирующей последовательности; U_{ci} – уровень сигнала (напряжения) на выходе интегрирующего инерционного звена к моменту начала i -го импульса

Так как импульсы М-последовательности имеют различную длительность, то сигнал отклика среды $U_{ос}(t)$ можно представить в виде последовательности откликов интегрирующего инерционного звена на подачу каждого последующего импульса М-последовательности при начальных условиях, определяемых значениями сигнала, вычисленного к концу предыдущего импульса. В общем случае реакцию интегрирующего инерционного звена на одиночный прямоугольный импульс можно записать в виде:

$$U(t) = A \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{CP}}}), \quad (2.5)$$

где: τ_{cp} – постоянная времени интегрирующего инерционного звена, имитирующего исследуемую среду; A – амплитуда импульса; t – текущее время.

Такую формулу для вычисления отклика среды можно использовать только для первого импульса в М-последовательности, потому что к началу следующего импульса на выходе интегрирующего инерционного звена будет присутствовать остаточный уровень сигнала (начальные условия). В этом случае выражение (2.5) перепишется в виде:

$$U(t) = U_C + (A - U_C) \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{CP}}}), \quad (2.6)$$

где U_C – уровень сигнала на выходе инерционного интегрирующего звена в момент начала текущего импульса.

Так как известны время начала каждого импульса М-последовательности известно (t_i) и его полярность, то реакцию инерционного интегрирующего звена на i -й импульс последовательности зондирующих импульсов (отклик среды) можно записать следующим образом:

$$U_{Oci}(t) = U_{Ci} + [(-1)^i \cdot A_{шпс} - U_{Ci}] \cdot (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{CP}}}), \quad (2.7)$$

где: $A_{шпс}$ – амплитуда импульсов в зондирующей М-последовательности; i – порядковый номер импульса в зондирующей последовательности; U_{Ci} – уровень сигнала на выходе интегрирующего инерционного звена в момент начала импульса с номером i ; $0 < t \leq (t_{i+1} - t_i)$ – текущее время, отсчитываемое внутри интервала от t_i до t_{i+1} ; t_i – время начала импульса с номером i в последовательности зондирующих импульсов; t_{i+1} – время начала импульса с номером $i+1$ (конец импульса с номером i); τ_{cp} – постоянная времени модели среды (интегрирующего инерционного звена).

На рисунке 2.5 б) представлен график отклика модели среды на последовательность зондирующих импульсов в виде периодически повторяемых шумоподобных М-последовательностей, полученный вышеописанным способом.

Ранее на практике были реализованы алгоритмы расчета отклика среды на

зондирующее воздействие, основанные на свертке зондирующего сигнала с ИПХ среды [Ильичев, Бобровский, 2013]. По отношению к ним рассмотренный алгоритм позволяет многократно повысить скорость вычисления при использовании последовательностей большой длины. Также применение в алгоритме аналитических выражений вместо численных методов позволяет значительно снизить свойственную им погрешность вычислений, определяемую нелинейным преобразованием сигнала. И хотя вклад такой погрешности в исследуемый сигнал относительно невелик, однако он может привести к появлению дополнительных помех, появляющихся в процессе корреляционной обработки. Эта особенность применения шумоподобных сигналов в электроразведочной аппаратуре подробно будет рассмотрена в главе 3.

2.3. Результаты моделирования

Рассмотренная выше математическая модель активной электроразведочной системы с применением ШПС была реализована с помощью специально разработанного программного обеспечения [Бобровский, Ильичев, 2018], описание которого будет приведено в главе 3.

2.3.1. Оценка близости ВКФ к ИПХ среды

В модельном эксперименте исследовалась близость ВКФ, вычисляемая в результате свертки регистрируемого на приемной стороне сигнала с зондирующей М-последовательностью, к известной «модельной» ИПХ среды. При этом принимаемый в пункте наблюдения сигнал не был осложнен шумом и помехой. На рис. 2.6 приведен график бинарной М-последовательности, используемой при моделировании. На графике обозначены основные параметры М-последовательности, влияющие на результат моделирования.

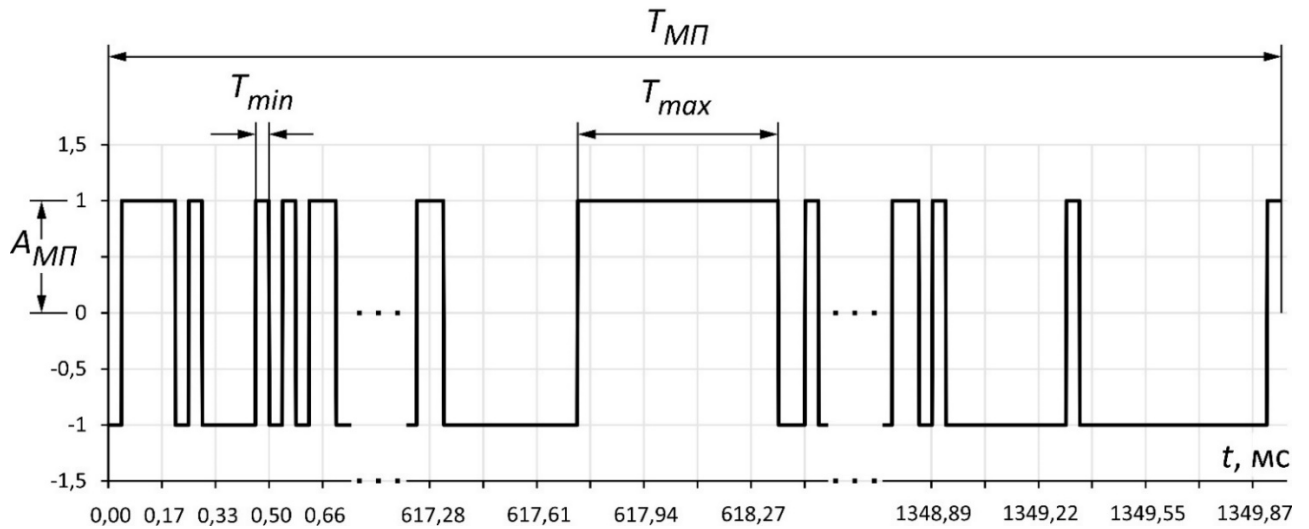


Рисунок 2.6 - График бинарной М-последовательности, используемой при моделировании: $A_{МП}$ – амплитуда М-последовательности; $T_{МП}$ – длительность М-последовательности; T_{min} – длительность минимального импульса М-последовательности; T_{max} – длительность максимального импульса М-последовательности

Для эксперимента была выбрана бинарная М-последовательность с разрядностью $n=15$ и длительностью минимального импульса $T_{min}=27$ дискрет времени. Длительность М-последовательности составляет:

$$T_{МП} = (2^n - 1) \cdot T_{min} = 884709, \quad (2.8)$$

Для перехода к единицам времени задается частота дискретизации сигнала равная 655300 Гц. Длительность одиночной М-последовательности $T_{МП}$ при этом равняется 1.35 сек., а T_{min} – 41.2 мкс. В качестве «модельной» ИПХ среды выбрана экспоненциальная зависимость, соответствующая инерционному аperiodическому звену первого порядка:

$$g(t) = (1 - e^{-\frac{t}{\tau_{CP}}}), \quad (2.9)$$

где τ_{CP} – постоянная времени этого звена (модели среды). В качестве генерируемой дискретной последовательности $X_M(t)$ возьмем идеальную периодически повторяющуюся М-последовательность, описанную выше. Зная параметры последовательности согласно (2.7), можно найти отклик среды на

такое воздействие. В соответствии с обозначениями, принятыми в блок-схеме модели (рис. 2.4), определим сигнал отклика как $S_{ШПС}(t)$. Пример такого сигнала приведен на рис. 2.7.

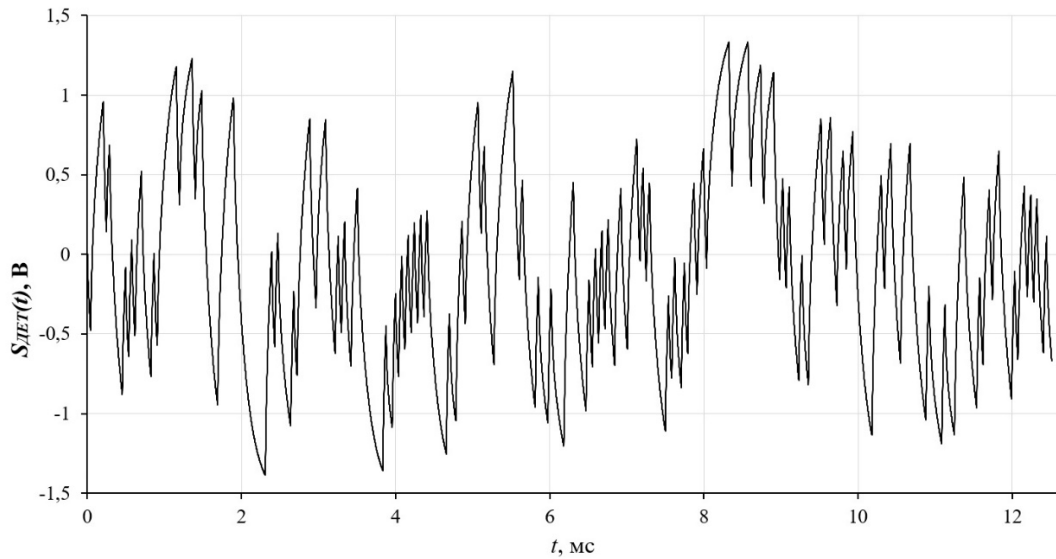


Рисунок 2.7 - Фрагмент модельного сигнала $S_{ШПС}(t)$ - отклика среды на зондирующее воздействие ШПС

Перепишем выражение (2.2) в следующем виде:

$$B_{XS}(t) = A_{XX}(t) \otimes g(t), \quad (2.10)$$

где, знак $\otimes$ обозначает свертку; $A_{XX}(t)$ – автокорреляционная функция (АКФ) входного шумоподобного сигнала $X_M(t)$; $g(t)$ – импульсная переходная характеристика (ИПХ) системы (среды); $B_{SX}(t)$ – взаимная корреляционная функция (ВКФ) между входным (зондирующим) $X_M(t)$ и принимаемым $S_{ШПС}(t)$ сигналами. Из теории ШПС следует что при увеличении длительности шумоподобной последовательности ее АКФ будет приближаться к $\delta(t)$ – дельта функции Дирака. Для дискретного представления нужно говорить не столько об увеличении длительности ШПС, сколько об увеличении отношения длительности шумоподобной последовательности к длительности ее минимального импульса - $T_{МП}/T_{min}$ (рис. 3.6).

На рисунке 2.8 показана результаты процедуры сравнения «модельной» аналитически заданной ИПХ системы - $g(t)$ (синяя линия) и ВКФ входного и выходного сигналов системы - $B_{SX}(t)$ (красная пунктирная линия). На рис. 2.8 а),

б) приведены графики сигналов на выходе модели. На рис. 2.8 а) видно сильное отличие графиков на временах меньших чем длительность минимального импульса используемой М-последовательности (T_{min}). В работе [Светов и др., 2012] говорится, что «...вычисляемая в дискретной форме ВКФ близка не к истинной ИПХ (реакции на δ -импульс), а к переходной характеристике на короткий (порядка времени дискретизации) импульс с площадью 1. В поздней стадии ИПХ форма и длительность импульса не играют роли». Данное утверждение полностью верно в случае длительности T_{min} равной 1 дискрете времени. В общем случае ВКФ близка к ИПХ начиная со времен больших T_{min} что видно на рис. 2.8 а). В области больших времен (рис. 2.8 б)) видно, что графики смещены друг относительно друга по уровню на постоянную величину A_{CM} . Данное смещение связано обусловлено **дисбалансом в количестве +1 и -1 в последовательности**, который возникает из-за нечётной длины $N = 2^n - 1$. В исходной бинарной форме $\{0, 1\}$ М-последовательность содержит ровно 2^{n-1} единиц и $2^{n-1} - 1$ нулей. В случае использования в качестве зондирующего сигнала идеальной М-последовательности величину смещения уровня можно вычислить следующим образом:

$$A_{CM} = \frac{A_X \cdot A_S}{2^{n-1}}, \quad (2.11)$$

где: A_X – амплитуда входного сигнала; A_S – амплитуда принимаемого сигнала; n – разрядность М-последовательности.

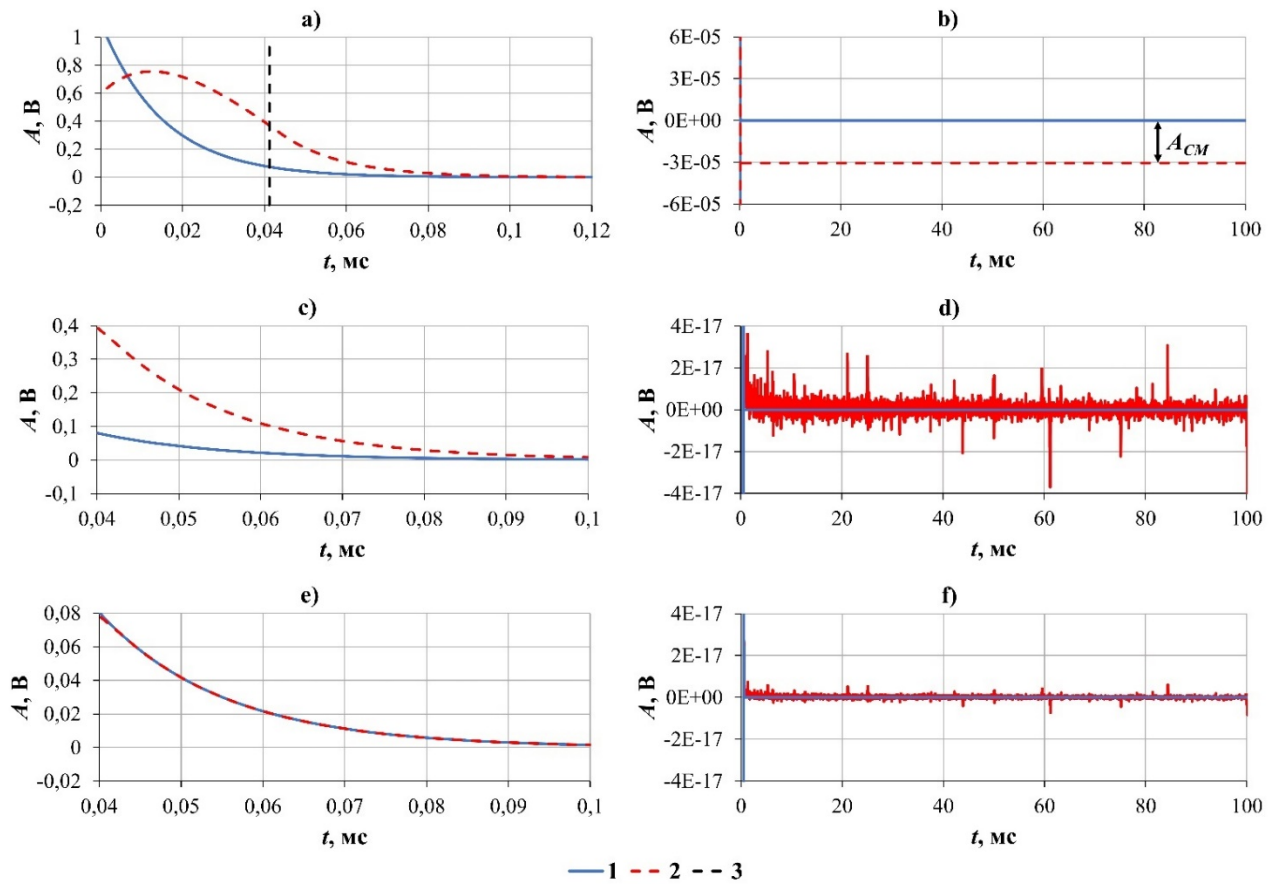


Рисунок 2.8 - Сравнение аналитически заданной ИПХ системы с ВКФ сигналов на входе и выходе системы: *сверху* - графики ИПХ и ВКФ в области малых а) и больших б) времен до устранения смещения уровня и нормирования; *в середине* - графики ИПХ и ВКФ в области малых с) и больших д) времен после устранения смещения уровня; *внизу* - графики ИПХ и ВКФ в области малых е) и больших ф) времен после выполнения операции нормирования. 1 – график ИПХ; 2 – график ВКФ; 3 – линия отметки длительности минимального импульса М-последовательности

На рис. 2.8 с), д) приведены графики ВКФ и ИПХ после устранения смещения уровня. Шумы видимые на графике ВКФ (рис. 2.8 д)) обусловлены погрешностью дискретной операции свертки. Выполнив нормировку графиков путем умножения графика ВКФ на постоянный коэффициент, вычисленный по первой точке графиков, получаем полное совпадение графиков ИПХ и ВКФ. В работе [Великин, Великин, 2016] показано, что для достаточно малой

длительности пакета импульсов тока полученная ВКФ будет отличаться искомой ИПХ только множителем K , равным площади треугольной формы автокорреляционной функции зондирующего сигнала. Однако для М-последовательностей большой разрядности существует сложность нахождения значения коэффициента K .

На рисунке 2.9 показан результат сравнения ИПХ среды по ВКФ для постоянной времени модели среды τ_{CP} равной 0,6 сек (2.9). В соответствии с рис. 2.9 а) ВКФ по форме практически полностью повторяет ИПХ среды. Исключение составляет узкая зона в начале временного интервала, на котором определяются эти функции. Ширина этой зоны равна длительности самого короткого импульса в зондирующей М-последовательности. На разностном графике, приведенном на рис. 2.9 б) видно, что начиная со времен больших T_{min} различия графиков ИПХ и ВКФ незначительны и обусловлены только погрешностью вычислений.

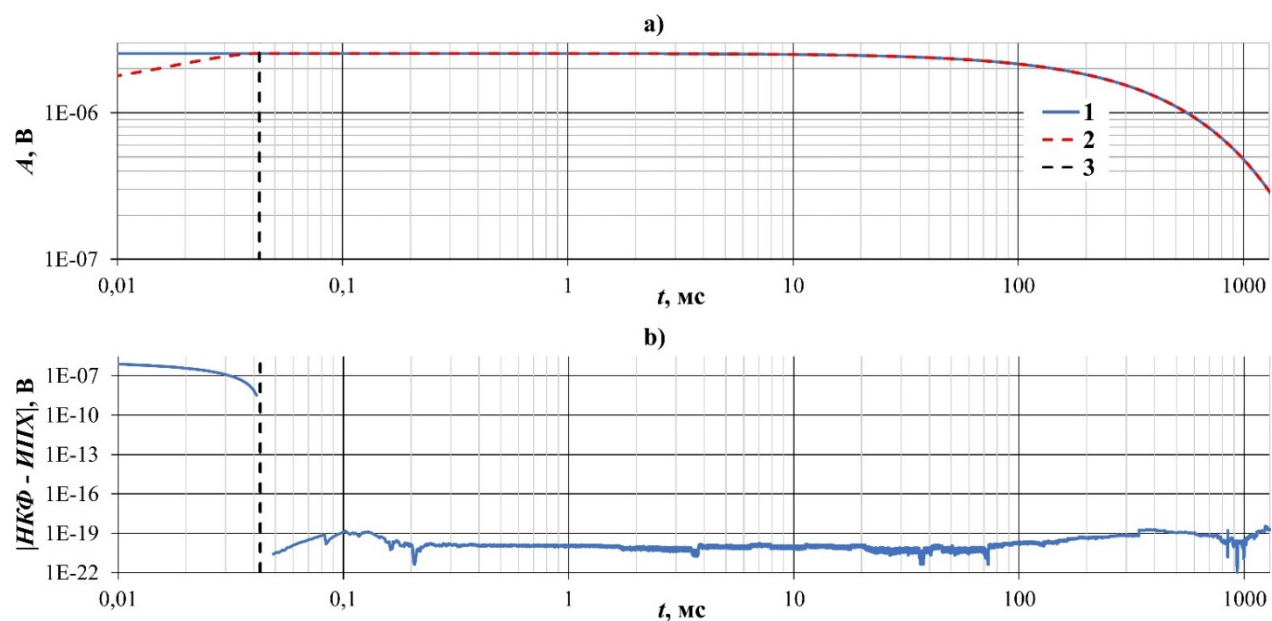


Рисунок 2.9 - Графики ИПХ и ВКФ выполненные в билогарифмическом масштабе при постоянной времени модели среды 0,6 сек. -а) и график модуля их разности -б). 1 – график ИПХ; 2 – график ВКФ; 3 - линия отметки длительности минимального импульса М-последовательности

На рисунке 2.10 представлен результат сравнения ИПХ среды по ВКФ для модели среды, выполненной в виде четырех параллельно включенных

интегрирующих инерционных звеньев первого порядка, сигналы от которых поступают на общий сумматор. Такая модель упрощенно имитирует горизонтально слоистую среду. Переходная характеристика такой модели определяется аналитическим выражением:

$$h(t) = \sum_{i=1}^4 A_i \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau_i}}\right) = 1 - \sum_{i=1}^4 A_i \cdot e^{-\frac{t}{\tau_i}}; \quad \sum_{i=1}^4 A_i = 1$$

где A_i – амплитуды экспоненциальных составляющих модели $h(t)$, τ_i – постоянные времени экспоненциальных составляющих модели $h(t)$. Амплитуды (A_i) и постоянные времени (τ_i) экспоненциальных составляющих модельного сигнала становления поля, подбирались. Исходными данными для подбора был задаваемый динамический диапазон регистрируемых сигналов (не менее 140 дБ) и постоянная времени $\tau_1 \approx 4,0$ мкс для сигнала так называемого «прямого поля», представляющего собой э.д.с. наводимую в витках измерительной катушки датчика за счет прямой индуктивной связи через воздух между зондирующей рамкой и измерительной катушкой датчика.

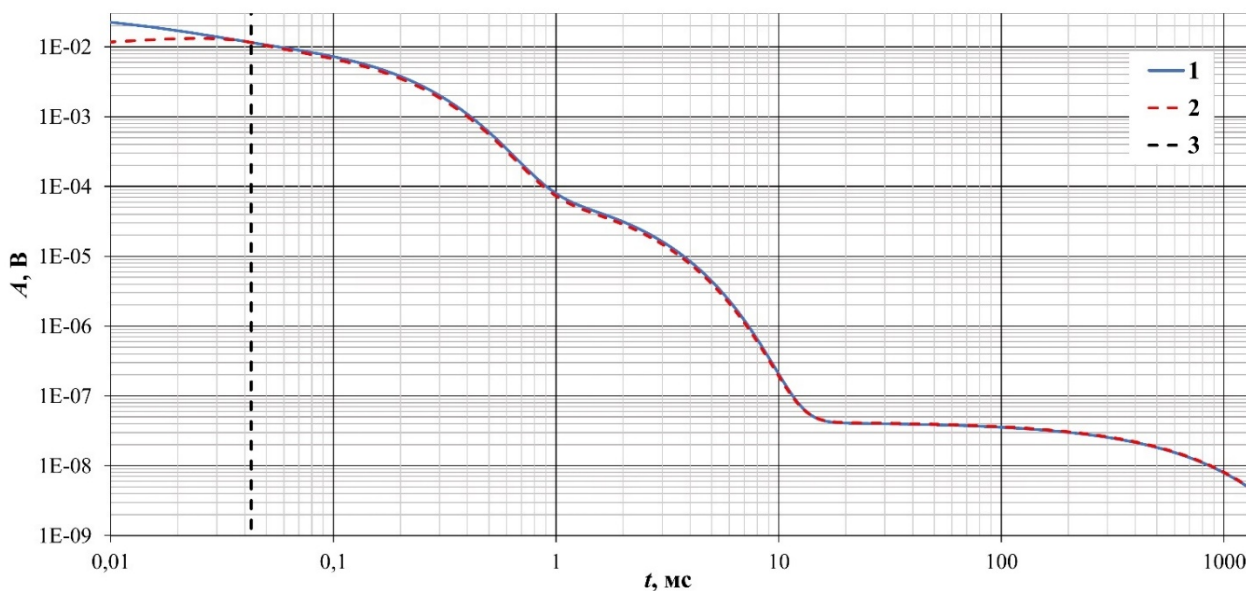


Рисунок 2.10 - Графики ИПХ и ВКФ выполненные в билогарифмическом масштабе для ИПХ, представленной в виде суммы четырех интегрирующих инерционных звеньев первого порядка с разными постоянными времени. 1 – график ИПХ; 2 – график ВКФ; 3 – линия отметки длительности минимального импульса М-последовательности

Рисунок 2.10 показывает достаточно хорошее совпадение формы ИПХ и ВКФ на временах больших T_{min} , что очень важно для задач электромагнитного мониторинга геодинамической активности земной коры.

Наличие зоны с большой погрешностью приближения ВКФ к ИПХ объясняется отличием АКФ периодически повторяемой бинарной М-последовательности от идеальной δ -функции Дирака (см. формулу (2.2)). Длительность треугольного импульса АКФ не бесконечно мала и равна минимальной длительности импульса в М-последовательности. Уменьшая длительность минимального импульса в М-последовательности, можно добиться лучшего приближения ВКФ к ИПХ среды. Отметим, что для получения хорошего приближения ВКФ к ИПХ среды в широком интервале времен следует не только уменьшать длительность минимального импульса в М-последовательности, но и увеличивать длину самой М-последовательности.

2.3.2. Оценка эффективности подавления шума при использовании ШПС в сравнении со стандартными методами накопления сигналов

В модельном эксперименте также исследовалась величина выигрыша в подавлении шумов, получаемого за счет применения корреляционной обработки ШПС, по сравнению с обычными методами обработки сигналов - синхронное накопление. В качестве модели шума рассматривался шум с нормальным законом распределения, частотный спектр которого ограничивался полосой пропускания измерительного канала. Широкополосный нормальный шум с нулевым математическим ожиданием и задаваемой дисперсией пропускался через усредняющий низкочастотный фильтр Дирихле третьего порядка с частотой среза примерно 0,26 от частоты Найквиста и подавлением сигналов на частотах выше Найквиста 40 дБ [Гутников, 1990]. На рис. 2.11 представлены графики временной реализации модельного шума, его амплитудного спектра и гистограммы плотности вероятности распределения.

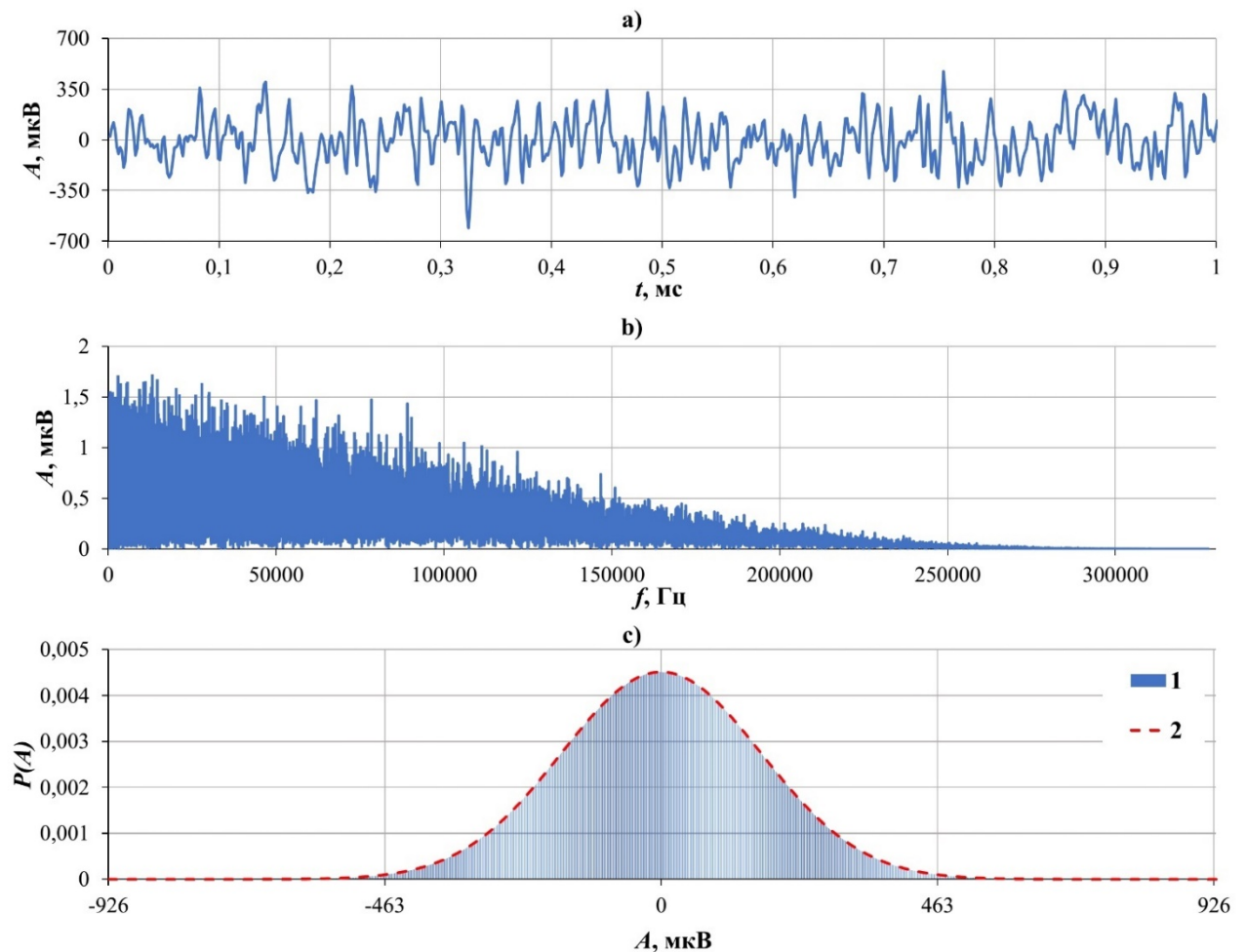


Рисунок 2.11 - Графики модельного шума: а) – временная реализация; б) - амплитудный спектр; с) - гистограмма плотности вероятности распределения. 1 – график распределения модельного шума; 2 - нормальный закон распределения

Для оценки подавления шумов в системе с корреляционной обработкой ШПС по сравнению с типовой системой с детерминированными сигналами и синхронным их накоплением на вход двухканальной модели подавался один и тот же шум с заданным среднеквадратичным значением в отсутствии зондирующих сигналов. Осуществлялась обработка сигнала (шума) на приемной стороне с целью выделения полезных сигналов на фоне шумов. При этом задавались: длина зондирующей М-последовательности и соответствующая ей длительность импульса в канале с детерминированными сигналами, длительность минимального импульса в М-последовательности, количество

периодов повторения М-последовательности (импульсов в детерминированной последовательности).

Для обеспечения фиксированной энергии зондирующих сигналов в каналах модели независимо от длины М-последовательности обеспечивалось примерное постоянство длительности М-последовательности и импульсов детерминированной последовательности за счет изменения длительности минимального импульса в М-последовательности. С этой же целью амплитуда зондирующих импульсов в каналах модели задавалась одинаковой. В результате обработки вычислялись среднеквадратичные уровни шумов на выходах двух каналов, коэффициенты подавления шумов в каналах и выигрыш в подавлении, полученный в канале с корреляционной обработкой ШПС по отношению к каналу с типовой обработкой. Полученные результаты представлены в таблице 2.1.

Таблица 2.1. Подавление шумов при корреляционной обработке ШПС и при типовом накоплении детерминированных сигналов

Пара- метр	Число периодов накопления (повторов М-последовательностей)														
	4			16			32			64			128		
N	63	255	1023	63	255	1023	63	255	1023	63	255	1023	63	255	1023
T_{min}	160	40	10	160	40	10	160	40	10	160	40	10	160	40	10
T_M	10080	10200	10230	10080	10200	10230	10080	10200	10230	10080	10200	10230	10080	10200	10230
σ_I	0,557	0,5566	0,5583	0,5573	0,5598	0,5605	0,5577	0,5588	0,5572	0,5602	0,5599	0,5585	0,5593	0,5595	0,5594
σ_K	0,010	0,0094	0,0080	0,0100	0,0094	0,0081	0,0099	0,0094	0,0080	0,0100	0,0095	0,0080	0,0099	0,0094	0,0081
σ_{K-H}	0,009	0,0093	0,0078	0,0028	0,0027	0,0023	0,0018	0,0017	0,0015	0,0011	0,0011	0,0010	0,0008	0,0008	0,0007
σ_H	0,313	0,3110	0,3104	0,1557	0,1571	0,1557	0,1109	0,1100	0,1100	0,0771	0,0790	0,0773	0,0563	0,0555	0,0554
σ_I/σ_H	1,778	1,789	1,798	3,578	3,564	3,599	5,026	5,077	5,065	7,261	7,084	7,217	9,926	10,076	10,090
σ_I/σ_K	55,41	58,987	69,528	55,738	59,105	69,036	56,282	59,098	69,227	55,688	58,829	69,196	56,330	59,165	69,107
σ_I/σ_{K-H}	56,96	59,323	71,196	198,19	200,41	243,71	297,56	322,62	355,62	491,81	486,05	540,14	651,78	640,88	791,16
σ_H/σ_{K-H}	32,0	33,2	39,6	55,4	56,2	67,7	59,2	63,5	71,6	67,7	68,6	74,8	65,7	63,6	78,4

Примечания:

N – длина М-последовательности в тактах (число кодовых комбинаций в М – последовательности);

T_{min} – длительность минимального импульса (одного такта) в М-последовательности в относительных единицах (дискретах времени);

T_M – длительность М-последовательности и биполярных импульсов детерминированной последовательности в дискретах времени;

σ_I – среднеквадратичный шум на входе измерительного канала приемной аппаратуры;

σ_K – среднеквадратичный шум на выходе корреляционного фильтра (вычисление ВКФ для ансамбля М-последовательностей);

σ_{K-H} – среднеквадратичный шум после корреляционного фильтра и последующего накопления ВКФ;

σ_H – среднеквадратичный шум на выходе типового канала обработки (синхронное накопление биполярных импульсов);

$K_{ПТ} = \sigma_I / \sigma_H$ – коэффициент подавления шума в типовом канале обработки (синхронное накопление биполярных импульсов);

σ_I / σ_K – коэффициент подавления шума корреляционным фильтром;

$K_{ПК} = \sigma_I / \sigma_{K-H}$ – коэффициент подавления шума в корреляционном канале обработки;

$PG = K_{ПК} / K_{ПТ} = \sigma_H / \sigma_{K-H}$ – выигрыш в подавлении шума в корреляционном канале обработки по сравнению с стандартным.

Данные таблицы 2.1 показывают, что при фиксированной длительности М-последовательности и соответствующей ей длительности биполярных импульсов, выигрыш в подавлении шумов в корреляционном канале обработки по сравнению с типовым слабо зависит от числа повторов М-последовательности и при увеличении длины М-последовательности стремится к фиксированной величине, определяемой длительностью этой последовательности. Это следует из того, что в пределе, при нормальном и белом шуме выигрыш (PG), вычисляемый через отношение коэффициента подавления шума в корреляционном канале ($K_{ПК}$) к соответствующему коэффициенту в типовом канале обработки ($K_{ПТ}$) теоретически определяется выражением:

$$PG = \frac{K_{ПК}}{K_{ПТ}} = \sqrt{\frac{L_M(N-2)}{N}}, \quad (2.12)$$

где $L_M = (2^n - 1) \cdot T_{min}$ – длительность М-последовательности, n – разрядность М-последовательности, T_{min} – длительность такта (минимальная длительность импульсов) М-последовательности в относительных единицах, N – число повторений (накоплений) М-последовательности.

Из (2.12) следует, что при большом N выигрыш PG стремится к $\sqrt{L_M}$. Множитель $(N - 2)$ в формуле (2.12) учитывает то, что при накоплении ВКФ не участвуют первый и последний периоды повторения М-последовательности.

Согласно таблице 2.1 выигрыш в подавлении шумов в корреляционном канале обработки по сравнению с типовым незначительно (примерно на 20 %) меньше теоретического, вычисляемого по формуле (2.12). Это объясняется тем, что при моделировании в качестве шума была использована модель шума, приближенная к реальным условиям с ограниченным частотным спектром, определяемым полосой пропускания измерительного канала (рис. 2.11).

По данным таблицы 2.1 были построены зависимости (рис. 2.12) коэффициента подавления шумов в корреляционном канале обработки $K_{ПК}$ и выигрыша в подавлении шумов PG в этом канале по отношению к типовому от числа повторов М-последовательности в зондирующем сигнале для М-последовательности длиной 1023 при длительности такта 10. На основании рис.

2.12 можно констатировать, что при прочих равных условиях (равенство энергий зондирующих сигналов) возможно достижение значительного выигрыша (десятки и более раз) в подавлении шума, получаемого на выходе системы с ШПС по сравнению с типовыми системами даже при незначительных длинах М-последовательностей.

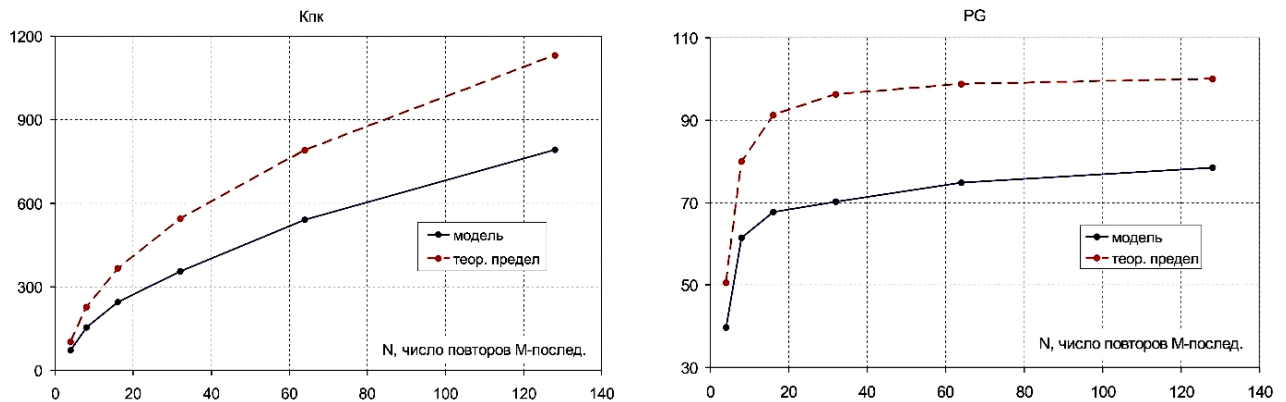


Рисунок 2.12 - Зависимости коэффициента подавления шумов в корреляционном канале $K_{ПК}$ и выигрыша в подавлении шумов в корреляционном канале в сравнении с типовым PG от числа повторов М-последовательностей длиной 1023 при длительности такта 10. Красный пунктир – теоретические зависимости

На рис. 2.13 представлен модельный пример выделения сигнала на фоне шума на выходе системы с ШПС и типовой системы, демонстрирующий значительно большее улучшение соотношения сигнал-шум на выходе системы с ШПС. Согласно рис. 2.13 при длине зондирующей М-последовательности всего в 255 тактов, длительности одного такта - 40 и числе повторов М-последовательности - 16, удастся улучшить соотношение сигнал-шум на выходе канала с корреляционной обработкой ШПС почти в 100 раз, тогда как в канале с детерминированной последовательностью импульсов при тех же условиях удастся улучшить это соотношение только в 3,5 раза. Для получения такого же повышения соотношения сигнал-помеха в канале с детерминированными сигналами потребуется увеличение длительности зондирующей последовательности импульсов примерно в 800 раз. Это свидетельствует об

ожидаемой высокой эффективности применения ШПС в электроразведочных системах.

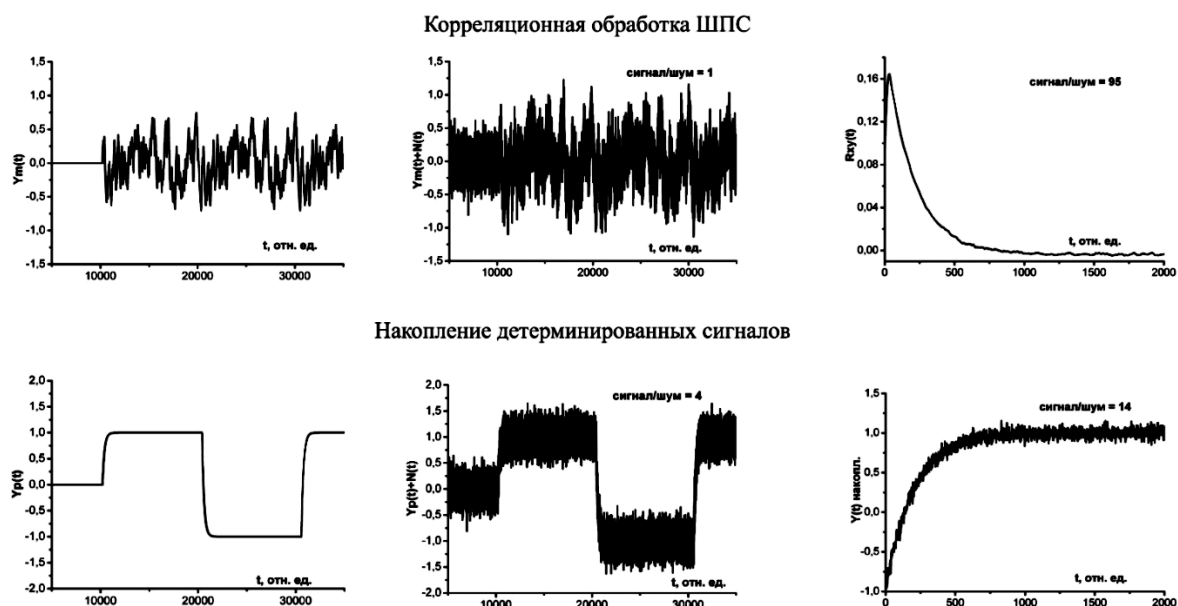


Рисунок 2.13 - Пример выделения полезного сигнала на фоне шума в системах с корреляционной обработкой ШПС и с накоплением детерминированных сигналов (длина М-последовательности – 255, число повторов – 16, длительность такта – 40, постоянная времени модели среды – 200): $Y_m(t)$, $Y_p(t)$ – выходные сигналы модели среды (начальные фрагменты) при зондировании периодически повторяющимися шумоподобными сигналами в виде биполярной импульсной М-последовательности и детерминированной биполярной последовательности импульсов фиксированной длительности, соответственно; $Y_m(t) + N(t)$, $Y_p(t) + N(t)$ – выходные сигналы модели исследуемой среды, осложненные аддитивным нормальным шумом; $R_{xy}(t)$ – результат корреляционной обработки сигналов в канале с ШПС; $Y(t)$ накопл. - результат синхронного накопления в канале с детерминированными сигналами

Выводы по главе 2

Описано теоретическое преимущество применения шумоподобных зондирующих сигналов в импульсной электроразведке заключающееся в более эффективном подавлении шума при равенстве энергий зондирующих сигналов по сравнению с обычной системой, использующей для зондирования

биполярные импульсные последовательности с постоянной длительностью импульсов. Дополнительный эффект применения ШПС для электроразведочной аппаратуры основан на свойстве периодически повторяющихся без пауз биполярных М-последовательностей, заключающемся в отсутствии боковых выбросов в АКФ и ВКФ таких сигналов. В этом случае к преимуществам, достигаемым при обычном накоплении детерминированных сигналов, добавляются существенные преимущества, получаемые за счет применения корреляционной обработки ШПС.

Разработана упрощенная математическая модель электроразведочной системы с шумоподобными зондирующими сигналами, основанная на задаваемых передаточных характеристиках элементов измерительной аппаратуры (таких как коэффициенты усиления элементов измерительного тракта, функционально задаваемые передаточные характеристики нелинейных элементов аппаратуры и т.п.) и представлении отклика геосреды на зондирующее воздействие в виде интегрирующего инерционного звена первого порядка. Использование в модели аналитических выражений вместо численных методов позволяет значительно снизить свойственную им погрешность вычислений, определяемую нелинейным преобразованием сигнала.

На математических моделях электроразведочной системы с шумоподобными зондирующими сигналами исследована близость ВКФ к ИПХ среды. Получено хорошее совпадение их форм начиная с длительности минимального импульса, используемой М-последовательности что очень важно в задачах активного электромагнитного мониторинга современных геодинамических процессов.

Оценка эффективности подавления шума при использовании ШПС в сравнении со стандартными методами накопления сигналов показала, что при прочих равных условиях (равенство энергий зондирующих сигналов) возможно достижение значительного выигрыша (десятки и более раз) в подавлении шума, получаемого на выходе системы с ШПС по сравнению с типовыми системами даже при незначительных длинах М-последовательностей.

ГЛАВА 3. ОСОБЕННОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ В ИМПУЛЬСНОЙ ЭЛЕКТРОРАЗВЕДКЕ

В процессе проведения экспериментальных работ с макетным образцом ЭРК ШПС при получении кривых становления поля были выявлены важные особенности применения ШПС в электроразведочной аппаратуре. После корреляционной обработки регистрируемых шумоподобных сигналов, на кривой становления поля в области больших времен (рис. 3.1) проявляются так называемые структурные помехи в виде коротких импульсов. Форма и временное положение этих импульсов на кривой становления поля связаны с параметрами и структурой зондирующих и принимаемых шумоподобных сигналов поэтому они получили такое название.

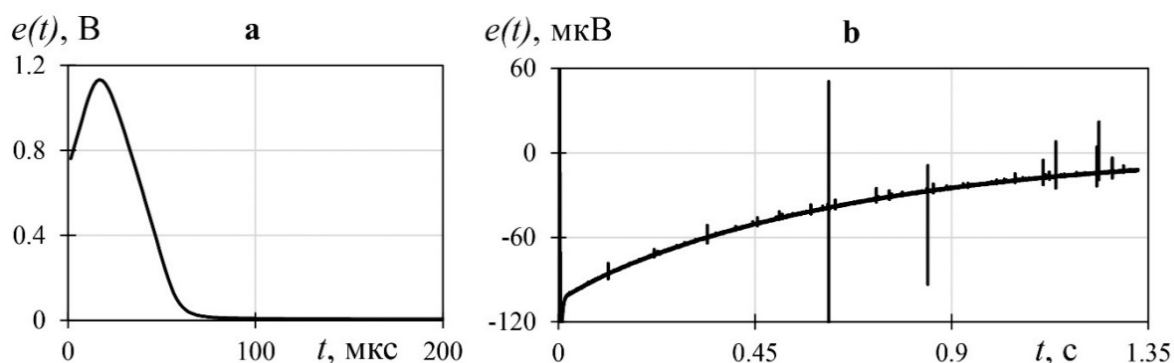


Рисунок 3.1 - Кривая становления поля, полученная на экспериментальной точке «Чункурчак»: а) на малых временах становления, б) на больших временах становления

Структурные помехи представляют собой импульсы различной амплитуды и полярности (по отношению к кривой становления поля) с экспоненциальными фронтами нарастания и спада. На кривой становления поля эти импульсы располагаются в фиксированных точках, отстоящих от начала кривой на расстояниях кратных минимальной длительности импульсов в зондирующей М-последовательности. В зависимости от параметров используемой зондирующей М-последовательности, импульсы с максимальной

амплитудой могут располагаться в различных точках по времени. Амплитуда импульсов структурных помех не уменьшается при синхронном накоплении периодов ВКФ, как это наблюдается для широкополосного белого шума, из-за того, что временное положение структурных помех в периодически повторяемых ВКФ остаётся неизменным, а их амплитуда от периода к периоду меняется незначительно (рис. 3.2).

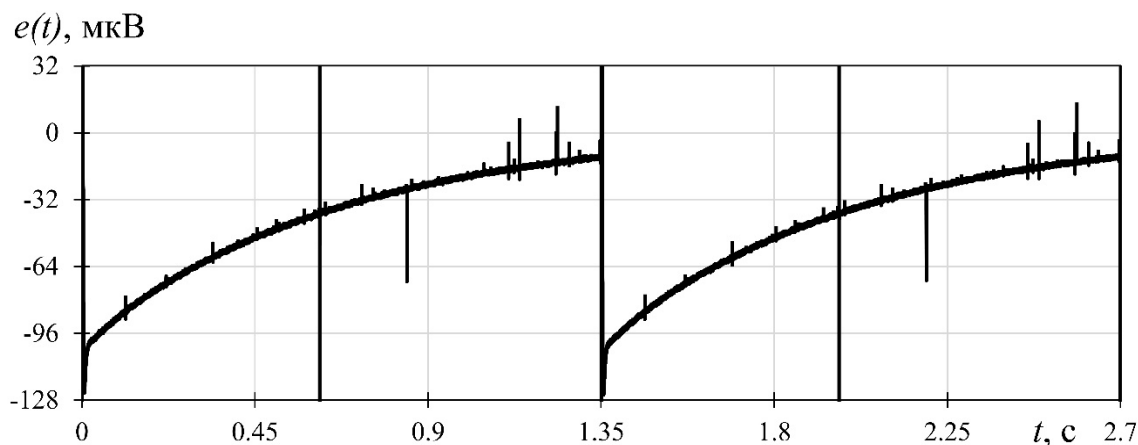


Рисунок 3.2 - Фрагмент сигнала, полученного в результате корреляционной обработки регистрационных данных (два периода повторяющихся ВКФ)

Был выполнен ряд лабораторных экспериментов на специально разработанном имитаторе сигналов [Копылов, 2016, Копылов, 2016 а] направленных на поиск и выявление причин возникновения структурных помех. Лабораторные эксперименты позволили определить типы некоторых источников структурных помех. Количественно исследовать их влияние не удалось из-за того, что схемы имитатора сигналов, формирующие модельные сигналы, сами могут быть источниками таких помех. Исключить полностью этот фактор не представляется возможным. По этой же причине невозможно физически смоделировать только один источник структурных помех, а влияние других полностью исключить. Для подтверждения результатов лабораторных экспериментов и получения количественных оценок раздельного влияния различных источников структурных помех потребовалась дополнительная разработка и программирование математических моделей таких источников с

включением их в ранее разработанную программу математического моделирования работы измерительного комплекса [Бобровский, Ильичев, 2018]. Основные материалы исследований по данной главе получены автором самостоятельно и в соавторстве с П.В. Ильичевым. Материалы данных исследований опубликованы в работах [Бобровский, Ильичев, 2018 а; Бобровский, 2022].

С помощью разработанной усовершенствованной математической модели ЭРК ШПС были проведены исследования предполагаемых источников структурных помех. Основные задачи, которые решались при этом:

- 1) построение упрощенных математических моделей предполагаемых физических источников структурных помех;
- 2) исследование свойств структурной помехи при изменении параметров модели источника;
- 3) оценка степени влияния каждого из источников на параметры структурной помехи;
- 4) изучение возможности устранения либо уменьшения влияния каждого из источников структурной помехи.

На математических моделях были рассмотрены следующие предполагаемые физические источники структурных помех:

- 1) процесс преобразования (дискретизации) сигналов аналого-цифровым преобразователем (АЦП),
- 2) нелинейность характеристик передачи и преобразования сигналов в измерительной системе,
- 3) проникающие через паразитные цепи сигналы от цифровых узлов измерительного комплекса.

Следует отметить, что подобные источники помех исследовались и ранее. В частности, в работе [Шумоподобные..., 1973, с. 316..325], посвященной применению шумоподобных сигналов в системах передачи информации, подробно исследованы особенности прохождения таких сигналов через каскады с амплитудной нелинейностью. В работе отмечено возникновение помех при

прохождении шумоподобных сигналов через нелинейные элементы. Однако следует отметить, что приведенные в работе исследования дают оценку таких помех только с точки зрения возможности восстановления закодированной в таких последовательностях информации.

3.1. Дискретизация сигналов как источник структурных помех

В современных системах регистрации сигналов активно применяются методы цифровой обработки, а следовательно сигналы, поступающие с выхода измерительного канала, подвергаются дискретизации, то есть наблюдаются только в определенные моменты времени. В общем случае наблюдения производятся периодически через постоянный промежуток времени T_δ . В этом случае говорят, что осуществлена дискретизация сигнала с частотой $F_\delta = 1/T_\delta$ [Макс, 1983]. Продискретизированный процесс превращается в массив цифровых данных, полученных в результате квантования по уровню дискретных значений сигнала. Квантованием называется процесс преобразования истинных значений отсчетов сигнала в двоичные числа, имеющие конечное число разрядов q . В процессе квантования происходит округление истинных значений сигнала. Разность между исходными и округленными значениями называется шумом квантования [Сергиенко, 2011, с. 453-455].

Рассмотрим задачу квантования сигнала $U(t)$ измерительного канала. Обозначим проквантованный сигнал как $U_\kappa(t)$. Тогда возникающий в процессе квантования шум можно выразить через формулу:

$$N(t) = U(t) - U_\kappa(t) \quad (3.1)$$

Очевидно, что значение шума квантования лежит в следующих пределах:

$$-\frac{\Delta U}{2} \leq N(t) \leq \frac{\Delta U}{2}, \quad (3.2)$$

где ΔU – расстояние между соседними уровнями квантования, т.е. вес младшего разряда аналого-цифрового преобразователя. В этих пределах любое значение практически равновероятно, иными словами, шум квантования описывается равномерным законом распределения с нулевым математическим ожиданием и

дисперсией равной $\Delta U^2/2$. Такое распределение еще называют дискретным белым шумом. Корреляционная функция такого сигнала равна его дисперсии [Бесекерский, 1976, с. 160-165]. Определим отношение сигнал/шум для сигнала с заданной амплитудой, разделив ее на среднеквадратичное значение шума квантования:

$$C/Ш = \frac{A}{\sqrt{\Delta U^2/12}} = \frac{2A\sqrt{3}}{\Delta U} = N\sqrt{3}, \quad (3.3)$$

где $N = 2A/\Delta U$ – число уровней квантования, укладывающихся в размахе сигнала. Если размах сигнала равен полному рабочему диапазону применяемого АЦП, то отношение сигнал/шум запишется как:

$$C/Ш = 2^q\sqrt{3}. \quad (3.4)$$

Если выразить соотношение сигнал шум в децибелах, получится формула, показывающая связь между числом двоичных разрядов квантования и максимально достижимым в этом случае соотношением сигнал/шум:

$$C/Ш_{дБ} = 20 \lg(2^q\sqrt{3}) = 20q \lg 2 + 10 \lg 3 \approx 6q + 4,77 \text{ дБ}. \quad (3.5)$$

Рассмотрим влияние шумов квантования на корреляционную обработку шумоподобных сигналов. При помощи программы [Бобровский, Ильичев, 2018] был проведен ряд модельных экспериментов, позволяющих выявить особенности влияния параметров шумоподобных сигналов на соотношение сигнал-шум после вычисления взаимной корреляционной функции проквантованного модельного отклика среды с идеальной одиночной шумоподобной М-последовательностью зондирующих токовых импульсов. Отличие модельного эксперимента от описанного в п. 2.3.1 заключается в выполнении процедуры квантования отклика среды, полностью имитирующей работу аналого-цифрового преобразователя (АЦП) с помощью алгоритма последовательных приближений со следующими параметрами:

q - число двоичных разрядов квантования;

$U_{АЦП}$ - опорное напряжение аналого-цифрового преобразователя в вольтах.

Все величины времени в модели приведены в дискретах времени, а амплитуды сигналов в дискретах АЦП. Для вычисления отношения сигнал-шум

на выходе процедуры корреляционной обработки по графику ВКФ вычисляются амплитуда импульсной переходной характеристики земной коры A_C и амплитуда шума квантования $A_{Ш}$. Соотношение сигнал-шум вычисляется в децибелах по формуле:

$$C/Ш_{дБ} = 20 \lg \left(\frac{A_C}{A_{Ш}} \right). \quad (4.6)$$

Были вычислены соотношения сигнал-шум после корреляционной обработки сигналов для трех значений разрядности квантования $q = 8; 16$ и 24 . Моделирование проводилось при следующих параметрах М-последовательности: $T_{МП}=2047$, $T_{min}=4$, $\tau_{CP}=2$. На рисунке 3.3 показаны шумы квантования, наблюдаемые на графиках ВКФ, для разных разрядностей квантования. Из графиков видно, что с увеличением разрядности квантования соотношение сигнал-шум повышается, а полученные с помощью модельного эксперимента его значения хорошо согласуются с вычисленными по формуле (3.5). Рост числа импульсов шума при увеличении разрядности квантования происходит за счет увеличения числа интервалов квантования сигнала, что при равномерном распределении шумов квантования приводит к увеличению числа вероятных амплитуд в шуме.

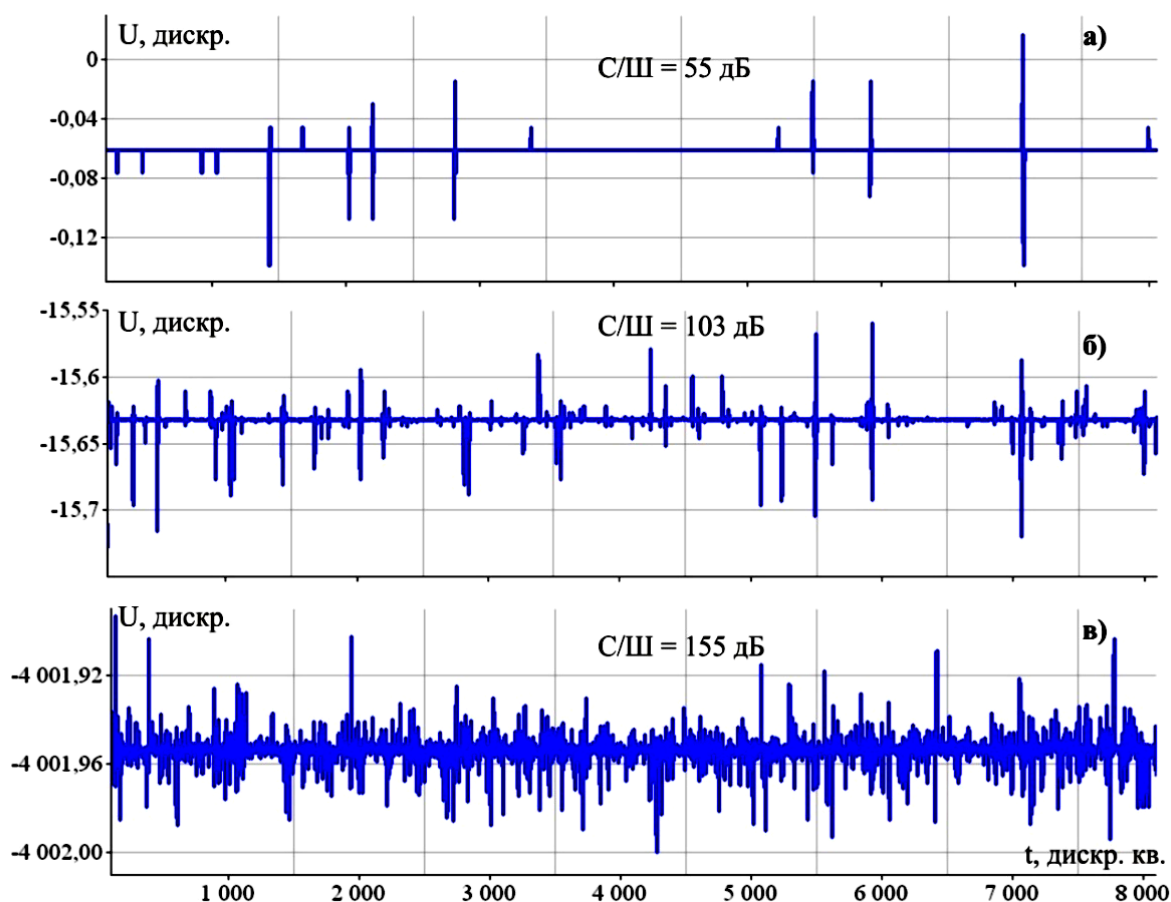


Рисунок 3.3 - Шумы квантования, наблюдаемые на ВКФ, в зависимости от разрядности квантования q : а) $q = 8$; б) $q = 16$; в) $q = 24$

Для определения зависимости шумов квантования от длительности минимального импульса (T_{min}) в зондирующей М-последовательности были вычислены соотношения сигнал-шум для четырех значений $T_{min}=4; 8; 16$ и 32 . Моделирование проводилось при следующих параметрах М-последовательности: $T_{МП}=2047$, $q=16$, $\tau_{CP}=2$. На рисунке 3.4 показаны шумы квантования, наблюдаемые на графиках ВКФ для четырех значений T_{min} . По графикам видно, что изменение длительности минимального импульса (T_{min}) приводит к небольшим колебаниям соотношения сигнал/шум и изменениям формы шумового сигнала.

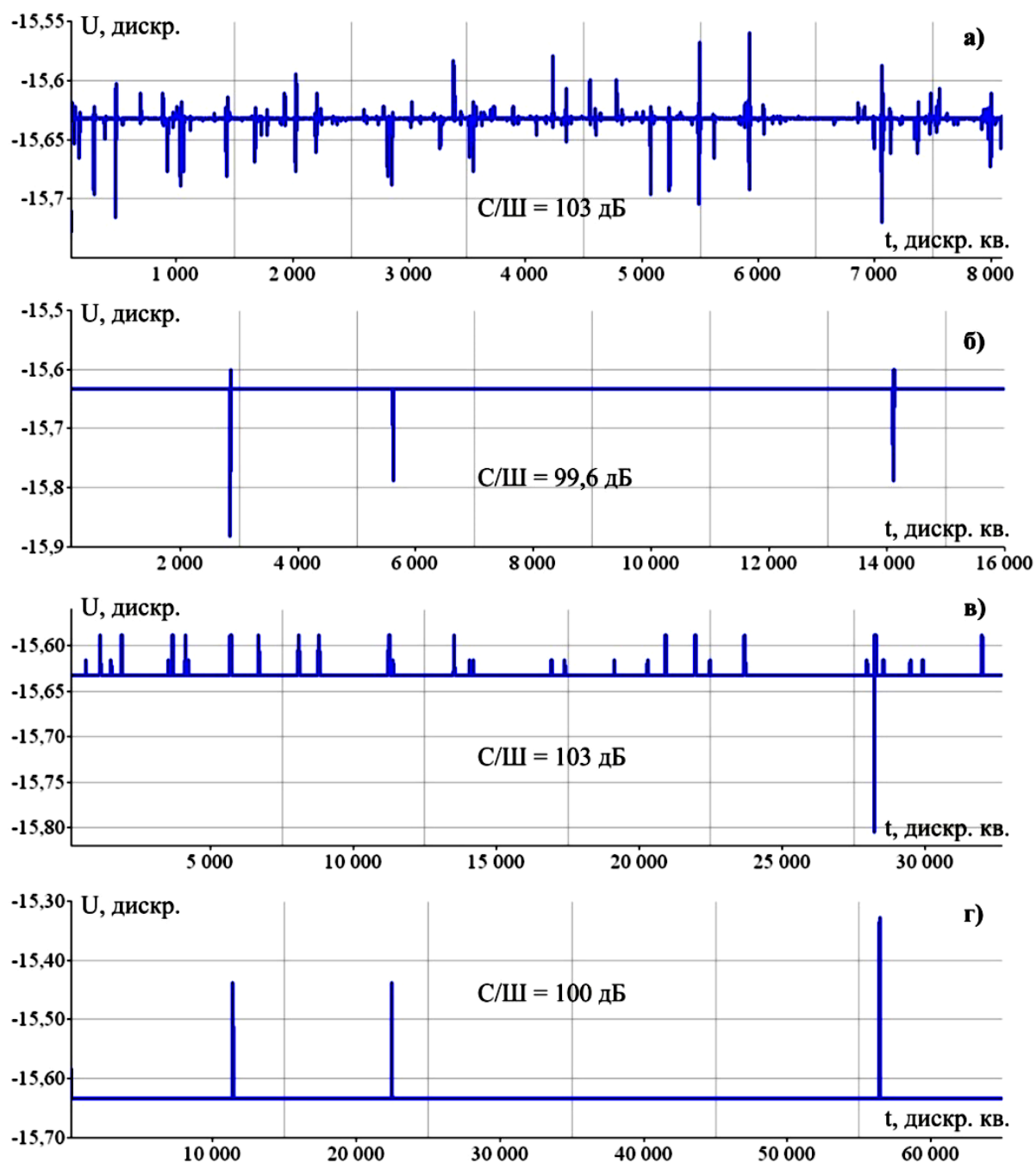


Рисунок 3.4 - Шумы квантования, наблюдаемые на ВКФ при разных длительностях минимального импульса в М-последовательности: а) $T_{min} = 4$; б) $T_{min} = 8$; в) $T_{min} = 16$; в) $T_{min} = 32$

Для вычисления зависимости шумов квантования от длины М-последовательности были вычислены соотношения сигнал-шум для трех значений $T_{МП}=2047$; 4095 и 8191. Моделирование проводилось при следующих параметрах М-последовательности: $T_{min}=4$, $q=16$, $\tau_{CP}=2$. На рисунке 3.5 показаны

шумы квантования, наблюдаемые на графиках ВКФ, для разных длительностей М-последовательностей. По графикам видно, что изменение длительности М-последовательности не оказывает влияния на соотношение сигнал-шум.

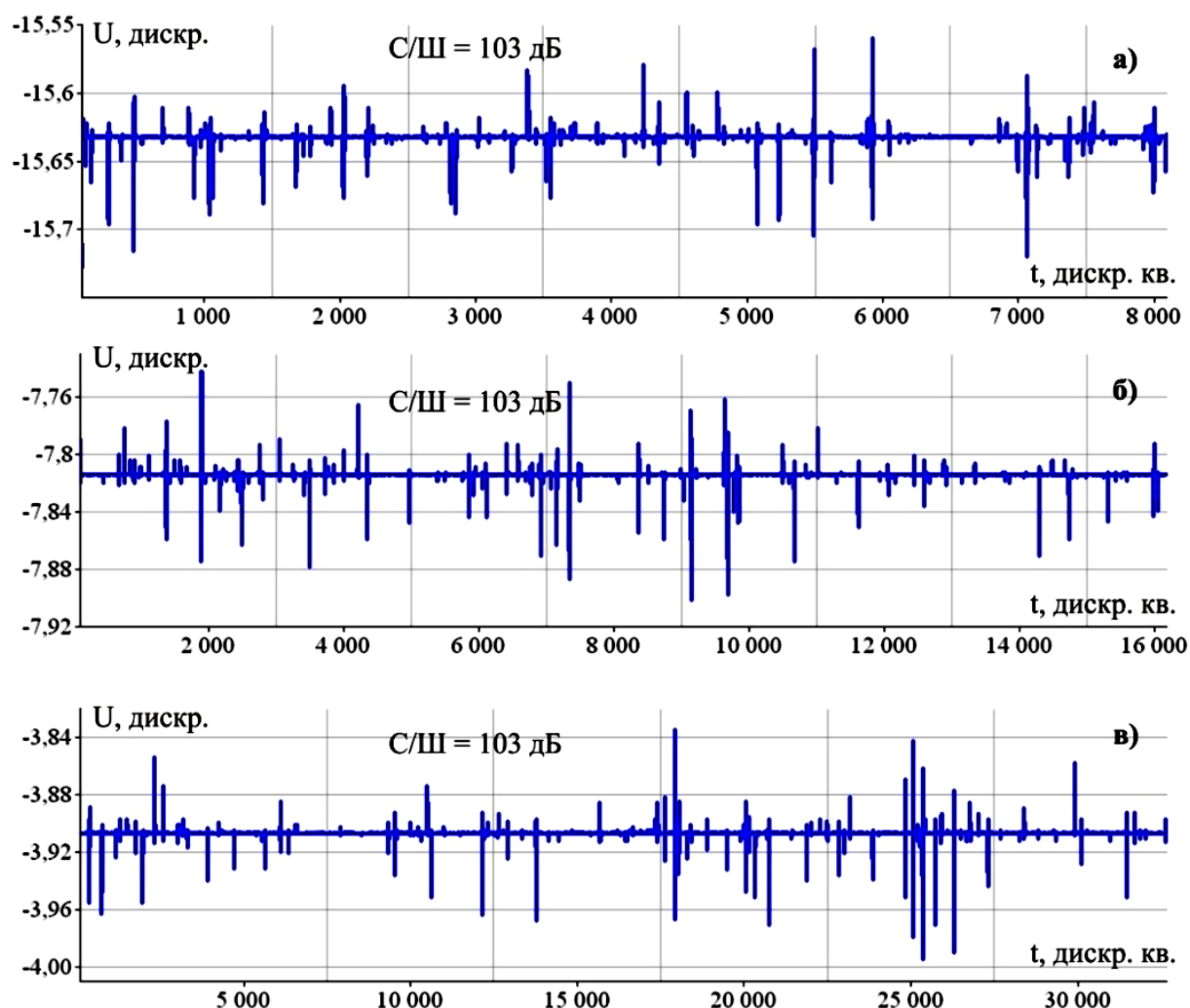


Рисунок 3.5 - Шумы квантования, наблюдаемые на ВКФ при разных длительностях М-последовательностей: а) $T_{МП} = 2047$; б) $T_{МП} = 4095$; в) $T_{МП} =$

8191

Для исследования зависимости шумов квантования от числа накоплений ВКФ были вычислены соотношения сигнал/шум для одного, десяти и ста накоплений. Моделирование проводилось при следующих параметрах М-последовательности: $T_{МП}=2047$, $T_{min}=4$, $\tau_{CP}=2$, $q=16$. На рисунке 3.6 показаны шумы квантования, наблюдаемые на графиках ВКФ в зависимости от числа накоплений ВКФ. Из рисунка видно, что изменение числа накоплений не влияет

на соотношение сигнал/шум. Это обусловлено хорошей синхронизацией измерительной системы и стабильностью формы сигнала, в результате чего функция шума квантования согласно (3.1) становится также периодически повторяющейся с интервалом равным длительности M -последовательности, поэтому процедура накопления не оказывает на нее никакого влияния.

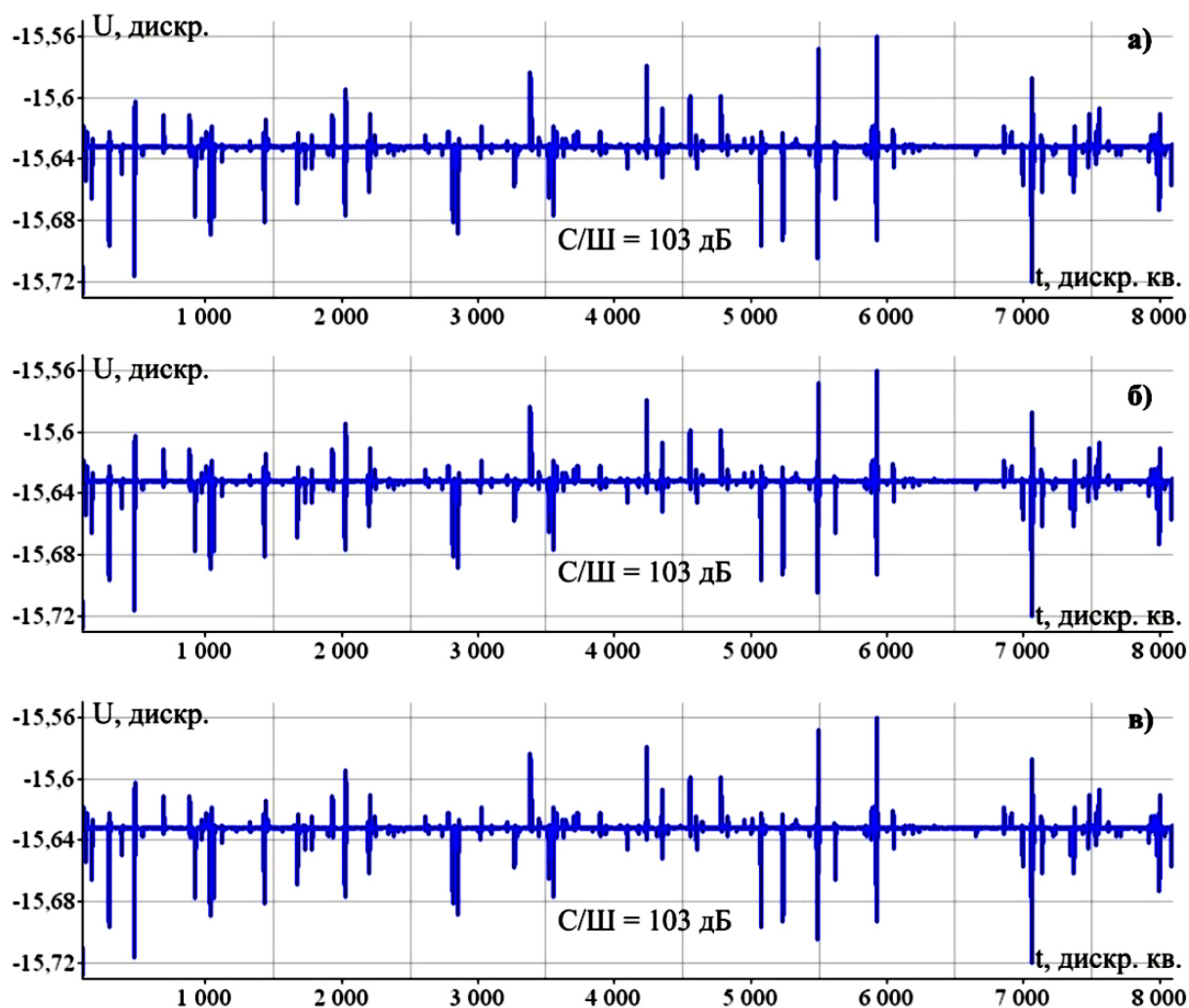


Рисунок 3.6 - Шумы квантования, наблюдаемые на ВКФ в зависимости от числа накоплений ВКФ: а) одно накопление; б) 10-ть накоплений; в) 100 накоплений

Результаты моделирования показывают, что добиться значительного снижения уровня шума квантования можно только за счет увеличения разрядности АЦП измерительного канала.

3.2. Исследование на математических моделях нелинейностей измерительного тракта как причины появления структурных помех

Для моделирования нелинейности измерительного тракта в математическую модель измерительного комплекса ЭРК ШПС было введено нелинейное звено, представляющее собой устройство (блок), для которого зависимость выходного сигнала от входного представляет собой функцию отличную от линейной (степенная, логарифмическая, синусоидальная и т.д.) Такую зависимость называют передаточной характеристикой или функцией преобразования нелинейного звена. Предполагаемые и рассматриваемые при проведении лабораторных экспериментов с ЭРК ШПС характерные для аналоговых схем нелинейности типа «зона нечувствительности», «зона ограничения», а также интегральная нелинейность АЦП относятся к статическим нелинейностям. Такие нелинейности обладают однозначными характеристиками. Однозначность характеристики нелинейного звена означает чувствительность ее только к значениям входной величины (аргументу). При этом выходная величина (функция) не зависит от направления изменения входной (уменьшение или увеличение) и от производных этого изменения (скорости, ускорения и т.д.) [Власов, Аникин, 2006, с. 52].

В зависимости от формы передаточных характеристик различают нелинейные элементы с симметричными и несимметричными характеристиками. Симметричной называется характеристика, не зависящая от направления изменения входной величины, обладающая симметрией относительно начала системы координат, т.е. $F(x) = -F(-x)$. Для несимметричной характеристики это условие не выполняется $F(x) \neq -F(-x)$. В общем случае передаточная характеристика нелинейного звена может обладать сколь угодно сложной формой. Существуют различные подходы к аппроксимации передаточной характеристики нелинейных элементов, встречающихся в

аналоговых и аналого-цифровых схемах электронных устройств. Наибольшей популярностью пользуется метод, основанный на использовании степенных рядов. В этом случае передаточная функция записывается в виде:

$$U_{BbIX}(U_{BX}) = U_{BX} + \sum_{i=2}^N a_i \cdot U_{BX}^i, \quad (3.7)$$

где: U_{BX} – значение сигнала на входе нелинейного звена; U_{BbIX} – значение сигнала на выходе нелинейного звена; $a_1, a_2, \dots, a_N$ – коэффициенты аппроксимирующего полинома; N – порядок полинома.

Большинство нелинейностей, встречающихся в электронных устройствах в первом приближении, можно описать функцией вида:

$$U_{BbIX}(U_{BX}) = a_1 \cdot U_{BX} + a_n \cdot U_{BX}^n, \quad (3.8)$$

где: a_1 и a_n – постоянные коэффициенты; n – показатель степени, принимающий только положительные целочисленные значения начиная с 2.

Возьмем в качестве передаточной характеристики нелинейного звена степенную функцию вида (3.8), которая может быть симметричной или несимметричной. Такой выбор обоснован возможностью представления передаточной характеристики нелинейного звена в виде простой монотонной аналитически записываемой функции. Симметричные степенные функции в большей степени отражают передаточные характеристики аналоговых каскадов, особенно выходных каскадов усиления сигналов. Передаточная характеристика таких устройств как правило имеет зону с пониженной (малой) чувствительностью при малых амплитудах выходных сигналов. Ассиметричные степенные функции лучше подходят для моделирования интегральной нелинейности АЦП. В качестве количественной оценки передаточной характеристики нелинейного звена будем рассматривать максимальное отклонение (ΔNL) его передаточной характеристики от идеальной прямой линии $U_{BbIX}(U_{BX}) = U_{BX}$. Далее рассмотрим методику расчета параметров передаточных характеристик нелинейных звеньев, описываемых симметричными и ассиметричными степенными функциями при заданном значении параметра ΔNL .

Выражение для передаточной характеристики нелинейного звена,

моделируемого симметричной степенной функцией, запишем в виде:

$$U_{B\bar{B}IX}(U_{BX}) = a_1 \cdot U_{BX} + [\text{sign}(U_{BX})]^{q-1} \cdot a_q \cdot U_{BX}^q, \quad (3.9)$$

где U_{BX} – значение сигнала на входе нелинейного звена; $U_{B\bar{B}IX}$ – значение сигнала на выходе нелинейного звена; q – показатель степени; a_1 и a_q – постоянные коэффициенты; $\text{sign}(U_{BX} > 0) = +1$, $\text{sign}(U_{BX} < 0) = -1$, $\text{sign}(U_{BX} = 0) = 0$ – функция, определяющая знак второго слагаемого в выражении (3.9).

С целью упрощения дальнейших расчетов введем нормировку входных и выходных сигналов нелинейного звена, т.е. примем следующие условия:

- функция $U_{B\bar{B}IX}(U_{BX})$ определена на интервале изменения аргумента $-1 \leq U_{BX} \leq 1$;
- значение функции на границах интервала изменения аргумента равно значению аргумента $U_{B\bar{B}IX}(-1) = -1$ и $U_{B\bar{B}IX}(1) = 1$.

Рассмотрим ситуацию, когда показатель степени $q = 3, 5, 7 \dots$ представляет собой целое положительное нечетное число больше единицы. В этом случае выражение (3.9) запишется как:

$$U_{B\bar{B}IX}(U_{BX}) = a_1 \cdot U_{BX} + a_q \cdot U_{BX}^q \quad (3.10)$$

Подставив в (3.10) значения функции ($U_{B\bar{B}IX}$) и аргумента (U_{BX}), принимаемые ими на границах диапазона их изменения, получим:

$$a_1 = 1 - a_q \quad (3.11)$$

Запишем выражение для разности между передаточной характеристикой идеального линейного звена и характеристикой нелинейного звена (3.10):

$$U_{NL}(U_{BX}) = U_{BX} - (a_1 \cdot U_{BX} + a_q \cdot U_{BX}^q), \quad (3.12)$$

Взяв производную от полученной разностной функции (3.12) и приравняв ее к нулю, найдем значение $U_{BXЭ}$, при котором разностная функция будет иметь экстремум, равный по модулю задаваемой величине ΔNL :

$$U_{BXЭ} = \sqrt[q-1]{\frac{1-a_1}{q \cdot a_q}} \quad (3.13)$$

Подставив в (3.13) выражение для a_1 (3.11), получим:

$$U_{BXЭ} = \sqrt[q-1]{\frac{1}{q}}. \quad (3.14)$$

Подставив в (3.12) значение аргумента $U_{BX} = U_{BXЭ}$, вычисленное для точки экстремума (3.14) и приравняв значение функции $U_{NL}(U_{BX})$ заданному значению ΔNL и с учетом (3.11) запишем систему уравнений:

$$\begin{cases} a_1 = 1 - a_q \\ (1 - a_1) \cdot \sqrt[q]{\frac{1}{q}} - a_q \cdot \sqrt[q]{\frac{1}{q}}^q = \Delta NL \end{cases} \quad (3.15)$$

Решив полученную систему уравнений, находим коэффициенты a_q и a_1 :

$$a_q = \frac{q \cdot \sqrt[q]{q}}{q-1} \cdot \Delta NL \quad (3.16)$$

$$a_1 = 1 - \frac{q \cdot \sqrt[q]{q}}{q-1} \cdot \Delta NL \quad (3.17)$$

Рассмотрим передаточную характеристику нелинейного звена (3.9), когда показатель степени $q = 2, 4, 6 \dots$ моделирующей функции представляет собой целое четное положительное число. В этом случае передаточную характеристику нелинейного звена можно записать в виде двух функций:

$$\begin{cases} U_{BIX}(U_{BX}) = a_1 \cdot U_{BX} - a_q \cdot U_{BX}^q; \text{ при } -1 \leq U_{BX} \leq 0 \\ U_{BIX}(U_{BX}) = a_1 \cdot U_{BX} + a_q \cdot U_{BX}^q; \text{ при } 0 \leq U_{BX} \leq 1 \end{cases} \quad (3.18)$$

Так как в совокупности функции (3.18) представляют собой нечетную функцию симметричную относительно начала координат, то коэффициенты a_1 и a_q для этих функций должны быть одинаковыми. В этой ситуации достаточно рассмотреть одну из функций:

$$U_{BIX}(U_{BX}) = a_1 \cdot U_{BX} + a_q \cdot U_{BX}^q \quad (3.19)$$

Выражение (3.19) абсолютно совпадает с выражением (3.10), поэтому формулы для расчета коэффициентов a_1 и a_q для функции, записываемой как (3.18) будут совпадать с формулами (3.16) и (3.17).

На рисунке 3.7 приведен результат моделирования работы нелинейного звена, описываемого симметричной степенной функцией с показателем $q = 3$. Для наглядной демонстрации искажения формы сигнала после прохождения его через нелинейное звено значение параметра ΔNL было задано на уровне 40% от полной шкалы изменения выходного сигнала U_{BIX} .

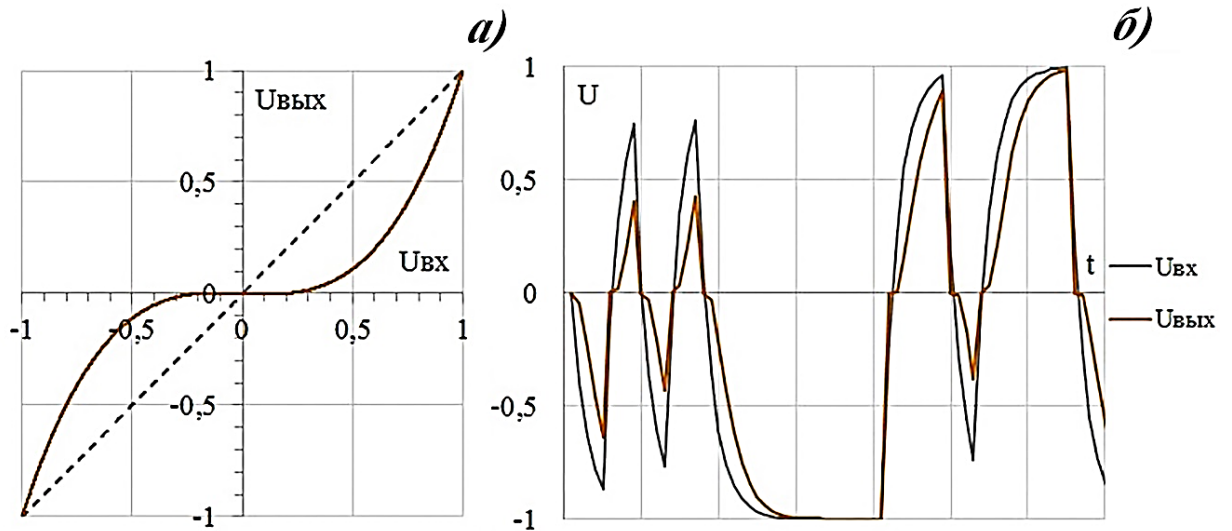


Рисунок 3.7 - Результаты моделирования работы нелинейного звена, описываемого симметричной степенной функцией с показателем $q = 3$: а) график передаточной характеристика нелинейного звена б) графики сигналов на входе (U_{BX}) и выходе (U_{BYX}) нелинейного звена

Далее рассмотрим передаточную характеристику нелинейного звена, описываемую асимметричной степенной функцией, выражение для которой может быть представлено в следующем виде:

$$U_{BYX}(U_{BX}) = -1 + b_1 \cdot (U_{BX} + 1) + b_q \cdot (U_{BX} + 1)^q, \quad (3.20)$$

где U_{BX} – значение сигнала на входе нелинейного звена; U_{BYX} – значение сигнала на выходе нелинейного звена; q – показатель степени; b_1 и b_q – постоянные коэффициенты. Проведя расчеты по аналогии с расчетами для симметричного нелинейного звена, находим коэффициенты b_1 и b_q :

$$b_q = \frac{q \cdot q^{-1} \sqrt[q]{q}}{2^{q \cdot (q-1)}} \cdot \Delta NL \quad (3.21)$$

$$b_1 = 1 - \frac{q \cdot q^{-1} \sqrt[q]{q}}{2 \cdot (q-1)} \cdot \Delta NL \quad (3.22)$$

На рисунке 3.8 приведен результат моделирования работы нелинейного звена, описываемого асимметричной степенной функцией с показателем $q = 2$. Для наглядной демонстрации искажения формы сигнала после прохождения его через нелинейное звено значение параметра ΔNL было задано на уровне 40% от

полной шкалы изменения выходного сигнала $U_{ВЫХ}$.

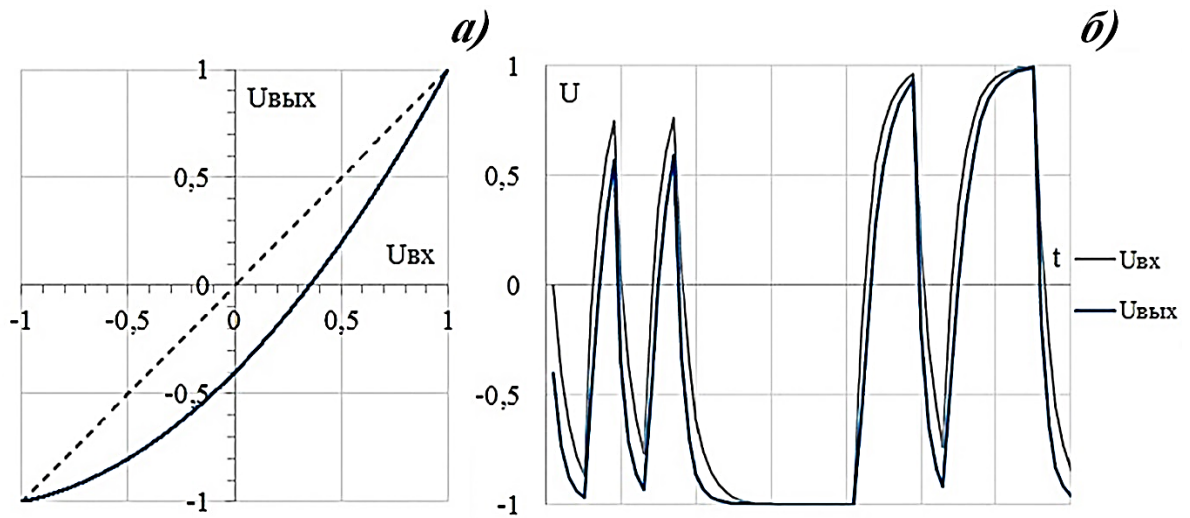


Рисунок 3.8 - Результаты моделирования работы нелинейного звена, описываемого асимметричной степенной функцией с показателем $q = 2$: а) график передаточной характеристика нелинейного звена б) графики сигналов на входе ($U_{ВХ}$) и выходе ($U_{ВЫХ}$) нелинейного звена

Для исследования влияния выше рассмотренных нелинейностей на структурную помеху ШПС был разработан потоковый алгоритм, позволяющий автоматизировать процесс вычисления зависимости соотношения сигнал/помеха ($A_C/A_{П}$) от параметра ΔNL . Под соотношением сигнал/помеха понимается отношение амплитуды максимального пика ВКФ между зондирующей М-последовательностью и моделью отклика среды на эту последовательность к размаху (пик/пик) структурной помехи. Для вычисления каждой точки результирующего графика зависимости соотношения сигнал/помеха ($A_C/A_{П}$) от параметра ΔNL выполнялась следующая последовательность операций:

- генерировалась последовательность зондирующих импульсов с амплитудой ± 1 в виде периодически повторяющейся 11-разрядной М-последовательности с длительностью минимальных импульсов равной n_{min} ;

- вычислялся отклик среды с постоянной времени τ_{CP} на зондирующую последовательность;
- вычислялся выходной сигнал нелинейного звена с передаточной характеристикой в виде степенной функции с показателем степени q и параметром ΔNL при подаче на вход сигнала отклика среды;
- выполнялась корреляционная обработка сигнала с выхода нелинейного звена с последующим накоплением;
- вычислялась амплитуда максимального пика ВКФ (A_C) и размах (пик/пик) структурной помехи (A_{Π}).

В результате были построены зависимости соотношения сигнал/помеха (A_C/A_{Π}) от параметра ΔNL для симметричных и ассиметричных передаточных характеристик, выраженных степенными функциями с показателем степени q при разных постоянных времени модели отклика среды τ_{CP} . Значение ΔNL во всех случаях менялось от 0,001 до 0,1. Постоянная времени среды задавалась равной 0,5; 1,0; 2,0; 4,0 дискрет времени. Для сохранения неизменным диапазона сигнала отклика среды пропорционально с увеличением постоянной времени среды увеличивалась длительность минимальных импульсов в М-последовательности, что эквивалентно увеличению частоты дискретизации сигнала в АЦП. Показатель степени функции, описывающей передаточную характеристику нелинейного звена, был ограничен значениями $q \leq 6$.

На рисунках 3.9 – 3.10 представлены результаты моделирования. Так как амплитуда максимального сигнала после корреляции оставалась неизменной, то соотношение сигнал/помеха отражает динамический диапазон регистрируемого сигнала. На рисунках 3.9 – 3.10 ось ΔNL показана в логарифмическом масштабе.

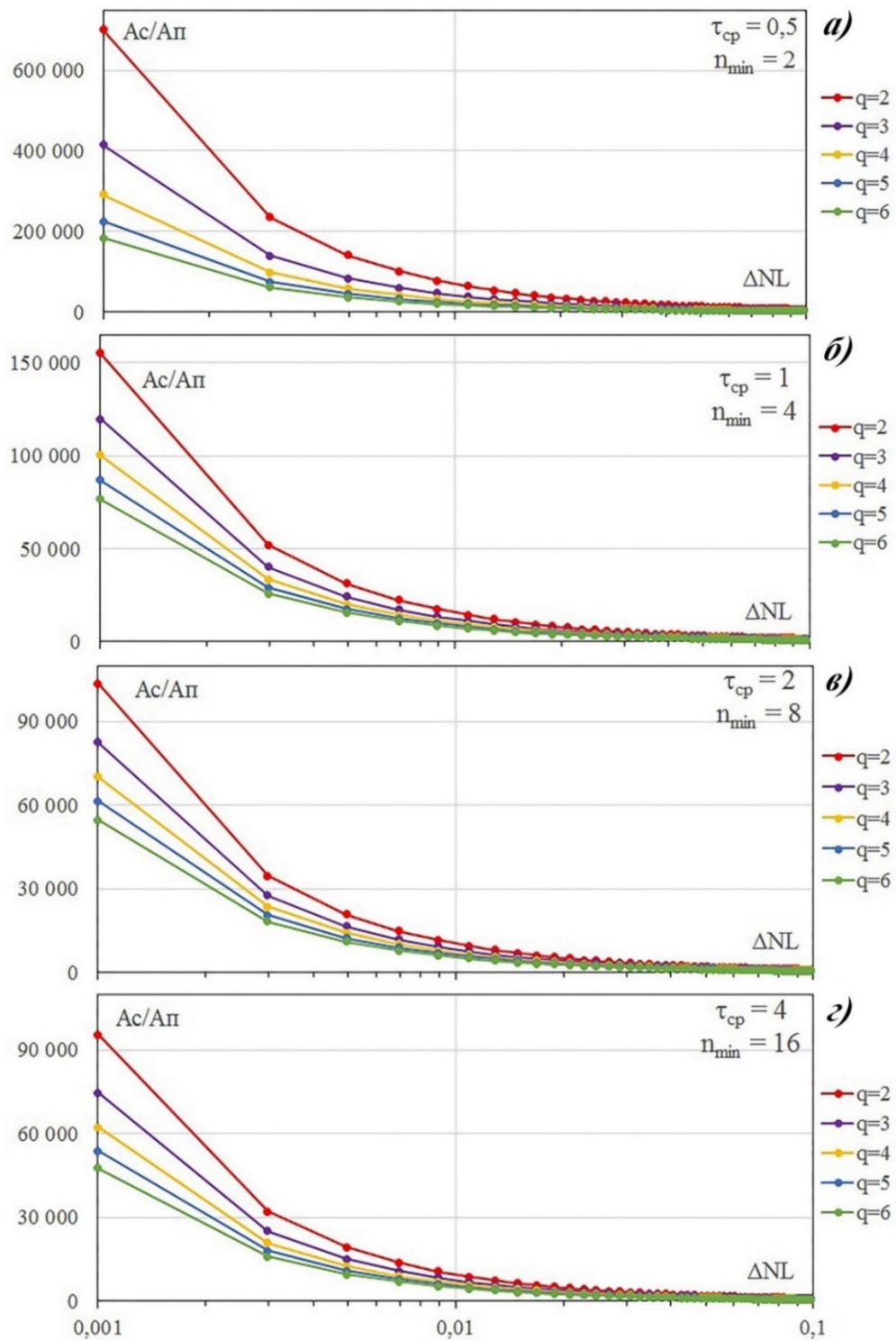


Рисунок 3.9 - Графики зависимости соотношения сигнал/помеха ($A_c/A_{\text{п}}$) от параметра ΔNL для нелинейного звена с симметричной передаточной характеристикой, выраженной степенными функциями с показателем q при разных постоянных времени отклика среды: а) $\tau_{\text{ср}} = 0,5$; б) $\tau_{\text{ср}} = 1$; в) $\tau_{\text{ср}} = 2$; г) $\tau_{\text{ср}} = 4$

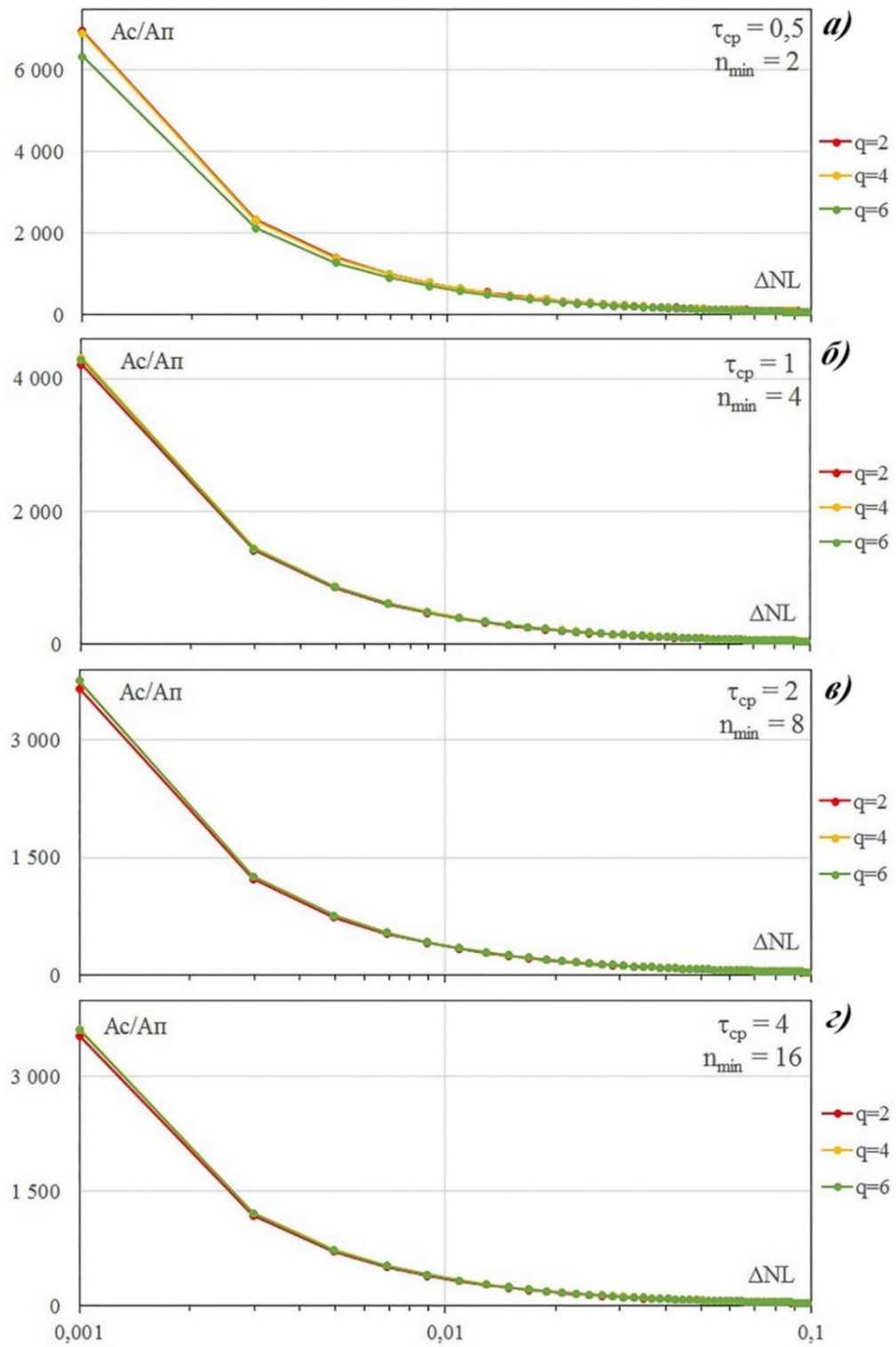


Рисунок 3.10 - Графики зависимости соотношения сигнал/помеха (A_c/A_n) от параметра ΔNL для нелинейного звена с асимметричной передаточной характеристикой, выраженной степенными функциями с показателем q при разных постоянных времени отклика среды: а) $\tau_{cp} = 0,5$; б) $\tau_{cp} = 1$; в) $\tau_{cp} = 2$; г) $\tau_{cp} = 4$

Проведенные исследования показали, что любые статические нелинейности в измерительном тракте являются причиной появления структурных помех. Зависимость отношения сигнал/помеха от параметра нелинейности ΔNL , при неизменности других параметров (τ_{CP} , n_{min} , q), представляет собой функцию вида:

$$A_C/A_{II}(\Delta NL) = k \cdot \Delta NL^{-1} \quad (3.23)$$

где k – постоянный коэффициент, зависящий от других параметров (τ_{CP} , n_{min} , q).

Из графиков, приведенных на рисунках 3.9 – 3.10 видно, что при прочих равных условиях, соотношение сигнал/помеха для нелинейного звена с асимметричной передаточной характеристикой во много раз меньше соотношения сигнал/помеха для нелинейного звена с симметричной характеристикой. Это означает, что соотношение сигнал/помеха зависит не только от параметра нелинейности (ΔNL), но и от формы передаточной характеристики нелинейного звена. Если переходить к реальным аналогово-цифровым преобразователям согласно графиков, представленных на рисунках 3.9 – 3.10 видно, что при нелинейности 0,1% от максимальной амплитуды сигнала и при размахе структурной помехи не превышающем единицы младшего разряда АЦП для симметричной нелинейности динамический диапазон выходного сигнала эквивалентен шкале 16-18 разрядного АЦП, а в случае асимметричной нелинейности шкале 11-13 разрядного АЦП.

Для изучения зависимости структурной помехи от постоянной времени среды при наличии в измерительном канале нелинейного звена были построены графики зависимости соотношения сигнал/помеха от постоянной времени среды для двух граничных значений нелинейности ($\Delta NL = 0,001$ и $\Delta NL = 0,09802$) при симметричной (рисунок 3.11) и асимметричной (рисунок 3.12) передаточных характеристиках нелинейного звена, выраженной степенными функциями с показателем степени q .

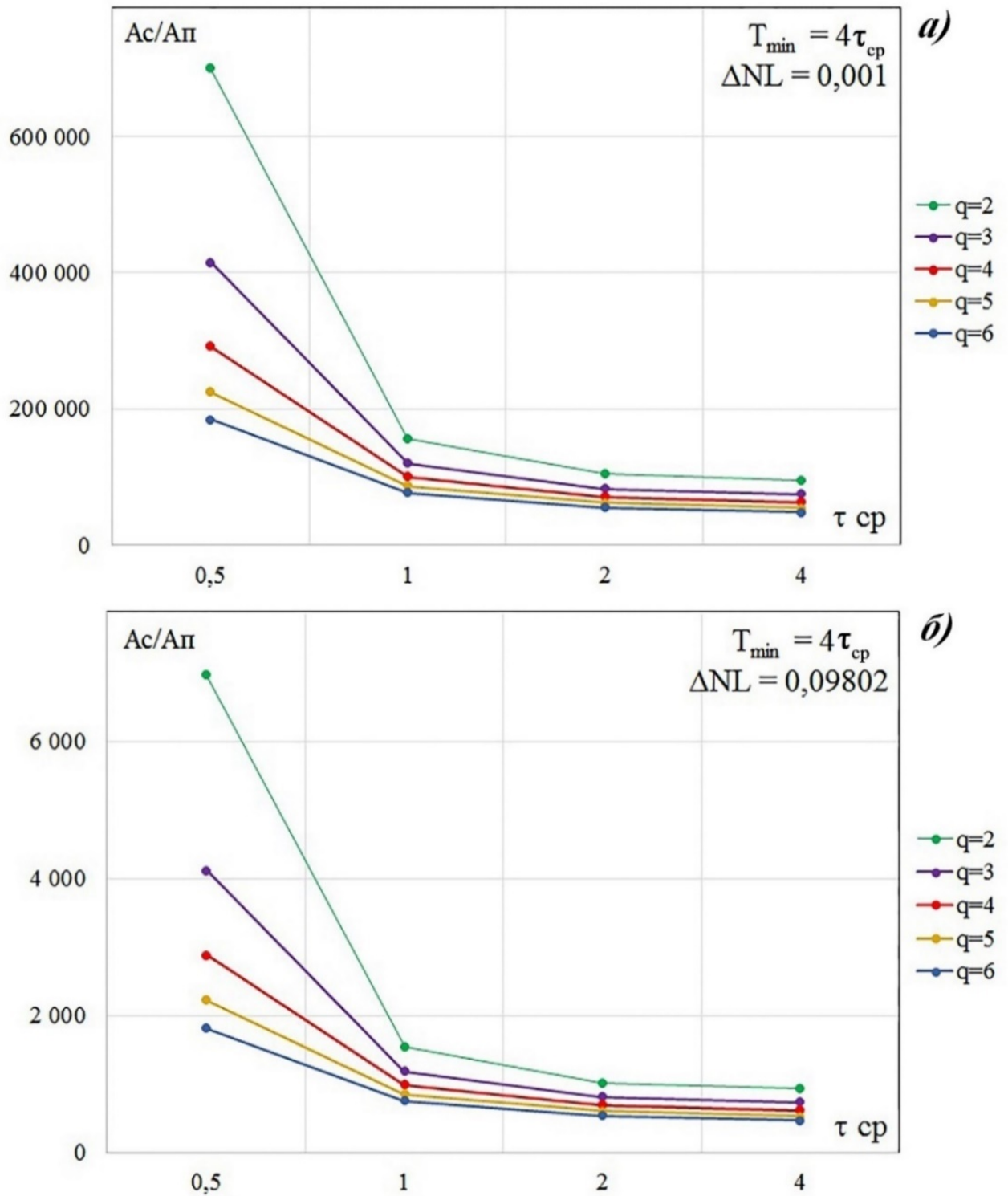


Рисунок 3.11 - Графики зависимости отношения сигнал/помеха (A_c/A_{π}) от постоянной времени модели отклика среды (τ_{cp}) для нелинейного звена с симметричной передаточной характеристикой, выраженной степенными функциями с показателем q для двух значений нелинейности: а) $\Delta NL = 0,001$; б) $\Delta NL = 0,09802$

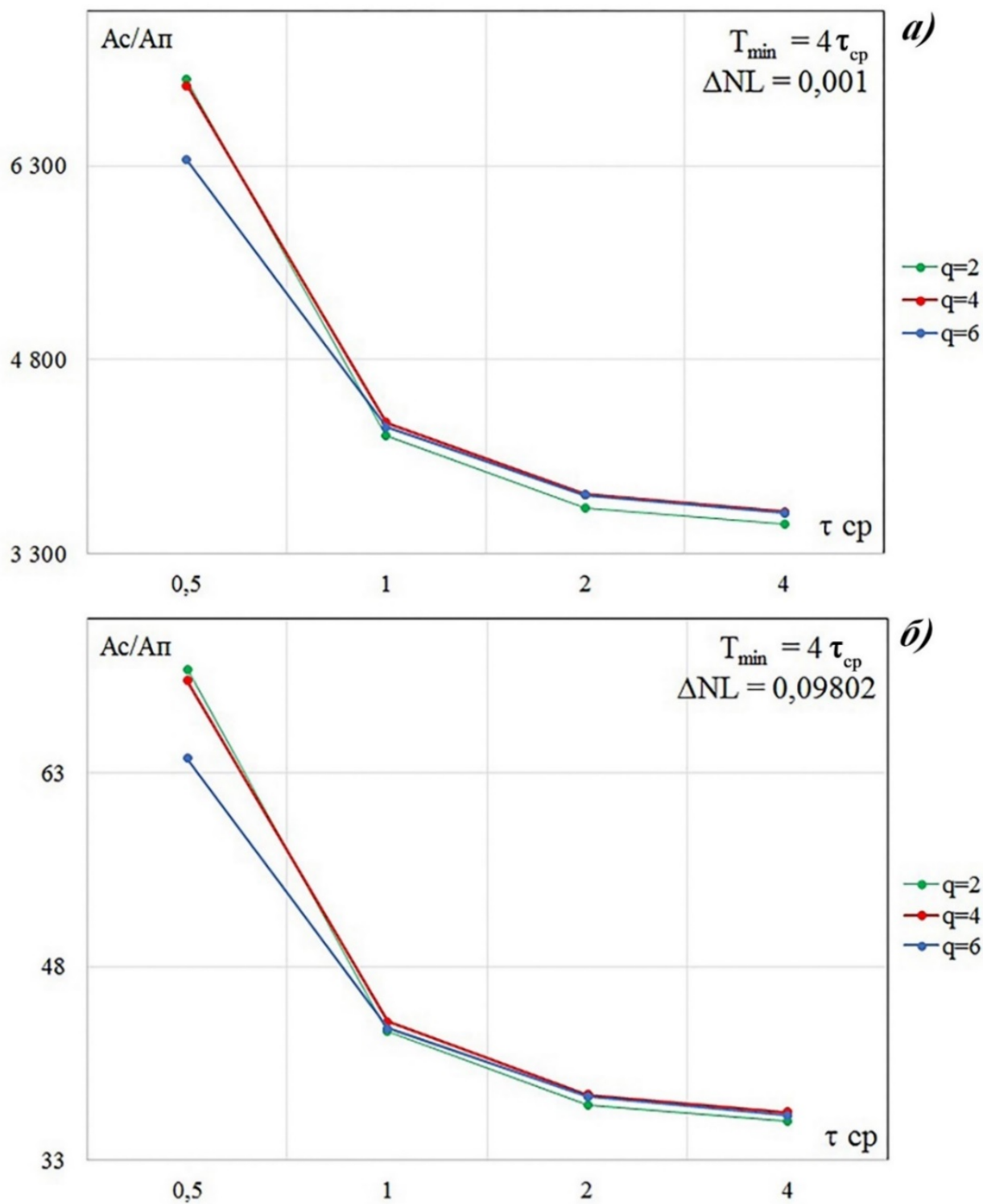


Рисунок 3.12 - Графики зависимости соотношения сигнал/помеха (A_c/A_n) от постоянной времени модели отклика среды ($\tau_{\text{ср}}$) для нелинейного звена с асимметричной передаточной характеристикой, выраженной степенными функциями с показателем q для двух значений нелинейности: а) $\Delta NL = 0,001$; б) $\Delta NL = 0,09802$

Графики на рисунках 3.11 – 3.12 показывают, что зависимость соотношения сигнал/помеха от постоянной времени среды имеет четко выраженный спадающий характер. Причем скорость спада по мере увеличения увеличения постоянной времени среды быстро уменьшается. Для нелинейности выраженной ассиметричной функцией (рис. 3.12) изменения соотношения сигнал/помеха имеют более плавный характер.

Так как в экспериментах, изменение постоянной времени среды сопровождалось кратным увеличением длительности минимального импульса в М-последовательности, что эквивалентно изменению частоты дискретизации в реальной измерительной системе можно сделать вывод о том, что при увеличении частоты дискретизации влияние нелинейности на измеряемый сигнал возрастает.

Для оценки влияния нелинейностей вида «зона нечувствительности», характерных для аналоговых схем, на структурную помеху ШПС была реализована соответствующая математическая модель нелинейного звена. График передаточной функции такого звена представлен на рисунке 3.13.

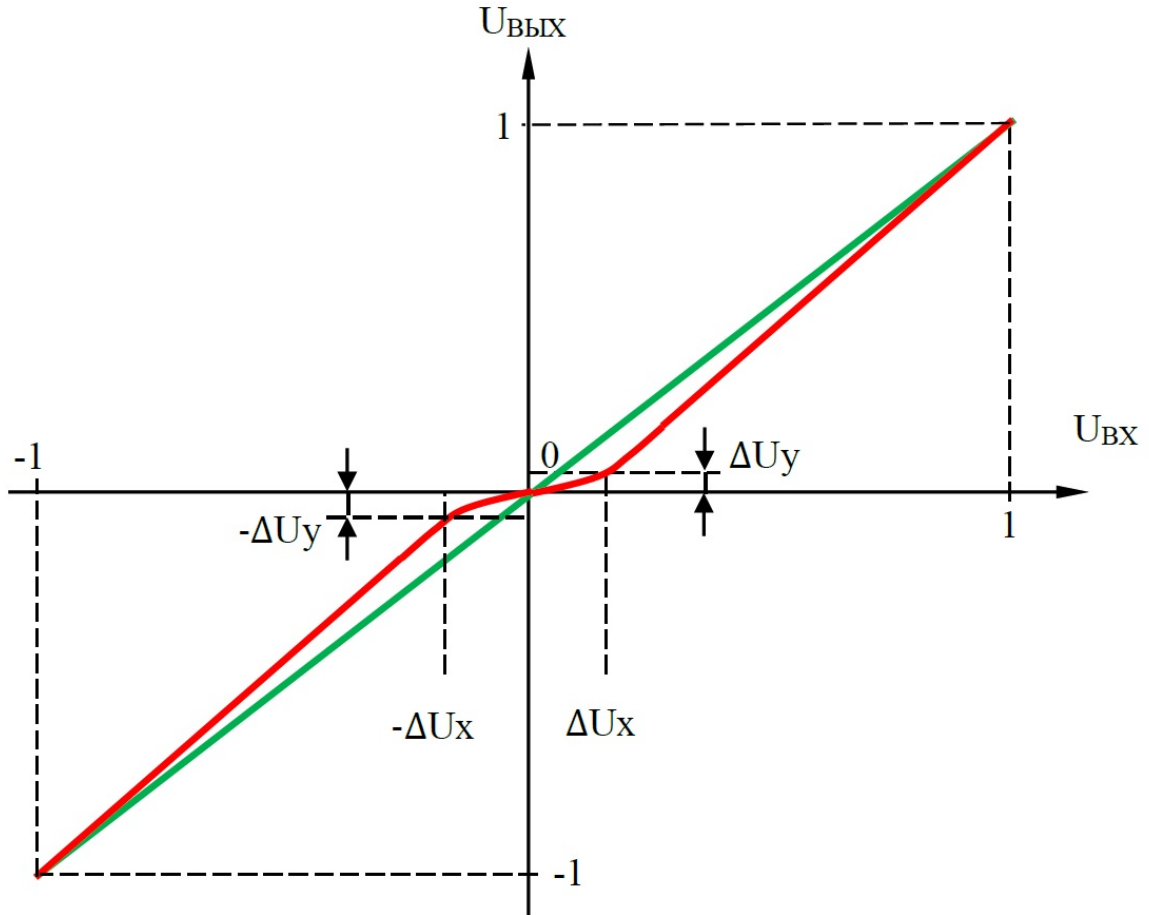


Рисунок 3.13 - График передаточной функции для нелинейности типа “зона нечувствительности” (красная линия) где: $[-\Delta U_x, \Delta U_x]$ - зона нечувствительности; $-\Delta U_y, \Delta U_y$ – значения передаточной функции на границах зоны нечувствительности

Аппроксимация передаточной характеристики выполнялась тремя функциями. Зона нечувствительности $[-\Delta U_x, \Delta U_x]$ аппроксимировалась степенной функцией (3.19). Так как в (3.19) степенная функция определялась на интервале $[-1, 1]$, то было выполнено ее масштабирование в область зоны нечувствительности:

$$U_{ВЫХ}(U_{ВХ}) = (a_1 \cdot \frac{U_{ВХ}}{\Delta U_x}) + (\text{sign}(U_{ВХ})^{q-1} \cdot (a_q \cdot (\frac{U_{ВХ}}{\Delta U_x})^q)) \cdot \Delta U_x, \quad (4.23)$$

где ΔU_x - масштабирующий коэффициент. Коэффициенты a_1 и a_q вычислялись по формулам (3.16) и (3.17) соответственно. При данных коэффициентах передаточная функция на границе зоны нечувствительности будет равна

значению аргумента. Для уменьшения диапазона изменения передаточной функции в зоне нечувствительности был введен масштабирующий коэффициент 3. В этом случае передаточная функция на границах зоны нечувствительности будет принимать значения:

$$U_{BbIX}(\Delta Ux) = \frac{\Delta Ux}{3} = \Delta Uy, \quad U_{BbIX}(-\Delta Ux) = \frac{-\Delta Ux}{3} = -\Delta Uy \quad (3.24)$$

В результате функция (4.24) примет вид:

$$U_{BbIX}(U_{BX}) = (a_1 \cdot \frac{U_{BX}}{\Delta Ux}) + (sign(U_{BX})^{q-1} \cdot (a_q \cdot (\frac{U_{BX}}{\Delta Ux})^q)) \cdot \frac{\Delta Ux}{3} \quad (3.25)$$

На линейных участках передаточная характеристика аппроксимировалась прямыми, проходящими через точки с координатами (-1,-1) и (- ΔUx , - ΔUy) в отрицательной области и точками с координатами (1,1) и (ΔUx , ΔUy) в положительной области. Всю передаточную функцию для нелинейности типа “зона нечувствительности” можно записать в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} U_{BbIX}(U_{BX}) = \frac{(U_{BX} + \Delta Ux) \cdot (-1 + \Delta Uy)}{(-1 + \Delta Ux)} - \Delta Uy, & U_{BX} \in [-1, -\Delta Ux] \\ U_{BbIX}(U_{BX}) = (a_1 \cdot \frac{U_{BX}}{\Delta Ux}) + (sign(U_{BX})^{q-1} \cdot (a_q \cdot (\frac{U_{BX}}{\Delta Ux})^q)) \cdot \frac{\Delta Ux}{3}, & U_{BX} \in [-\Delta Ux, \Delta Ux] \\ U_{BbIX}(U_{BX}) = \frac{(U_{BX} - \Delta Ux) \cdot (1 - \Delta Uy)}{(1 - \Delta Ux)} + \Delta Uy, & U_{BX} \in [\Delta Ux, 1] \end{cases} \quad (3.26)$$

Такая передаточная функция будет иметь максимум отклонения от линейного закона на границах зоны нечувствительности. Максимальное значение нелинейности ΔNL для данной функции можно вычислить по формуле:

$$\Delta NL = \Delta Ux - \frac{\Delta Ux}{3} = \Delta Ux - \Delta Uy \quad (3.27)$$

В процессе моделирования было замечено, что импульсы структурной помехи, вызванные нелинейностью вида «зона нечувствительности» имеет четко выраженный колебательный характер. На рисунке 3.14 приведен график одного импульса структурной помехи полученной для зоны нечувствительности $\pm 0,00014$. Такая форма структурных помех наблюдалась также при проведении лабораторных и полевых экспериментов с макетными образцами ЭРК ШПС. Таким образом можно говорить о том, что в измерительном комплексе ЭРК ШПС рассмотренные выше нелинейности могут являться источниками структурных помех.

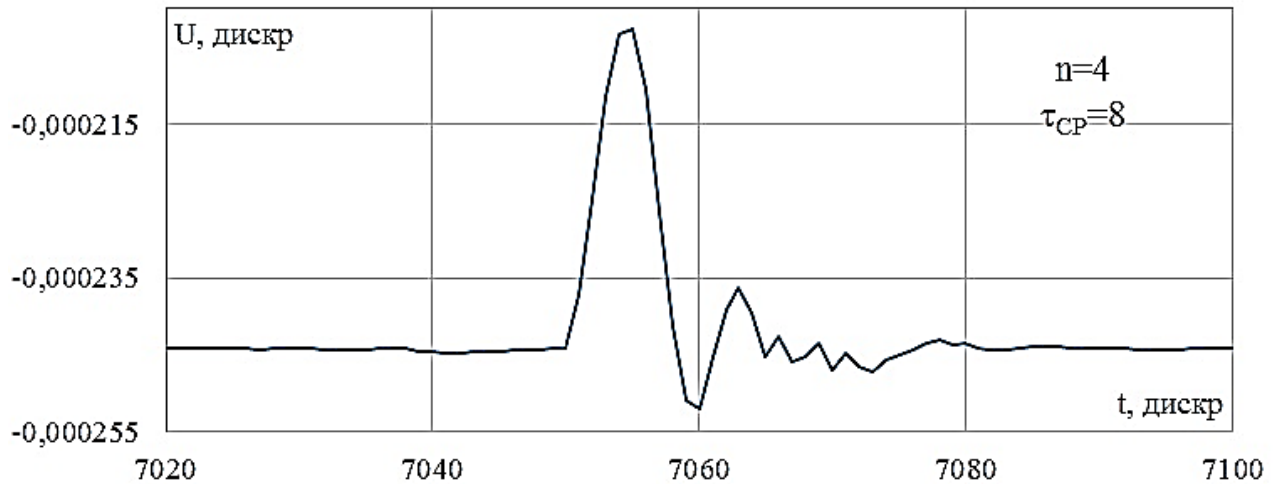


Рисунок 3.14 - График импульса структурной помехи, полученный при прохождении сигнала отклика среды через нелинейное звено вида «зона нечувствительности»

Так как в реальной измерительной аппаратуре присутствуют нелинейности различных видов, для сравнения результатов моделирования с результатами лабораторных экспериментов [Копылов, 2016; Копылов, 2016 а] был проведен эксперимент, оценивающий суммарное влияние нескольких типов нелинейности на структурную помеху ШПС. В эксперименте сигнал отклика среды последовательно проходил через два нелинейных звена. В качестве первого звена было выбрано нелинейное звено вида “зона нечувствительности”. В качестве второго звена была выбрана нелинейность, имитирующая интегральную нелинейность АЦП. В связи с особенностью схемной реализации применяемых микросхем АЦП, передаточную характеристику АЦП можно представить в виде ассиметричной степенной функции, вычисляемой по формуле (3.20). Длительность минимального импульса М-последовательности T_{min} при моделировании выбиралась равной $0,5 \cdot \tau_{ср}$ как и в лабораторном эксперименте. Зона нечувствительности ($\pm \Delta U_x$) для первого звена и параметр нелинейности ΔNL для второго звена выбиралась таким образом, чтобы при максимальной амплитуде сигнала отклика среды обеспечивалось соотношение сигнал/помеха на уровне 5900-6500, соответствующее результатам лабораторных экспериментов. Амплитуда подаваемого на вход сигнала

изменялся в диапазоне от 0,1 до 1,0 с шагом 0,05. Результат моделирования представлен на рисунке 3.15.

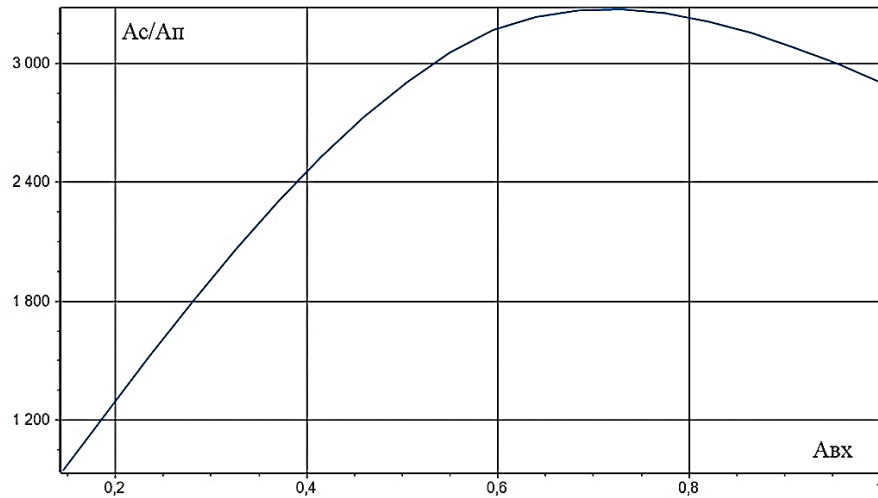


Рисунок 3.15 - График зависимости отношения сигнал/помеха ($A_c/A_{\text{п}}$) от амплитуды сигнала отклика среды при последовательном включении нелинейных звеньев вида “зона нечувствительности” и интегральной нелинейности АЦП

На графике 3.15 прослеживается сходство характера изменения отношения сигнал/помеха соответствующего результатам лабораторного эксперимента. Таким образом можно говорить о том, что в измерительном комплексе ЭРК ШПС рассмотренные выше нелинейности могут являться источниками структурных помех.

3.3. Моделирование проникающих в измерительный тракт цифровых сигналов, как источника появления структурных помех

С целью оценки влияния помех, возникающих в измерительном тракте ЭРК ШПС от работы цифровых схем на появляющиеся после корреляционной обработки сигналов структурные помехи, была разработана модель, представляющая проникающие цифровые помехи как результат прохождения управляющих цифровых сигналов формирователя М-последовательности через

паразитную дифференцирующую RC-цепь. Цифровой сигнал представлен в виде импульсов трапецеидальной формы, имеющих разные по длительности фронт и спад. На рисунке 3.16 приведены временные диаграммы цифрового сигнала и вызываемой им помехи.

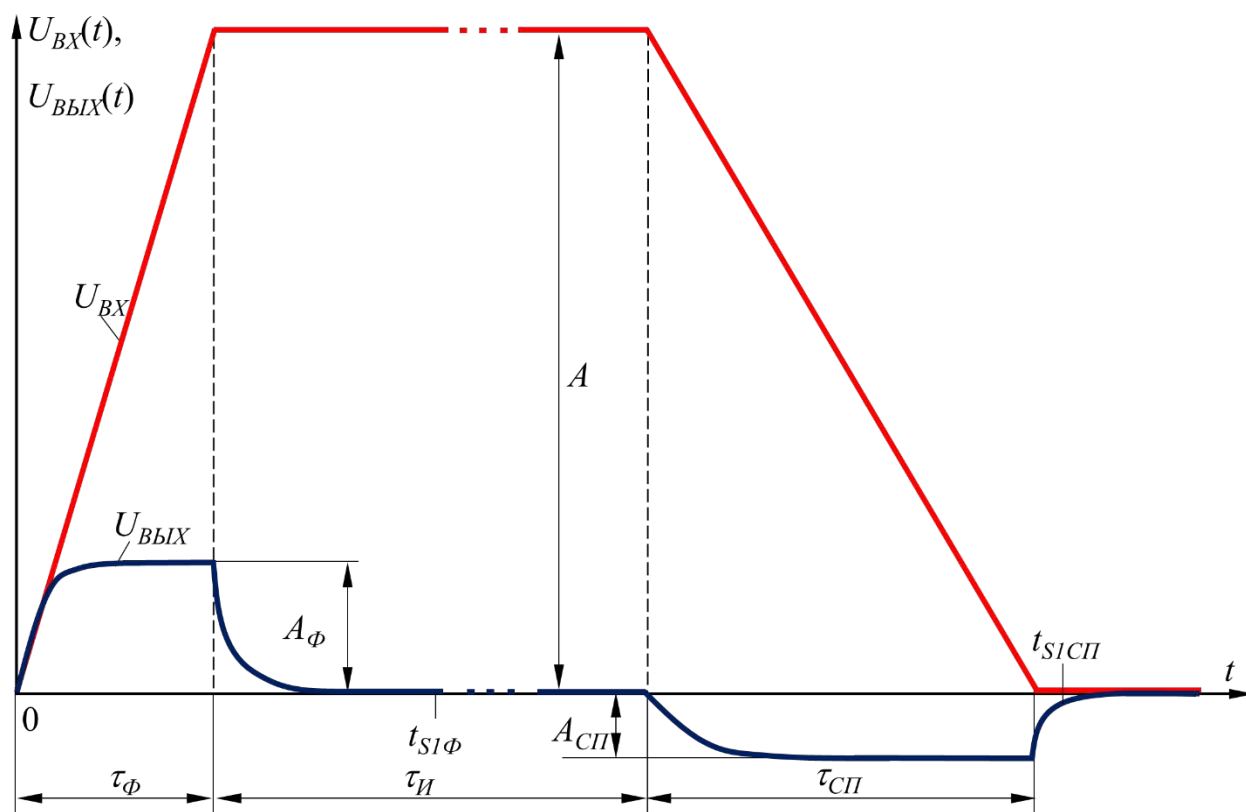


Рисунок 3.16 - Временная диаграмма модели помехи (синяя линия) вызванной проникновением через паразитную дифференцирующую RC - цепь цифрового сигнала (красная линия): U_{BX} – цифровой сигнал, поступающий на вход паразитной дифференцирующей RC - цепи; $U_{ВЫХ}$ – сигнал на выходе паразитной дифференцирующей RC - цепи; A – амплитуда цифрового сигнала; A_ϕ – амплитуда на выходе RC-цепи в конце фронта нарастания цифрового сигнала; $A_{CП}$ – амплитуда на выходе RC – цепи в конце спада цифрового сигнала; τ_ϕ – длительность фронта цифрового сигнала; $\tau_{CП}$ – длительность спада цифрового сигнала; τ_H – длительность импульса цифрового сигнала; $t_{S1Ф}$ – время начала первой выборки, отсчитываемое от начала фронта цифрового сигнала; $t_{S1CП}$ – время начала первой выборки, отсчитываемое от начала спада цифрового сигнала

Рассмотрим работу алгоритма вычисления цифровой проникающей помехи. Как видно из рисунка 3.16 проникающая помеха представляет собой реакцию дифференцирующей RC-цепи на трапецеидальный импульс с разными длительностями фронта и спада. Переходная характеристика RC-цепи записывается в виде:

$$h(t) = e^{-\frac{t}{\tau_{RC}}}, \quad (3.28)$$

где τ_{RC} – постоянная времени дифференцирующей RC-цепи. На интервале нарастания и спада цифровой сигнал (U_{BX}) можно записать в виде:

$$U_{BX}(t) = \begin{cases} t \cdot \frac{A}{\tau_{\Phi}}, & t \in [0, \tau_{\Phi}] \\ t \cdot \frac{-A}{\tau_{СП}}, & t \in [\tau_{\Phi}, \tau_{СП}] \end{cases}, \quad (3.29)$$

где A – амплитуда цифрового сигнала; τ_{Φ} – длительность фронта цифрового сигнала; $\tau_{СП}$ – длительность спада цифрового сигнала.

Для вычисления уровня помехи (A_{Φ}) на выходе RC-цепи в момент окончания фронта цифрового сигнала воспользуемся формулой:

$$A_{\Phi} = \int_0^{\tau_{\Phi}} U_{BX}'(\tau) \cdot h(\tau_{\Phi} - \tau) d\tau \quad (3.30)$$

Уровень помехи на выходе RC-цепи в момент окончания спада цифрового сигнала ($A_{СП}$) вычислим по формуле:

$$A_{СП} = \int_0^{\tau_{СП}} U_{BX}'(\tau) \cdot h(\tau_{СП} - \tau) d\tau \quad (3.31)$$

Измерительная аппаратура сконструирована таким образом, что моменты выборки сигнала в АЦП находятся за пределами фронта и спада цифрового сигнала. Все выборки сигнала выполняются на интервале $\tau_{И}$ (рис. 4.16). Вычислив интегралы (3.30) и (3.31) на данном интервале сигнал на выходе RC-цепи можно записать следующим образом:

$$U_{ВЫХ}(t) = \begin{cases} A_{\Phi} \cdot e^{-\frac{t-\tau_{\Phi}}{\tau_{RC}}}, & t \in [\tau_{\Phi}, \tau_{\Phi} + \tau_{И}] \\ A_{СП} \cdot e^{-\frac{t-\tau_{СП}}{\tau_{RC}}}, & t \in [\tau_{СП}, \tau_{СП} + \tau_{И}] \end{cases}. \quad (3.32)$$

Сигнал отклика среды на зондирующую М-последовательность, осложненный пролезающей помехой, вычисляется как сумма сигнала отклика среды с

сигналом проникающей помехи (3.32). Из (3.32) видно, что амплитуда проникающей цифровой помехи зависит от двух параметров: длительности фронта (спада) цифрового сигнала и постоянной времени RC-цепи. Рассмотрим влияние этих параметров на структурную помеху. Все временные параметры в модели задаются в дискретах времени. Для перехода к реальным физическим параметрам период дискретизации сигнала принят равным 18,3105 мкс, что соответствует периоду дискретизации сигналов в макетном образце ЭРК ШПС. Максимальный уровень сигнала на входе модели прием равным ± 1 . С учетом того, что амплитуда цифрового сигнала составляет примерно четвертую часть от шкалы АЦП, применяющегося в ЭРК ШПС, амплитуда цифрового управляющего сигнала A принята равной 0,5. Для лучшего прописывания сигнала использовались следующие значения параметров отклика среды на зондирующую М-последовательность: длительность минимального импульса М-последовательности равнялась четырем постоянным времени отклика среды; разрядность М-последовательности равнялась 11; число накоплений ВКФ равнялось 12.

Для оценки влияния длительности фронта цифрового сигнала на структурную помеху ШПС вычислялась зависимость соотношения сигнал/помеха (A_C/A_P) от длительности фронта цифрового сигнала при фиксированных значениях длительности спада цифрового сигнала и постоянной времени RC-цепи. Под соотношением сигнал/помеха понимается отношение амплитуды максимального пика ВКФ между зондирующей М-последовательностью и моделью отклика среды на эту последовательность к размаху (пик/пик) структурной помехи. Длительность фронта цифрового сигнала менялась в интервале от 0,000546 до 0,0546, что при выбранном периоде дискретизации соответствует интервалу от 10 нс до 1 мкс. Длительность спада цифрового сигнала принималась равной 0,00273, что соответствует 50 нс. Постоянная времени RC-цепи принималась равной 0,1 (примерно 1,8 мкс). На рисунке 3.17 приведены результирующие графики зависимости амплитуды структурной помехи (A_P) и соотношения сигнал/помеха (A_C/A_P) от длительности

фронта (τ_ϕ) цифрового сигнала. Согласно рис. 3.17 увеличение разницы между длительностью фронта и спада цифрового сигнала приводит к росту амплитуды структурной помехи и уменьшению соотношения сигнал/помеха. При равенстве длительностей фронта и спада цифрового сигнала амплитуда структурной помехи стремится к нулю, то есть положительная и отрицательная части пролезающей помехи полностью компенсируют друг друга.

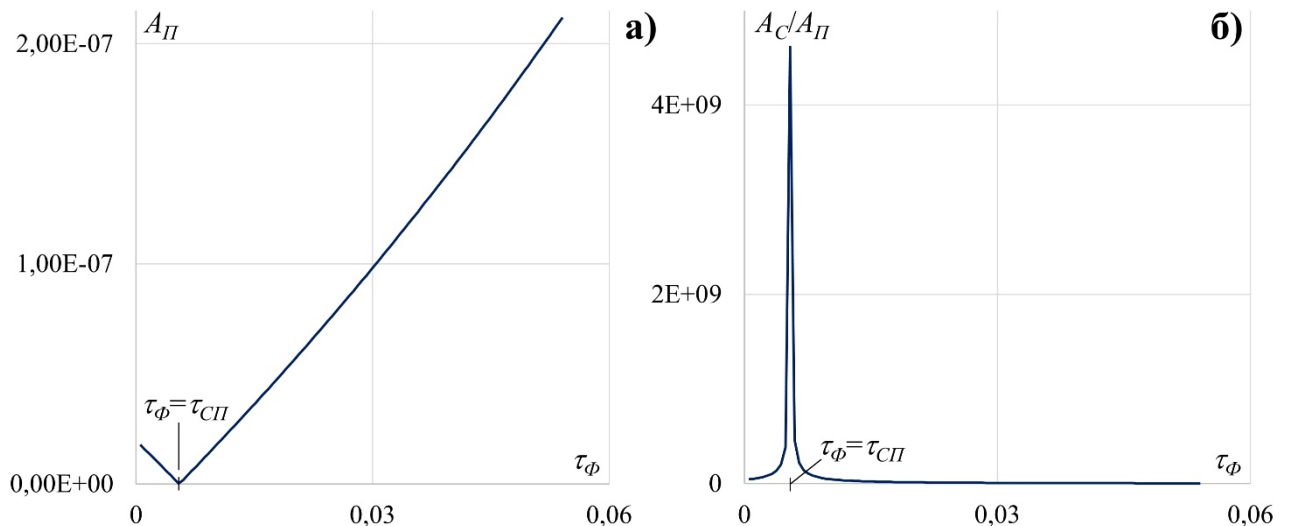


Рисунок 3.17 - Графики зависимости амплитуды структурной помехи (A_Π) - а) и соотношения сигнал/помеха ($A_С/A_\Pi$) – б) от длительности фронта (τ_ϕ) цифрового сигнала

Для изучения зависимости амплитуды структурной помехи от амплитуды проникающей помехи введем параметр, показывающий разницу по модулю между отрицательной и положительной амплитудами проникающей помехи:

$$A_{\text{цп}} = ||A_\phi| - |A_{СП}|| \quad (3.33)$$

Параметр $A_{\text{цп}}$ рассматривался при изменяющейся длительности фронта цифрового сигнала и фиксированных длительности среза цифрового сигнала и постоянной времени RC-цепи. Длительность фронта цифрового сигнала менялась в интервале от 0,000546 до 0,0546, что соответствует интервалу от 10 нс до 1 мкс. Длительность спада цифрового сигнала принималась равной 0,00273, что соответствует 50 нс. Постоянная времени RC-цепи принималась равной 0,1 (примерно 1,8 мкс). На рисунке 3.18 приведены графики зависимости

амплитуды структурной помехи и соотношения сигнал/помеха от параметра $A_{цп}$. Из рисунка 3.18 видно, что увеличение значения параметра $A_{цп}$ приводит к росту амплитуды структурной помехи и уменьшению соотношения сигнал/помеха, при этом, зависимость амплитуды структурной помехи от изменения параметра $A_{цп}$ почти линейна.

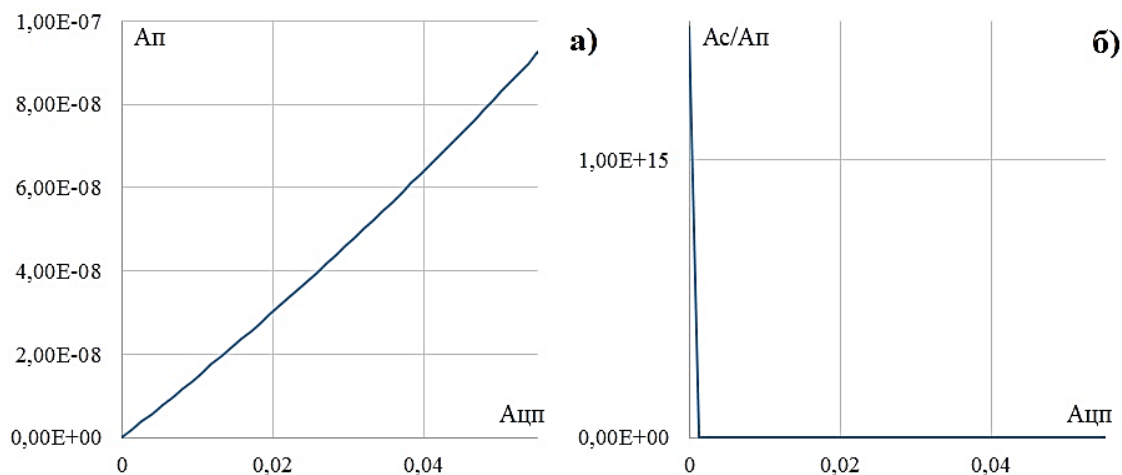


Рисунок 3.18 - Графики зависимости амплитуды структурной помехи ($A_{п}$) - а) и соотношения сигнал/помеха ($A_{с}/A_{п}$) – б) от параметра $A_{цп}$ при изменении длительности фронта ($\tau_{ф}$) цифрового сигнала

Для оценки влияния постоянной времени RC-цепи на структурную помеху ее значение менялось в интервале от 0,001 до 1, что при выбранном периоде дискретизации соответствует интервалу от 18 нс до 18 мкс. Длительность фронта цифрового сигнала принималась равной 0,0273, что соответствует 50 нс. Длительность спада цифрового сигнала принималась равной 0,00273, что соответствует 500 нс. На каждом шаге вычислялись: зависимость соотношения сигнал/помеха ($A_{с}/A_{п}$), амплитуда структурной помехи ($A_{п}$) и разница по модулю между положительным и отрицательным уровнем проникающей помехи ($A_{цп}$). На рисунке 3.19 приведены полученные графики зависимости амплитуды структурной помехи и соотношения сигнал/помеха от постоянной времени RC-цепи. Согласно рис. 3.19 при увеличении постоянной времени RC-цепи амплитуда структурной помехи растет. На рисунках 3.19 в) и г) приведены фрагменты графика 3.19 б) в увеличенном масштабе. Видно, что при достаточно

малой постоянной времени RC-цепи амплитуда структурной помехи стремится к некоторой малой величине и при дальнейшем уменьшении практически не меняется. Это обусловлено тем, что при малой величине постоянной времени RC-цепи амплитуды A_Φ и $A_{СП}$ (рис 3.19) практически не зависят от длительности фронта (спада) цифрового сигнала и стремятся к его амплитуде. Разница уровней проникающей помехи в момент первой выборки (после фронта и среза) определяется степенью удаленности времени первой выборки ($t_{SI\Phi}$, $t_{SI\overline{CP}}$) от времени окончания фронта или среза цифрового сигнала соответственно. При этом разница уровней проникающей помехи остается постоянной, что приводит к появлению горизонтального участка графика 3.19 в).

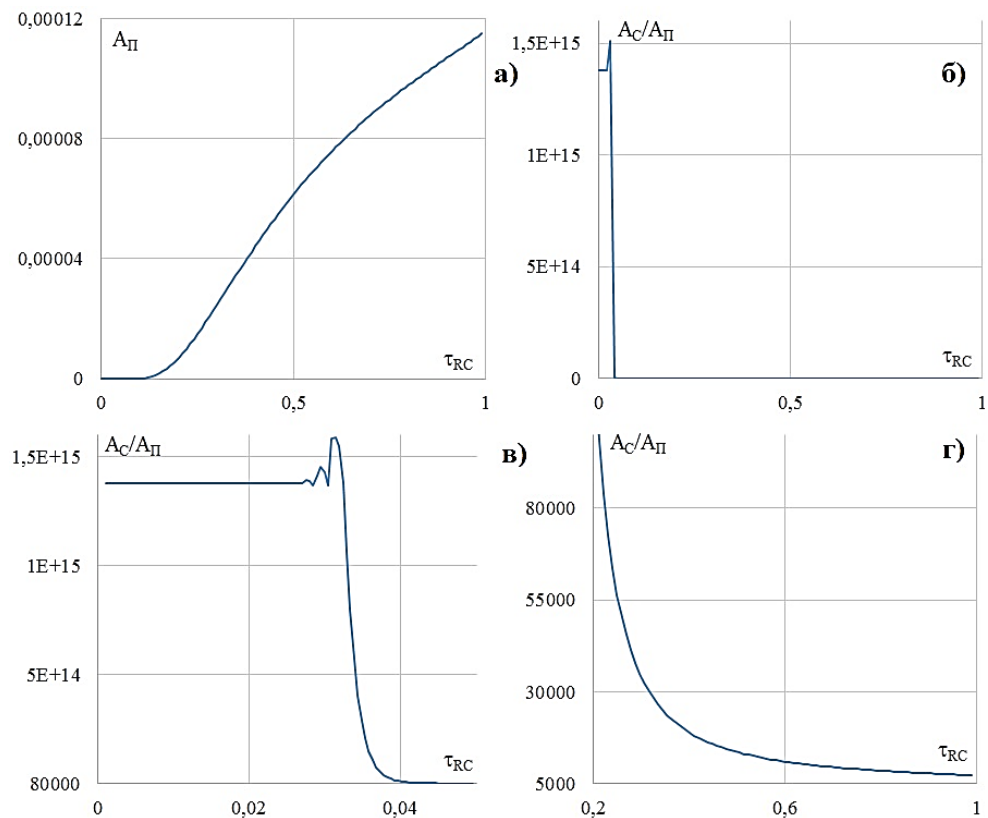


Рисунок 3.19 - Графики зависимости амплитуды структурной помехи (A_Π) - а) и соотношения сигнал/ помеха (A_C/A_Π) – б), в), г) от изменения постоянной времени RC-цепи при фиксированных значениях длительности фронта (τ_Φ) и спада ($\tau_{СП}$) цифрового сигнала

Графики зависимости амплитуды структурной помехи и соотношения сигнал/помеха от параметра $A_{ЦП}$ приведены на рисунке 3.20.

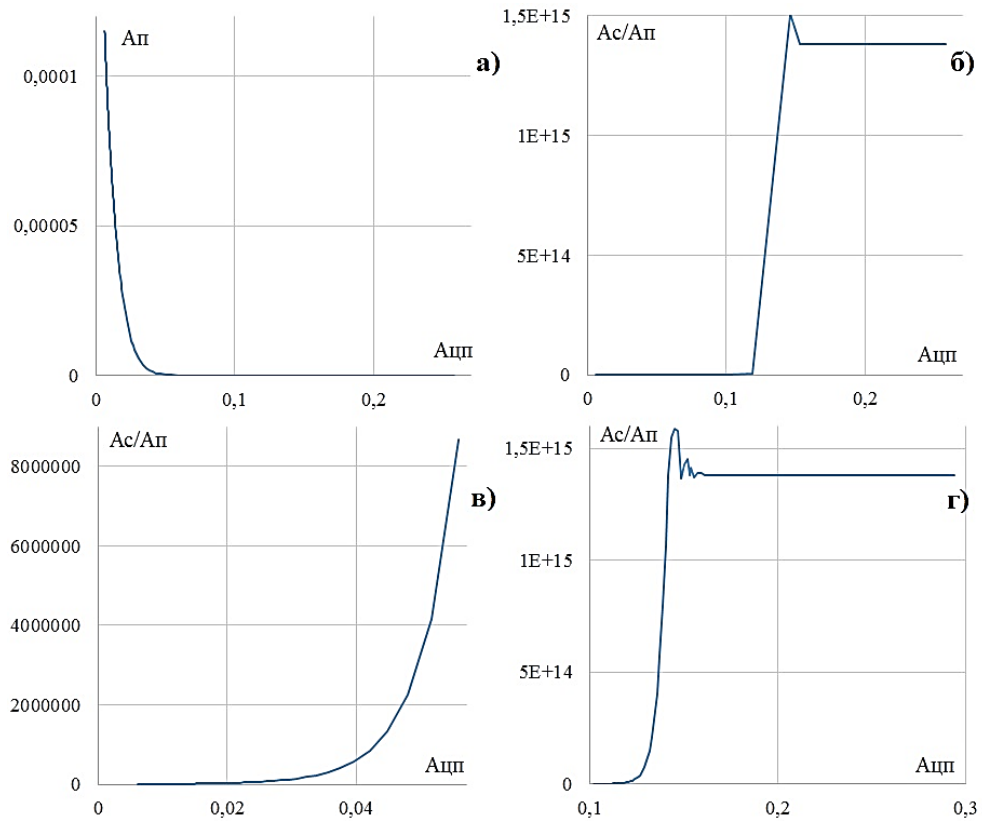


Рисунок 3.20 - Графики зависимости амплитуды структурной помехи ($A_{п}$) - а) и соотношения сигнал/ помеха ($A_{с}/A_{п}$) – б), в), г) от параметра $A_{цп}$ при изменении постоянной времени RC-цепи и фиксированных значениях длительности фронта ($\tau_{ф}$) и длительности спада ($\tau_{сп.}$) цифрового сигнала

Согласно рис. 3.20, при увеличении параметра $A_{цп}$ амплитуда структурной помехи уменьшается, а соотношения сигнал/структурная помеха увеличивается. Такая закономерность объясняется тем, что увеличение параметра $A_{цп}$ происходит при уменьшении постоянной времени RC-цепи, что приводит к уменьшению амплитуды структурной помехи и увеличению соотношения сигнал/помеха.

На основании полученных результатов можно сделать вывод о влиянии проникающей в измерительный тракт аппаратуры помехи от цифровых сигналов на появление структурных помех. При этом уровень структурных помех тем больше, чем больше разница между длительностями фронта и спада цифровых сигналов и увеличивается с ростом постоянной времени паразитной RC-цепи.

3.4. Метод уменьшения уровня структурных помех на кривой становления поля

Структурные помехи существенно ограничивают возможности эффективного использования ШПС в электроразведочной аппаратуре из-за снижения соотношения сигнал/помеха особенно на больших временах кривой становления поля, соответствующих большим глубинам зондирования. На больших временах становления поля амплитуда импульсов структурных помех становится соизмеримой с уровнем сигнала становления поля и даже может значительно превышать его (рис. 3.1–b). С помощью известных стандартных процедур цифровой обработки сигналов (например, с помощью частотной фильтрации) невозможно подавить эти помехи без искажения формы полезного сигнала становления поля. В предыдущих разделах данной главы и работах [Бобровский, Ильичев, 2018 а; Ильичев, Бобровский, 2018] подробно рассмотрены и исследованы возможные причины появления структурных помех, основной из которых является нелинейность (даже очень малая, порядка 0,01 %) передаточных характеристик элементов (операционные усилители, АЦП и т.п.), составляющих измерительную систему, включая зондирующую часть измерительного комплекса, объект исследования (Земную кору) и приемную часть (измерительный канал). Добиться снижения коэффициента нелинейных искажений измерительной аппаратуры до уровня значительно меньшего чем 0,01% практически невозможно из-за отсутствия в настоящее время необходимой элементной базы. Поэтому остается один способ борьбы со структурными помехами — это обнаружение их на кривой становления поля с последующим удалением.

Решение задачи по снижению влияния структурных помех на качество кривой становления поля, получаемой при обработке данных зондирования, разбивается на два этапа:

1) обнаружение импульсов структурных помех на кривой становления поля, осложненной шумами и помехами, оставшимися после корреляционной обработки,

2) удаление обнаруженных импульсов структурных помех из кривой становления поля с минимальными искажениями ее формы.

Обнаружение структурных помех. Процедура обнаружения структурных помех сводится к решению двух задач:

1) Исключение медленно меняющихся составляющих из кривой становления поля, осложненной импульсами структурных помех и оставшимися после корреляционной обработки и накопления помехами;

2) Выделение на кривой становления поля структурных помех, т.е. определение точек на оси времени, соответствующих началу и окончанию каждого импульса структурной помехи.

На рис. 3.21 представлены фрагменты двух сигналов: а – отклик земной коры на зондирующее воздействие ($U(t)$); б – сигнал становления поля с одиночным импульсом структурной помехи ($e(t)$).

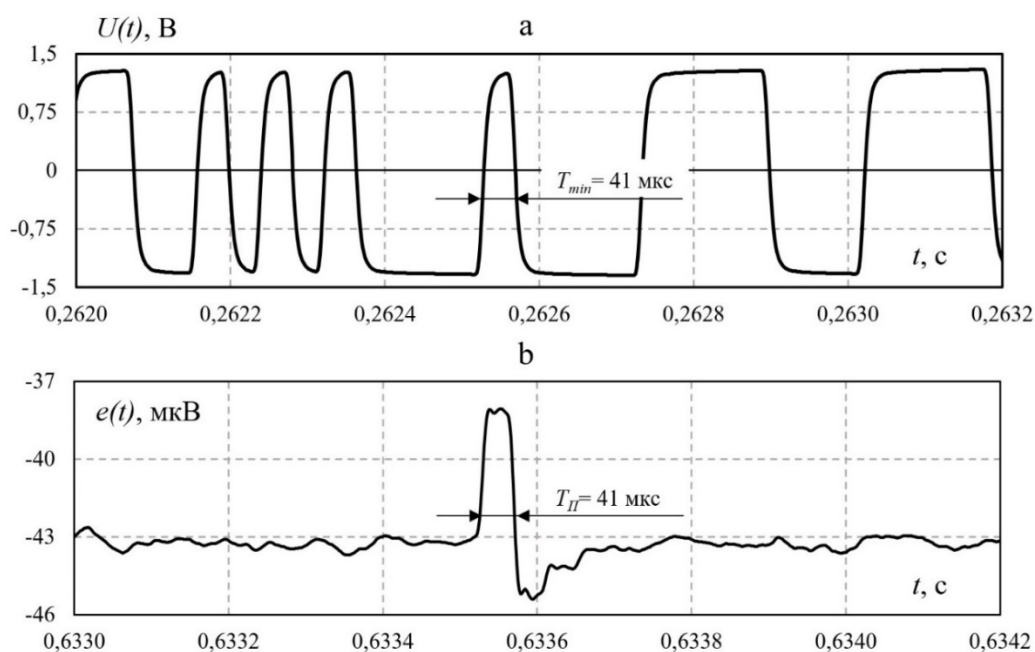


Рисунок 3.21 - Фрагменты двух сигналов: а) $U(t)$ – фрагмент отклика земной коры на зондирующее воздействие; б) $e(t)$ – фрагмент кривой становления поля с импульсом структурной помехи

Согласно рис. 3.21 наблюдается хорошее совпадение формы и длительности импульса (T_{Π}) структурной помехи с формой и длительностью минимального импульса (T_{min}) в регистрируемом сигнале (шумоподобной М-последовательности).

Структурные помехи оказывают существенное влияние на соотношение сигнал/помеха на временах кривой становления поля, где их уровень соизмерим или даже значительно превышает уровень полезного сигнала (рис. 3.1-b). Поэтому, обнаружение импульсов структурных помех проводится на этом участке кривой. Кривая становления поля в области больших времен (без шумов и других непрерывных помех) представляет собой медленно меняющуюся монотонную функцию. Для обнаружения импульсов структурных помех на зарегистрированной кривой становления поля осложненной оставшимися после корреляционной обработки и накопления широкополосными шумами и тональными помехами (помехи от силовой промышленной сети, шумы аппаратуры) необходим переменный порог обнаружения в зависимости от временного расположения обнаруживаемых импульсов на кривой становления поля.

Предложен и опробован другой более простой способ обнаружения структурных помех заключающийся в обнаружении их в разностной кривой, получаемой вычитанием из кривой становления поля ее медленно меняющейся (низкочастотной) составляющей, вычисляемой с помощью полиномиальной аппроксимации высоких порядков (9 и выше) или аппроксимации сплайном Эрмита. Большой интерес представляет модификация этих методов позволяющая повысить точность аппроксимации, изложенная в работах [Dikusar, 2016; Rababah, 2019; Bénéteau, 2021; Шумилов, 2013]. Такой способ аппроксимации дает хороший результат для больших времен становления поля с медленно меняющейся составляющей, где структурные помехи наиболее выражены. Для аппроксимации кривой становления поля на малых временах, где наблюдается высокая скорость изменения сигнала становления поля возможно применение метода, описанного в работе [Маркочев, 2018].

На рис. 3.22 отражены этапы процедуры исключения медленно меняющейся составляющей из кривой становления поля.

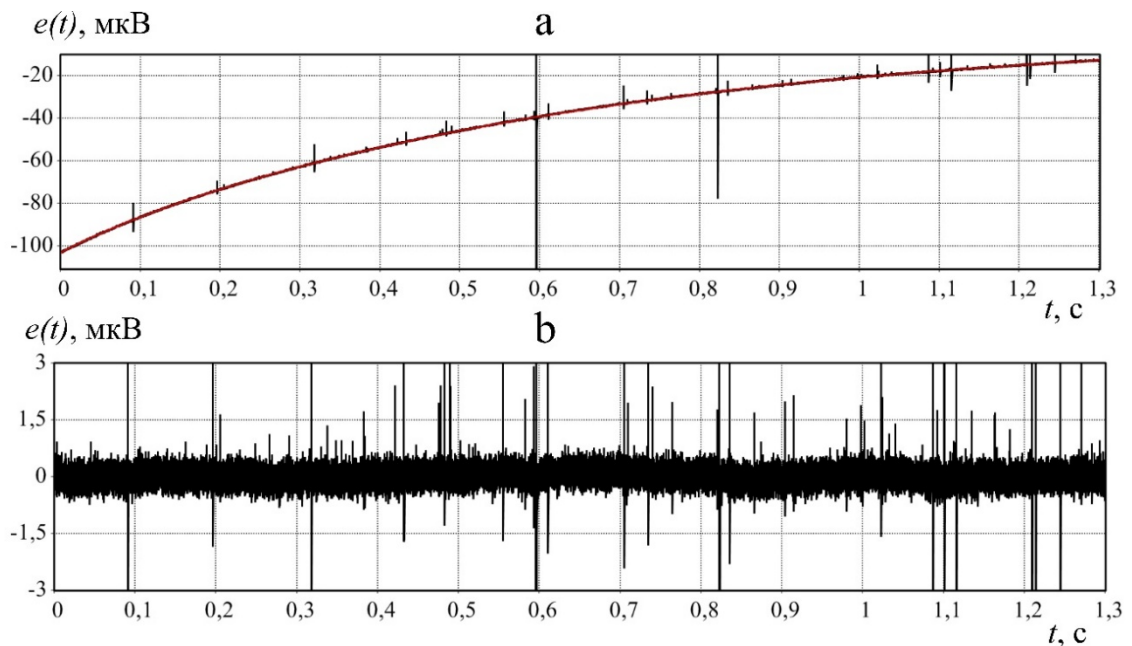


Рисунок 3.22 - Исключение медленно меняющейся составляющей из кривой становления поля: а – первичная кривая становления поля (черная линия), результат аппроксимации кривой становления поля степенным полиномом 9 порядка (красная линия); б – разность между кривой становления поля и ее аппроксимацией

На рис. 3.22 – б структурные помехи остаются на прежних местах и обнаружение их можно выполнять при постоянном (фиксированном) пороге для всей кривой становления поля. Для обнаружения структурных помех был применен способ, используемый в похожей задаче обнаружения импульсов акустической эмиссии образцов горных пород, заключающийся в поиске превышения энергии сигнала, вычисляемой в скользящем окне фиксированной длительности, заданного порога. При этом обеспечивается высокая вероятность (более 0,9) правильного обнаружения импульсных сигналов на фоне широкополосных шумов даже при малом соотношении сигнал-шум близком к единице [Ильичев и др., 2003; Бобровский, Ильичев, 2013].

Применительно к задаче обнаружения импульсов структурных помех на кривой становления поля $e(t)$ энергия этого сигнала $W(t)$, вычисляемая в

скользящем временном окне фиксированной длительности T_0 , определяется выражением:

$$W(t) = \int_{t-\frac{T_0}{2}}^{t+\frac{T_0}{2}} P(t) dt,$$

где $P(t) = e^2(t)/R_n$ – мгновенная мощность сигнала $e(t)$, R_n – электрическое сопротивление нагрузочного резистора, на котором выделяется энергия сигнала.

На рис. 3.23 представлены построенные по экспериментальным данным графики мгновенной мощности $P(t)$ сигнала становления поля с удаленной медленно меняющейся составляющей $e(t)$ и его энергии $W(t)$, вычисляемой в скользящем окне длительностью $T_0 = T_{min} = 41$ мкс.

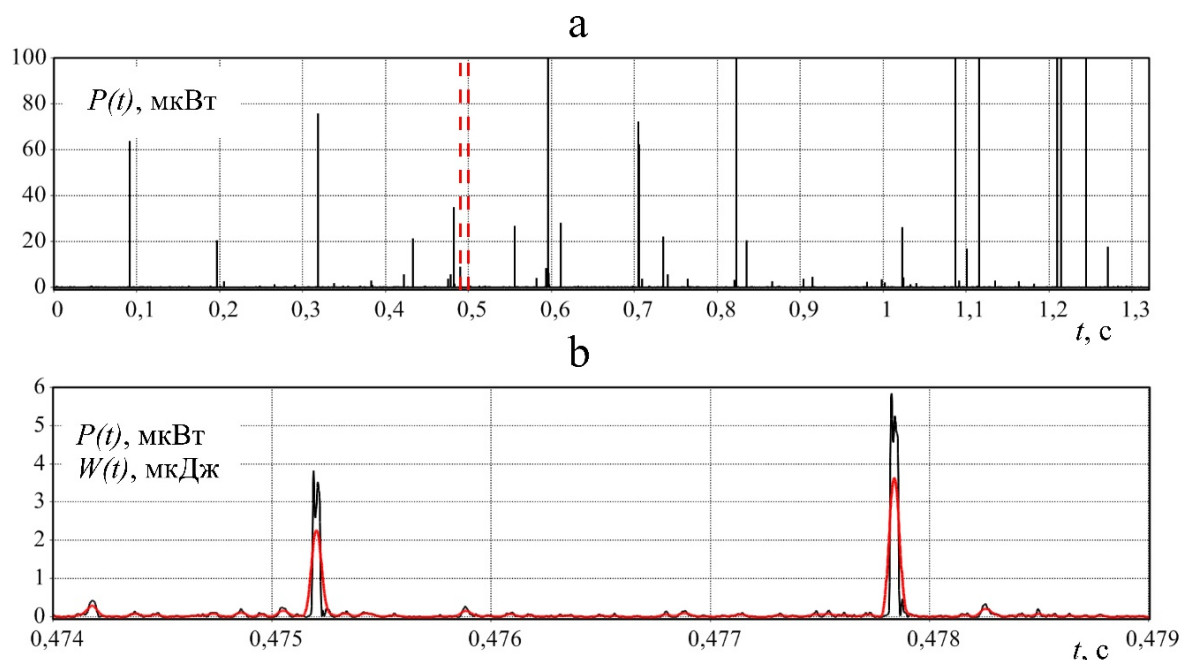


Рисунок 3.23 - Графики сигналов, полученных в результате дополнительной обработки кривой становления поля (рис. 1): а - мгновенная мощность $P(t)$ сигнала становления поля с удаленной медленно меняющейся составляющей; б – выделенный красным пунктиром фрагмент графика $P(t)$ с наложенным графиком энергии сигнала $W(t)$ (красная линия)

Графики $P(t)$ и $W(t)$ построены в одних координатных осях. Для построения графиков в одном масштабе по вертикальной оси при расчете $P(t)$ величина сопротивления нагрузки была принята равной $R_n = 1$ Ом, а вычисление

$W(t)$ проводилось с помощью медианного фильтра Дирихле [Гутников, 1990] второго порядка с окном длительностью $T_O = 41$ мкс. Оптимальная длительность окна фильтра должна быть равной длительности минимального импульса, зондирующей М-последовательности $T_O = T_{min}$.

На рис. 3.24 представлены графики, иллюстрирующие работу алгоритма при обнаружении импульсов структурных помех.

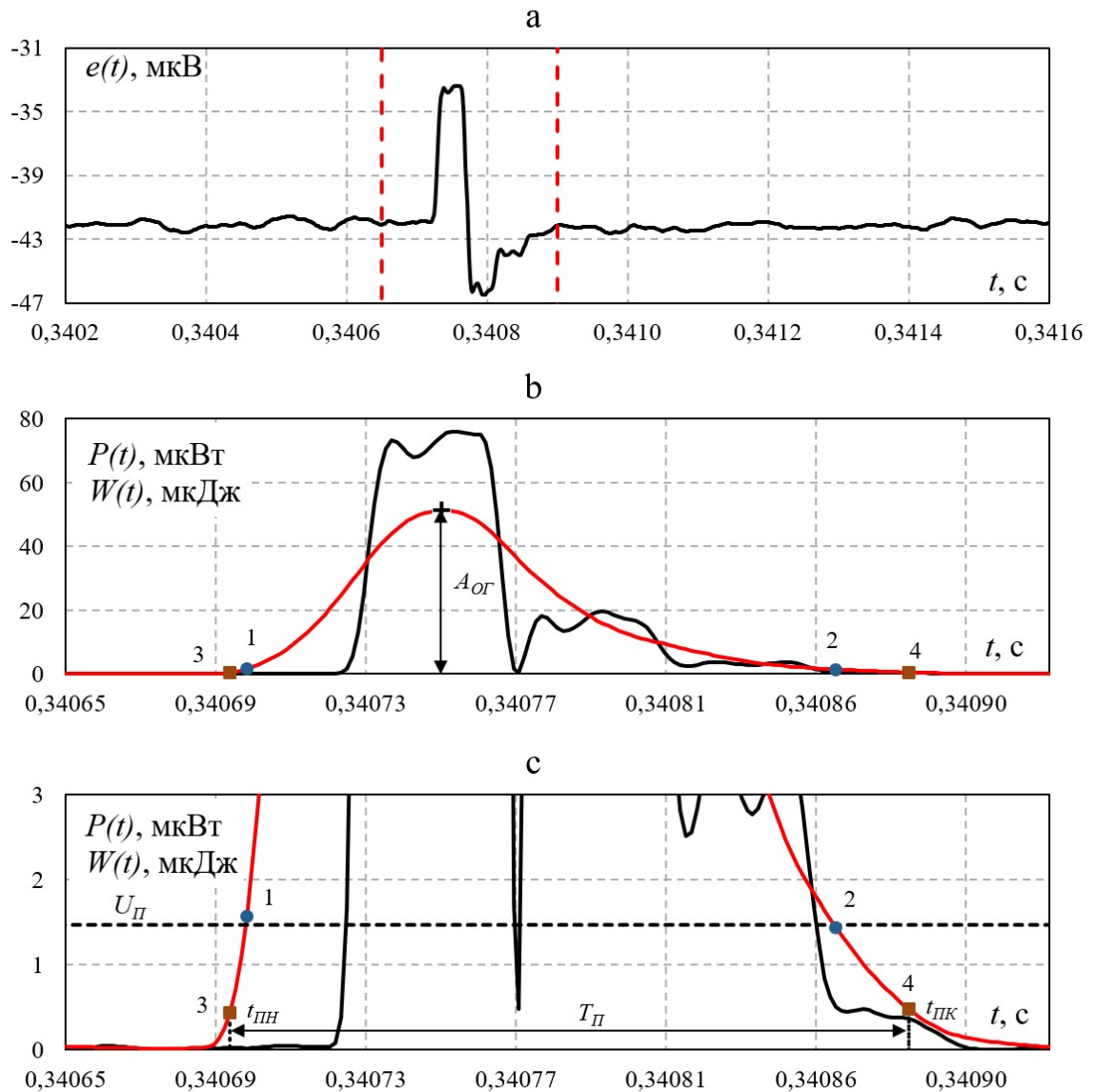


Рисунок 3.24 - Обнаружение импульсов структурных помех: а – сигнал становления поля с импульсами структурной помехи; б, с - графики мгновенной мощности $P(t)$ (черные линии) и энергии сигнала $W(t)$ (красные линии) в разных масштабах по вертикальной оси; A_{OG} – максимальное (амплитудное) значение энергии импульса структурной помехи; U_{Π} – порог обнаружения импульсов структурных помех; 1, 2 – начало и конец импульса

структурной помехи найденные по порогу обнаружения; 3, 4 – начало и конец импульса структурной помехи найденные в процессе работы алгоритма; $t_{\text{ПН}}$ – время начала помехи; $t_{\text{ПК}}$ – время окончания помехи; $T_{\text{П}}$ – длительность участка сигнала с помехой.

Работу алгоритма обнаружения структурных помех рассмотрим на участке, выделенного красными пунктирными линиями (рис. 3.24 -а). Процесс обнаружения разделяется на пять последовательных этапов:

1) Определение по графику $W(t)$ (рис. 3.24 -с) порога обнаружения ($U_{\text{П}}$) структурных помех. Значение порога выбиралось таким образом, чтобы не искажались (не обрезались) оставшиеся после корреляционной обработки непрерывные шумы и помехи, наблюдаемые в промежутках между импульсами структурных помех.

2) Определение на графике $W(t)$ точек по времени (точка 1 и точка 2, рис. 3.24 -с), между которыми сигнал $W(t)$ превышает значение выбранного порога. Полученные точки считаются точками начала и окончания импульса структурной помехи по порогу обнаружения.

3) Определение максимального значения (амплитуды, $A_{\text{ОГ}}$) сигнала $W(t)$ в промежутке между точкой 1 и точкой 2 (рис. 3.24 -с).

4) Далее выполняется перемещение по графику $W(t)$ влево и вправо от точки с максимальной амплитудой ($A_{\text{ОГ}}$) до тех пор, пока уровень сигнала $W(t)$ не достигнет задаваемого оператором в процентах от $A_{\text{ОГ}}$ значения либо когда происходит смена знака скорости изменения функции $W(t)$, т. е. нарушается ее монотонность. Найденные точки (точка 3 и точка 4, рис. 3.24 -с) считаются точками начала и окончания импульса структурной помехи.

5) Этапы 2-4 повторяются для всех импульсов структурных помех. В результате вычисляется массив времен начала ($t_{\text{ПН}}$) и окончания ($t_{\text{ПК}}$) всех обнаруженных импульсов структурных помех. При вычислении за точку начала отсчета времени берется начальная точка для полного графика кривой становления поля.

Удаление структурных помех. Процедура устранения обнаруженных импульсов структурных помех с кривой становления поля сводится к аппроксимации участка сигнала со структурной помехой прямой линией, проходящей через найденные точки, начала и окончания импульса структурной помехи. На рис. 3.25 показан результат устранения обнаруженного импульса структурной помехи. Так как длительность удаляемых участков сигнала с импульсами значительно меньше длительности временных интервалов между ними то замена их на прямую линию практически не влияет на форму кривой становления поля.

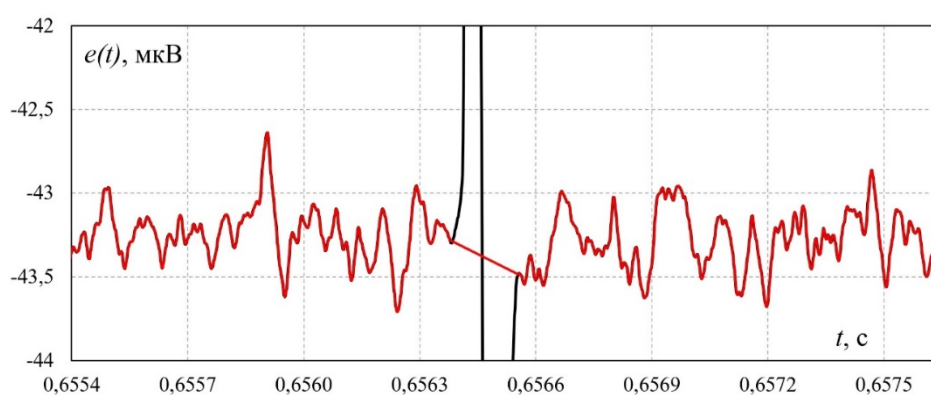


Рисунок 3.25 - Участок кривой становления поля до (черный цвет) и после (красный цвет) устранения обнаруженного импульса структурной помехи

Определение порога обнаружения. Самым важным этапом при обнаружении структурных помех, от которого в значительной мере зависит качество и достоверность получаемой кривой становления поля, является этап определения (выбора) порога обнаружения структурных помех. Рис. 3.26 иллюстрирует работу алгоритма устранения структурных помех при различных порогах обнаружения. Для лучшей иллюстрации уровня помех на кривой становления поля (рис. 3.26-а, с, е) из нее была исключена медленно меняющаяся составляющая (как на рис. 3.22-б).

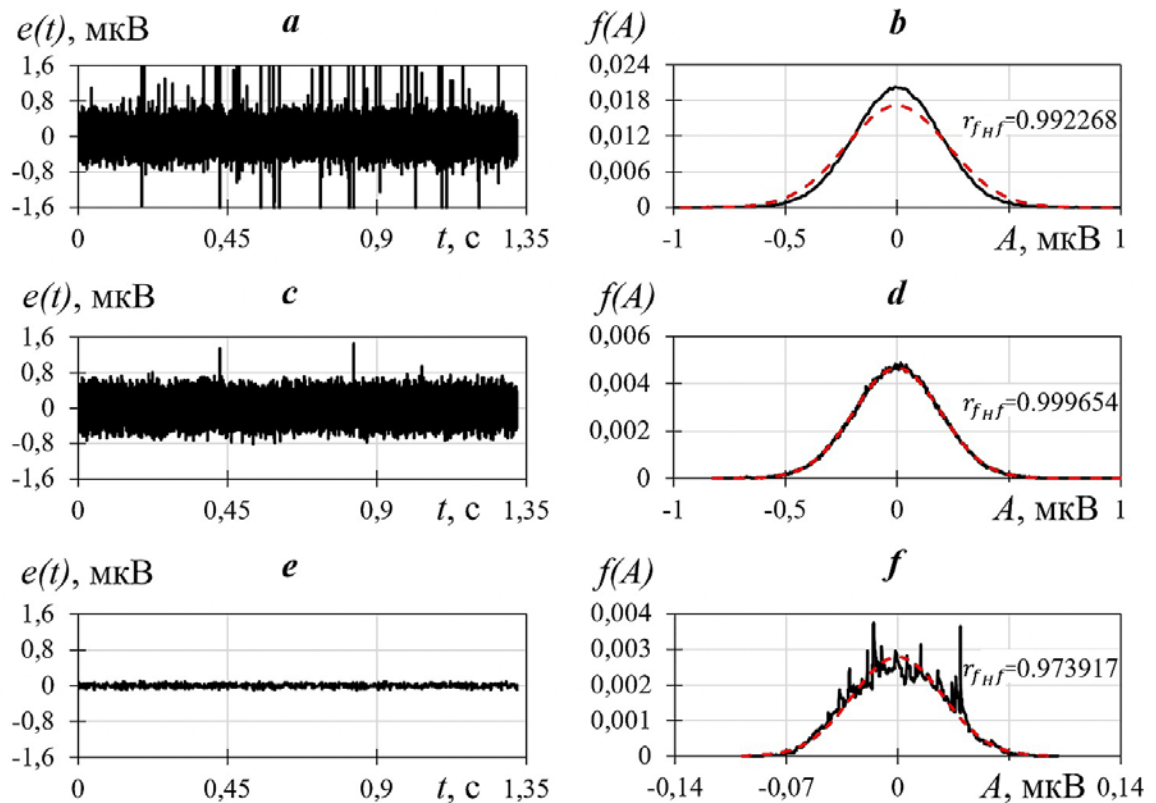


Рисунок 3.26 - Графики участка кривой становления поля после удаления структурных помех (а, с, е) и графики распределения плотности вероятности этих сигналов (b, d, f) при изменении порога обнаружения: а,b – завышенный порог; с,d – искомый порог; е,f – заниженный порог

На рис. 3.26-а показан результат удаления структурных помех с порогом обнаружения, при котором удаляется только часть импульсов структурных помех (завышенный порог). График кривой становления поля $e(t)$ показан в масштабе, по вертикальной оси, при котором импульсы структурных помех становятся различимыми на этой кривой. На рис. 3.26-с показан результат удаления структурных помех с порогом обнаружения, при котором обнаруживаются только импульсы структурных помех (искомый порог). Дальнейшее снижение порога обнаружения (рис. 3.26-е) приводит к тому, что в зону обнаружения кроме импульсов структурных помех попадают другие непрерывные помехи и шумы, оставшиеся после корреляционной обработки и накопления (заниженный порог). При дальнейшем снижении порога обнаружения работа алгоритма приводит к кусочно-линейной аппроксимации,

которая не может гарантировать получение качественной кривой становления поля из-за того, что при этом вносятся нелинейные искажения в форму кривой становления поля (плавная гладкая функция заменяется ломаной линией). Оптимальным для обнаружения и последующего удаления импульсов структурных помех является порог, работа которого проиллюстрирована на рис. 4.26-с.

На рис. 3.26-b,d,f приведены графики распределения плотности вероятности $f(A)$ (черная линия) и график нормального закона распределения $f_H(A)$ (красная штриховая линия) сигналов становления поля с удаленными структурными помехами при различных порогах обнаружения. Для построения графиков распределения диапазон изменения амплитуд сигнала A разбивался на n равных интервалов $A^n=(A_1, \dots, A_n)$. Вычисление плотности вероятности для нормального закона распределения выполнялось по следующей формуле:

$$f_H(A) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} \exp \left[-\frac{(A - \mu)^2}{2\sigma^2} \right],$$

где μ - математическое ожидание, σ – среднеквадратичное отклонение.

Как видно из рисунков критерием оптимального порога обнаружения структурных помех является минимальное отклонение графика $f(A)$ от графика $f_H(A)$. В качестве численного критерия при определении порога вычислялся коэффициент корреляции Пирсона ($r_{f_H f}$) между вычисленным распределением плотности вероятности и функцией нормального закона распределения для сигнала становления поля с удаленными структурными помехами:

$$r_{f_H f} = \frac{\sum_{i=1}^n (f_{H_i} - \overline{f_H})(f_i - \overline{f})}{\sqrt{\sum_{i=1}^n (f_{H_i} - \overline{f_H})^2 \sum_{i=1}^n (f_i - \overline{f})^2}},$$

где f_H и f – выборки плотности вероятности для нормального закона распределения и сигнала соответственно; $\overline{f_H}$ и $\overline{f}$ – выборочные средние; n – число значений в выборке.

Таким образом поиск порога обнаружения сводится к поиску максимального значения коэффициента корреляции $r_{f_H f}$ вычисляемого при

переборе значений порога обнаружения от завышенного до заниженного с заданным шагом, определяющим точность поиска.

Отработка алгоритма на математических моделях. Изложенный выше алгоритм реализован в программе [Бобровский, 2021]. Отработка алгоритма проводилась на ВКФ, полученной для упрощенной модели, имитирующей горизонтально слоистую среду (см. раздел 3.3.1 и рис. 3.10). Для моделирования структурной помехи подбиралась такая модель нелинейного звена (см. раздел 3.2), при которой распределение импульсов структурных помех на графике ВКФ и соотношение сигнал/помеха примерно соответствовали полученным в полевых условиях при испытаниях экспериментального образца ЭРК ШПС рассмотренного в главе 4. На рис. 3.27 представлена исходная и очищенная от структурных помех ВКФ.

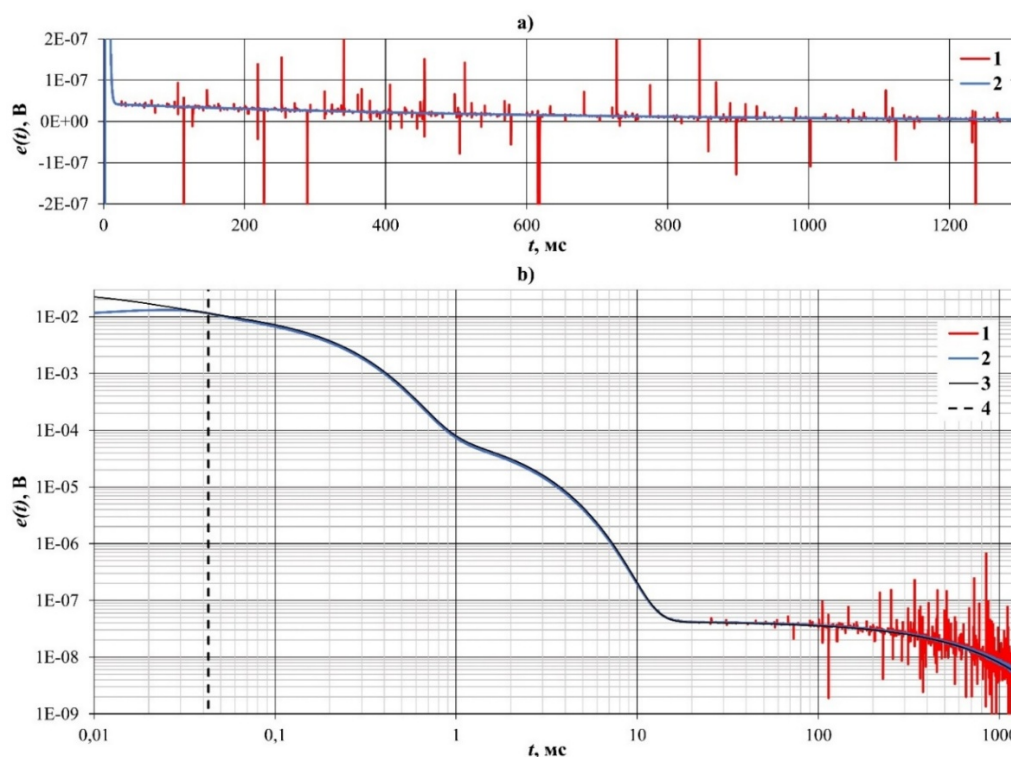


Рисунок 3.27 - ВКФ, полученная для упрощенной модели, имитирующей горизонтально слоистую среду: а- в линейном масштабе по осям; б- ВКФ и ИПХ в билогарифмическом масштабе по осям. 1 – график ВКФ, осложненный структурными помехами; 2 – график ВКФ после устранения структурных помех; 3 - график ИПХ; 4 – линия отметки длительности минимального импульса М-последовательности

В результате удаления структурных помех уровень помех на ВКФ (рис. 4.27-b), вычисляемый как размах оставшихся помех от пика до пика, снизился примерно в 930 раз (на 59 дБ) по сравнению с уровнем структурных помех (от пика до пика) на ВКФ до их удаления.

Выводы по главе 3

Исследования, проведенные на математических моделях электроразведочного измерительного комплекса ЭРК ШПС, позволили выделить три основные причины появления структурных помех, возникающих при корреляционной обработке регистрируемых на приемной стороне шумоподобных сигналов отклика земной коры.

Первой причиной является процесс преобразования (дискретизации) аналоговых сигналов в цифровой вид. Исследования показали, что этот процесс, по существу, представляет собой нелинейное преобразование (модуляция) сигналов и приводит к появлению структурных помех. Причем уровень возникающих при этом структурных помех стабилен и зависит лишь от разрядности применяемого АЦП. Численно уровень структурных помех, вызванных дискретизацией сигнала примерно на порядок меньше веса младшего разряда АЦП. Следовательно, снижение уровня этих помех достигается увеличением разрядности АЦП, используемого в измерительном канале ЭРК ШПС.

Второй причиной является нелинейность характеристик передачи и преобразования сигналов в измерительном тракте аппаратуры. В качестве количественной оценки передаточной характеристики нелинейного звена рассматривалось максимальное отклонение его передаточной характеристики от идеальной прямой линии (ΔNL). Было доказано, что любые статические нелинейности в измерительном тракте являются причиной появления структурных помех. Результаты моделирования показали, что при прочих равных условиях, уровень помех для нелинейного звена с асимметричной передаточной характеристикой во много раз больше уровня помех для

нелинейного звена с симметричной характеристикой. Это означает, что уровень помех зависит не только от параметра нелинейности ΔNL , но и от формы передаточной характеристики нелинейного звена. Выявлена функциональная (линейная) связь между амплитудой структурных помех и величиной нелинейных искажений сигналов в измерительном тракте.

Третьей причиной возникновения структурных помех является результат прохождения управляющих цифровых сигналов формирователя М-последовательности через паразитную дифференцирующую RC-цепь. Результаты моделирования показали, что можно говорить о пролезающих в измерительный тракт цифровых сигналах как одной из причин появления структурных помех. При этом уровень структурных помех тем больше, чем больше разница между длительностями фронта и спада цифровых сигналов и увеличивается с ростом постоянной времени паразитной RC-цепи. Известно, что типичная паразитная емкость монтажа равняется примерно 50 пФ. Входные сопротивления усилительных каскадов как правило выбираются в пределах от десятков ом до 2 кОм. При подстановке реального входного сопротивления усилительных схем в модель получаемый уровень структурных помех от пролезающих цифровых сигналов существенно ниже структурных помех, вызванных процессом дискретизации сигналов в АЦП.

Оценка вклада каждого из источников в суммарный уровень структурных помех показала, что основной причиной, приводящей к появлению структурных помех, являются нелинейные искажения сигналов, возникающие в измерительном тракте, включая исследуемый объект - земную кору.

Представлен алгоритм устранения структурных помех, основанный на способе распознавания сигналов по их энергии, позволяющий надёжно (с высокой вероятностью) находить и исключать структурные помехи, которые возникают на получаемой в результате корреляционной обработки кривой становления поля.

Предложен критерий автоматического поиска оптимального порога обнаружения структурных помех, который основан на максимальном

приближении распределения плотности вероятности остаточных помех и шумов к нормальному закону, дающий возможность предельно автоматизировать процесс удаления такого рода помех и тем самым повысить скорость обработки данных в условиях полевых работ.

Устранение структурных помех допускает использование для подавления оставшихся помех и шумов стандартных алгоритмов цифровой фильтрации сигналов.

ГЛАВА 4. РАЗРАБОТКА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО АППАРАТУРНО ПРОГРАММНОГО ИЗМЕРИТЕЛЬНОГО КОМПЛЕКСА НА ОСНОВЕ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Был проведен большой объем научно-исследовательских и инженерных работ по реализации идеи применения шумоподобных сигналов в электроразведочной аппаратуре, выявлены особенности применения ШПС, определены требования к техническим и эксплуатационным параметрам измерительной аппаратуры. В результате был разработан и изготовлен экспериментальный образец измерительного комплекса с шумоподобными зондирующими сигналами (ЭРК ШПС). Разработка выполнялась силами лаборатории Перспективных аппаратурных разработок ИС РАН при непосредственном участии автора. Основные результаты исследований по данной главе опубликованы в работах [Бобровский, Ильичёв, 2019; Bobrovsky, Pyichev, 2021; Бобровский и др., 2021]. Ниже, представлены основные результаты выполненной работы.

4.1. Аппаратура измерительного комплекса ЭРК ШПС

На рис. 4.1 показан внешний вид экспериментального образца измерительного комплекса ЭРК ШПС.

Основной задачей при разработке нового измерительного комплекса было достижение необходимых динамического и частотного диапазонов регистрируемых сигналов, определяющих контролируемые глубины земной коры.

При разработке измерительной аппаратуры были применены современные многоразрядные быстродействующие аналого-цифровые преобразователи (АЦП), обеспечивающие регистрацию сигналов в широком динамическом и частотном диапазонах. Цифровая часть аппаратуры измерительного комплекса выполнена на программируемых логических интегральных схемах (FPGA), что значительно сокращает время на разработку и отладку измерительной

аппаратуры, а также позволяет осуществлять ее модернизацию программным путем. Для питания узлов и блоков новой аппаратуры использованы литий-ионные аккумуляторы, встроенные непосредственно в конструкцию блоков аппаратуры, что обеспечило ей достаточно малый вес и габариты.



Рисунок 4.1 - Экспериментальный образец измерительного комплекса ЭРК ШПС, внешний вид: 1 – индукционная зондирующая рамка (ИЗР); 2 – индукционный датчик сигналов (ИДС); 3 – генератор зондирующих сигналов (ГЗС); 4 – устройство градуировки (УГ); 5 – блок управления и регистрации сигналов (БУРС); 6 – переносной компьютер (ПК); 7 – блок ограничения тока (БОТ)

На рис. 4.2 представлена структурно-функциональная схема измерительного комплекса.

Измерительный комплекс состоит из двух частей: зондирующей и приемно-регистрирующей. В зондирующую часть входят генератор зондирующих сигналов (ГЗС), индукционная зондирующая рамка (ИЗР), блок ограничения тока (БОТ) и силовая аккумуляторная батарея (АБ). К приемно-регистрирующей части относятся индукционный датчик сигналов (ИДС), блок

управления и регистрации сигналов (БУРС) и устройство градуировки (УГ). Технические параметры измерительного комплекса приведены в табл. 4.1.

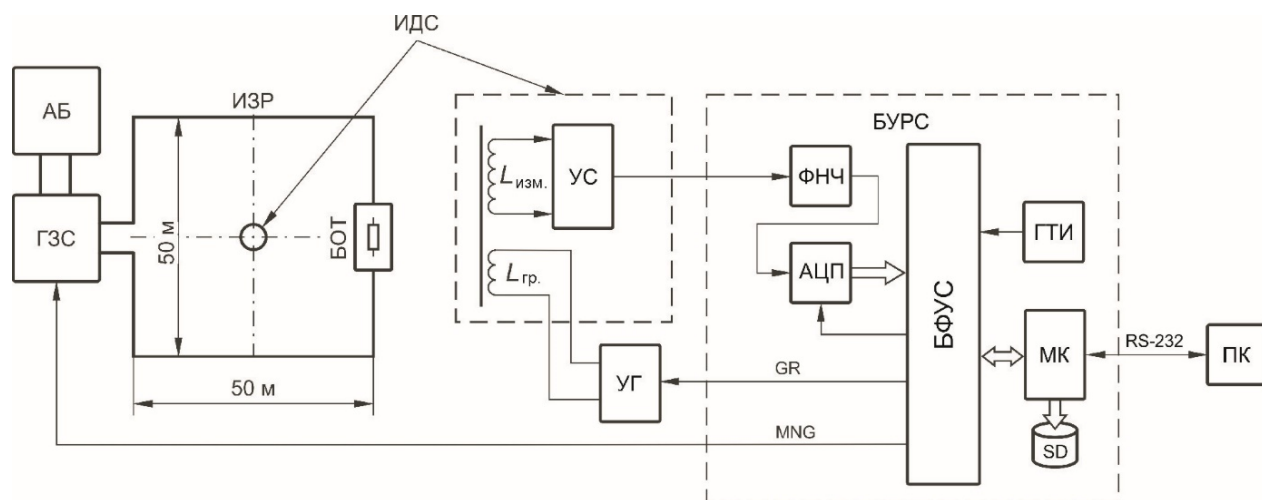


Рисунок 4.2 - Электроразведочный измерительный комплекс с шумоподобными сигналами, схема структурно-функциональная: ИЗР – индукционная зондирующая рамка; БОТ – блок ограничения тока; ГЗС – генератор зондирующих сигналов; АБ – силовая аккумуляторная батарея; ИДС – индукционный датчик сигналов; УС – усилитель сигналов; УГ – устройство градуировки; БУРС – блок управления и регистрации сигналов; АЦП – аналого-цифровой преобразователь, ГТИ – генератор тактовых импульсов; ФНЧ – фильтр низкой частоты; БФУС – блок формирования управляющих сигналов; МК – микроконтроллер; SD – карта памяти; ПК – переносной компьютер; $L_{изм.}$ – измерительная катушка ИДС, $L_{гр.}$ – градуировочная катушка ИДС; GR – сигналы управляющие работой УГ; MNG – сигналы, управляющие работой ГЗС; RS-232 – последовательный интерфейс

Основным устройством измерительного комплекса является блок управления и регистрации сигналов. Функции, выполняемые БУРС:

- формирование логических сигналов и команд, обеспечивающих настройку режимов и синхронность работы зондирующей и приемно-регистрирующей частей измерительного комплекса;
- преобразование регистрируемых сигналов в цифровую форму;

– сохранение, накопление и передача в компьютер цифровых данных, получаемых в процессе проведения измерительных сеансов.

Работа всех цифровых схем БУРС тактируется (синхронизируется) прецизионным генератором импульсов (ГТИ) ГК75-ТС фирмы “Морион”, г. Санкт-Петербург.

Таблица 4.1 - Технические параметры ЭРК ШПС

Параметр	Ед. изм.	Значение	Примечания
Приемно-измерительный канал			
Полоса пропускания	Гц	0.42 ÷ 32000	
Коэффициент преобразования ИДС	мВ/нТ	75±5	
Постоянная времени ИДС	с	0.65	
Динамический диапазон регистрируемых сигналов, не менее	дБ	180	
Разрядность АЦП	бит	18–24	
Частота дискретизации сигналов	кГц	10.0–1638.4	
Длительность одиночной шумоподобной М-последовательности	с	0.01–5.12	
Разрядность М-последовательности	бит	11–24	
Зондирующая установка			
Габариты ИЗР	м	50×50...200×200	
Индуктивность ИЗР	мГн	0.4–1.6	
Активное сопротивление ИЗР	Ом	2–8	
Напряжение силовой аккумуляторной батареи, U_{AB}	В	12–250	
Активное сопротивление БОТ, $R_{БОТ}$	Ом	25–200	
Амплитуда импульсов тока в ИЗР	А	1.0–10.0	Зависит от $R_{БОТ}$ и U_{AB}
Минимальная длительность импульсов тока в зондирующей рамке	мкс	20	
Длительность фронта и среза импульсов тока в зондирующей рамке	мкс	12	При $R_{БОТ}=100$ Ом

Микроконтроллер (МК), работающий под управлением программ регистрации *BBS_Registrator* [Бобровский, 2018] и *BBS_Registrator_ADD* [Бобровский, 2020], формирует команды определяющие режимы работы БУРС, регистрирует и сохраняет в карте памяти (SD) полученные данные. В качестве МК используется плата (модуль) SK-MAT91SAM9G45/M10 фирмы STARTERKIT.RU (г. Ижевск, РФ). Взаимодействие программы с пользователем осуществляется через внешний портативный компьютер (ПК) при помощи терминальной программы *BBS_Terminal_ADD*, работающей с последовательным интерфейсом ввода/вывода RS - 232.

Блок формирования управляющих сигналов (БФУС), реализованный на модуле DE0-Nano фирмы Terasic, выполненного на базе программируемой вентильной матрицы (FPGA) Cyclone IV EP4CE22F17C6N, обеспечивает связь и синхронную работу всех узлов БУРС [Лашин, 2018]. В БФУС формируются сигналы MNG и GR, под управлением которых осуществляется работа генератора зондирующих сигналов и устройства градуировки.

В процессе зондирования земной коры последовательность сигналов MNG, генерируемая в БФУС, поступает в ГЗС [Лашин, 2019], где под их управлением вырабатываются шумоподобные последовательности импульсов тока, которые через блок ограничения тока (БОТ) подаются в индукционную зондирующую рамку (ИЗР). Для снижения влияния помех, создаваемых линиями передачи цифровых управляющих сигналов между БУРС и ГЗС, длина которых составляет порядка 40 метров, эти цепи были выполнены в виде оптоволоконных линий связи [Лисимов, 2019]. Зондирующая рамка размещается горизонтально на поверхности Земли. В геометрическом центре рамки вертикально устанавливается индукционный датчик сигналов (ИДС).

В работе Бориса Сергеевича Светова с коллегами [Светов и др., 2012] рассматривалась возможность на основе ШПС получить менее быстро убывающие со временем характеристики среды. В результате возникла идея регистрации магнитного потока в измерительном датчике вместо измерения ЭДС, применяемой в классической реализации метода ЗСБ. Для этого в

измерительном комплексе применен широкополосный термокомпенсированный индукционный датчик собственной разработки [Ильичёв, Лашин, 2017]. Переменный ток, индуцированный в короткозамкнутой измерительной катушке датчика ($L_{\text{изм.}}$), пропорциональный магнитному потоку, пронизывающему витки этой катушки, с помощью усилителя (УС) преобразуется в напряжение и усиливается до величины, необходимой для преобразования его в цифровой вид. Усилитель размещен в непосредственной близости от измерительной катушки внутри жесткого корпуса датчика, изготовленного из алюминиевого сплава и выполняющего роль электрического экрана от внешних наводок и помех. Коэффициент преобразования ИДС остается практически неизменным в широкой полосе частот (0.4–32000 Гц).

Регистрация магнитного потока (индукции магнитного поля) при зондировании земной коры методом переходных процессов (ЗСБ) описывается формулой:

$$\Phi(t) = \frac{\mu_0 \cdot I \cdot Q \cdot q}{30} \cdot \left(\frac{\mu_0}{\rho \cdot \pi} \right)^{3/2} \cdot t^{-3/2} \quad (4.1)$$

Регистрируя магнитный поток ВКФ будет приближаться к ПХ среды $H(t)$ т.е. к ЭДС.

Для оценки диапазона изменения измеряемых сигналов используется формула:

$$D_\Phi = 20 \cdot \lg \left[\frac{\Phi(t_{\min})}{\Phi(t_{\max})} \right] \quad (4.2)$$

$t_{\min}$ и $t_{\max}$ рассчитывается по формуле (1.6) исходя из глубин зондирования от 100 м. до 10 км.

Подставив времена регистрации становления поля ($t_{\min}$ и $t_{\max}$) и значение среднего удельного электрического сопротивления ($\rho_{\text{эс}}$) для обобщенного геоэлектрического разреза БГП (п. 1.3) в (4.1) и (4.2) получим:

$$D_\Phi = 20 \cdot \lg \left[\frac{1,5171E-08}{1,5171E-14} \right] = 120 \text{ дБ} \quad (4.3)$$

Результат вычислений, приведенный в (4.3) показывает, что совместное применение индукционного датчика сигналов и корреляционной обработки

позволяет обеспечить большой динамический диапазон регистрируемых сигналов.

Выходной сигнал индукционного датчика, прошедший через фильтр низкой частоты (ФНЧ), расположенный в БУРС, преобразуется аналого-цифровым преобразователем (АЦП) в цифровой вид. В качестве АЦП применен модуль DC1826A фирмы Linear Technology, выполненный на микросхеме LTC2389, представляющей собой современный АЦП, изготовленный по SAR-технологии с разрядностью 18-Bit и максимальной частотой дискретизации 2,5 МГц. Получаемые цифровые данные регистрируются и сохраняются в карте памяти типа Micro SD Card в файловой системе FAT. Далее, данные обрабатываются в персональном компьютере с помощью разработанной программы *BBS_ViewerM_NR* [Бобровский, Ильичев, 2018].

Для измерения и оперативного контроля технических характеристик и параметров измерительного комплекса, используемых при обработке данных зондирования, предусмотрен режим градуировки измерительного канала. В этом режиме под управлением сигналов GR, генерируемых БУРС, в устройстве градуировки формируются импульсы тока, которые подаются в градуировочную катушку индукционного датчика ($L_{ГР}$), создавая калиброванное переменное магнитное поле в измерительной катушке. Выходной сигнал аналоговой части измерительного канала (выход ФНЧ), как и в случае проведения сеанса зондирования, преобразуется с помощью АЦП в цифровые отсчеты, сохраняемые в памяти (SD-карта). Зарегистрированные данные обрабатываются в компьютере для получения переходной, импульсной переходной и частотной характеристик измерительного канала.

Другой целью градуировки является гарантирование работоспособности измерительного комплекса. В процессе такой проверки в градуировочную катушку индукционного датчика подаются модельные сигналы становления поля, формируемые в УГ и имитирующие одномерный многослойный электрический разрез земной коры. Градуировка измерительного канала ЭРК ШПС проводится перед каждым измерительным сеансом.

При разработке схемы и конструкции измерительного комплекса особое внимание уделялось подавлению помех и шумов, ограничивающих динамический диапазон регистрируемых сигналов. Для определения требований к частотной характеристике измерительного канала были проведены измерения спектрального состава помех и шумов, наблюдаемых на территории БГП в различных точках земной поверхности. Оценивался уровень помех в полосе частот от 20 Гц до 2 МГц. Количественная оценка помех осуществлялась с помощью портативного анализатора спектра собственной разработки [Лашин, 2019].

Измерения показали, что основными источниками помех являются промышленная силовая сеть частотой 50 Гц и мощные радиостанции, работающие на территории Киргизии. Уровень помех от промышленной сети не превышал 5 % от максимума сигнала становления поля, регистрируемого во время сеансов зондирования земной коры с помощью индукционной рамки размером 50×50 м прямоугольными импульсами тока амплитудой один ампер. Уровень помех от радиостанций, локализующихся в узкой полосе частот (5 кГц) с центральной частотой 612 кГц не превышал 0.5 % от максимального уровня сигнала становления поля.

Подавление помех, создаваемых силовой промышленной сетью частотой 50 Гц в измерительном комплексе, обеспечивается за счет корреляционной обработки регистрируемых сигналов и синхронного накопления их во временном окне. Для этого длительность окна накопления выбирается кратной нечетному числу полупериодов подавляемой помехи (10 мс). При этом длительность одиночной М-последовательности определяет максимальное время становления поля, необходимое для получения заданных глубин зондирования. Зондирование земной коры производится непрерывно повторяемыми без пауз биполярными М-последовательностями прямоугольных токовых импульсов, подаваемых в ИЗР в течение времени, соответствующего задаваемому числу окон накоплений сигналов.

Ограничение спектра сигналов, поступающих на вход АЦП и подавление высокочастотных помех от радиостанций обеспечивает фильтр низкой частоты (ФНЧ). Выбранная частота среза (40 кГц) и крутизна переходной области амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) этого фильтра обеспечивают высокое подавление помех на частотах выше 600 кГц (более чем в 30000 раз, 90 дБ). При этом надежная регистрация сигналов становления поля обеспечивается на временах, начиная с 25 мкс, что соответствует глубинам зондирования от 70 м и более. Строгая монотонность переходной характеристики ФНЧ обеспечивает неискаженное прохождение сигналов становления поля через измерительный канал. Схема фильтра представляет собой активный многосвязный фильтр низкой частоты 8-го порядка с критическим затуханием [Титце, Шенк, 2007, с. 97-143].

Для оценки степени влияния помех и шумов на качество регистрируемых сигналов перед проведением каждого измерительного сеанса проводится оперативный контроль помеховой обстановки. Аппаратное и программное обеспечение измерительного комплекса позволяет с необходимой точностью проводить такие измерения и получать оценку спектрального состава помех и шумов, регистрируемых его измерительным трактом.

4.2. Программное обеспечение измерительного комплекса ЭРК ШПС

Программный пакет измерительного комплекса состоит из двух частей: регистрирующей (программы *BBS_Registrator_ADD* [Бобровский, 2020] и *BBS_Terminal_ADD* для режима с онлайн накоплением и программы *BBS_Registrator* [Бобровский, 2018] и *BBS_Terminal* для режима без онлайн накопления) и обрабатывающей (программа *BBS_ViewerM_NR* [Бобровский, Ильичев, 2018]). На рис. 4.3 приведена структура программного обеспечения ЭРК ШПС.

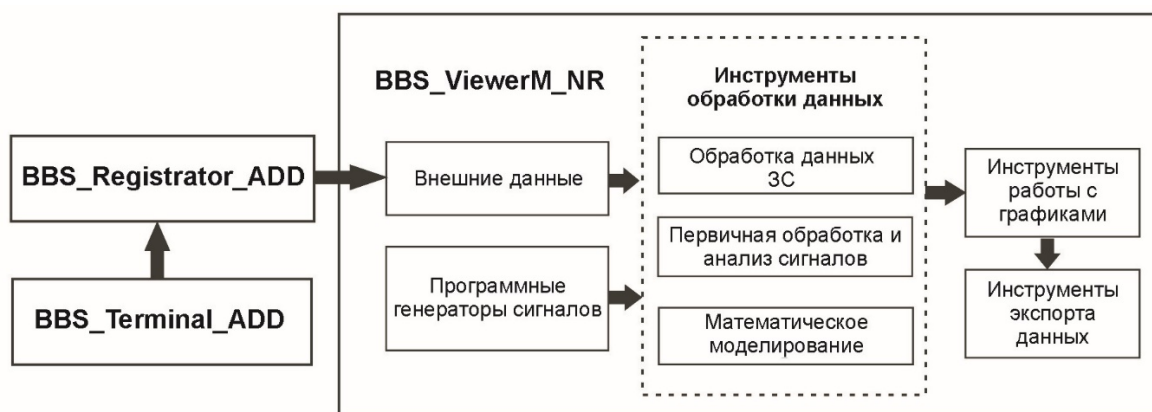


Рисунок 4.3 - Структурная схема программного обеспечения ЭРК ШПС

Программа регистрации сигналов *BBSRegistrator_ADD* предназначена для управления режимами работы БУРС измерительного комплекса ЭРК ШПС, регистрации и сохранения на внешнем носителе оцифрованных данных с целью передачи их во внешний компьютер для последующей обработки. Программа *BBSRegistrator_ADD* является программным обеспечением нижнего уровня, написанным на языке C для микроконтроллера AT91SAM9G45 фирмы Atmel.

Перед программой *BBSRegistrator_ADD* ставятся три основные задачи:

1. регистрация и сохранение на внешнем накопителе оцифрованных данных, получаемых от АЦП в режиме реального времени;
2. установка режимов функционирования аппаратных узлов БУРС согласно выбранному режиму работы;
3. обеспечение интерфейса с пользователем для настройки текущего режима работы БУРС и запуска процесса регистрации сигналов.

Наиболее сложной является задача регистрации и сохранения данных в режиме реального времени. Основой для успешного решения данной задачи является правильный выбор и реализация интерфейсов обмена данными между АЦП и контроллером и между контроллером и внешним накопителем информации. Основные требования, предъявляемые к данным интерфейсам описаны выше. Однако, даже при соблюдении всех требований, предъявляемых к интерфейсам, при их практической реализации могут появиться узкие места. Так как применяемый в БУРС микроконтроллер является однопроцессорным

устройством одно из основных требований к реализации данной задачи заключается в том, чтобы суммарная длительность процессов считывания данных одиночного преобразования из АЦП, преобразования их в необходимый формат и записи на внешний накопитель не должна превышать длительности одного такта дискретизации. Поэтому, одной из основных задач является максимально возможная оптимизация всех программных элементов данных процессов по скорости выполнения. За процессы считывания данных из АЦП и преобразования их в необходимый формат отвечает процедура обработки прерывания по готовности данных АЦП. Так как на сам процесс считывания данных мы повлиять не можем, то для уменьшения времени обработки прерывания весь процесс преобразования данных сводится к преобразованию данных из формата АЦП в один из стандартных целочисленных знаковых типов данных (слово или двойное слово в зависимости от разрядности АЦП) и записи его в буферную память, реализованную по принципу FIFO (First Input First Output). Вторым узким местом является процесс записи данных на внешний накопитель. Дело в том, что применяемый в БУРС накопитель данных типа micro SD является блочным устройством с минимальным размером блока равным 512 байт. Следовательно, длительность записи одного байта или целого блока равны и даже при максимальной скорости записи равной 10 МБ/сек (для карт памяти micro SD класса 10) минимальная длительность цикла записи составит 48,83 микросекунд при длительности одного цикла преобразования АЦП 2,86 микросекунд, что более чем в 17 раз ниже необходимого значения. Для устранения данного несоответствия необходимо воспользоваться возможностями обмена данными с картой памяти через устройства прямого доступа к памяти. В этом случае вся процедура записи данных на карту памяти сводится к указанию контроллеру прямого доступа к памяти (ПДП) текущего блока данных. Для устранения ситуации одновременного обращения процессора и контроллера ПДП к одному блоку памяти буфер данных АЦП предварительно разделен на блоки размером 512 байт и контроллер ПДП может получить адрес блока только после окончания работы с данным блоком процедуры обработчика

прерывания АЦП. Так как буфер является кольцевым теоретически может возникнуть ситуация записи данных АЦП в блок памяти, содержащий данные, еще не записанные на внешний носитель. Эта ситуация разрешается использованием буфера избыточной длины. В данной реализации программы для организации буфера используется внешняя оперативная память данных объемом 64 МБ, реализованная на микросхемах динамической памяти типа DDR2.

Задача установки режимов функционирования аппаратных узлов БУРС заключается в установке состояния управляющих логических сигналов согласно режимам работы. Так как все сигналы являются статическими и устанавливаются до начала процесса регистрации повышенных требований к оптимизации кода при решении данной задачи не предъявляется.

Задача обеспечения интерфейса пользователя сводиться к написанию собственных функций ввода данных из универсального последовательного порта RS-232 и перенаправлении на него данных стандартной функции вывода *printf()*, путем редактирования стандартной библиотеки ввода-вывода языка C.

На рисунке 4.4 приведена иерархическая структура программы *BBSRegistrator_ADD*, раскрывающая архитектуру программы и ее модульную структуру. Рассмотрим элементы данной структуры на примере одиночного цикла работы программы, включающего в себя выполнение основных задач, для решения которых она и предназначена. Прежде необходимо рассмотреть сам процесс запуска программы.

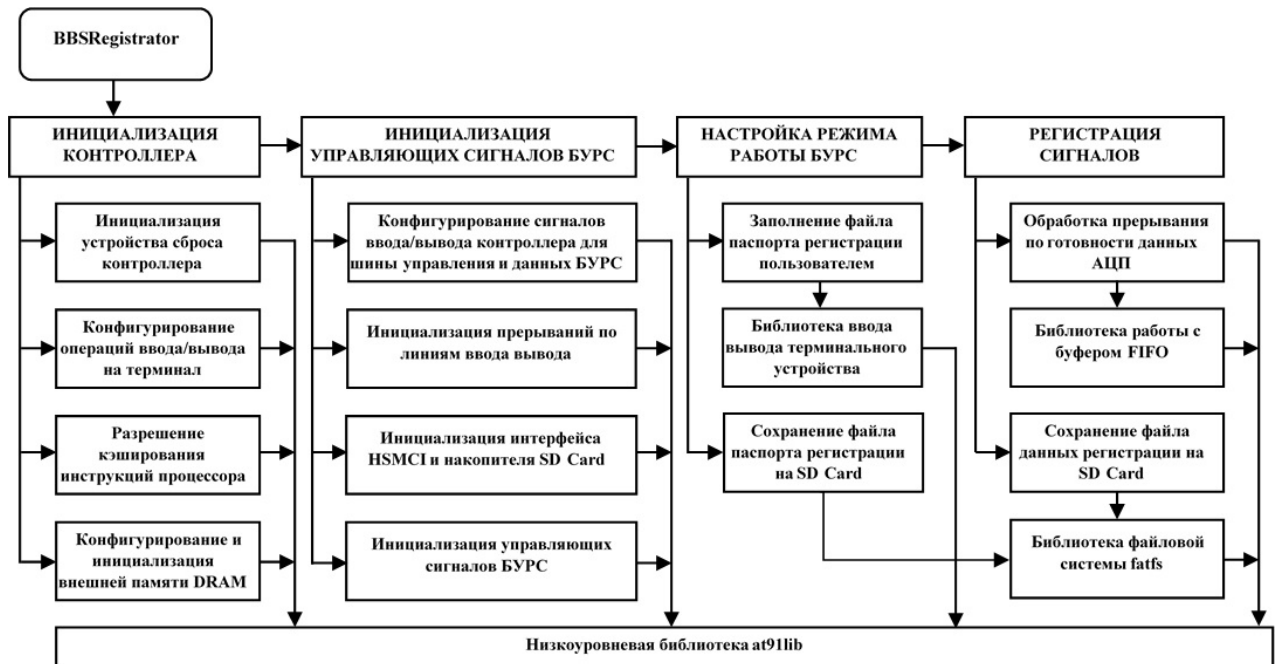


Рисунок 4.4 - Иерархическая структура программы *BBSRegistrator_ADD*

Работа микроконтроллера, для которого предназначена данная программа, инициируется подачей на него питающего напряжения от источника питания БУРС. С момента включения питания начинает выполняться “программа-загрузчик”, встроенная в микроконтроллер. Ее целью является загрузка основной программы с внешнего носителя данных и передача ей управления. Микроконтроллер AT91SAM9G45 подразумевает различные возможные источники загрузки. На используемой в БУРС плате микроконтроллера их предусмотрено два - NAND flash и SD/MMC карта. Для удобства управляющая программа размещается на том же носителе, что и данные регистрации. Это позволяет оперативно менять управляющую программу без использования дополнительных устройств, а также обеспечивает процесс резервирования программы в случае неисправности носителя.

Микроконтроллер **SK-MAT91SAM9G45**, используемый в БУРС представляет собой сложное устройство, требующее для корректной работы программной инициализации основных элементов своей архитектуры. За данный процесс отвечает модуль **ИНИЦИАЛИЗАЦИИ КОНТРОЛЛЕРА**. Рассмотрим основные процедуры данного модуля.

Инициализация устройства сброса контроллера. Основной задачей данной процедуры является перевод внутреннего устройства сброса микроконтроллера в пользовательский режим, при котором исключается программный сброс и сброс по сторожевому таймеру. Это сделано для экономии ресурсов микроконтроллера с целью использования их в основной процедуре обработчика прерываний по готовности данных АЦП. Так как процедуры обработки прерываний по сбросу и сторожевому таймеру имеют более высокий приоритет и их вызов не синхронен с вызовом обработчика прерываний АЦП, то не представляется возможным рассчитать время выполнения процедуры считывания данных с АЦП.

Конфигурирование операций ввода/вывода на терминал. Данная процедура предназначена для конфигурирования универсального последовательного порта RS-232 и перенаправления всех операций стандартного ввода/вывода (клавиатура, экран) на этот порт с целью реализации текстового пользовательского интерфейса.

Разрешение кэширования инструкций процессора. Задачей данной процедуры является включение кэширования инструкций процессора, приводящее к увеличению общей производительности центрального процессора и, как следствие, к общему ускорению работы всех элементов программы.

Конфигурирование и инициализация внешней памяти DRAM. Данная процедура предназначена для инициализации контроллера доступа к внешней памяти DRAM, отвечающего за инициализацию (настройка напряжений питания и таймингов) и работу с внешней микросхемой динамической памяти DDR2 объемом 64 МБ, используемой для организации промежуточного буфера при обмене данными между АЦП и внешним накопителем micro SD.

Следующей задачей, предваряющей процесс начала работы с блоком БУРС, является начальная настройка интерфейсов обмена данными и управления аппаратными узлами блока. За выполнение данной задачи отвечает модуль **ИНИЦИАЛИЗАЦИИ УПРАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛОВ БУРС**. Рассмотрим основные процедуры данного модуля.

Конфигурирование сигналов ввода/вывода для шины управления и данных БУРС. В данной процедуре выполняется настройка параллельного интерфейса ввода/вывода **PIO** на основе которого реализованы интерфейсы “шина управления” и “шина данных”. Помимо настройки и конфигурирования интерфейса **PIO** здесь осуществляется настройка направления (ввод или вывод) передачи данных для цифровым сигнальных линий, применяемых для реализации интерфейсов “шина управления” и “шина данных”.

Инициализация прерываний по линиям ввода/вывода. Данная процедура отвечает за инициализацию контроллера прерываний и назначение линии ввода вывода, отвечающей за прерывание по готовности данных АЦП. Кроме того, в этой процедуре происходит установка адреса входа в процедуру обработки прерывания по готовности данных АЦП.

Инициализация интерфейса HSMCI и накопителя SD Card. В данной процедуре производится инициализация высокоскоростного интерфейса HSMCI, предназначенного для работы с внешним накопителем информации. Основная настройка заключается в установке максимальной скорости работы данного интерфейса и назначении канала прямого доступа к памяти для данного устройства. Также, в данной процедуре осуществляется инициализация внешнего накопителя данных и проверка его исправности, заключающаяся в выполнении тестовых операций чтения - записи случайных блоков памяти накопителя и их последующей верификации.

Инициализация управляющих сигналов БУРС. Работа данной процедуры заключается в установке сигналов, управляющих работой формирователя цифровых сигналов в начальное состояние и проведение процедуры аппаратной калибровки АЦП.

За установку текущего режима работы БУРС и формирование выходного файла паспорта регистрации отвечает модуль **НАСТРОЙКИ РЕЖИМА РАБОТЫ БУРС**. Рассмотрим основные процедуры этого модуля.

Заполнение паспорта регистрации пользователя. Процедура заключается в выборе пользователем текущего режима работы БУРС, задании

параметров измерительного тракта (к примеру, таких как коэффициенты усиления датчика, БУФС и т.д.) и длительности регистрации. Диалог с пользователем осуществляется посредством текстового интерфейса пользователя осуществляющего связь микроконтроллера с внешним терминальным устройством. Собственно, сами процедуры ввода/вывода реализованы в **библиотеке ввода/вывода терминального устройства** содержащей в себе основные процедуры ввода/вывода через стандартный последовательный интерфейс RS-232. После завершения диалога с пользователем данная процедура осуществляет установку цифровых сигнальных линий, управляющих работой формирователя цифровых последовательностей в состояние, соответствующее выбранному режиму работы БУРС.

Сохранение файла паспорта регистрации на SD Card. Данная процедура осуществляет формирование и сохранение на внешнем носителе файла паспорта регистрации, содержащего все необходимые данные для дальнейшей обработки зарегистрированных сигналов. Запись осуществляется под управлением библиотеки **fatfs** в которой реализованы основные процедуры работы с файловой системой FAT до сих пор широко применяющейся в современных вычислительных устройствах благодаря простоте реализации и невысоким требованиям к вычислительной мощности процессора.

За регистрацию оцифрованных данных и их сохранение на внешний носитель отвечает модуль **РЕГИСТРАЦИИ СИГНАЛОВ**. В данном модуле реализовано выполнение двух параллельных процессов: **процесса обработки прерываний по готовности данных АЦП** и **процесса сохранения данных регистрации на SD Card**. Подробное описание данных процессов приведено выше. Процедуры работы с промежуточным буфером памяти реализованы в **библиотеке работы с буфером FIFO**.

Все низкоуровневые процедуры ввода-вывода реализованы в стандартной библиотеке ввода/вывода **at91lib** распространяемой фирмой Atmel бесплатно в виде исходных кодов.

Для программы *BBSRegistrator_ADD* входными данными является оцифрованный сигнал, поступающий от АЦП и данные о режиме и параметрах регистрации, вводимые пользователем. На основании этих данных для каждого сеанса регистрации формируется два выходных файла. Первый файл содержит сведения о сеансе регистрации и называется файлом паспорта регистрации.

Второй формируемый файл представляет собой двоичный массив данных, содержащий оцифрованные данные, получаемые от АЦП. Длина поля данных массива определяется исходя из разрядности применяемого АЦП и может быть равной 2 байтам для 16 разрядного АЦП и 4 байтам для АЦП более высокой разрядности.

Программа *BBSTerminal_ADD* предназначена для автоматизации процесса управления режимами и параметрами регистрации сигналов ЭРК ШПС. Программа *BBSTerminal_ADD* является программным обеспечением верхнего уровня, написанным в среде программирования Delphi. Основной задачей программы является обеспечение удобного интерфейса между пользователем и программой регистрации сигналов *BBSRegistrator_ADD*.

Для повышения удобства работы пользователя с программой регистрации сигналов в программу *BBSTerminal_ADD* помимо стандартных возможностей терминальной программы были добавлены следующие функции:

- функция изменения в процессе проведения работ одного или нескольких параметров регистрации и их автоматическая передача в программу регистрации;
- функция сохранения в специальном файле конфигурации до десяти наборов параметров регистрации с возможностью их редактирования и быстрой загрузки.

Рассмотрим интерфейс программы *BBSTerminal_ADD*. На рис. 4.5 приведен вид главного окна программы *BBSTerminal_ADD*. В верхней части окна расположено строка выбора порта связи с блоком регистрации сигналов ЭРК ШПС (БУРС) и кнопки «Connect» и «Disconnect» предназначенные для установления и разъединения связи с программой регистрации сигналов.

В панели «*Настройки текущего режима работы*» в удобной для пользователя форме выполняется заполнение паспорта регистрации. При выборе настроек автоматически выполняется проверка на правильность ввода данных. Дополнительно при изменении любого параметра регистрации производится расчет и вывод длительности измерительного сеанса. По нажатию кнопки «*Автозаполнение*» осуществляется автоматическая передача параметров в программу регистрации сигналов и запуск сеанса регистрации.

Поле терминала (выделенное черным цветом) выполняет функции стандартной терминальной программы и при необходимости ввод параметров регистрации может осуществляться вручную. Дополнительно в данном окне выводятся текущие сведения о работе программы регистрации (сведения о процессе инициализации параметров программы регистрации, сведения о завершении процесса регистрации и.т.п.).

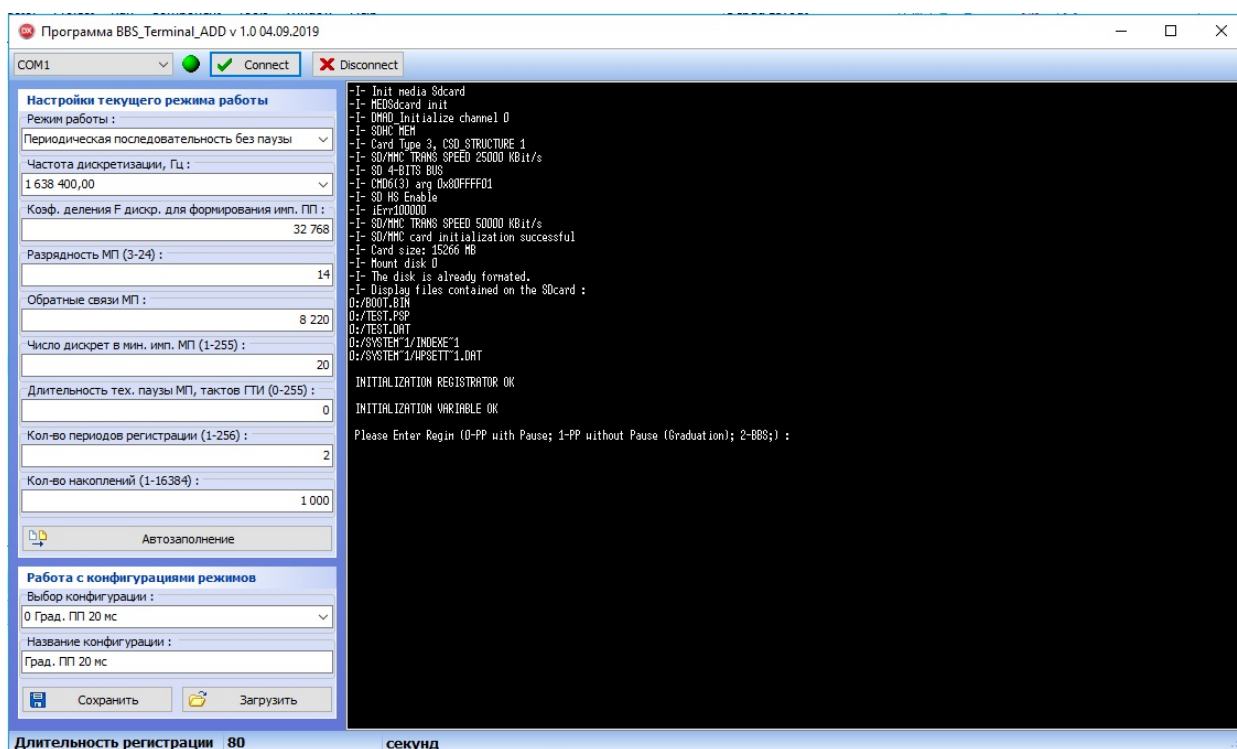


Рисунок 4.5 – Главное окно программы *BBSTerminal_ADD*

В панели «*Работа с конфигурациями режимов*» осуществляется выбор и сохранение настроек паспорта регистрации сигналов. В поле «*Выбор конфигурации*» осуществляется выбор одной из десяти настроек паспорта

регистрации сигналов. По нажатию кнопки «*Загрузить*» данные выбранной настройки выводятся в панель «*Настройки текущего режима работы*». При нажатии кнопки «*Сохранить*» текущие настройки из панели «*Настройки текущего режима работы*» сохраняются в специальном конфигурационном файле. При необходимости в поле «*Название конфигурации*» можно задать название сохраняемых настроек, которое будет выводиться в поле «*Выбор конфигурации*».

Программа *BBS_ViewerM_NR* предназначена для обработки данных полученных с помощью ЭРК ШПС в лабораторных и полевых экспериментах, а также для обеспечения математического моделирования измерительной системы на персональном компьютере.

Основные задачи. При обработке данных полевого эксперимента главной задачей программы является получение кривой становления поля и вычисление кажущегося сопротивления земной коры в зависимости от времени его становления. Для сравнения результатов зондирования земной коры с помощью шумоподобных сигналов с типовым электроразведочным способом зондирования земной коры (зондирование становлением поля в ближней зоне) с помощью периодических импульсных сигналов с регулярной структурой в ЭРК ШПС предусмотрен такой режим зондирования, обеспечиваемый как дополнительными аппаратными средствами (активная приемная индукционная рамка) так и необходимым для этого алгоритмами обработки. При зондировании шумоподобными М-последовательностями кривая становления поля находится путем вычисления взаимной корреляционной функции (ВКФ) между сигналом, принимаемым индукционным датчиком и сигналом одиночной зондирующей последовательности (идеальная биполярная М-последовательность прямоугольных импульсов). При зондировании детерминированными биполярными последовательностями токовых импульсов прямоугольной формы, вычисление кривой становления поля сводится к синхронному накоплению сигнала, принимаемого активной индукционной рамкой в паузах между зондирующими импульсами.

Для обеспечения хорошего качества измерительных данных получаемых при помощи ЭРК ШПС необходимо гарантировать высокую точность измерения контролируемых параметров и характеристик исследуемого объекта. Поэтому в условиях полевых или лабораторных экспериментов, осуществляется контроль работоспособности и измерение наиболее важных характеристик и параметров измерительного комплекса. Основные технические характеристики и параметры измерительного канала определяются через его переходную характеристику. Для получения переходной характеристики измерительного канала, перед каждым измерительным сеансом, проводятся сеансы градуировки измерительного канала. Обработка зарегистрированных сигналов градуировки выполняется в несколько этапов. На первом этапе выполняется процедура синхронного весового накопления с целью получения переходной характеристики измерительного канала. Второй этап заключается в выполнении процедуры численного дифференцирования переходной характеристики для получения импульсной переходной характеристики измерительного тракта. На заключительном этапе применяется преобразование Фурье, в результате которого строится амплитудно-частотная (АЧХ) и фазо-частотная (ФЧХ) характеристики измерительного тракта, включая измерительный датчик.

Основной задачей математического моделирования является изучение особенностей применения шумоподобных зондирующих сигналов (ШПС) в системах активной электроразведки земной коры в сравнении с типовыми системами, использующими для зондирования детерминированные биполярные последовательности токовых импульсов с постоянной длительностью. В программе реализованы математические модели электроразведочных систем с шумоподобными и детерминированными последовательностями зондирующих импульсов. Модельный эксперимент позволяет получить сравнительные данные для электроразведочных систем с детерминированными и шумоподобными сигналами и оценить количественно выигрыш в соотношении сигнал-помеха, получаемый при использовании ШПС и оптимально выбрать параметры системы с ШПС [Ильичев, Бобровский, 2014].

Структура и инструментарий программы. Основным элементом программы является внутренняя структура данных, называемая в дальнейшем «сигналом». Данные представляют собой одномерный массив конечной длины с набором последовательных значений, получаемых в результате дискретизации непрерывного во времени сигнала. В качестве сигналов могут выступать как сигналы полученные в процессе регистрации данных с выхода измерительного канала ЭРК ШПС, так и сигналы, генерируемые программным методом. Результат преобразований первичного сигнала, полученный в процессе применения к нему какого-либо алгоритма обработки также будет являться сигналом. Каждому сигналу ставится в соответствие информационная структура, содержащая сведения необходимые для его отображения в графической или табличной форме.

Обработка сигналов выполняется при помощи набора алгоритмов обработки, называемых «инструменты». Под инструментом понимается алгоритм обработки данных, в котором входом является сигнал с дополнительным набором входных параметров необходимых для работы алгоритма, а выходом может являться обработанный сигнал либо набор параметров, вычисленных при помощи алгоритма обработки. Все инструменты объединены в структуру (см. рис. 4.6) каждый из элементов (модулей) которой содержит набор инструментов, отвечающих за решение определенного класса задач.

Инструменты обработки данных ЗСБ – предназначены для получения кривой становления поля и вычисления кажущегося удельного электрического сопротивления земной коры при проведении полевых экспериментов с ЭРК ШПС в режимах работы с шумоподобными и детерминированными последовательностями зондирующих импульсов.

Инструменты математического моделирования – предназначены для исследования особенностей применения корреляционной обработки шумоподобных сигналов в электроразведочной аппаратуре. Подробнее алгоритмы математических моделей и результаты исследований, полученные с

применением инструментов данной группы описаны в работах [Ильичев, Бобровский, 2014; Бобровский, Ильичев, 2018 а; Ильичев, Бобровский, 2018].

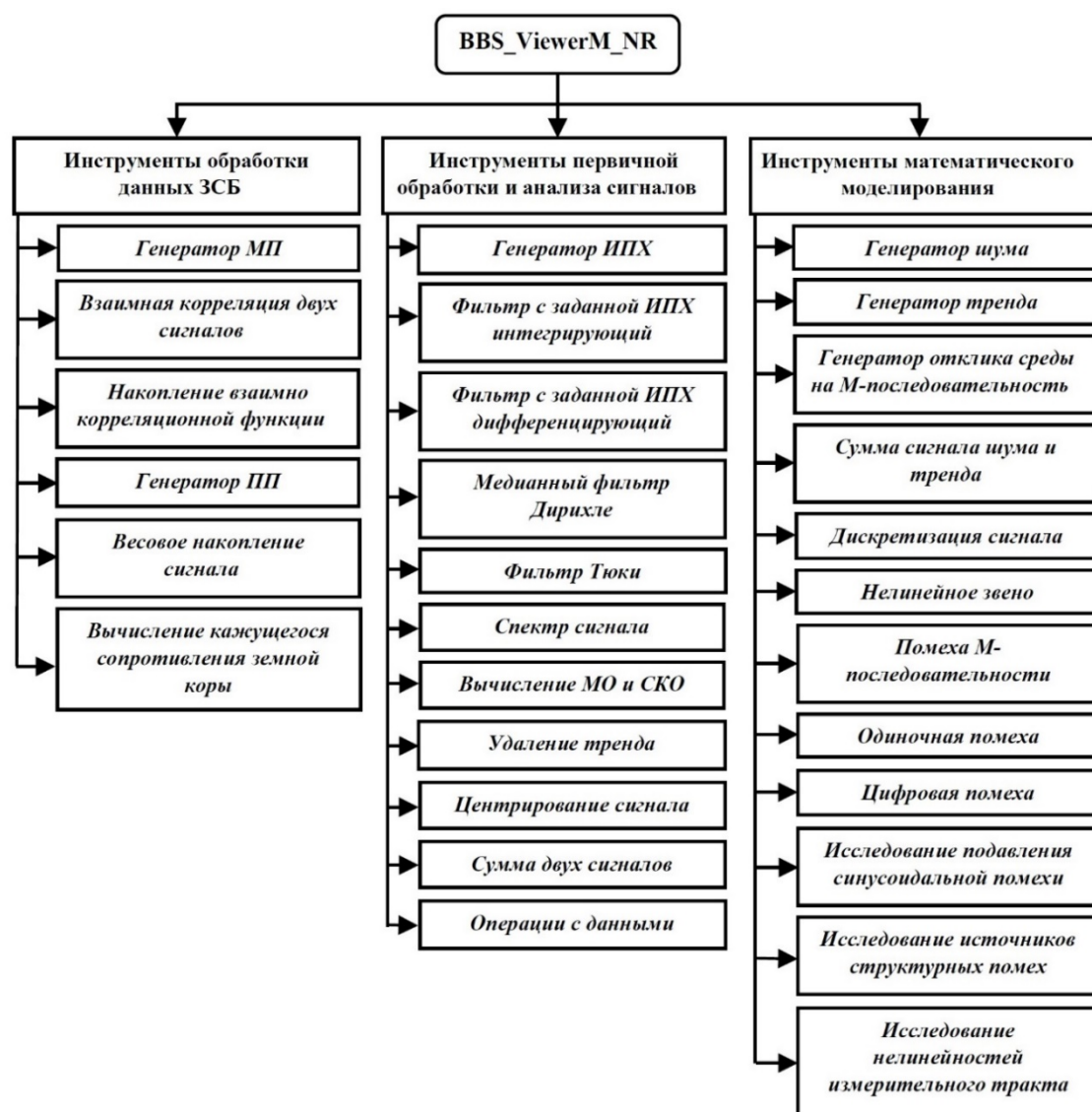


Рисунок 4.6 - Структура программы BBS_ViewerM_NR:

МП – М-последовательность, **ПП** – периодическая последовательность, **ИПХ** – импульсная переходная характеристика, **МО** – математическое ожидание, **СКО** – среднеквадратичное отклонение

Инструменты первичной обработки и анализа сигналов – предназначены для оперативного просмотра, первичной обработки и анализа зарегистрированных сигналов. Ниже перечислены некоторые из них:

- интегрирующий и дифференцирующий фильтры с дискретно заданной импульсной переходной характеристикой;
- медианный фильтр Дирихле;
- фильтр Тьюки;
- вычисление и построение графиков амплитудного и фазового спектра выбранного сигнала;
- вычисление математического ожидания и среднеквадратичного отклонения выбранного сигнала;
- удаление из сигнала низкочастотных нестационарных процессов (трендов), описываемых полиномами заданного порядка;
- удаление из сигнала постоянной составляющей (центрирование);
- сумма двух сигналов;
- простейшие математические и арифметические операций с сигналами (интегрирование, дифференцирование, инверсия, умножение на коэффициент и.т.п.).

Более подробно программа **BBS_ViewerM_NR** описана в работе [Бобровский, Ильичёв, 2019].

4.3. Полевые эксперименты по тестированию ЭРК ШПС

Метод зондирования становлением поля в ближней зоне, применяемый в ЭРК ШПС, накладывает определенные правила и ограничения при выборе точки на земной поверхности для проведения электромагнитного мониторинга напряженно-деформированного состояния земной коры. Особое внимание при выборе точки измерения обращено на исследование уровня помех и шумов, ограничивающих динамический диапазон регистрируемых сигналов. С целью получения статистических данных о спектральном составе помех и шумов, наблюдаемых в различных точках на земной поверхности территории Бишкекского геодинимического полигона (БГП), были проведены специальные исследования. Исследования показали, что основными источниками помех являются помехи от промышленной силовой сети частотой 50 Гц [Bobrovsky,

Pyichev, 2021]. Для оценки эффективности подавления шумов и помех с использованием корреляционной обработки сигналов был проведен ряд полевых экспериментов. Эксперименты проводились на точке «МГД» расположенной вблизи территории НС РАН. В связи с присутствием вблизи мощных высоковольтных линий электропередач данная точка является показательной для оценки качества измерений, выполняемых при помощи ЭРК ШПС в максимально неблагоприятных условиях.

Выполнены градуировки отдельно БУРС без индукционного датчика и измерительного канала в целом. Цель градуировок – получение импульсной переходной и частотной характеристик БУРС и измерительного канала в полевых условиях, сравнение их с расчетными, проверка работоспособности измерительного комплекса, включая работу программного обеспечения нижнего и верхнего уровня. Параметры прямоугольных импульсов, подаваемых на вход БУРС и в градуировочную катушку индукционного датчика, приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 - Параметры градуировочных импульсов

Режим градуировки	Параметры		
	Амплитуда	Длительность	Число накоплений
Градуировка БУРС	$\pm 1,65$ В	0,075 с	100
Градуировка измерительного канала (высокие частоты)	$\pm 3,2$ мА	0,1 с	100
Градуировка измерительного канала (низкие частоты)		11,275 с	10

Графики переходной (ПХ), импульсной переходной (ИПХ) и амплитудно-частотной (АЧХ) характеристик БУРС представлены на рис. 4.7. График АЧХ показан в децибелах относительно амплитуды сигнала измеренной на частоте 100 Гц.

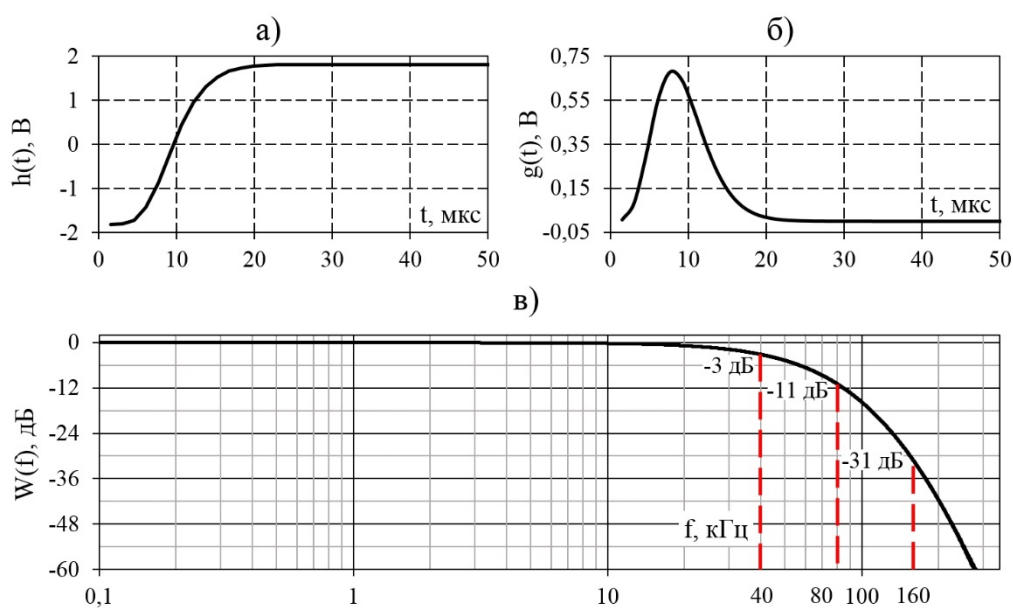


Рисунок 4.7 - Результаты градуировки БУРС: а) – ПХ, б) – ИПХ, в) - АЧХ

Согласно рис. 4.7, полученная по результатам градуировки частота среза БУРС, определяемая по уровню минус 3 дБ, составила $f_c = 40$ кГц, а подавление сигналов на частотах $2f_c = 80$ кГц и $4f_c = 160$ кГц получилось 11 и 31 дБ, что полностью соответствует расчетным значениям.

На рис. 4.8 представлены ИПХ и АЧХ измерительного канала. В следствии малой индуктивности (46 мкГн на 100 Гц) градуировочной катушки и включенного последовательно с ней резистора с сопротивлением 1 кОм, постоянная времени градуировочной катушки составила 0,046 мкс. Эта величина значительно меньше периода дискретизации АЦП (1,53 мкс), использовавшегося при измерении. Поэтому влияние градуировочной катушки не оценивалось. Следует также отметить, что градуировка выполняется в тех же условиях что и зондирование (датчик помещается вертикально в землю, верхняя часть датчика находится на 20 см ниже поверхности). В лабораторных условиях, в связи с высоким уровнем промышленных помех, такую градуировку осуществить крайне сложно.

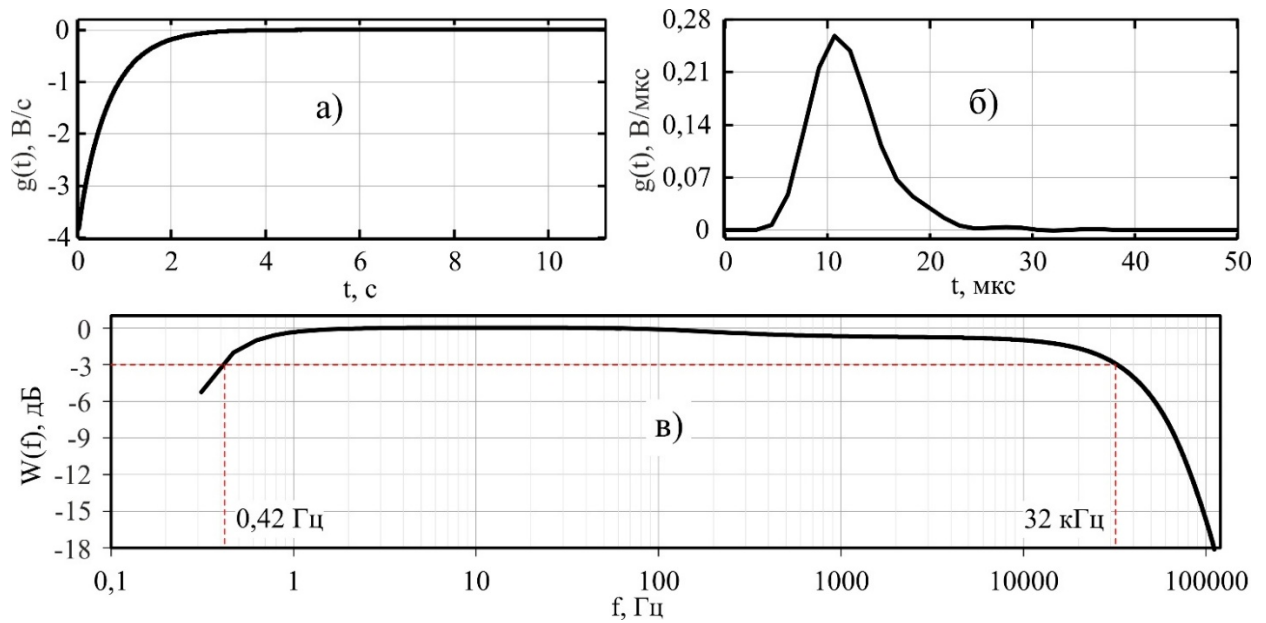


Рисунок 4.8 - Результаты градуировки измерительного канала ЭРК ШПС:

а) – ИПХ в области больших времен, б) - ИПХ в области малых времен, в) - АЧХ

Согласно рис. 4.8 частота среза измерительного канала в области низких частот, определяемая по уровню минус 3 дБ, составила 0,42 Гц, а в области высоких частот 32 кГц. В полосе пропускания в диапазоне частот от 90 до 1000 Гц наблюдается незначительный спад (около 1 дБ) АЧХ, определяемый частотной характеристикой ИДС.

Далее проводилось зондирование земной коры шумоподобными сигналами. Цель эксперимента - получение кривой становления поля (э.д.с. индуцированной в измерительной катушке датчика) и кажущегося удельного электрического сопротивления горных пород. В таблице 4.3 приведены параметры зондирующих сигналов.

Таблица 4.3 - Параметры зондирующих сигналов

I_3 , А	$N_{МП}$, бит	T_{min} , мкс	$L_{МП}$, сек
$\pm 2,0$	15	41	1,35

Примечание: I_3 – амплитуда импульсов тока в зондирующей рамке; $N_{МП}$ – разрядность М-последовательности; T_{min} – минимальная длительность импульсов в М-последовательности; $L_{МП}$ – длительность М-последовательности.

Для точной оценки уровня шумов и помех непосредственно перед проведением сеанса зондирования выполнялась регистрация шумов и помех (рисунок 4.9-а). При максимальной амплитуде регистрируемого сигнала (от пика к пику) порядка 3 В амплитуда шумов и помех (A_n), регистрируемых измерительным каналом, составила 32.625 мВ (около 1% от полезного сигнала).

В качестве кривой становления поля $e(t)$ принималась накопленная корреляционная функция (НКФ), получаемая в процессе корреляционной обработки сигналов, так как в интервале времен от $T_{min} = 41$ мкс до $L_{МП} = 1,35$ с значения НКФ пропорциональны значениям э.д.с., индуцированной в измерительной катушке датчика [Ильичев, Бобровский, 2014].

На рисунке 4.9-б,с приведены участки сигнала становления поля в области малых и больших времен, полученные в результате корреляционной обработки и последующего синхронного накопления (200 накоплений) зарегистрированного сигнала. На фоне получаемой кривой становления поля в области больших времен видны структурные помехи подробно рассмотренные в главе 4

На кривой становления поля наблюдаются не только «структурные помехи», но и остаточные тональные помехи от промышленной силовой сети переменного тока, а также другие шумы и помехи естественного и искусственного происхождения, спектральные составляющие которых попадают в полосу пропускания измерительного канала (рисунок 4.9-д).

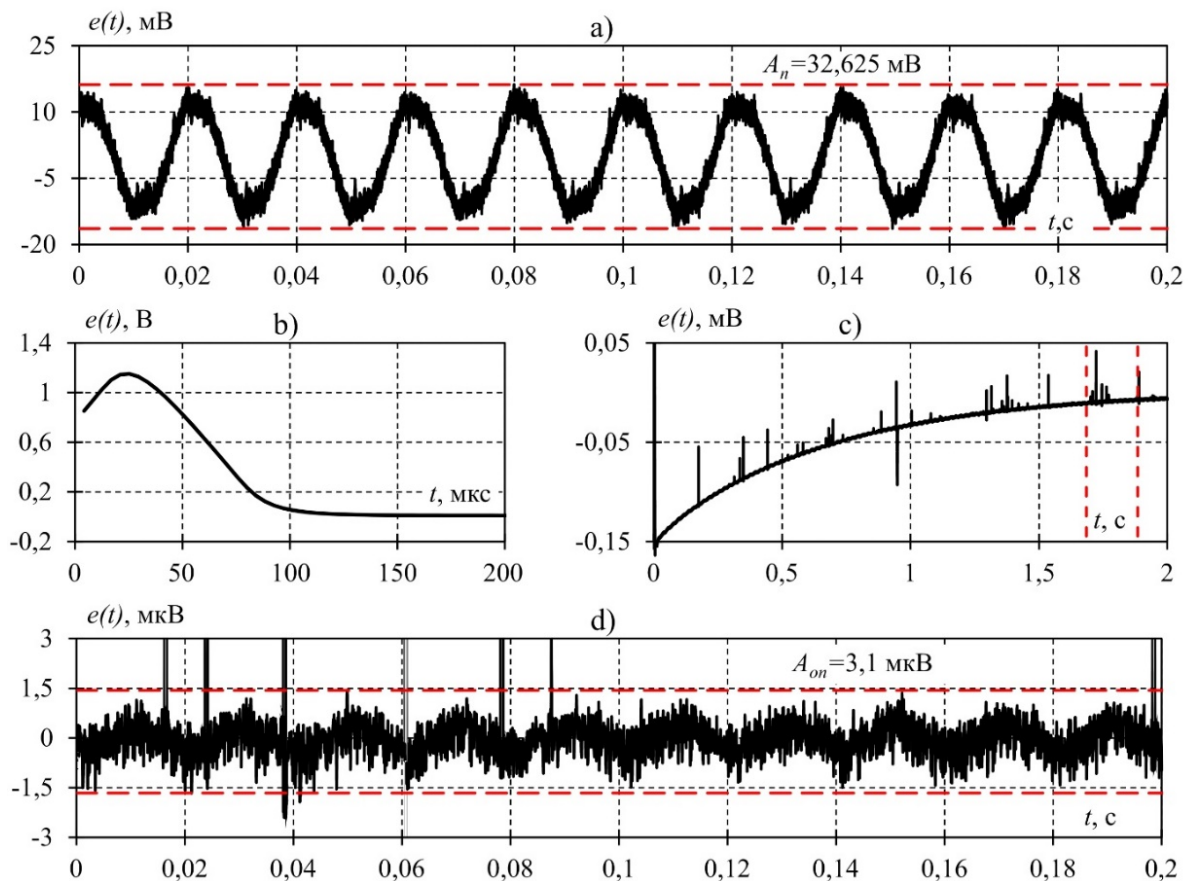


Рисунок 4.9 - Пример сигналов, зарегистрированных на точке «МГД»: запись шума – а); сигнал становления поля в области малых - б) и больших - в) времен; участок сигнала становления поля в области больших времен с исключенной низкочастотной составляющей - д)

Для оценки амплитуды шумов и помех оставшихся после корреляционной обработки зарегистрированных сигналов был выбран участок сигнала, выделенный на рисунке 4.9-б вертикальными пунктирными линиями. Далее на выбранном участке выполнялась процедура устранения из сигнала медленно меняющейся (низкочастотной) составляющей путем аппроксимации его степенным полиномом и вычислением разностной функции между исходным сигналом и результатом аппроксимации (см. рис. 3.22). После удаления из него низкочастотной составляющей (рисунок 4.9-д) уровень остаточных помех и шумов (A_{on}), за исключением «структурных помех», снизился в 10524 раза (80 дБ). Традиционное синхронное накопление позволяет получить выигрыш в $\sqrt{200} \approx 14$ раз.

Описанный в главе 3.4 и работе [Бобровский, 2022] метод уменьшения уровня структурных помех на кривой становления поля был опробован на реальных полевых сигналах [Bobrovsky, Pyichev, 2021]. Обработка алгоритма проводилась на кривых зондирования, полученных в результате корреляционной обработки сигналов становления поля, зарегистрированных на экспериментальной точке «Чункурчак» в 2020 г. На рис. 4.10 представлена исходная и очищенная от структурных помех кривая становления поля.

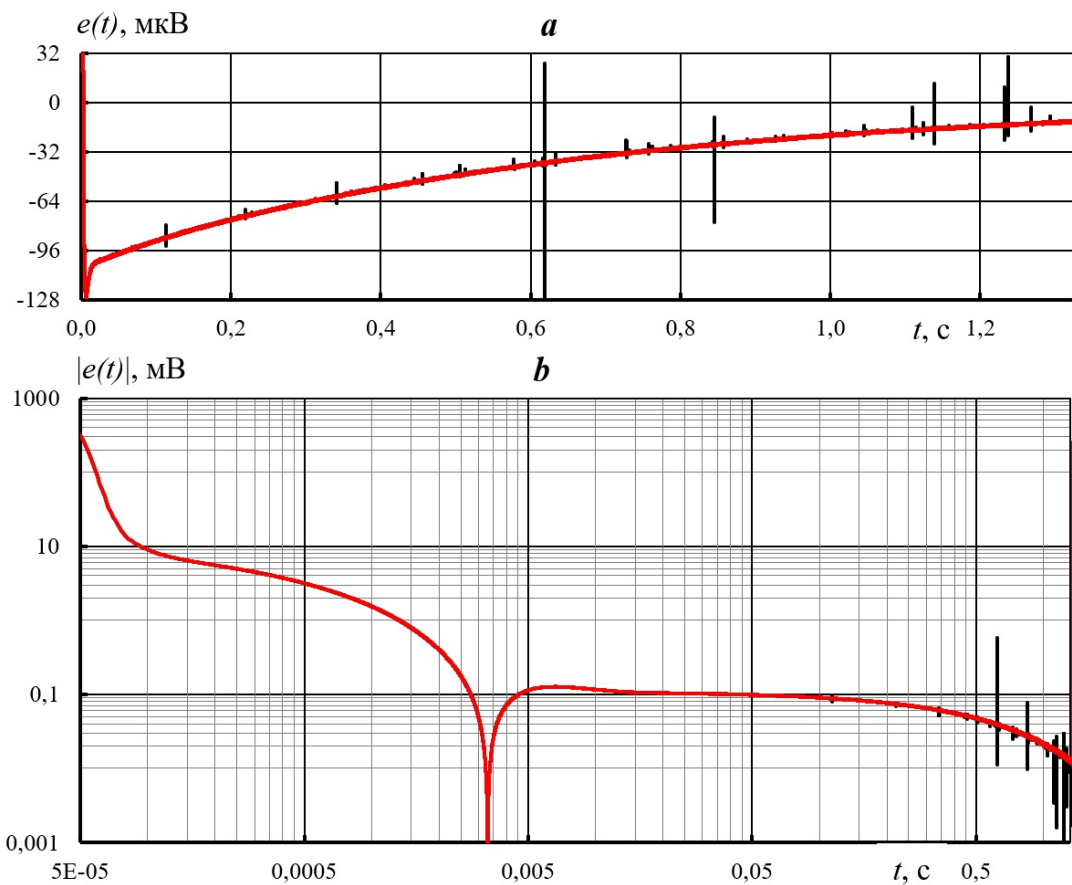


Рисунок 4.10 - Кривая становления поля, полученная на экспериментальной точке «Чункурчак»: а- в линейном масштабе по осям; б- модуль сигнала становления поля в билогарифмическом масштабе по осям. Черный цвет – исходный сигнал, красный цвет - сигнал после устранения структурных помех.

Так как используемый индукционный датчик сигналов не является идеальным интегратором, особенно в области больших времен, то полученная кривая становления поля располагается в основном в области отрицательных значений

(рис. 4.10-а). Для визуализации соотношения сигнал/помеха во всем динамическом диапазоне сигналов (становление поля + помехи) на рис. 4.10-б приводится модуль этой кривой в билогарифмическом масштабе. Истинная кривая становления поля получается путем приведения сигнала ко входу измерительного канала (измерительная катушка индукционного датчика сигналов) с учетом частотной (импульсной переходной) характеристики всего измерительного канала, включая индукционный датчик сигналов. Пока данная задача решена не полностью [Бобровский и др., 2021]. Разработка алгоритмов по приведению сигнала становления поля ко входу измерительного канала продолжается в настоящее время.

В результате удаления структурных помех при обработке полевых данных, уровень помех на кривой становления поля (рис. 4.10-с), вычисляемый как размах оставшихся помех от пика до пика, снизился примерно в 450 раз (на 53 дБ) по сравнению с уровнем структурных помех (от пика до пика) на кривой становления до их удаления.

Выводы по главе 4

Разработан и изготовлен экспериментальный образец аппаратурно-программного измерительного комплекса с шумоподобными зондирующими сигналами, обеспечивающий контроль кривой становления поля благодаря широкому частотному диапазону и большому динамическому диапазону регистрируемых сигналов.

На полевых сигналах подтверждено преимущество ШПС в выходном соотношении сигнал/шум по сравнению с традиционными электроразведочными системами.

На полевых сигналах подтверждена эффективность алгоритма обнаружения и устранения структурных помех.

ГЛАВА 5. РЕЗУЛЬТАТЫ ПРАКТИЧЕСКОЙ АПРОБАЦИИ СОЗДАННОГО ОБРАЗЦА ЭРК ШПС ДЛЯ РЯДА ПУНКТОВ НАБЛЮДЕНИЯ НА ТЕРРИТОРИИ СЕВЕРНОГО ТЯНЬ-ШАНЯ

5.1. Экспериментальные работы с измерительным комплексом ЭРК ШПС по отработке технологии зондирования земной коры

В сентябре 2021 года после проведения доработок аппаратной и программной частей создаваемого нового измерительного комплекса ЭРК ШПС и проверки его на функционирование в лабораторных условиях был проведен комплексный полевой эксперимент по зондированию земной коры в точке «МГД», находящейся в непосредственной близости от территории НС РАН. Краткие результаты эксперимента опубликованы в работе [Бобровский и др., 2023]. Эксперимент длился 12 часов.

Основными целями и задачами проведенного эксперимента были:

1. Отработка в полевых условиях технологии проведения зондирований земной коры с помощью измерительного комплекса ЭРК ШПС.
2. Проверка и отработка разработанных алгоритмов обработки данных.
3. Оценка стабильности технических характеристик и параметров измерительного комплекса и погрешности измерения кривой становления поля, получаемой при обработке данных зондирования.

На рис. 5.1 представлена схема подключения блоков измерительной аппаратуры при проведении эксперимента.

аккумуляторы напряжением 12 В, емкостью 60 А·ч, предназначенные для подзарядки ПК-1 и ПК-2

На точке «МГД» в полевых условиях с интервалом в один час было проведено 11 измерительных сеансов, каждый из которых включал в себя: 1) градуировку измерительного канала, 2) зондирование земной коры шумоподобными сигналами с синхронной регистрацией зондирующего воздействия и отклика земной коры на такое воздействие, 3) регистрацию шумов и помех, принимаемых измерительным каналом при отсутствии зондирующего воздействия.

Эксперименты проводились в точке, находящейся в непосредственной близости от территории НС РАН (точка «МГД»), характеризующейся достаточно высоким уровнем промышленных помех, что позволило численно оценить возможности измерительного комплекса ЭРК ШПС по регистрации и обработке сигналов становления поля в широком динамическом диапазоне не в лучших с точки зрения помех условиях (малое соотношение сигнал/помехи+шум на входе измерительного комплекса). В таблице 5.1 указаны значения основных технических параметров измерительной аппаратуры и параметров регистрации сигналов, устанавливаемых во всех режимах измерения.

Таблица 5.1 - Параметры измерительной аппаратуры и режимов регистрации

Параметр	Режимы регистрации			
	Регистрация сигналов градуировки	Регистрация становления поля	Регистрация тока в ИЗР	Регистрация помех и шумов
Полоса пропускания измерительного канала, Гц	0,3 ÷ 40000	0,3 ÷ 40000	0 ÷ 8,0	0,3 ÷ 40000
Коэффициент усиления сигналов в измерительном канале	337	35888	0,55	35888
Частота дискретизации сигналов, Гц	237449,275	237449,275	237449,275	237449,275
Разрядность МП	15	15	15	15
Длительность минимального импульса в МП, дискрет времени	15	15	15	15
Длительность регистрации, мин.	10	10	10	2

Примечания:

1. При всех измерениях устанавливались одинаковые параметры регистрации сигналов, соответствующие режиму зондирования земной коры шумоподобными М-последовательностями прямоугольных импульсов тока, подаваемых в индукционную зондирующую рамку.
2. Коэффициенты усиления сигналов в измерительных каналах определялись уровнем их на выходе датчиков (измерительная катушка ИДС, датчик тока в ИЗР) и шкалой аналого-цифрового преобразователя (АЦП).
3. Длительность регистрации сигналов градуировки, становления поля и тока в ИЗР составила 10 минут и определялась возможностями проведения указанных измерений в промежутках времени между работой силовой электроразведочной генераторной установки (ЭРГУ-600), включаемой ежедневно с интервалом в 1 час в течение 6 часов и обеспечивающей в НС РАН электромагнитный мониторинг напряженно деформированного состояния земной коры медом ЗСД.
4. Помехи и шумы регистрировались в конце каждого измерительного сеанса в течение двух минут.
5. Поскольку для обработки сигналов используется огибающая модуля тока (кривая изменения амплитуды импульсов тока в течении всего сеанса зондирования), при регистрации тока в зондирующей рамке применён низкочастотный аналоговый фильтр с частотой среза 8 Гц.

Следует отметить что в настоящее время корреляционная обработка сигналов, применяемая в программном обеспечении ЭРК ШПС, заключается в вычислении взаимной корреляционной функции (ВКФ) между одиночной идеальной М-последовательностью единичной амплитуды с параметрами (кроме амплитуды), аналогичными параметрам реальной зондирующей последовательности, и регистрируемым откликом среды на зондирующее воздействие [Бобровский, Ильичев, 2025]. Использование такого метода обработки обусловлено невозможностью идеальной регистрации сигналов зондирующего тока (градуировочных сигналов для режима градуировки измерительного канала) поскольку при взаимной корреляции двух зашумленных

сигналов соотношение сигнал/шум будет резко уменьшаться. Для того чтобы такой метод обработки не вносил искажений в получаемую кривую становления поля необходимо обеспечить стабильность зондирующих импульсов тока. Достаточно если длительность фронта и среза импульсов тока в зондирующей рамке будет меньше длительности минимального импульса зондирующей М-последовательности. В работе [Бобровский, Ильичев, 2025] подробно описан предложенный авторами метод учета нестабильности амплитуды зондирующих импульсов тока при расчете кривой становления поля в системах с шумоподобными сигналами.

5.1.1 Регистрация и обработка помех и шумов

Регистрация помех и шумов производилась в течение двух минут в конце каждого измерительного сеанса. В этом режиме была задействована только часть измерительной аппаратуры, включающая БУРС-2, ИДС и ПК-2 (рис. 5.1). При этом в ИДС и в БУРС устанавливались коэффициенты усиления сигналов такие же как при регистрации сигналов становления поля во время проведения зондирований земной коры. Цель таких измерений - оценка помеховой обстановки во время проведения экспериментов, получение численных оценок характеристик и параметров помех и шумов, и степени их подавления при обработке данных зондирования. При обработке полученных данных выполнялся визуальный просмотр зарегистрированных помех и шумов, анализировалась их форма и особенности. Далее вычислялся амплитудно-частотный спектр зарегистрированных помех и шумов и плотность вероятности распределения их амплитуд. На рис. 5.2 представлен результат обработки помех и шумов, зарегистрированных в конце одного из одиннадцати экспериментов.

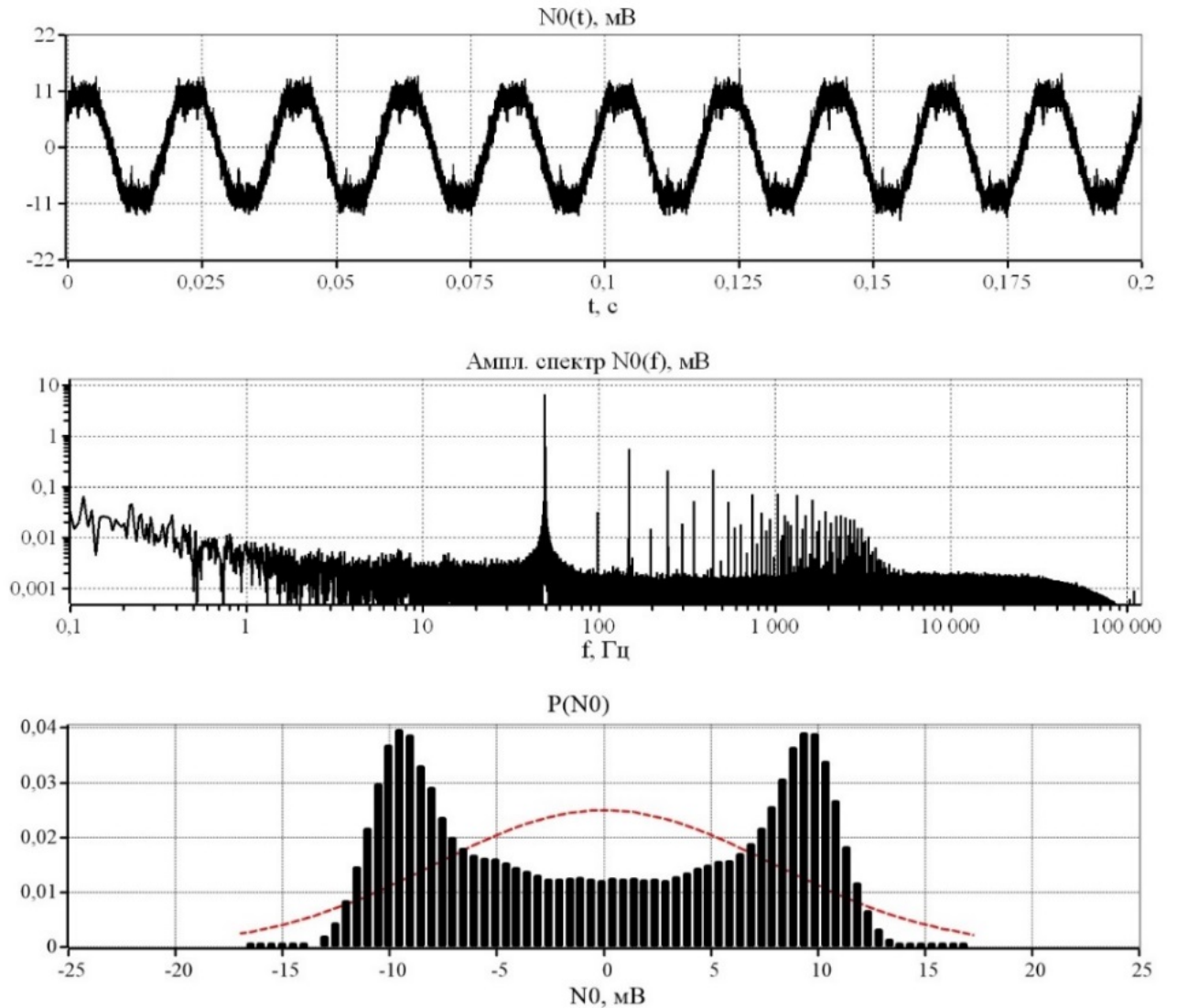


Рисунок 5.2 - Первичные данные регистрации $N_0(t)$ (фрагмент), частотный спектр $N_0(f)$ и плотность вероятности распределения амплитуд помех и шумов $P(N_0)$ в измерительном сеансе с номером 0 (время регистрации 10:02÷10:04)

Примечания:

1. На рисунке 5.2 показан уровень помех, наблюдаемых на входе аналого-цифрового преобразователя, расположенного в БУРС-2 (шкала АЦП $\pm 2,048 \text{ В}$).
2. Красным пунктиром показаны графики плотности вероятности для нормального закона распределения шумов, эквивалентного по энергии зарегистрированным помехам.

Далее проводилась корреляционная обработка и накопление зарегистрированных помех и шумов. На рис. 5.3 показан результат такой обработки для одного из измерительных сеансов (№10).

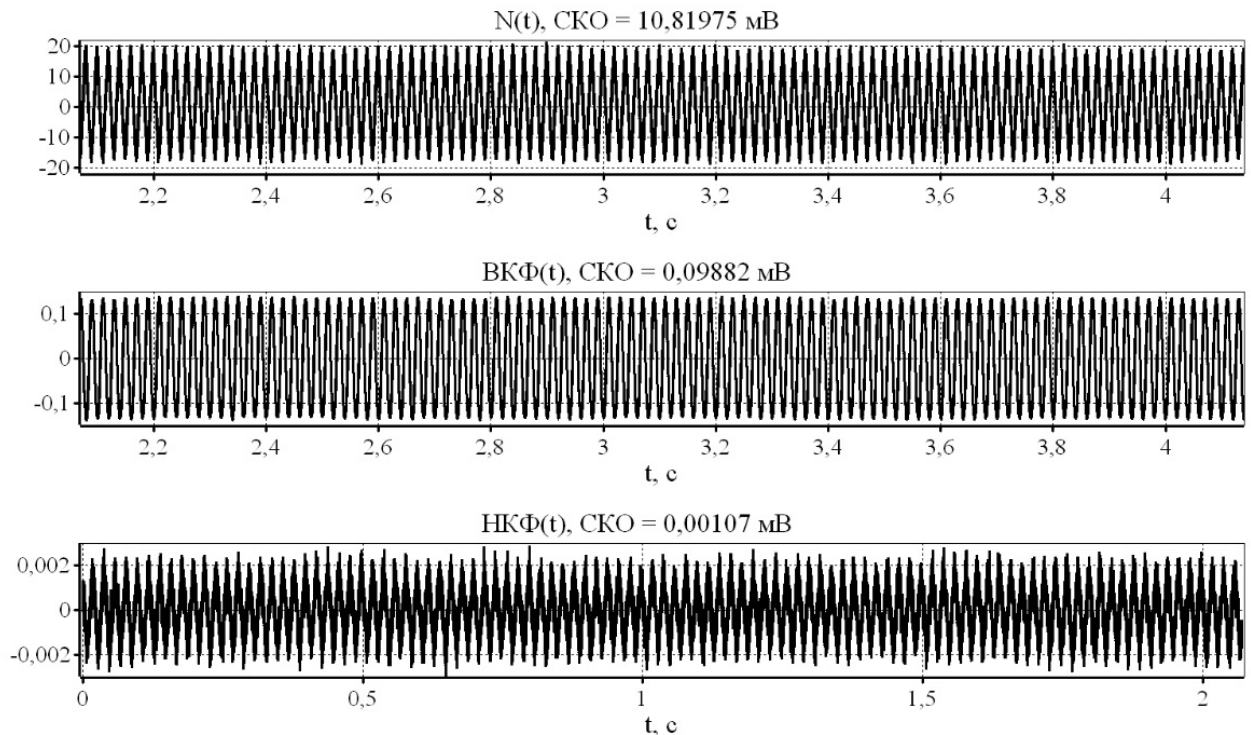


Рисунок 5.3 - Корреляционная обработка помех и шумов, зарегистрированных в сеансе № 10: $N(t)$ – первичные данные регистрации, $BK\Phi(t)$ – взаимная корреляционная функция между $N(t)$ и одиночной идеальной М-последовательностью, $HK\Phi(t)$ – накопленная корреляционная функция, СКО – среднеквадратичное отклонение (значение)

Вычислялись коэффициенты подавления помех после применения корреляционной обработки и накопления во временном окне длительностью равной длительности одиночной зондирующей М-последовательности ($L_{МП} = 2,06993682861328125$ с) кратной целому числу полупериодов первой гармоники подавляемой помехи ($Tn/2 = 0,5/f_C = 0,5/50 = 0,01$ с). Полученные результаты приведены в таблице 5.2.

Таблица 5.2 - Результаты корреляционной обработки и накопления помех и шумов

№ сеанса	σ_N , мВ	σ_K , мВ	σ_{KH} , мВ	D_K , дБ	D_{KH} , дБ
0	7,919253	0,070292	0,001417	41,04	74,94
1	8,657801	0,078811	0,001314	40,82	76,38
2	7,655831	0,069340	0,001192	40,86	76,15
3	7,179815	0,064614	0,000603	40,92	81,52
4	8,849325	0,080633	0,000733	40,81	81,64
5	8,908390	0,081251	0,000483	40,80	85,31
6	7,962659	0,072512	0,000415	40,81	85,66
7	8,900633	0,080662	0,001114	40,86	78,05
8	10,321179	0,094504	0,000493	40,77	86,41
9	10,836483	0,098710	0,001795	40,81	75,62
10	10,819753	0,098816	0,001065	40,79	80,13

Примечания:

σ_N – среднеквадратичное значение зарегистрированных помех и шумов;
 σ_K - среднеквадратичное значение помех и шумов после корреляционной обработки (вычисление ВКФ);

σ_{KH} - среднеквадратичное значение помех и шумов после корреляционной обработки и накопления полученных ВКФ (вычисление НКФ);

$D_K = 20 \cdot \lg(\sigma_N / \sigma_K)$ – подавление помех и шумов после корреляционной обработки; $D_K = 20 \cdot \lg(\sigma_N / \sigma_{KH})$ – подавление помех и шумов после корреляционной обработки и накопления.

Полученные при регистрации и последующей обработки данные о помехах и шумах, были проанализированы. Определены численные характеристики этих помех, выявлены их особенности (форма, спектральный состав, не стационарность) и сделаны соответствующие выводы, которые были учтены при анализе и обработке данных зондирования.

Основной вклад в зарегистрированные помехи и шумы вносят помехи, создаваемые промышленной силовой сетью частотой 50 Гц, о чем свидетельствуют фрагмент записей помех и шумов $N(t)$, приведенный на рисунке 5.2. В таблице 5.3 приведены уровни гармоник этих помех, вычисленные по частотным спектрам (см. рис. 5.2), а в таблице 5.4 результаты вычисления отношения амплитуд их нечетных и четных гармонических составляющих.

Таблица 5.3 - Уровни гармонических составляющих помех от силовой промышленной сети

№ гармоник.	Амплитуда помех в измерительных сеансах, мВ											Мин. знач., мВ	Макс. знач., мВ
	№0	№1	№2	№3	№4	№5	№6	№7	№8	№9	№10		
1	6,468	8,096	7,800	5,562	8,984	8,503	7,990	7,566	8,640	11,547	9,772	5,562	11,547
3	0,032	0,030	0,033	0,026	0,022	0,024	0,011	0,022	0,012	0,014	0,010	0,010	0,033
5	0,553	0,582	0,443	0,357	0,650	0,435	0,443	0,342	0,309	0,414	0,399	0,309	0,650
7	0,015	0,013	0,022	0,013	0,010	0,005	0,007	0,004	0,005	0,006	0,003	0,003	0,022
9	0,208	0,178	0,190	0,173	0,266	0,226	0,158	0,120	0,079	0,140	0,050	0,050	0,266
2	0,019	0,020	0,025	0,020	0,012	0,007	0,004	0,003	0,006	0,007	0,003	0,003	0,025
4	0,051	0,037	0,064	0,047	0,073	0,059	0,018	0,042	0,047	0,085	0,037	0,018	0,085
6	0,002	0,002	0,004	0,001	0,002	0,002	0,002	0,002	0,003	0,003	0,005	0,001	0,005
8	0,215	0,180	0,184	0,130	0,136	0,134	0,046	0,056	0,036	0,044	0,056	0,036	0,215
10	0,004	0,003	0,003	0,002	0,003	0,002	0,002	0,002	0,003	0,003	0,002	0,002	0,004

Таблица 5.4 - Соотношение гармонических составляющих помех

Номер сеанса	№0	№1	№2	№3	№4	№5	№6	№7	№8	№9	№10
Сумма амплитуд нечетных гармоник, мВ	7,49	9,07	8,68	6,27	10,11	9,36	8,66	8,13	9,11	12,23	10,31
Сумма амплитуд четных гармоник, мВ	0,07	0,0674	0,0866	0,0619	0,0497	0,0402	0,0269	0,0323	0,0293	0,0320	0,0234
Соотношение гармонических составляющих (нечет./чет.)	107	135	100	101	204	233	322	252	310	383	441

В соответствии с таблицей 5.4, уровень нечетных гармоник помех от силовой промышленной сети в сто и более раз превышает уровень четных гармоник.

При проведении измерительных сеансов форма регистрируемых помех и шумов значительно изменялась в зависимости от изменения гармонического состава помех (таблица 5.3). Об этом также свидетельствует изменение плотности вероятности распределения амплитуд помех и шумов от сеанса к сеансу (рис. 5.2).

За время проведения измерительных сеансов размах (от пика до пика) зарегистрированных помех не превышал ± 25 мВ, что составляет 0,0122 (1,22%) от шкалы АЦП. При этом среднеквадратичное значение помех изменялось во время проведения сеансов в соответствии с графиком, представленным на рис. 5.4. Согласно рис. 5.4 наблюдалась тенденция к повышению уровня помех ближе к ночному времени, что можно объяснить увеличением общей нагрузки на промышленную сеть в вечернее время суток.

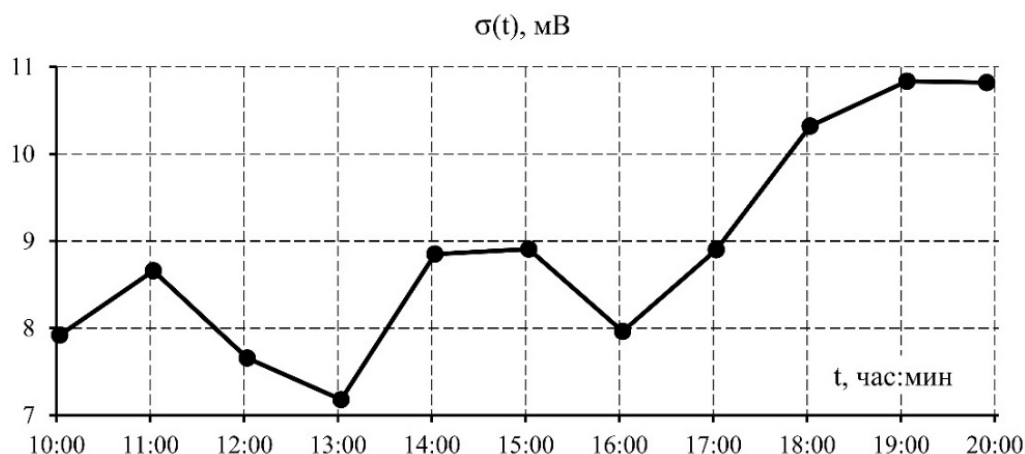


Рисунок 5.4 - Изменение среднеквадратичного значения помех от промышленной силовой сети во время проведения измерительных сеансов

Наблюдаемые на рис. 5.4 локальные минимумы в 13:00 и в 16:00 можно объяснить снижением нагрузки на силовую сеть в обеденный перерыв (в НС РАН это время с 12:00 до 13:00) и снижением потребления от сети в конце рабочего дня (в НС РАН рабочий день заканчивается в 16:00). Начиная с сеанса

№5 гармонический состав помех от промышленной сети значительно изменился, стал более узким. При этом в области высоких частот от 1,5 до 5 кГц исчезли гармонические составляющие этих помех. Это можно объяснить отключением аппаратуры, управляющей работой мощной электроразведочной генераторной установки ЭРГУ-600, находящейся в 300 метрах от места проведения экспериментов. На рис. 5.5 для сравнения показана форма помех, зарегистрированных в измерительном сеансе № 4 (время регистрации 14:12÷14:14) между зондированиями земной коры электроразведочной установкой ЭРГУ-600 и после прекращения зондирований земной коры (сеанс № 7, время регистрации 17:02÷17:04)

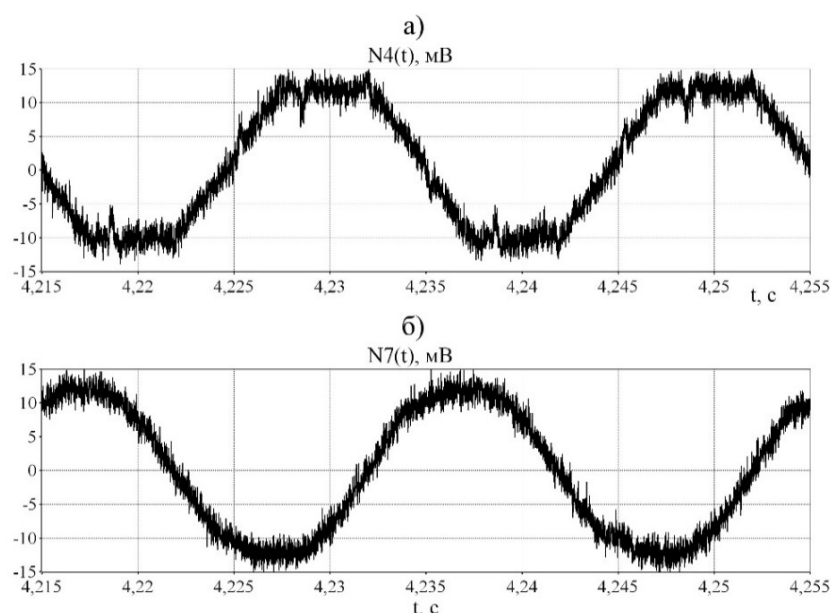


Рисунок 5.5 - Помехи, зарегистрированные в сеансах № 4 и №7

На записи помех, зарегистрированных в сеансе №4 (рис. 5.5 а), на фоне колебаний частотой 50 Гц наблюдаются «просечки» в виде коротких импульсов, привязанных по времени к напряжению промышленной трехфазной сети частотой 50 Гц из которой получают стабильные зондирующие импульсы тока, формируемые с помощью ЭРГУ-600. Стабилизация амплитуды формируемых ЭРГУ-600 в нагрузке (электрический диполь в виде двух заземленных электродов) прямоугольных импульсов тока (амплитудой 600 А) обеспечивается с помощью специальной системы фазовой автоподстройки их амплитуды. Не

смотря на то, что в паузах между сеансами зондирования ЭРГУ-600 не вырабатывает зондирующие импульсы, система регулирования амплитуды зондирующих импульсов остается включенной и формируемые ею импульсные сигналы (6-ть коротких импульсов привязанных по времени к периоду повторения напряжения промышленной сети переменного тока) создают дополнительные более высокочастотные гармонические составляющие помех регистрируемые измерительным каналом ЭРК ШПС. При выключении этой системы регулирования (прекращение сеансов зондирования), такие помехи на регистрируемых ЭРК ШПС сигналах исчезают (рис. 5.5 б).

В результате корреляционной обработки и накопления зарегистрированных помех их уровень значительно снижается, но полного подавления помех от промышленной силовой сети не удалось достигнуть (таблица 5.3). Одной из причин этого является не достигнутая точная кратность длины окна накопления взаимных корреляционных функций (ВКФ), получаемых в результате корреляционной обработки сигналов, целому числу полупериодов подавляемой помехи. Длительность полупериода промышленной помехи в нашем случае составляет 10 мс. Возникает необходимость в более точной настройке частоты дискретизации сигналов, исходя из задаваемой длительности одиночной зондирующей М-последовательности согласно формуле:

$$f_D = \frac{f_{ГТИ}}{K_D} = \frac{n N_{МПmin}}{L_{МП}}, \quad (5.1)$$

где f_D – частота дискретизации сигналов; $f_{ГТИ}$ – частота генератора тактовых импульсов (в нашем случае был выбран покупной прецизионный термостабильный кварцевый генератор с типовой частотой $f_{ГТИ} = 16384000$ Гц); K_D – коэффициент деления $f_{ГТИ}$ (в нашем случае $K_D = 69$); $L_{МП}$ – длительность одиночной зондирующей М-последовательности (в нашем случае $L_{МП} = 2,07$ сек); $N_{МП}$ – разрядность М-последовательности (в нашем случае $N_{МП} = 15$), n_{min} – минимальная длительность импульсов в М-последовательности в периодах дискретизации $n_{min} = 15$).

Подставив в формулу (5.1) численные значения параметров выбранной нами М-последовательности, вычислим необходимую частоту дискретизации сигналов:

$$f_D = \frac{15 \cdot (2^{15} - 1)}{2,07} = 237442,02898550 \dots \text{Гц.}$$

В этом случае для получения необходимой частоты дискретизации понадобится другой прецизионный термостабильный кварцевый генератор тактовых импульсов с частотой:

$$f_{ГТИ} = K_D \cdot f_D = 16383500 \text{ Гц,}$$

т.е. с частотой на 500 Гц ниже, чем частота выбранного нами генератора из ряда типовых (стандартных).

Другой метод улучшения подавления помех, создаваемых промышленной силовой сетью, может быть реализован с помощью специальных адаптивных алгоритмов подавления такого рода помех уже после получения накопленной корреляционной функции (НКФ). Такая обработка сигнала НКФ не должна нарушать временные характеристики полезного сигнала (становления поля).

5.1.2 Регистрация и обработка сигналов градуировки

Регистрация сигналов градуировки производилась в течение 10 минут в начале каждого измерительного сеанса. В режиме градуировки были задействованы (рис. 5.1) индукционный датчик сигналов (ИДС), блок управления и регистрации сигналов (БУРС-2), устройство градуировки (УГ) и переносной компьютер Notebook (ПК-2).

При регистрации сигналов градуировки в БУРС вырабатываются управляющие сигналы М1 и М2 которые, поступая через оптоволоконные линии связи в УГ, обеспечивают формирование сигналов в виде шумоподобных двуполярных М-последовательностей прямоугольных импульсов тока, подаваемых в градуировочную катушку индукционного датчика сигналов. Эти импульсы в объеме измерительной катушки индукционного датчика создают переменный (импульсный) поток магнитной индукции, величина которого

пропорциональна их амплитуде. Электрический сигнал пропорциональный магнитному потоку с выхода ИДС поступает в БУРС, где он преобразуется в цифровой вид и сохраняется для дальнейшей обработки. Для минимизации влияния среды, конструктивно градуировочная катушка намотана поверх измерительной, на специальном каркасе. При этом коэффициент усиления измерительного канала в 100 раз меньше, чем при зондировании.

Регистрация и обработка сигналов градуировки проводилась с целью оценки стабильности импульсной переходной характеристики измерительного канала ЭРК ШПС (от сеанса к сеансу) при проведении зондирований земной коры и вычисления постоянной времени интегрирования для индукционного датчика сигналов (ИДС).

Импульсная переходная характеристика измерительного канала получается в результате цифровой обработки зарегистрированных измерительным комплексом сигналов градуировки $G(t)$, получаемых на выходе измерительного канала. Обработка сигналов включает в себя: 1) вычисление накопленной корреляционной функции (НКФ) между принятым (зарегистрированным и центрированным) сигналом $G(t)$ и одиночной идеальной шумоподобной M -последовательностью, моделирующей зондирующий сигнал; 2) удаление структурных помех на полученной кривой НКФ. На рис. 5.6 показаны графики, отражающие зарегистрированный с удаленным средним значением (центрированный) сигнал $G(t)$, результат его корреляционной обработки и накопления - $НКФ(t)$ и результат удаления на полученной НКФ структурных помех - $НКФ_{\Pi}(t)$. Использование в качестве градуировочных сигналов шумоподобных последовательностей вместо гармонических сигналов обусловлено простотой их реализации. Вводить в измерительный канал точный перестраиваемый генератор синуса является гораздо более сложной задачей, а использование внешних генераторов в полевых условиях не всегда оправдано.

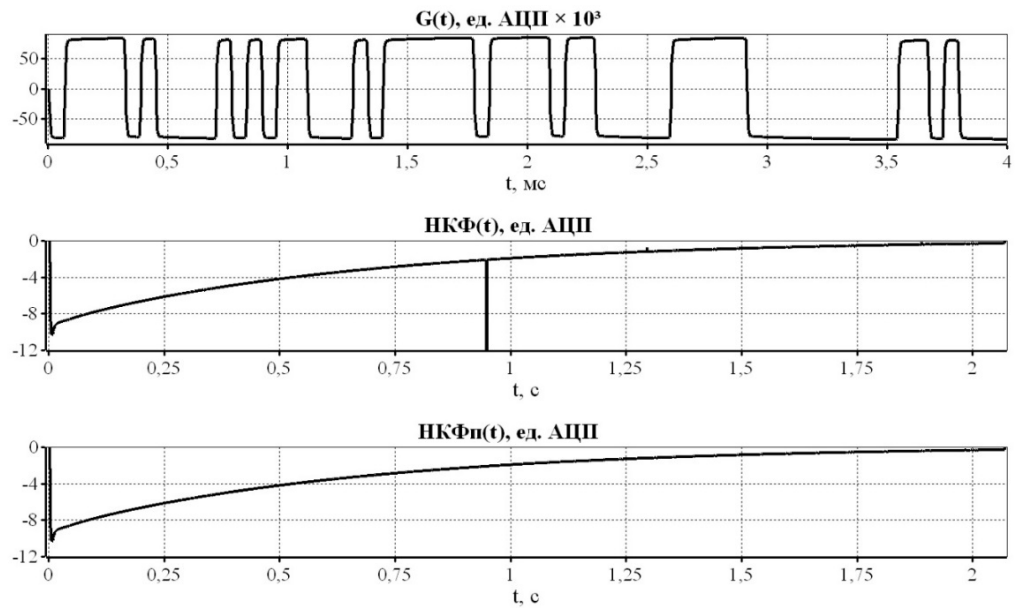


Рисунок 5.6 - Пример обработки зарегистрированных в сеансе № 10 сигналов градуировки

Такая обработка была проведена для всех сигналов градуировки, зарегистрированных в измерительных сеансах (№0 - №10). На рис. 5.7 ÷ 5.9 представлены графики наколенных корреляционных функций для этих сеансов после удаления структурных помех $HKФ_n(t)$: рис. 5.7 - в области больших времен, рис. 5.8 – в области средних времен и рис. 5.9 в области малых времен становления поля.

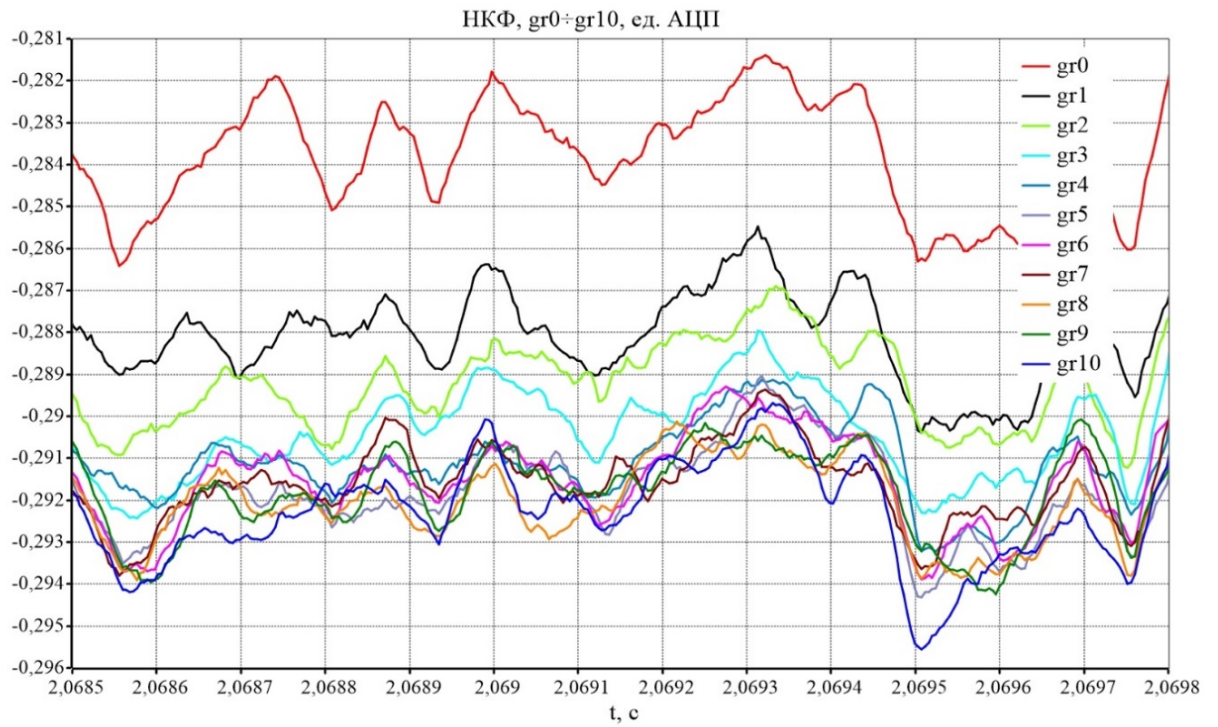


Рисунок 5.7 - Графики $НКФ_n(t)$ в области больших времен становления поля, полученные при обработке сигналов градуировки для сеансов №0 - №10

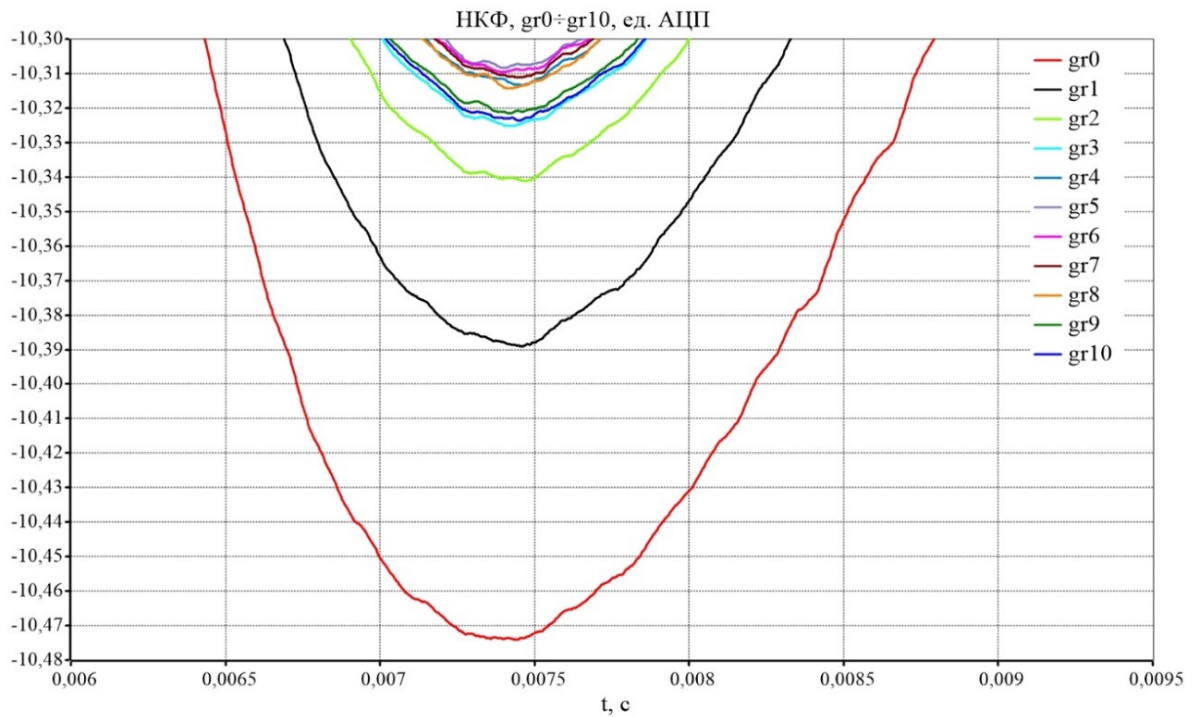


Рисунок 5.8 - Графики $НКФ_n(t)$ в области средних времен становления поля, полученные при обработке сигналов градуировки для сеансов №0 - №10

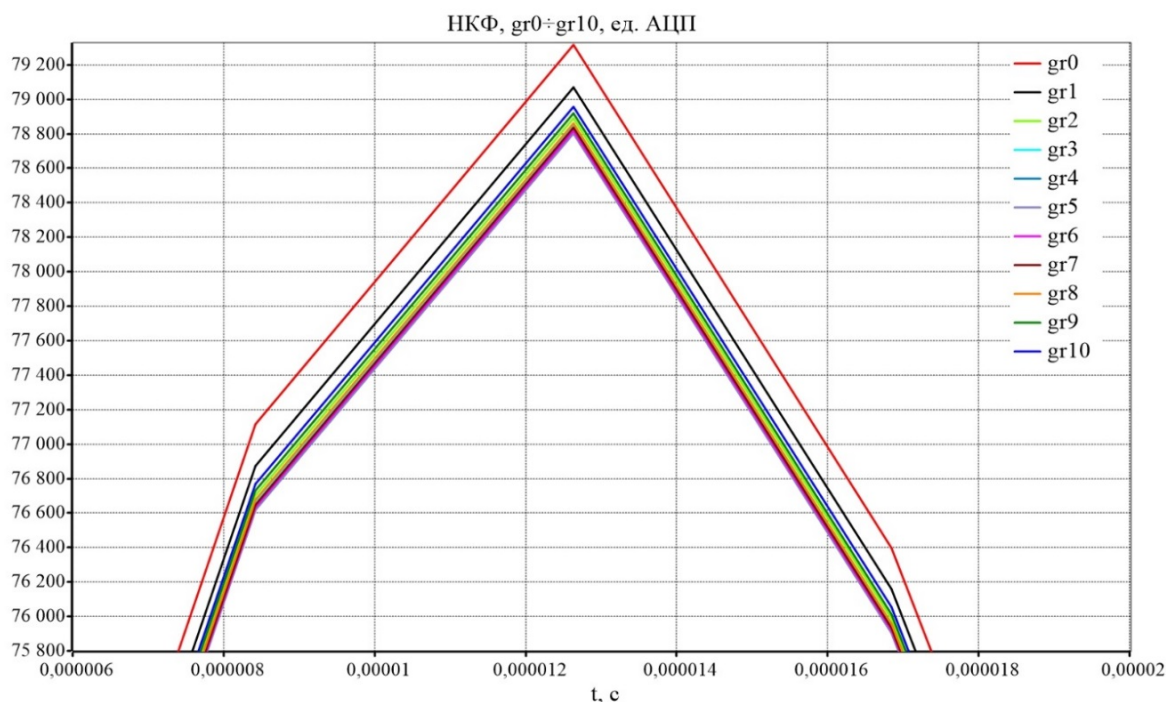


Рисунок 5.9 - Графики $НКФ_n(t)$ в области малых времен становления поля, полученные при обработке сигналов градуировки для сеансов №0 - №10

Согласно рис. 5.7 ÷ 5.9 разброс между функциями $НКФ_n(t)$, начиная с сеанса № 3, значительно уменьшается. Таким образом, примерно через 4 часа после установки индукционного датчика сигналов и всего измерительного комплекса на местности в рабочее положение импульсная переходная характеристика измерительного канала, в качестве которой выступает НКФ, становится более стабильной и незначительно изменяется от сеанса к сеансу, т.е. кривые $НКФ_n(t)$ группируются относительно какой-то средней кривой.

Для получения численных оценок погрешности измерения и стабильности получаемых кривых НКФ были вычислены и построены графики мат. ожидания (средних кривых НКФ) для всех измерительных сеансов $M_{0÷10}(t)$ и отдельно для сеансов, начиная с третьего $M_{3÷10}(t)$, а также графики среднеквадратичных отклонений от соответствующих средних кривых $\sigma_{0÷10}(t)$ и $\sigma_{3÷10}(t)$. По полученным графикам $M(t)$ и $\sigma(t)$ были построены зависимости относительной погрешности измерения НКФ от времени становления поля $\delta_{0÷10}(t)$, и $\delta_{3÷10}(t)$. Расчеты проводились согласно нижеприведенным выражениям:

$$M_{0\div 10}(t_i) = \frac{1}{11} \cdot \sum_{j=0}^{10} K_j(t_i); \quad M_{3\div 10}(t_i) = \frac{1}{8} \cdot \sum_{j=3}^{10} K_j(t_i);$$

$$\sigma_{0\div 10}(t_i) = \sqrt{\frac{\sum_{j=0}^{10} [HK\Phi_j(t_i) - M_{0\div 10}(t_i)]^2}{10}}; \quad \sigma_{3\div 10}(t_i) = \sqrt{\frac{\sum_{j=3}^{10} [HK\Phi_j(t_i) - M_{3\div 10}(t_i)]^2}{7}};$$

$$|\delta_{0\div 10}(t_i)|, \% = 100 \cdot \frac{3 \cdot \sigma_{0\div 10}(t_i)}{M_{0\div 10}(t_i)}; \quad |\delta_{3\div 10}(t_i)|, \% = 100 \cdot \frac{3 \cdot \sigma_{3\div 10}(t_i)}{M_{3\div 10}(t_i)},$$

где $M_{0\div 10}(t_i)$, $M_{3\div 10}(t_i)$, $\sigma_{0\div 10}(t_i)$, $\sigma_{3\div 10}(t_i)$, $|\delta_{0\div 10}(t_i)|$, $|\delta_{3\div 10}(t_i)|$ - вычисляемые значения средних кривых НКФ, среднеквадратичных отклонений от соответствующих средних кривых НКФ и значения относительной погрешности измерения НКФ для t_i (i -тые отсчеты); $HK\Phi_j(t_i)$ - значения накопленной корреляционной функции для t_i (i -тый отсчет) полученной в эксперименте с номером j .

На рис. 5.10 ÷ 5.15 представлены графики средних кривых $M(t)$, среднеквадратичных отклонений от соответствующих средних кривых $\sigma(t)$ и графики модуля относительной погрешности измерения НКФ $|\delta(t)|$ для больших, средних и малых времен, полученные в результате проведенных вычислений.

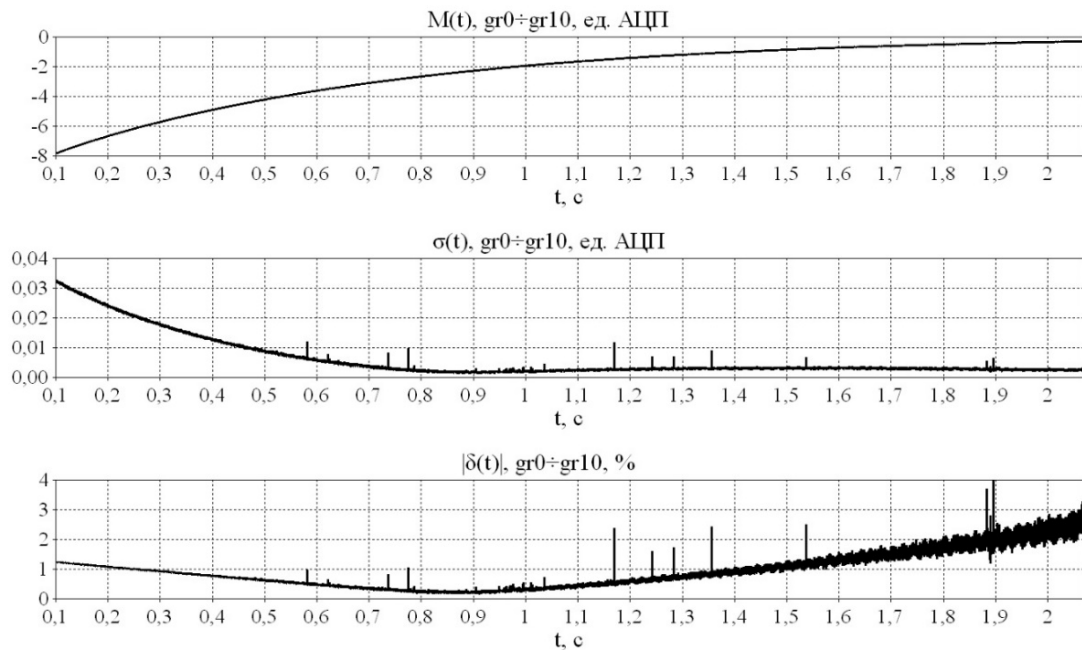


Рисунок 5.10 - Графики средней кривой НКФ $M(t)$, среднеквадратичного отклонения $\sigma(t)$ и относительной погрешности измерения НКФ $|\delta(t)|$ в области больших времен, полученные по данным всех измерительных сеансов (файлы gr0 ÷ gr10)

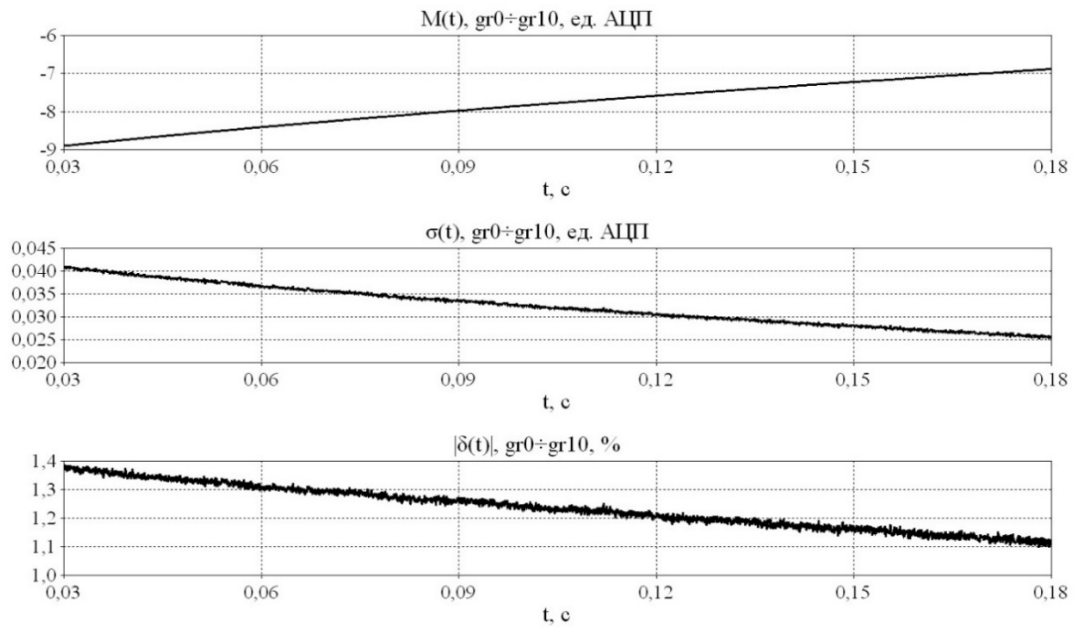


Рисунок 5.11 - Графики средней кривой НКФ $M(t)$, среднеквадратичного отклонения $\sigma(t)$ и модуля относительной погрешности измерения НКФ $|\delta(t)|$ в области средних времен, полученные по данным всех измерительных сеансов (файлы gr0 ÷ gr10)

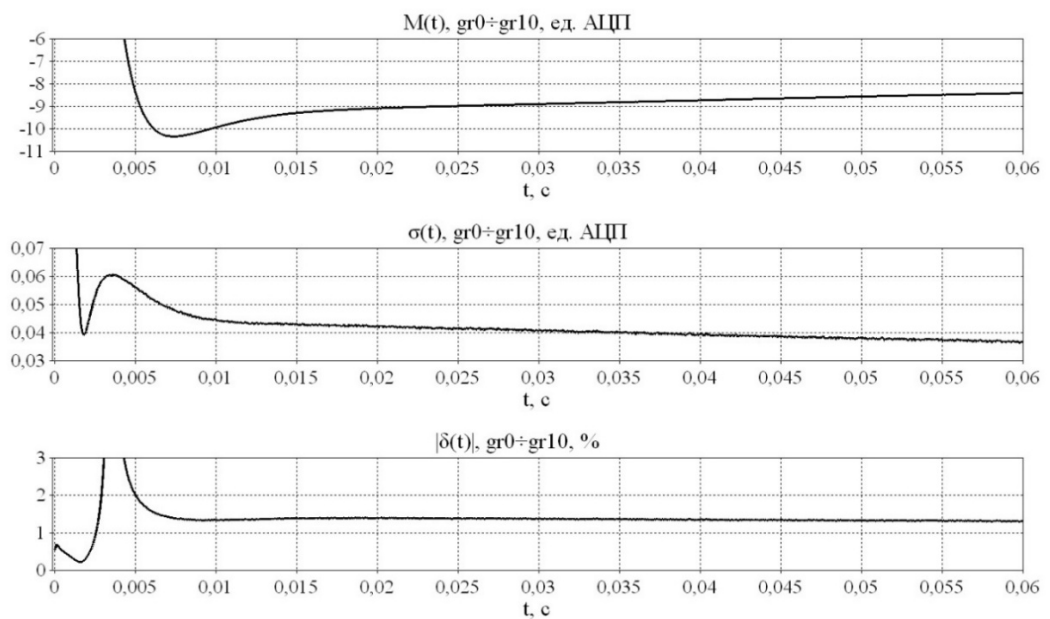


Рисунок 5.12 - Графики средней кривой НКФ $M(t)$, среднеквадратичного отклонения $\sigma(t)$ и модуля относительной погрешности измерения НКФ $|\delta(t)|$ в области малых времен, полученные по данным всех измерительных сеансов (файлы gr0 ÷ gr10)

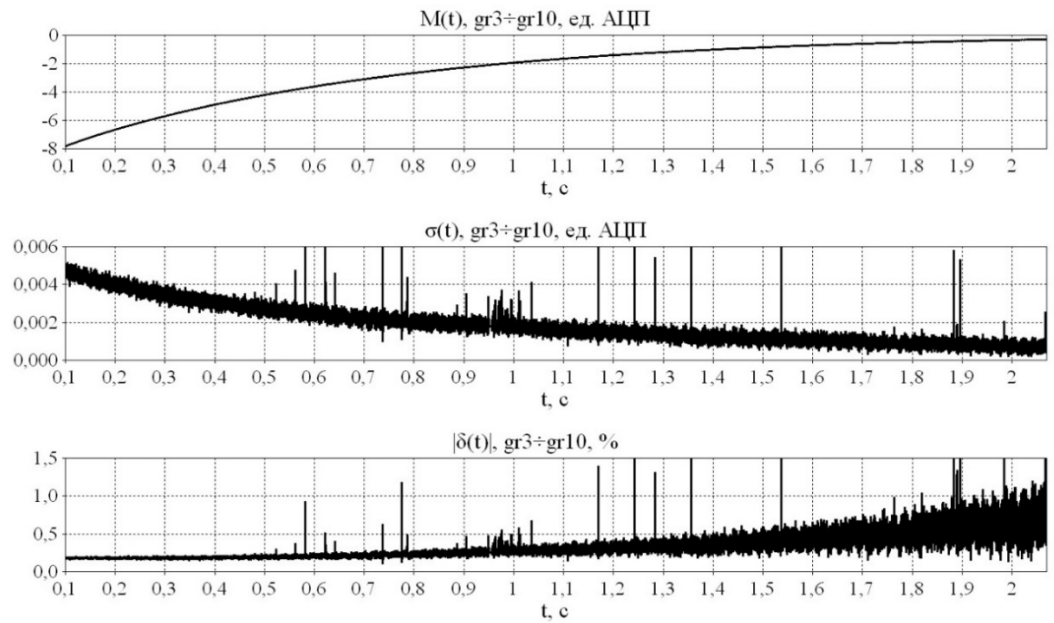


Рисунок 5.13 - Графики средней кривой НКФ $M(t)$, среднеквадратичного отклонения $\sigma(t)$ и модуля относительной погрешности измерения НКФ $|\delta(t)|$ в области больших времен, полученные по данным измерительных сеансов, начиная с 3-го (файлы $gr3 \div gr10$)

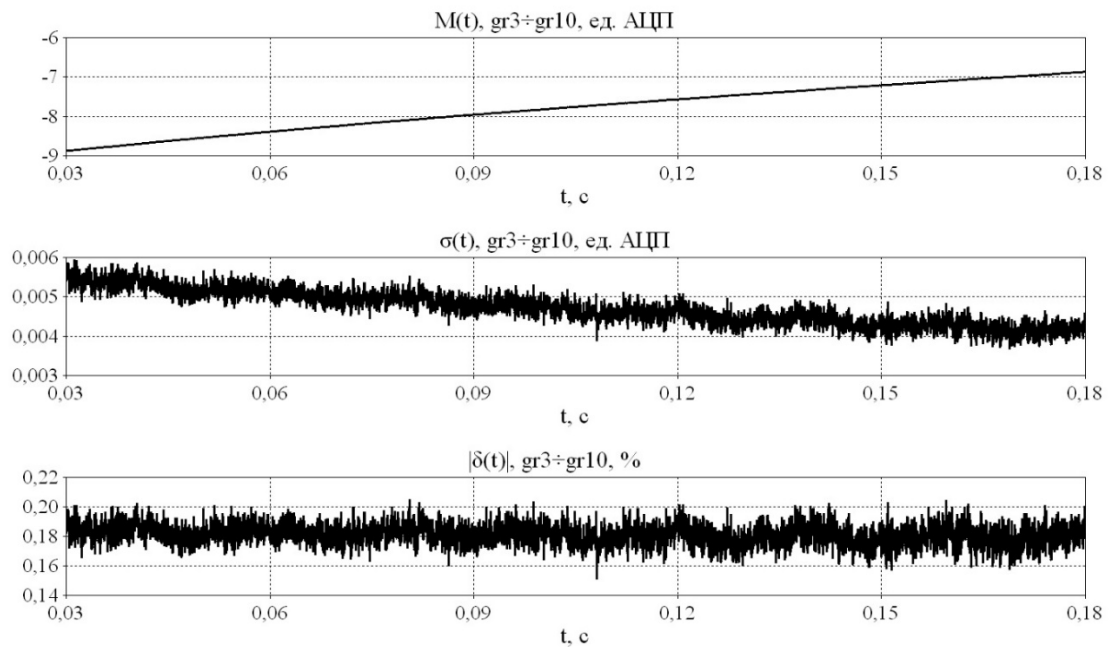


Рисунок 5.14 - Графики средней кривой НКФ $M(t)$, среднеквадратичного отклонения $\sigma(t)$ и модуля относительной погрешности измерения НКФ $|\delta(t)|$ в области средних времен, полученные по данным измерительных сеансов, начиная с 3-го (файлы $gr3 \div gr10$)

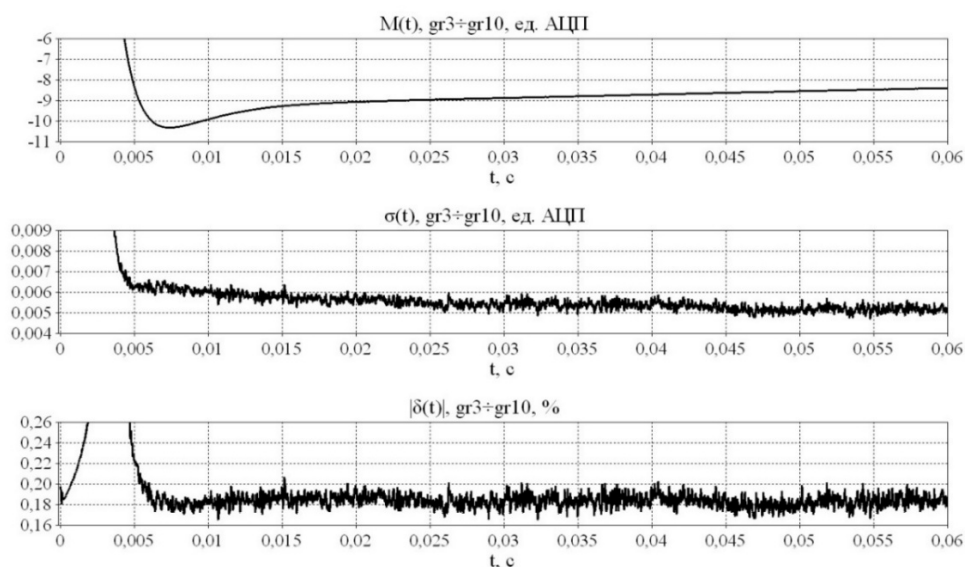


Рисунок 5.15 - Графики средней кривой НКФ $M(t)$, среднеквадратичного отклонения $\sigma(t)$ и модуля относительной погрешности измерения НКФ $|\delta(t)|$ в области малых времен, полученные по данным измерительных сеансов, начиная с 3-го (файлы $\text{gr3} \div \text{gr10}$)

Согласно рис. 5.10 и рис. 5.13 начиная с сеанса №3 на больших временах относительная погрешность измерения НКФ $|\delta(t)|$ снижается в 3 раза т.е. через четыре часа после установки измерительной аппаратуры в рабочее положение на точке проведения экспериментов. Для средних (см. рис. 5.11 и рис. 5.14) и малых (см. рис. 5.12 и рис. 5.15) времен погрешность измерения НКФ снижается примерно в 7 раз.

В диапазоне времен от 2 до 6 мс относительная погрешность измерения НКФ значительно возрастает. Причиной этому является не монотонность импульсной переходной характеристики измерительного канала в диапазоне этих времен (отсчеты НКФ становятся очень малыми по величине, проходя через нулевое значение) в основном определяемой частотными свойствами ИДС. В дальнейшем предполагается при обработке данных зондирования учитывать частотные свойства (импульсную переходную характеристику) измерительного канала.

Таким образом, согласно результатам, полученным при обработке сигналов градуировки (см. рис. 5.10 ÷ рис. 5.15), для обеспечения высокой

стабильности характеристик измерительного канала ЭРК ШПС, соответственно качества получаемых с его помощью данных зондирования, необходима временная выдержка измерительной аппаратуры (порядка 4 часов) после ее установки на точке измерения. Это время необходимо для установки постоянной (одинаковой) по всей длине датчика температуры внутри корпуса ИДС для того, чтобы эффективно работала схема температурной компенсации (стабилизации) электрических параметров датчика [Ильичёв, Лашин, 2017].

Дальнейшее повышение точности измерения импульсной переходной характеристики (ИПХ, НКФ) возможно после удаления на получаемой кривой НКФ остаточных помех, создаваемых силовой промышленной сетью частотой 50 Гц. На рис. 5.16 приведены графики $M(t)$, $\sigma(t)$ и $|\delta(t)|$ в области больших времен, полученные по данным измерительных сеансов, начиная с 3-го (файлы gr3 ÷ gr10), при применении к получаемым НКФ процедуры дополнительной фильтрации с помощью фильтра Дирихле 3-го порядка с прямоугольным окном длительностью 20 мс.

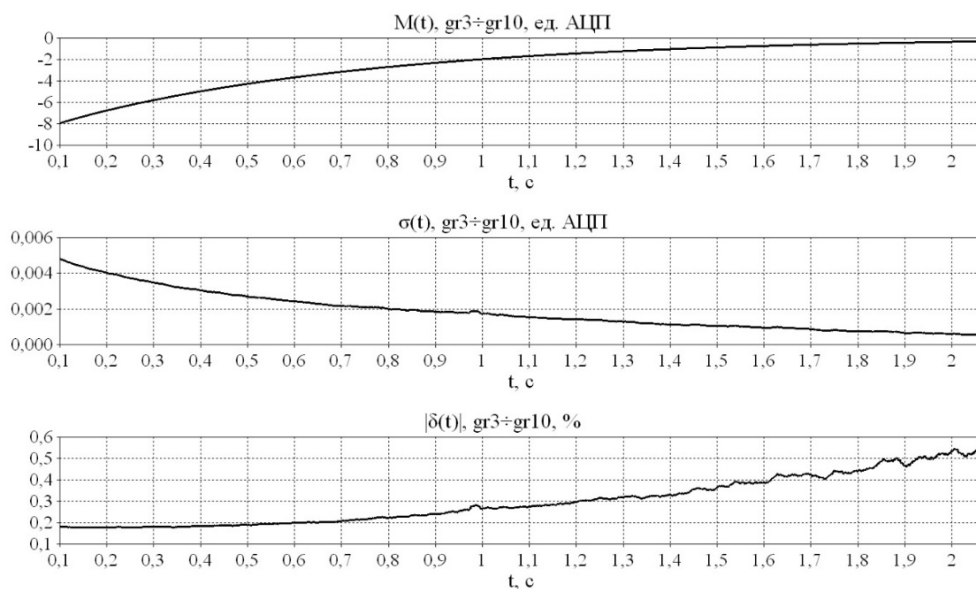


Рисунок 5.16 - Графики $M(t)$, $\sigma(t)$ и $|\delta(t)|$ в области больших времен, полученные по данным измерительных сеансов начиная с 3-го (файлы gr3 ÷ gr10) при применении к получаемым НКФ процедуры дополнительной фильтрации с помощью фильтра Дирихле 3-го порядка с прямоугольным окном длительностью 20 мс

Согласно рис. 5.16 и рис. 5.13 относительная погрешность измерения НКФ на больших временах становления поля ($0,1 \div 2,0$ сек) после удаления оставшихся помех от промышленной сети улучшилась примерно в 2 раза и не превысила 0,6 %.

5.1.3. Синхронная регистрация зондирующих сигналов и откликов земной коры на зондирующее воздействие.

При проведении экспериментальных полевых работ на точке «МГД» в течение десяти минут после выполнения градуировки измерительного канала с периодичностью в один час проводилось зондирование земной коры шумоподобными биполярными М-последовательностями прямоугольных импульсов тока, подаваемыми в ИЗР (рис. 5.1). Непрерывно в течении этих 10-ти минут измерительной аппаратурой обеспечивалась синхронная регистрация зондирующих сигналов (с помощью БУРС-1) и сигналов отклика земной коры (с помощью БУРС-2). Синхронизация работы БУРС-1 осуществлялась по сигналам SOUT, формируемым в БУРС-2 и поступающих в БУРС-1 через оптоволоконную линию связи.

Полученные данные об амплитуде импульсов тока в ИЗР обрабатывались с помощью фильтра Дирихле 4-го порядка. С учетом результатов, полученных при обработке сигналов градуировки в расчет брались только данные сеансов зондирования с номерами, начиная с третьего и выше, т.к. в течение первых трех сеансов частотная (импульсная переходная характеристика) индукционного датчика сигналов значительно менялась из-за неустановившейся равновесной (одинаковой по всей длине датчика) температуры внутри его корпуса.

Далее, с целью учета изменений амплитуды зондирующих сигналов на получаемые при обработке данных зондирования кривые становления поля рассчитывались графики нормировочных функций (коэффициентов). Умножение первичных данных зондирования (откликов на зондирующее воздействие) на соответствующие нормировочные функции (коэффициенты)

эквивалентно эффекту стабилизации амплитуды зондирующих сигналов на задаваемом фиксированном уровне. Уровень стабилизации амплитуды импульсов тока в ИЗР определялся как максимальный среди всех зарегистрированных в измерительных сеансах. На рис. 5.17 представлены графики изменения амплитуды зондирующих импульсов тока в течение измерительного сеанса и рассчитанные по ним нормировочные функции (коэффициенты), учитываемые при обработке данных зондирования. Нормировочные функции (коэффициенты) рассчитывались согласно выражению:

$$K_j(t) = \frac{I_{max}}{I_j(t)},$$

где $I_j(t)$ – функция изменения тока в ИЗР для сеанса с номером j , $I_{max} = 1,8466$ А – максимальная ток в ИЗР, зарегистрированный в сеансах зондирования с номерами $j = 3 \div 10$.

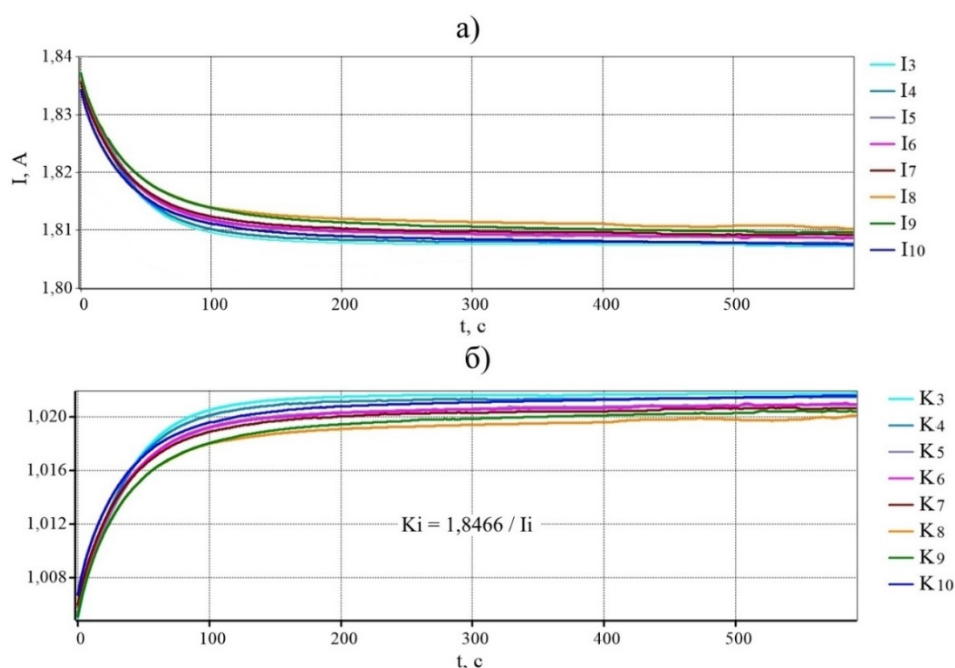


Рисунок 5.17 - Графики зависимостей амплитуды зондирующих импульсов тока $I_j(t)$ – а) и нормировочных коэффициентов $K_j(t)$ – б) от текущего времени измерительного сеанса

Согласно рис. 5.17-а максимальные изменения тока в ИЗР за время проведения всех измерительных сеансов не превысили 2% от его среднего

значения. Не смотря на полученные в данном эксперименте достаточно малые величины нестабильности тока в ИЗР, его изменения необходимо учитывать при обработке данных зондирования для исключения их влияния на точность и качество получаемых кривых зондирования (становления поля). Это становится важным и актуальным при длительной эксплуатации силовой аккумуляторной батареи т. к. ее разряд может привести к значительным изменениям амплитуды зондирующих сигналов.

Далее проводилась обработка зарегистрированных откликов земной коры с целью построения кривых зондирования (становления поля). После построения кривых зондирования была выполнена численная оценка их качества путем вычисления погрешности измерения на разных временах становления поля.

Обработка сигналов отклика проводилась с помощью разработанного для измерительного комплекса ЭРК ШПС программного обеспечения и состояла из последовательно выполняемых этапов, перечисленных ниже.

1. Удаление из зарегистрированных сигналов постоянного смещения (центрирование). Из каждого i -го отчета зарегистрированного сигнала вычитается его математическое ожидание (среднее значение), вычисленное на всем временном интервале регистрации (N отсчетов):

$$S_{Ц}(t_i) = S(t_i) - \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N S(t_i).$$

2. Умножение центрированных данных на нормировочные коэффициенты, вычисленные для каждого измерительного сеанса (см. рис. 5.17-б).
3. Корреляционная обработка центрированных и нормированных первичных данных. Вычисляется накопленная корреляционная функция (НКФ) между идеальной зондирующей M - последовательностью и нормированными данными для каждого измерительного сеанса.
4. Удаление структурных помех на полученных кривых становления поля (НКФ) с помощью специально разработанного алгоритма.
5. Низкочастотная фильтрация НКФ с помощью фильтра Дирихле 3-го порядка с прямоугольным окном длительностью 0,02 секунды.

6. Вычисление и построение графиков мат. ожидания $M(t)$ (средней кривой зондирования), среднеквадратичного отклонения $\sigma(t)$ и относительной погрешности для кривых зондирования $\delta(t)$ согласно формулам:

$$M_{3 \div 10}(t_i) = \frac{1}{8} \cdot \sum_{j=3}^{10} K_j(t_i); \quad \sigma_{3 \div 10}(t_i) = \sqrt{\frac{\sum_{j=3}^{10} [K_j(t_i) - M_{3 \div 10}(t_i)]^2}{7}};$$

$$|\delta_{3 \div 10}(t_i)|, \% = 100 \cdot \frac{3 \cdot \sigma_{3 \div 10}(t_i)}{M_{3 \div 10}(t_i)},$$

где $M_{3 \div 10}(t_i)$ - i -тый отсчет мат. ожидания (средней кривой НКФ), $\sigma_{3 \div 10}(t_i)$ - i -тый отсчет среднеквадратичного отклонения, $|\delta_{3 \div 10}(t_i)|$ - i -тый отсчет относительной погрешности измерения НКФ и $K_j(t_i)$ - i -тый отсчет НКФ, полученной для каждого эксперимента с номерами $j = 3 \div 10$.

На рис. 5.18 представлены результаты обработки данных зондирования, полученные на этапах 3, 4 и 5 для измерительного сеанса с номером 9, а на рис. 5.19 результат обработки сигналов для всех измерительных сеансов с номерами от 3 до 10, полученный на этапе 5.

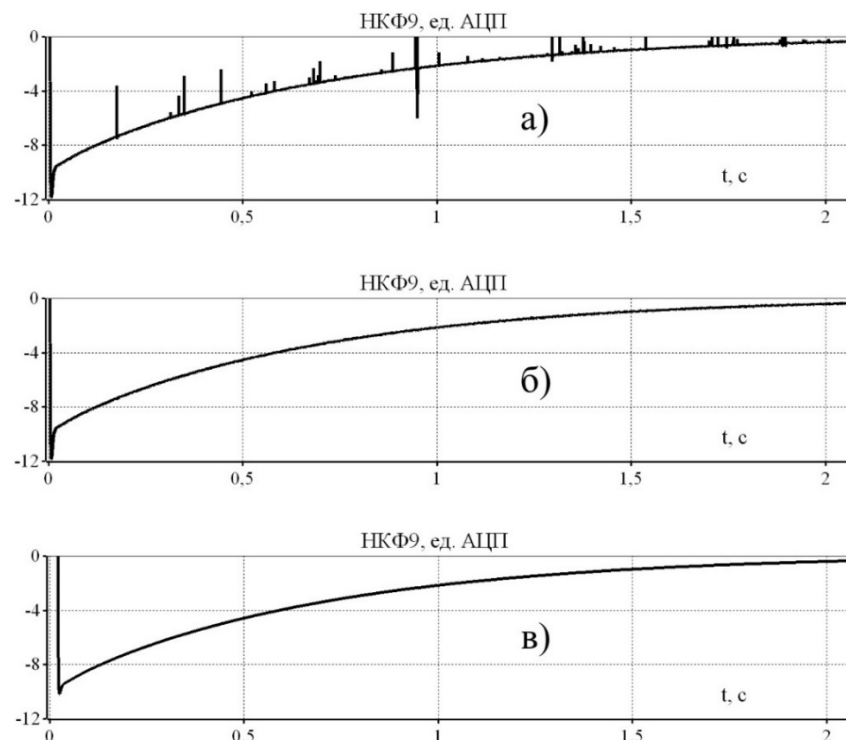


Рисунок 5.18 - Результаты обработки регистрационных данных, полученных в измерительном сеансе с номером 9: а) накопленная корреляционная функция (этап 3), б) НКФ после удаления структурных помех (этап 4), в) НКФ после удаления структурных помех и низкочастотной фильтрации (этап 5)

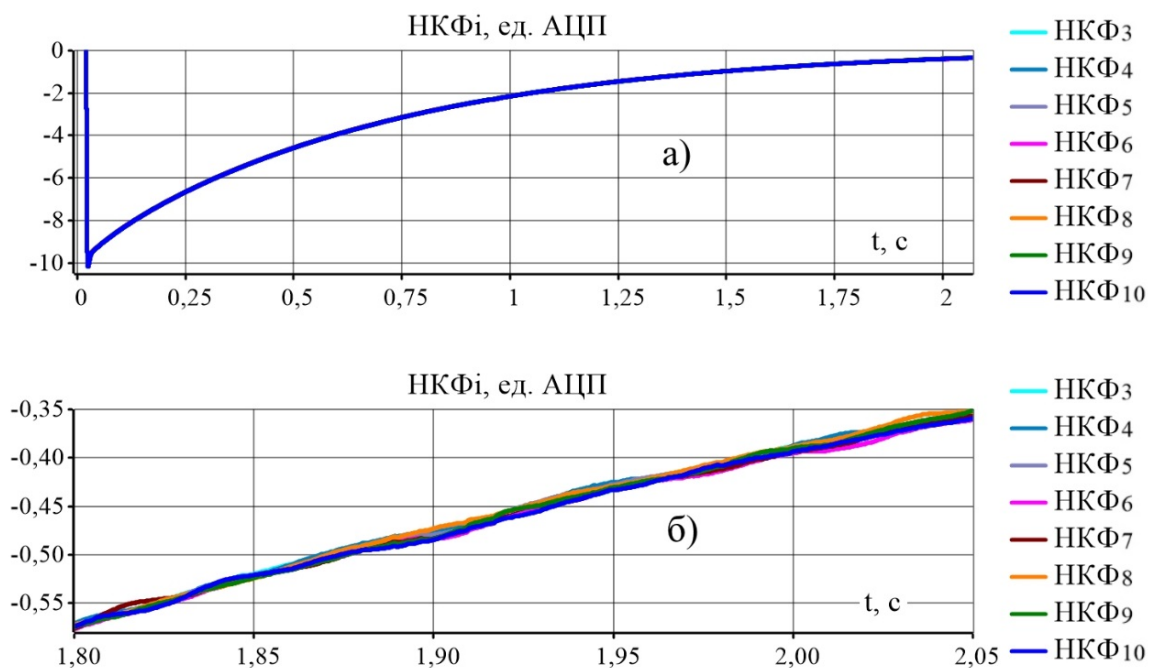


Рисунок 5.19 - Результат обработки данных, зарегистрированных в измерительных сеансах с номерами от 3 до 10, полученный на этапе 5 после применения фильтра Дирихле 3-го порядка с временным окном длительностью 0,02 с

Согласно рис. 5.18 и рис. 5.19 в результате применения разработанных алгоритмов обработки сигналов удалось устранить практически все структурные помехи, появляющиеся на кривых НКФ в результате корреляционной обработки зарегистрированных сигналов, а также остаточные помехи, создаваемые силовой промышленной сетью частотой 50 Гц. Следует отметить, что для подавления помех от промышленной сети применение фильтра Дирихле с окном длительностью равной периоду первой гармоники промышленной помехи не всегда оправдано, так как на малых временах становления поля этот фильтр может привести к искажениям полезной информации. В связи с этим в настоящее время в НС РАН прорабатывается вопрос устранения этих помех другими методами, не приводящими к искажениям полезных сигналов становления поля.

Согласно рис. 5.19 вариации кривых становления поля (НКФ), полученные в течение 8-ми измерительных сеансов очень незначительны. Для численной оценки точности полученных кривых зондирования были построены графики

зависимостей мат. ожидания $M(t)$ (средней кривой зондирования), среднеквадратичного отклонения $\sigma(t)$ и относительной погрешности для кривых зондирования $\delta(t)$ согласно формулам приведенным выше (6 – ой этап обработки данных). На рисунках 5.20, 5.21 и 5.22 представлены графики $M(t)$, $\sigma(t)$ и $\delta(t)$, для малых, средних и больших времен становления поля соответственно.

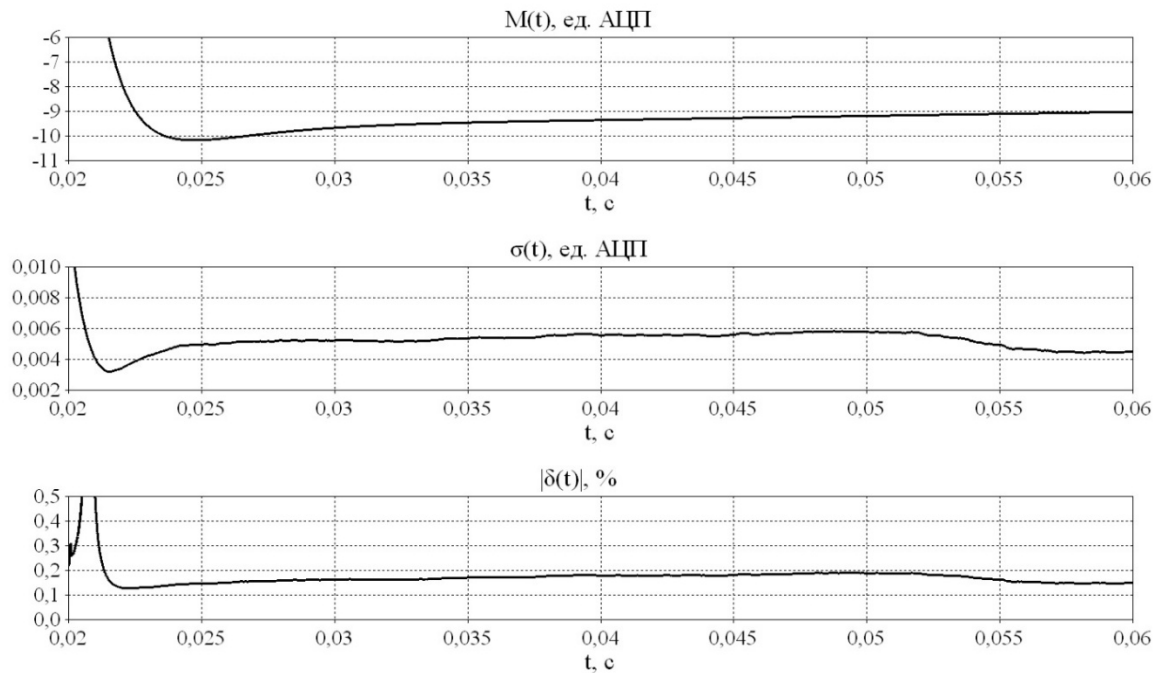


Рисунок 5.20 - Графики мат. ожидания (средняя кривая зондирования) $M(t)$, среднеквадратичного отклонения $\sigma(t)$, относительной погрешности измерения $\delta(t)$ для малых времен становления поля, полученные по данным полевого эксперимента

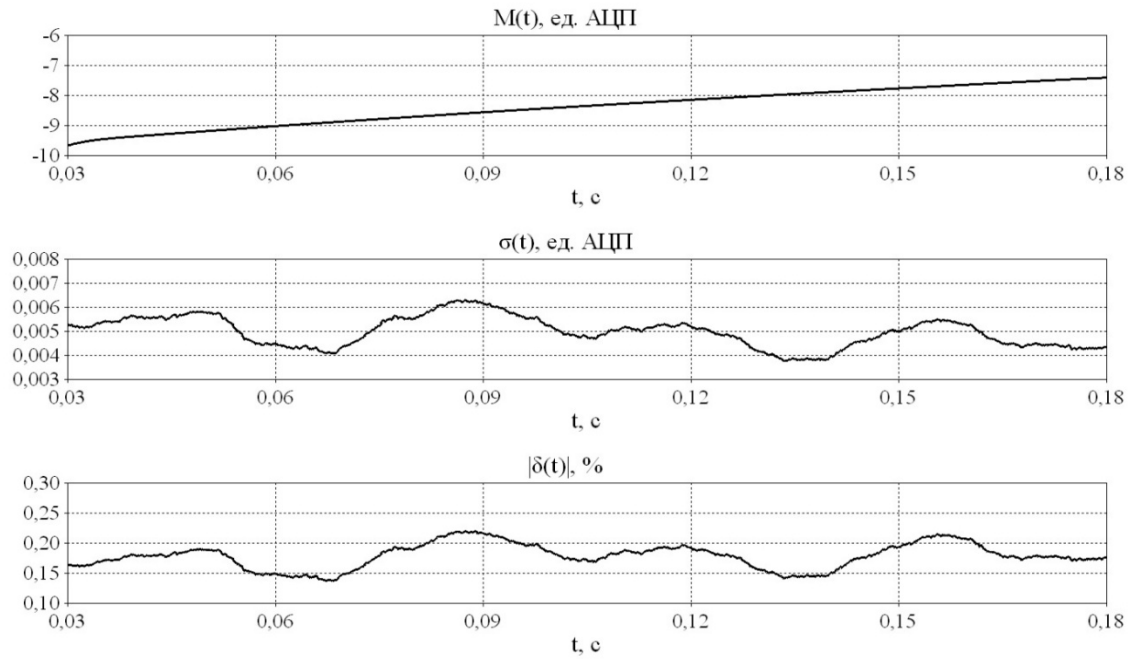


Рисунок 5.21 - Графики мат. ожидания (средняя кривая зондирования) $M(t)$, среднеквадратичного отклонения $\sigma(t)$, относительной погрешности измерения $\delta(t)$ для средних времен становления поля, полученные по данным полевого эксперимента

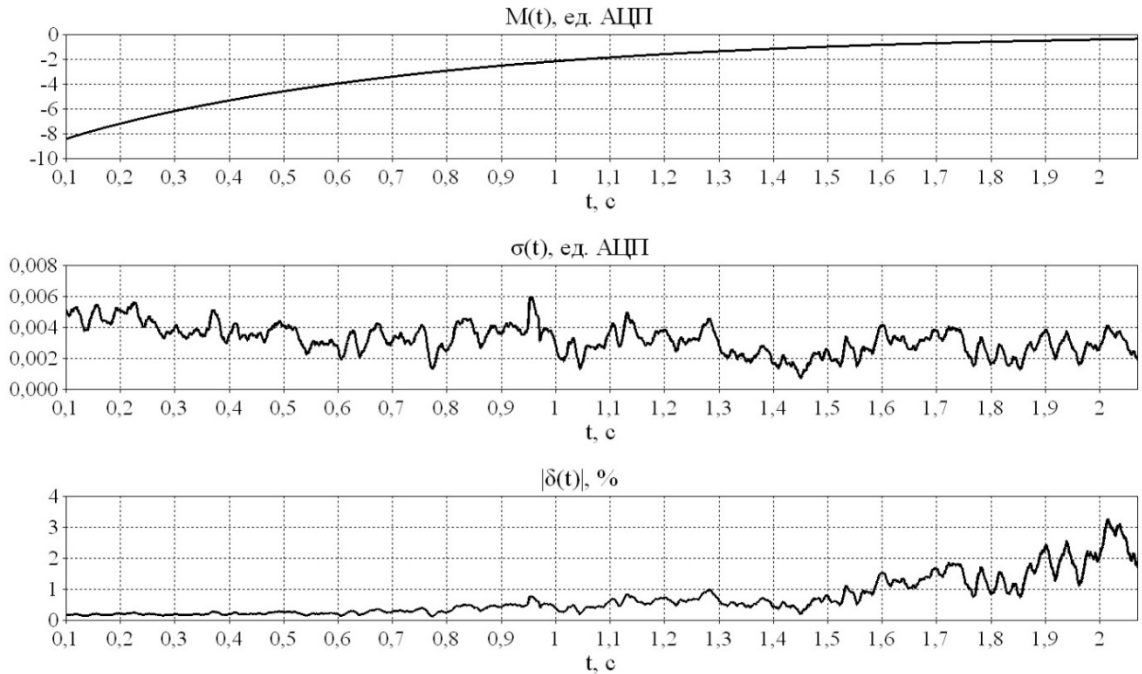


Рисунок 5.22 - Графики мат. ожидания (средняя кривая зондирования) $M(t)$, среднеквадратичного отклонения $\sigma(t)$, относительной погрешности измерения $\delta(t)$ для больших времен становления поля, полученные по данным полевого эксперимента

Согласно графикам, представленным на рисунках 5.20, 5.21 и 5.22 получено что относительная погрешность измерения кривых зондирования (становления поля) $\delta(t)$ возрастает от 0,2 % на малых и средних временах становления поля до 3% на больших временах.

В диапазоне малых времен (от 2 до 21 мс) относительная погрешность измерения значительно возрастает. Причиной этому, как и при обработке данных градуировки является не монотонность импульсной переходной характеристики измерительного канала в диапазоне этих времен. Отсчеты НКФ в этом диапазоне времен становятся очень малыми проходя через нулевое значение). Устранение этого явления возможно, путем учета частотных свойств (импульсной переходной характеристики) измерительного канала при обработке данных зондирования.

Согласно рис. 5.22 на интервале времен становления от 1,5 до 2,0 секунд наблюдается ускоренное увеличение погрешности измерения сигналов становления поля, максимальный уровень которой в конце интервала достигает примерно 3 %. На интервале от 0,1 до 1,5 секунд погрешность измерения медленно возрастает от 0,2 % до 1 %.

На основании полученных результатов в первом приближении можно говорить о том, что с помощью измерительного комплекса ЭРК ШПС с доверительной вероятностью 0,9 может быть обеспечен контроль и измерение вариаций сигналов становления поля величиной, определяемой погрешностью измерения δ . Таким образом получилось, что в конце всего интервала времен становления поля (2 с) минимальный уровень уверенно контролируемых вариаций составит 3%, на 1,5 секунде – 1,0 %, а уже на 0,5 секундах – 0,2 %.

С учетом ранее полученной величины удельного электрического сопротивления однородного слоя $\rho = 204$ Ом·м эквивалентного среднестатистическому электрическому разрезу земной коры территории Бишкекского геодинимического полигона [Бобровский и др., 2021], можно говорить о хорошей возможности контроля вариаций этого сопротивления на глубинах до 9000 м [Бобровский и др., 2023]. Конечно, это достаточно грубая

оценка и для разных точек на поверхности Земли в зависимости от вертикального электрического разреза земной коры в этих точках могут быть получены другие величины погрешностей и глубин зондирования.

Для статистического подтверждения достоверности полученных результатов планируется в дальнейшем провести с помощью разработанного измерительного комплекса ЭРК ШПС серию экспериментов по зондированию земной коры в различных точках на ее поверхности.

5.2. Методика получения геоэлектрических характеристик среды в измерительном комплексе ЭРК ШПС

Методика получения геоэлектрических характеристик среды для ЭРК ШПС разрабатывалась с учетом особенностей его аппаратурно-программной реализации. Основные моменты данной методики и ее апробация в условиях полевого эксперимента приведенные ниже были представлены в работе [Бобровский и др., 2023].

5.2.1 Компенсация не идеальности переходной характеристики индукционного датчика сигналов

Реальный датчик не является идеальным интегратором что приводит к увеличению погрешности при получении кривой становления поля особенно на больших временах. Поэтому важным условием первичной обработки является компенсация не идеальности переходной характеристики ИДС.

В первом приближении для низких частот (больших времен становления поля) измерительная катушка ИДС может быть представлена как последовательное соединение идеальной индуктивности L и резистора сопротивлением r включенных в схему (рис. 5.23), выполненную на операционном усилителе DA.

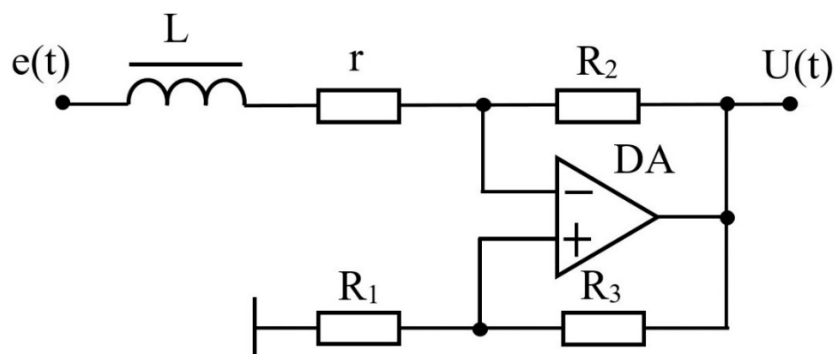


Рисунок 5.23 - Электрическая схема индукционного датчика магнитного поля интегрирующего типа с повышенной постоянной времени интегрирования

С целью повышения постоянной времени интегрирования была применена схема с положительной и отрицательной обратной связями. Положительная обратная связь реализована через делитель напряжения (R_1 , R_3). В результате входное сопротивление схемы $R_{вх}$ по инвертирующему входу операционного усилителя становится отрицательным, сумма $(r + R_{вх})$ уменьшается, а постоянная времени схемы при этом может быть значительно увеличена. Выражение для передаточной характеристики по Лапласу для этой схемы запишется как [Ильичёв, Лашин, 2017]:

$$W(p) = \frac{U(p)}{e(p)} = \frac{K_0}{(1 + p \cdot K_\tau \cdot \tau_0)}$$

где K_0 – коэффициент передачи схемы на постоянном токе, $\tau_0 = L/r$ – собственная постоянная времени измерительной катушки, K_τ – коэффициент увеличения (умножения) постоянной времени измерительной катушки. Для снижения зависимости параметров схемы (τ_0 , K_0 и K_τ) от температуры окружающей среды в качестве резистора R_2 был применен проволочный резистор, выполненный в виде двух встречно-параллельно включенных катушек индуктивности из медного провода, размещенных в отдельном каркасе на том же сердечнике что и измерительная катушка.

На рис. 5.24 представлены переходные характеристики идеального интегратора $F_1(t)$ и реальной схемы (рис. 1), выполненной на операционном

усилителе с положительной и отрицательной обратными связями $F_2(t)$. Постоянные времени передаточных характеристик этих схем одинаковые и равны $\tau=0,6$ сек. Приведен также график зависимости погрешности интегрирования от времени.

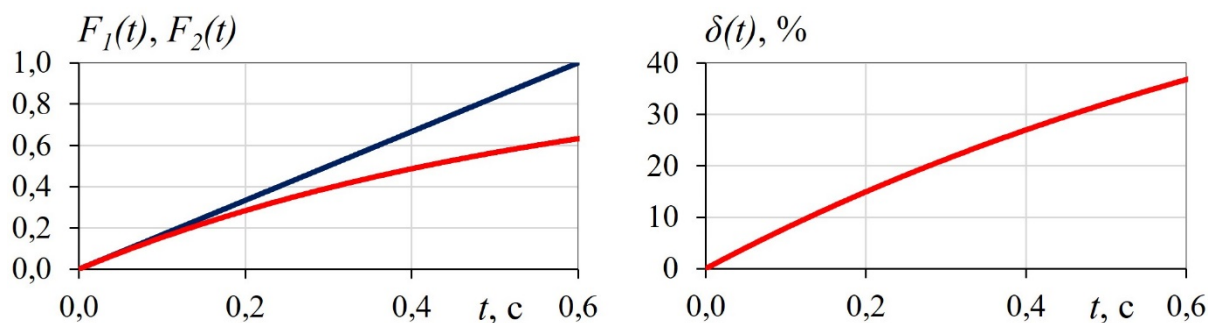


Рисунок 5.24 - Переходные характеристики идеального интегратора $F_1(t)$ и реальной схемы датчика $F_2(t)$ и график погрешности интегрирования $\delta(t)$

График погрешности интегрирования $\delta(t)$ строился согласно выражению:

$$\delta(t) = \frac{[F_1(t) - F_2(t)]}{F_1(t)} \cdot 100\% = \left[\frac{t}{\tau} - \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \right] \cdot \frac{\tau}{t} \cdot 100\%,$$

где $F_1(t)=t/\tau$ – переходная характеристика идеального интегратора с постоянной времени τ , $F_2(t)=1-e^{-t/\tau}$ – переходная характеристика реальной схемы, представленной на рис. 5.23. Согласно рис. 5.24 и выше приведенной формулы погрешность интегрирования возрастает с увеличением времени t . При $t=\tau/10$ она достигает значения 5 %, а на временах $t \geq \tau$ её величина становится больше 37%.

С целью снижения погрешности интегрирования особенно на больших временах становления поля при цифровой обработке зарегистрированных сигналов предполагается применить процедуру приведения их ко входу измерительного канала с учетом экспериментально измеренной по переходной характеристике $F_2(t)$ постоянной времени τ схемы ИДС (рис. 5.23), полученной в результате проведения специальной градуировки измерительного канала ЭРК ШПС и обработки зарегистрированных данных.

На рис. 5.25 представлена функциональная схема упрощенной модели аналоговой части измерительного канала ЭРК ШПС, включающего ИДС и блок управления и регистрации сигналов (БУРС). Входным сигналом в этой схеме является магнитный поток $\Phi(t)$, пронизывающий измерительную катушку ИДС, а выходным аналоговый сигнал $U_{\text{БУРС}}(t)$ подаваемый на вход АЦП.

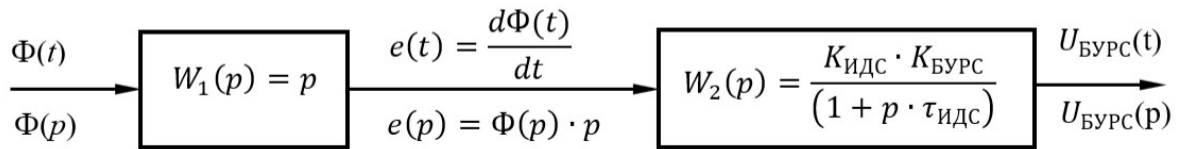


Рисунок 5.25 - Функциональная схема упрощенной модели измерительного канала ЭРК ШПС

Передаточная характеристика по Лапласу для упрощённой модели измерительного канала (рис. 3) определяется выражением:

$$W(p) = \frac{U_{\text{БУРС}}(p)}{\Phi(p)} = W_1(p) \cdot W_2(p) = K_{\text{ИДС}} \cdot K_{\text{БУРС}} \cdot \frac{p}{(1 + p \cdot \tau_{\text{ИДС}})},$$

где $W_1(p)$ – передаточная характеристика, определяющая закон электромагнитной индукции т.е. генерацию в замкнутом контуре (измерительной катушке датчика) ЭДС, величина которой пропорциональна скорости изменения потока магнитной индукции пронизывающего этот контур, $K_{\text{ИДС}}$ и $K_{\text{БУРС}}$ – коэффициенты передачи модели индукционного датчика (см. рис. 5.23) и БУРС на постоянном токе, $\tau_{\text{ИДС}}$ – постоянная времени модели индукционного датчика, p – оператор Лапласа.

На основании выше приведённого выражения для передаточной характеристики модели измерительного канала запишем выражение для входного сигнала, приведенного к его выходу.

$$\left(\frac{K_{\text{ИДС}} \cdot K_{\text{БУРС}}}{\tau_{\text{ИДС}}} \right) \cdot \Phi(p) = U_{\text{БУРС}}(p) + U_{\text{БУРС}}(p) \cdot \frac{1}{p \cdot \tau_{\text{ИДС}}}$$

Обозначим постоянный коэффициент перед $\Phi(p)$ как $K_{\text{ПР}}$ и назовем его коэффициентом преобразования измерительного канала. Далее применим обратное преобразование Лапласа:

$$K_{\text{ПР}} \cdot \Phi(t) = U_{\text{БУРС}}(t) + \frac{1}{\tau_{\text{ИДС}}} \cdot \int_0^t U_{\text{БУРС}}(t) \cdot dt$$

Таким образом, для того чтобы выходной сигнал измерительного канала был пропорционален потоку магнитной индукции необходимо вычислить сумму зарегистрированного сигнала с интегралом от него с масштабным коэффициентом $1/\tau_{\text{ИДС}}$. Значение $\tau_{\text{ИДС}}$ находится (вычисляется) в результате обработки данных градуировки измерительного канала. На рис. 5.26 приведен результат выполнения данной операции для сигнала становления поля, полученного в условиях полевого эксперимента.

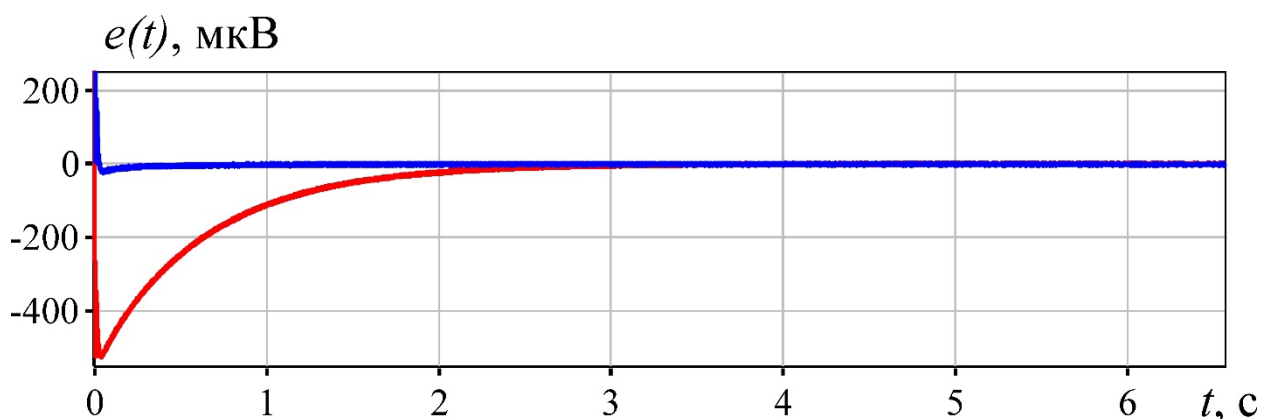


Рисунок 5.26 - Участок кривой становления поля без (красный цвет) и с (синий цвет) компенсацией не идеальности переходной характеристики ИДС

5.2.2 Методика получения геоэлектрических характеристик изучаемой геологической среды

Дальнейшая обработка сигнала становления поля осуществляется в рамках модели проводящей горизонтальной плоскости (тонкой пленки) в непроводящей среде [Сидоров, 1985]. Для данной модели можно выразить становление поля через элементарные функции. Работа вектора напряженности электрического поля по замкнутому контуру L равна ЭДС в контуре:

$$U(t) = \oint_L E_\varphi(t) dl,$$

где E_φ - касательная составляющая электрического поля. E_φ имеет вид:

$$E_\varphi(t) = \frac{3Mr\left(h + \frac{t}{\mu_0 S}\right)}{\pi S \left(r^2 + 4\left(h + \frac{t}{\mu_0 S}\right)^2\right)^{\frac{5}{2}}},$$

где $M=I \cdot Q$ - момент тока в генераторной петле; S - кажущаяся продольная проводимость пленки; h - кажущаяся глубина; t — время, в течение которого рассматривается процесс становления поля. Из этих соображений находится формула расчета ЭДС индукции в приемной горизонтальной петле. Не теряя общности, рассмотрим круговую приемную петлю радиуса r . Тогда циркуляция касательной составляющей вектора напряженности E_φ по окружности длиной $L=2\pi r$ равна:

$$U(t) = 2\pi r E_\varphi = \frac{6r^2 \left(h + \frac{t}{\mu_0 S}\right)}{S \left(r^2 + 4\left(h + \frac{t}{\mu_0 S}\right)^2\right)^{\frac{5}{2}}}$$

При замене $m = \frac{h}{r} + \frac{t}{\mu_0 S r}$ формула примет вид:

$$U(t) = \frac{6Mm}{Sr^2(1+4m^2)^{\frac{5}{2}}} = \frac{K}{S} \cdot F(m),$$

где $K = \frac{6M}{r^2}$, $F(m) = \frac{m}{(1+4m^2)^{\frac{5}{2}}}$.

Выполнив ряд преобразований и решений, описанных в [Сидоров, 1985], получим следующее уравнение:

$$\left(\frac{1}{m^2} - 16\right)(1 + 4m^2)^{\frac{3}{2}} - K\mu_0 r \cdot \frac{\frac{dU(t)}{dt}}{U^2(t)} = 0.$$

Численно решая его относительно m , получим для каждого момента времени t значение $m(t)$. Зная $m(t)$, находим:

$$\begin{cases} S(t) = \frac{KF(m(t))}{U(t)} \\ h(t) = m(t)r - \frac{t}{\mu_0 S(t)} \end{cases}$$

Методика нахождения зависимости кажущейся продольной проводимости (S) и глубины проникновения пленки (h) от времени реализована в программном

обеспечении ЭРК ШПС. Найденные значения S и H являются кажущимися и обычно обозначаются как S_τ и h_τ соответственно. На рис. 5.27 приведены расчеты проводимости $S_\tau(t)$ и глубины $h_\tau(t)$ для исходных данных $U(t)$ полученных на экспериментальной точке «Кентор».

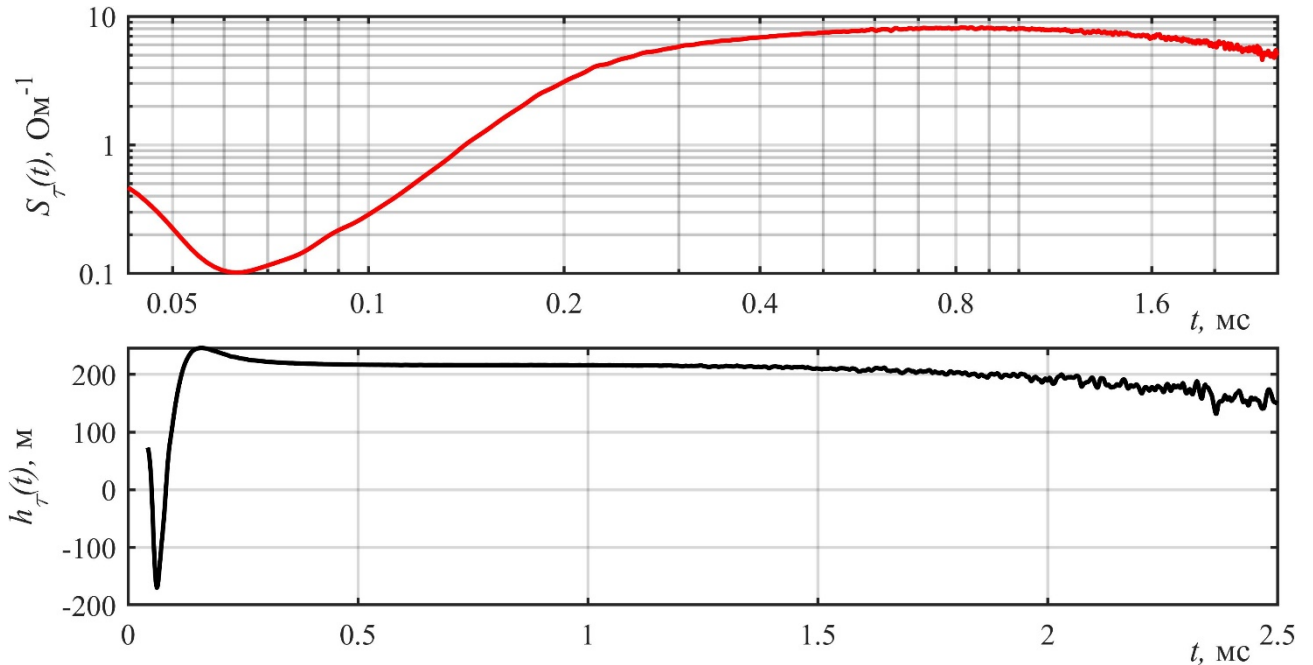


Рисунок 5.27 - Графики зависимости кажущейся продольной проводимости $S_\tau(t)$ и глубины проникновения пленки от времени $h_\tau(t)$

В процессе реализации и тестирования программного обеспечения инженером НС РАН Д.М. Авдюховым было отмечено, что решение обратной задачи по выше приведенной методике дает сбой при резком скачке удельной проводимости. Это проявляется в форме скачков производной становления поля или скачков параметра m . Таким образом улучшение методики может состоять либо в сглаживании производной от функции становления поля, $\frac{dU(t)}{dt}$ либо в сглаживании параметра m . Сглаживание производной $\frac{dU(t)}{dt}$ представляет собой сложную задачу, поскольку сложно предсказать аппроксимирующую ее функцию. Для сглаживания же функции $m=m(x)$ можно выбрать, например, аппроксимирующую функцию в форме $f(x) = \theta_0 + \theta_1 x^{\frac{1}{2}} + \theta_2 x + \theta_3 x^{\frac{3}{2}}$, которая при некотором наборе коэффициентов $\{\theta_i\}$ может быть линейной функцией. По-

разному сглаживая параметр m , можно добиться разной степени приближения полученной зависимости $S(H)$ к эталонной. При этом нужно помнить, что решения прямой и обратной задачи являются асимптотическими и имеют погрешности в приближении ближней зоны. Более подробно данная методика изложена в работе [Бобровский, Ильичёв, 2025].

Апробация методики в условиях полевого эксперимента. Описанная выше методика была добавлена в существующее программное обеспечение, предназначенное для обработки данных в условиях полевого эксперимента [Бобровский, Ильичёв, 2019]. Учитывая, что основным назначением ЭРК ШПС является использование его в системе активного электромагнитного мониторинга напряженно-деформационных процессов в земной коре помимо параметров S_τ и h_τ вычисляется параметр ρ_τ – кажущееся удельное сопротивление среды. Вычисление ρ_τ выполнялось по методике, описанной в [Жданов, 1986]. Предварительное тестирование работы алгоритмов осуществлялось на модельных разрезах характерных для территории Северного Тянь-Шаня получаемых путем решения прямой задачи ЗСБ по методу В.А. Сидорова [Сидоров, 1985].

Полевое тестирование методики проводилось на данных полевых испытаний изготовленного экспериментального образца ЭРК ШПС. Испытания проводились в четырех точках (рис. 5.28) на территории Бишкекского геодинамического полигона (БГП), расположенных друг от друга на расстояниях от 9 до 20 км («МГД», «Кентор», «Кентор 2» и «Чункурчак»).

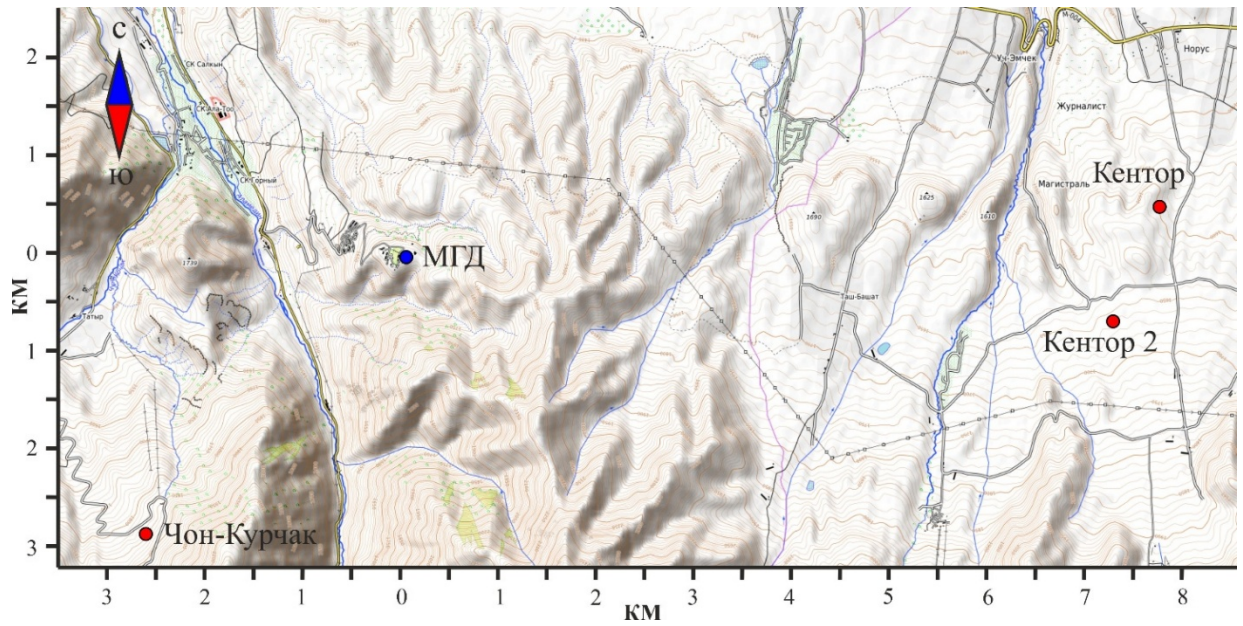


Рисунок 5.28 – Карта расположения измерительных пунктов «МГД» (расположен на территории НС РАН), «Чон-Курчак», «Кентор» и «Кентор-2»

В каждой из точек выполнялась градуировка измерительного канала и проводились эксперименты по зондированию земной коры широкополосными шумоподобными сигналами. На рис. 5.29 приведены результаты расчета параметров для 4 измерительных пунктов.

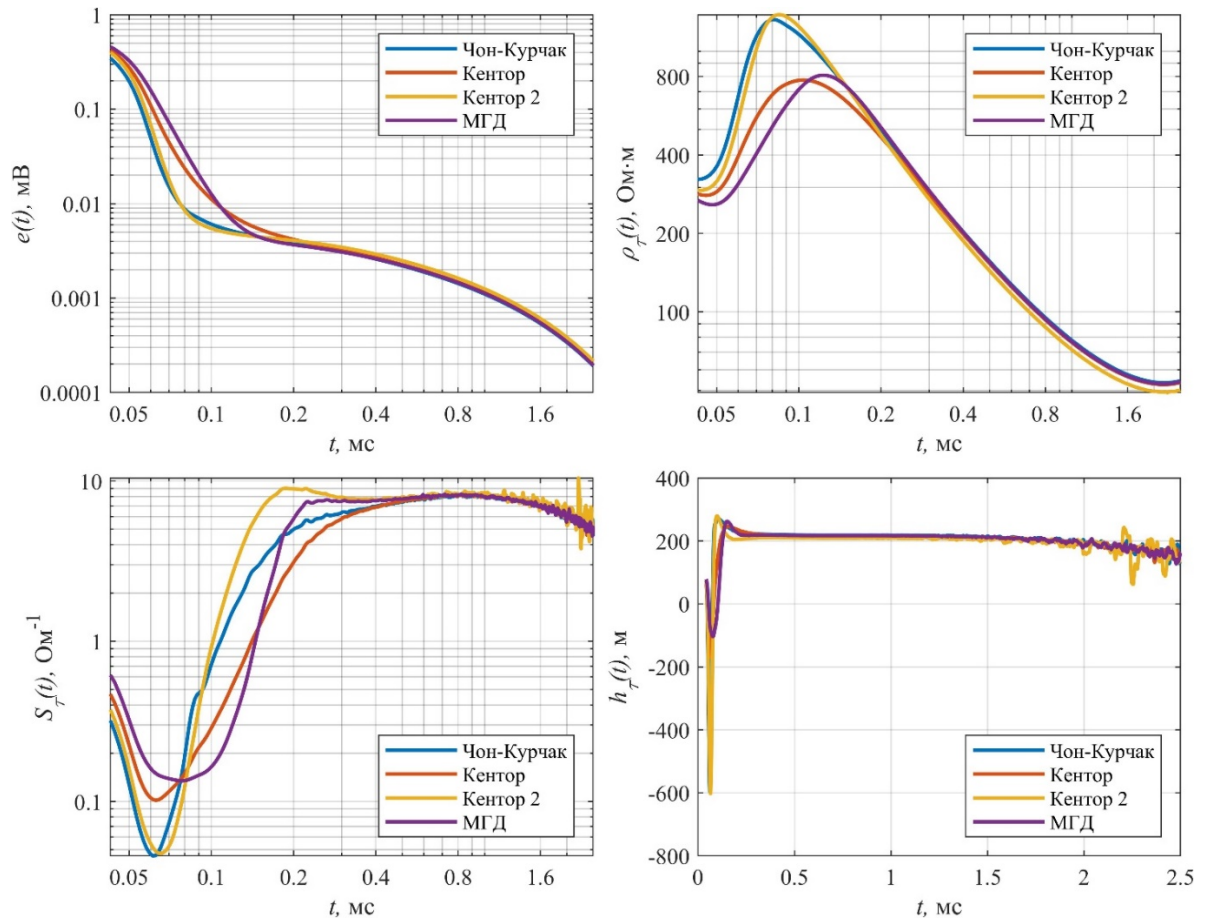


Рисунок 5.29 - Графики кривой становления поля - $e(t)$, кажущегося удельного электрического сопротивления $\rho_\tau(t)$, кажущейся продольной проводимости - $S_\tau(t)$ и кажущейся глубины $h_\tau(t)$ для четырех измерительных пунктов БГП

Основным контролируемым параметром при изучении современных геодинамических процессов в литосфере получаемым в результате обработки является график изменения кажущегося удельного электрического сопротивления $\rho_\tau(t)$ во времени. На рис. 5.30 приведен результат обработки данных комплексного полевого эксперимента по зондированию земной коры описанного в п. 5.1. В результате обработки 11 сеансов зондирования, выполнявшихся с дискретностью в 1 час, были получены кривые становления поля $e(t)$ по которым были вычислены кривые кажущегося удельного электросопротивления $\rho_\tau(t)$. В результате были построены временные ряды вариаций кажущегося электросопротивления для двух характерных точек с

временами 0.03 и 0.11 секунды. Каждое из выбранных времен характеризует точку излома кривой зондирования.

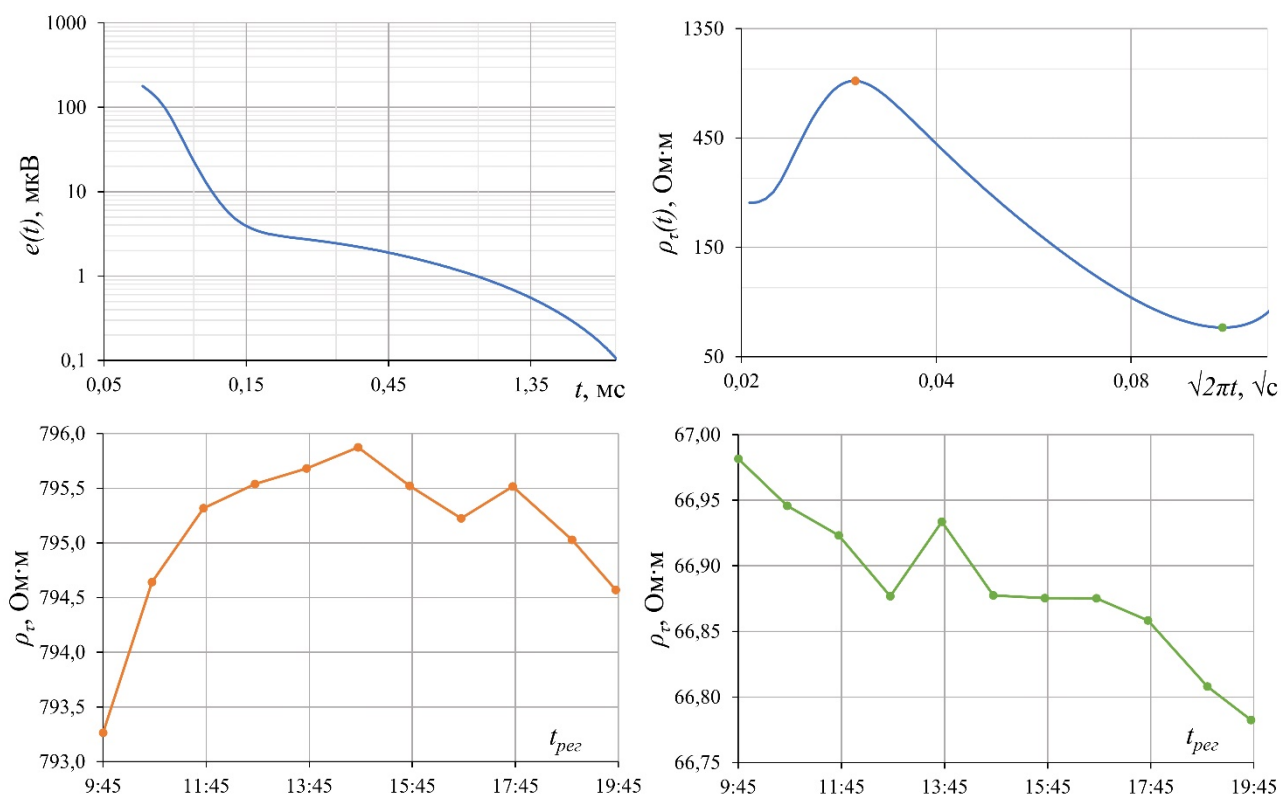


Рисунок 5.30 - Графики кривой становления поля - $e(t)$ и кажущегося удельного электрического сопротивления - $\rho_\tau(t)$ для измерительного пункта «МГД» а также временные ряды построенные по отсчетам кривых кажущегося удельного электросопротивления ρ_τ в точке 0.03 секунды (оранжевый график) и 0.11 сек (зеленый график)

Малые вариации электросопротивления, видимые на графике (рис. 5.30) связаны с небольшой продолжительностью эксперимента. Для снижения флуктуаций, вызванных остаточными шумами на кривой становления поля выборки ρ_τ были получены путем динамической фильтрации. Последняя использует одно из свойств переходного процесса, а именно – постепенное выполаживание кривой становления поля с течением времени, выражающееся в относительном постоянстве ее производной в логарифмическом масштабе. Это можно трактовать как постепенное снижение верхней границы текущего спектра сигнала, что позволяет провести низкочастотную фильтрацию функции

фильтром с увеличивающейся с течением времени длиной окна. В простейшем случае подобный процесс сводится к усреднению полученных значений в окне, ширина которого возрастает с увеличением времени переходного процесса с шагом, близким к $\sqrt[2]{2}$ [Брагин, 2001].

Для измерительного пункта «Кентор 2» в 2025 году был проведен комплексный полевой эксперимент по зондированию земной коры аналогичный описанному в п. 5.1 данной работы. Данный пункт характеризуется меньшим уровнем промышленных помех чем измерительный пункт «МГД». Основными отличиями данного эксперимента является увеличение длительности эксперимента до 24 часов (по 1 сеансу каждый час) и применение модернизированной версии индукционного датчика сигналов ИД7А с увеличенной постоянной времени. При обработке данных дополнительно применялась методика учета изменения тока в зондирующей рамке, подробно описанная в работе [Бобровский, Ильичёв, 2025]. Помимо отработки технологии зондирования с применением экспериментального измерительного комплекса ЭРК ШПС ставились следующие задачи:

- получение качественной кривой становления поля для построения в дальнейшем одномерного электрического разреза в точке проведения эксперимента;
- построение временных рядов кажущегося удельного сопротивления с целью исследования их взаимосвязи с лунно-солнечными приливами.

На рисунке 5.31 приведен результат обработки данных комплексного полевого эксперимента, выполненного на измерительном пункте «Кентор-2». В результате обработки 24 сеансов зондирования, выполнявшихся с дискретностью в 1 час, были получены кривые становления поля $e(t)$ по которым были вычислены кривые кажущегося удельного электросопротивления $\rho_{\tau}(t)$. На рис. 5.31 (верхние графики) приведены усредненные кривые $e(t)$ и $\rho_{\tau}(t)$ полученные по 24 сеансам зондирования. На кривой $\rho_{\tau}(t)$ черным цветом выделены участки (окна), на которых вычислялось среднее значение кажущегося удельного сопротивления ρ_{τ} для четырех времен становления поля (0,0433 $\sqrt{c}$,

0,104 $\sqrt{c}$, 0,126 $\sqrt{c}$ и 0,312 $\sqrt{c}$). Каждое из выбранных времен характеризует точку излома кривой зондирования. При расчетах время становления поля соотносилось к середине окна, ширина которого возрастает с увеличением времени переходного процесса с шагом, близким к $\sqrt{2\pi}$. В результате были построены временные ряды кажущегося электросопротивления для четырех характерных точек на кривой становления поля. Также для измерительного пункта «Кентор 2» были рассчитаны компоненты ускорения лунно-солнечных приливов. Расчет теоретических лунно-солнечных вариаций производился с помощью программы TIDE_3.

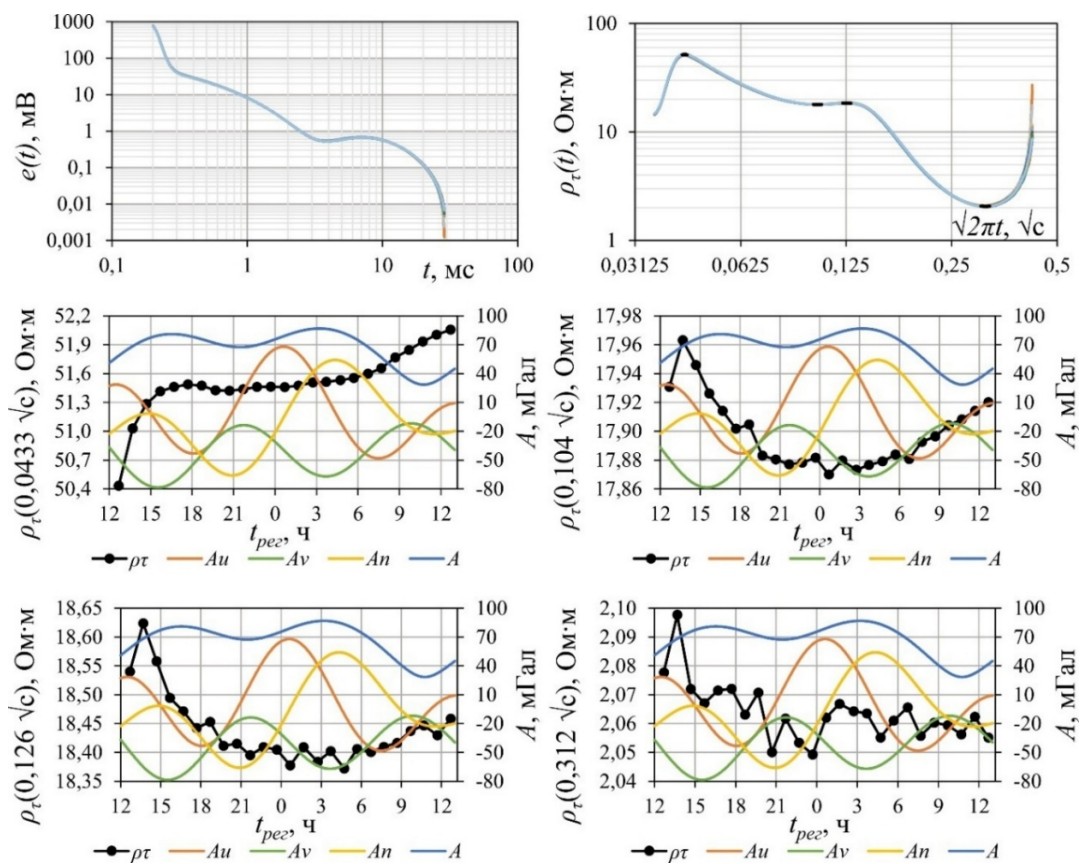


Рисунок 5.31 - Графики кривой становления поля - $e(t)$ (верхний левый график) и кажущегося удельного электрического сопротивления - $\rho_\tau(t)$ (верхний правый график) для измерительного пункта «Кентор 2» а также временные ряды построенные по отсчетам кривых кажущегося удельного электросопротивления ρ_τ (средние и нижние графики) для четырех характерных точек кривой кажущегося удельного сопротивления с отображением компонент ускорения лунно-солнечных приливов (A_u - горизонтальная компонента "запад-восток"; A_v – горизонтальная компонента "юг-север"; A_n - вертикальная компонента; A – полный вектор.)

Несмотря на относительно небольшие вариации электросопротивления (рис. 5.31), вызванные недостаточной длительностью эксперимента, прослеживается некоторая взаимосвязь между вариациями электросопротивления и лунно-солнечными приливами. Данные результаты нуждаются в дальнейшей обработке и анализе.

Выводы по главе 5

Получены первые оценки качества получаемых кривых зондирования на разных временах становления поля. На основании результатов полевых экспериментов в первом приближении получилось, что в конце всего интервала времен становления поля (2 с) относительная погрешность измерения сигналов становления поля составит 3%, на 1,5 секунде – 1,0 %, а уже на 0,5 секундах – 0,2 %.

Для ряда пунктов наблюдения на территории Бишкекского геодинамического полигона, получены кривые кажущегося удельного сопротивления и ведутся работы по получению реалистичных геоэлектрических разрезов для этих точек.

Компенсация не идеальности переходной характеристики индукционного датчика сигналов позволяет уменьшить погрешность вычисления кривой становления поля в активных электроразведочных методах с шумоподобными сигналами в области больших времен становления поля.

Первичное решение обратной задачи по методике В.А. Сидорова с предложенным улучшением позволяет оценить интервалы значений параметров геоэлектрического разреза (мощностей слоев и их удельных проводимостей) для дальнейшего более точного решения обратной задачи методом подбора в установленных интервалах значений параметров геоэлектрического разреза. Также такое решение можно использовать для приближенной интерпретации данных в условиях полевого эксперимента (построение разреза по кривым $S_r(h_r)$).

Приведены примеры временных рядов кажущегося удельного электросопротивления, построенных по данным комплексного полевого эксперимента по отработке технологии зондирования земной коры шумоподобными сигналами.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе выполнены исследования по теоретическому и практическому подтверждению эффективности применения шумоподобных сигналов для метода становления поля. В результате выполненных исследований были получены следующие основные результаты:

1. Разработана математическая модель электроразведочной системы с шумоподобными зондирующими сигналами. На данной модели удалось подтвердить теоретическое преимущество применения шумоподобных сигналов заключающееся в снижении уровня шума при одинаковой энергетике зондирующих сигналов в сравнении с обычной системой, использующей для зондирования биполярные импульсные последовательности с постоянной длительностью импульсов. Теоретический выигрыш по отношению сигнал/шум составил примерно 100 раз.

2. В процессе макетирования измерительного комплекса с шумоподобными зондирующими сигналами были обнаружены структурные помехи появляющиеся на кривой становления поля после корреляционной обработки. Инструментами математического моделирования удалось определить основные причины их возникновения. Исследования показали, что основной причиной, приводящей к появлению структурных помех, являются нелинейные преобразования сигналов, возникающие в измерительном тракте комплекса, включая исследуемый объект – земную кору. Уровень структурных помех вызванных дискретизацией сигналов в АЦП и проникающими цифровыми помехами на порядок ниже уровня помех, возникающих от нелинейностей. Выявлена функциональная (линейная) связь между амплитудой структурных помех и величиной нелинейных искажений сигналов в измерительном тракте. Выявлена функциональная (близкая к линейной) связь между амплитудой структурных помех и амплитудой измеряемого сигнала. Из этого следует что, вариации любой точки графика импульсной переходной характеристики земли, при стабильных параметрах измерительной аппаратуры, зависят только от

изменения параметров исследуемого источника (земли). Это позволит в дальнейшем использовать измерительный комплекс в задачах мониторинга.

3. Разработан и изготовлен экспериментальный образец аппаратурно-программного измерительного комплекса с шумоподобными зондирующими сигналами обеспечивающий контроль кривой становления поля благодаря широкому частотному и большому динамическому диапазону регистрируемых сигналов. Проведенные полевые испытания комплекса подтвердили многократный выигрыш в соотношении сигнал/помеха при использовании алгоритмов корреляционной обработки шумоподобных сигналов в сравнении с традиционными алгоритмами синхронного накопления.

4. Разработан метод уменьшения уровня структурных помех, возникающих на кривых становления поля в процессе корреляционной обработки зарегистрированных шумоподобных сигналов. В основе алгоритма лежит известный способ обнаружения импульсных сигналов на фоне непрерывных шумов и помех по их энергии. Предложен критерий автоматического выбора порога обнаружения структурных помех. Отработка алгоритма проводилась на сигналах становления поля, полученных на экспериментальной точке «Чункурчак», при полевых работах с электроразведочным измерительным комплексом с шумоподобными сигналами. Применение алгоритма позволило значительно (примерно в 450 раз) улучшить соотношение сигнал/помеха на кривой становления поля в области больших времен.

5. Начаты работы по отработке технологии зондирования земной коры с использованием шумоподобных сигналов, включающую в себя методику проведения измерений в реальных полевых условиях. Первые результаты показали, что относительная погрешность измерения сигналов становления поля не превышает 3% на интервале 1,5 с – 2 с, 1% на интервале 0,5 с – 1,5 с и 0,2 % на временах меньше 0,5 с. С учетом удельного электрического сопротивления для однородного слоя $\rho = 204$ Ом·м, эквивалентного среднестатистическому электрическому разрезу земной коры территории Бишкекского

геодинамического полигона, можно говорить о хорошей возможности контроля вариаций этого сопротивления на глубинах до 9000 м.

6. Разработана и отработана в условиях полевого эксперимента методика получения геоэлектрических характеристик среды для экспериментального электроразведочного комплекса с шумоподобными сигналами с учетом особенностей его аппаратурно-программной реализации. Предложено улучшение метода решения обратной задачи ЗСБ в рамках модели с проводящей S плоскостью позволяющее повысить достоверность получаемых результатов. Показана реализация методики в программном обеспечении электроразведочного комплекса. Приведены временные ряды вариаций кажущегося удельного электрического сопротивления среды как основного параметра при изучении геодинамических процессов в литосфере Северного Тянь-Шаня.

Разработанные инструменты математического моделирования могут быть использованы для предварительного изучения и моделирования элементов аппаратуры и методов обработки данных, применяемых при разработке аппаратуры и программного обеспечения активной электроразведки методом становления поля. Созданная электроразведочная аппаратура и программное обеспечение полезны при изучении современных геодинамических процессов в земной коре.

Перспективы дальнейшего развития аппаратурного обеспечения комплекса ЭРК ШПС связаны прежде всего с разработкой приемного широкополосного индукционного датчика сигналов с повышенной чувствительностью в области низких частот. Развитие программного обеспечения комплекса предполагает реализацию в программном обеспечении ЭРК ШПС инструментов для первичной оценки геоэлектрического разреза в условиях полевого эксперимента. Особый интерес представляет исследование применения шумоподобных сигналов в установках диполь-диполь, которые используются в морской электроразведке методом становления поля.

ПЕРЕЧЕНЬ УСЛОВНЫХ ОБОЗНАЧЕНИЙ

АБ – Аккумуляторная батарея			
АКФ – Автокорреляционная функция			
АЦП – Аналого-цифровой преобразователь			
АЧХ – Амплитудно-частотная характеристика			
БГП – Бишкекский геодинамический полигон			
БОТ – Блок ограничения тока			
БУРС – Блок управления и регистрации сигналов			
ВКФ - Взаимная корреляционная функция			
ГЗС – Генератор зондирующих сигналов			
ГТИ – Генератор тактовых импульсов			
ЗСБ – Зондирование становлением поля в ближней зоне			
ЗСД – Зондирование становлением поля в дальней зоне			
ИДС – Индукционный датчик сигналов			
ИЗР – Индукционная зондирующая рамка			
ИПХ – Импульсная переходная характеристика			
МГД – магнитогидродинамическая установка			
НКФ – Накопленная корреляционная функция			
НС РАН – Научная станция Российской академии наук в г. Бишкеке			
ПК – Персональный компьютер			
ПХ – Переходная характеристика			
УГ – Устройство градуировки			
ФНЧ – Фильтр низкой частоты			
ФЧХ – Фаза-частотная характеристика			
ШПС – шумоподобные сигналы			
ЭРК ШПС – Экспериментальный шумоподобными сигналами	электроразведочный	комплекс	с

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Аитов Н. Л., Бабаков Ю. П., Баталев В. Ю. и др. Проявление геодинамических процессов в геофизических полях. – М.: Наука, 1993. – 158 с.
2. Алексанова Е. Д., Бобачев А. А., Большаков Д. К. и др. Электроразведка: пособие по электроразведочной практике для студентов геофизических специальностей. под ред. Хмелевского В. К. – М.: [б.и.], 2005. – 311 с.
3. Алексеев Д.А., Кошурников А.В., Пушкарев П.Ю., Балихин Е.И., Гунар А.Ю., Гончаров А.А. Оценка возможностей применения свип-сигналов в морской буксируемой системе импульсной электроразведки на основе математического моделирования // Сейсмические приборы. 2024, Т. 60, № 4, с. 44-61. DOI 10.21455/si2024.4-3.
4. Алексеев Д.А., Кудинов Д.С., Потылицын В.С., Гончаров А.А. Модельный анализ эффективности псевдослучайных кодовых последовательностей для возбуждения поля упругих колебаний в системах вибрационной сейсморазведки // Вестник Российской Академии Естественных Наук, 2023, Т. 23, № 4, с.139-151, DOI: 10.52531/1682-1696-2023-23-4-139-151.
5. Баталев В. Ю., Бердичевский М. Н., Голланд М. Л. и др. Интерпретация глубинных магнитотеллурических зондирований в Чуйской межгорной впадине // Известия Академии наук СССР. Физика Земли. – 1989. – № 9. – С. 42–45.
6. Баталев В. Ю. Структура и состояние вещества литосферы центрального Тянь-Шаня (по данным глубинных магнитотеллурических зондирований): диссертация на соискание ученой степени д-ра геол.-минер. наук: 25.00.10. – Бишкек, 2013. – 282 с.
7. Баталева Е. А., Мухамадеева В. А. Комплексный электромагнитный мониторинг геодинамических процессов Северного Тянь-Шаня (Бишкекский геодинамический полигон) // Геодинамика и тектонофизика. – 2018. – Т. 9, № 2. – С. 461–487. DOI:10.5800/GT-2018-9-2-0356.
8. Бесекерский В. А. Цифровые автоматические системы / В. А. Бесекерский. – М.: Наука, 1976. – 576 с.

9. Бобровский В. В., Брагин В. Д., Асеева А. Н. Программа обработки данных электромагнитных наблюдений системы геофизического мониторинга земной коры: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013612289. Дата регистрации 20.03.2013 г.

10. Бобровский В. В., Ильичев П. В. Программа просмотра и первичной обработки сигналов акустической эмиссии: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013612294. Дата регистрации 20.03.2013 г.

11. Бобровский В. В. Программа регистрации сигналов электроразведочного комплекса с шумоподобными сигналами: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018614565. Дата регистрации 10.04.2018 г.

12. Бобровский В. В., Ильичев П. В. Программа обработки данных регистрации и моделирования электроразведочного комплекса с шумоподобными сигналами: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2018614566. Дата регистрации 10.04.2018 г.

13. Бобровский В. В., Ильичев П. В. Математическое моделирование предполагаемых источников (причин) «структурных помех» в геоэлектроразведочной аппаратуре с шумоподобными зондирующими сигналами // Проблемы геодинамики и геоэкологии внутриконтинентальных орогенов: Материалы докладов VII Международного симпозиума, г. Бишкек, 19-24 июня 2017 г. – Бишкек, 2018. – С. 360–370.

14. Бобровский В. В., Ильичёв П. В. Программа обработки данных регистрации и моделирования электроразведочного комплекса с шумоподобными сигналами // Вестник Кыргызско-Российского Славянского университета – 2019. – Т. 19, № 12. – С. 77–83. а)

15. Бобровский В. В. Программа регистрации сигналов измерительного комплекса ЭРК ШПС с синхронным накоплением в режиме реального времени:

Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020613370. Дата регистрации 13.03.2020 г.

16. Бобровский В. В. Программа устранения структурных помех на кривой становления поля в электроразведочной аппаратуре с шумоподобными сигналами: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021665488. Дата регистрации 27.09.2021 г.

17. Бобровский В. В., Ильичев П. В., Лашин О. А. Широкополосный измерительный комплекс с шумоподобными сигналами для электромагнитного мониторинга современных геодинамических процессов в сейсмоактивных зонах // Сейсмические приборы. – 2021. – Т. 57, № 1. – С.29–48. DOI:10.21455/si2021.1-3.

18. Бобровский В. В. Особенности корреляционной обработки шумоподобных сигналов в электроразведочной аппаратуре // Геофизические исследования – 2022. – Т. 23, №2. – С. 39–54. DOI:10.21455/gr2022.2-3.

19. Бобровский В. В., Александров П. Н., Ильичёв П. В. Результаты комплексного полевого эксперимента по отработке технологии зондирования земной коры с широкополосным измерительным комплексом с шумоподобными сигналами // Наука новые технологии и инновации Кыргызстана. – 2023. – № 5. – С. 18–22.

20. Бобровский В. В., Ильичёв П. В., Александров П. Н. Методика получения геоэлектрических характеристик среды в экспериментальном электроразведочном комплексе с шумоподобными сигналами // Приборы и системы разведочной геофизики. – 2023. – Т. 78, № 3. – С. 93–100.

21. Бобровский В. В., Ильичёв П. В. Особенности получения геоэлектрических характеристик среды в экспериментальном электроразведочном комплексе с шумоподобными сигналами // Геодинамика и тектонофизика. – 2025. – Т. 16, № 2. – С. 1–12. <https://doi.org/10.5800/GT-2025-16-2-0820>.

22. Брагин В. Д. Активный электромагнитный мониторинг территории Бишкекского прогностического полигона: диссертация на соискание ученой степени канд. физ.-мат. наук: 25.00.10. – М., 2001. – 135 с.
23. Брагин В. Д., Лобанченко А. Н. Магнитное поле // Современная геодинамика областей внутриконтинентального коллизионного горообразования (Центральная Азия). – М.: 2005. – С. 58–66.
24. Великин А. Б. Способ электроразведки и устройство для его осуществления: Патент Российской Федерации на изобретение № 2354999, МПК G01V 3/08. Дата публикации: 10.05.2009 г.
25. Великин А. Б., Великин А. А. Новый корреляционный метод импульсной электроразведки с шумоподобными сигналами СТЕМ для электромагнитного зондирования недр при поисках углеводородного сырья // Вопросы естествознания. – 2016. – № 1. – С. 100–103.
26. Великин А. Б., Великин А. А., Алексеев Е.П., Королев А.А., Черныш В.Ю. Результаты полевого опробования корреляционного метода импульсной электроразведки // Разведка и охрана недр. – 2016. - № 3. – С. 31-38.
27. Власов К. П., Аникин М. К. Теория автоматического управления. Особые, дискретные и нелинейные системы: учебное пособие – Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский государственный горный институт (технический университет), 2006. – 99 с.
28. Гончаров А. А., Алексеев Д. А., Кошурников А. В. и др. Применение псевдослучайных кодовых последовательностей для повышения эффективности зондирования становлением поля в ближней зоне на Арктическом шельфе // Физика Земли. – 2022. – № 5. – С. 158–170.
29. Гутников В. С. Фильтрация измерительных сигналов // В. С. Гутников. – Л.: Энергоатомиздат, Ленингр. отд-ние, 1990. – 131 с.
30. Диксон Р. К. Широкополосные системы: пер. с англ. // под ред. В. И. Журавлева. – М.: Связь, 1979. – 304 с.
31. Жданов М. С. Электроразведка // М. С. Жданов. – М.: Недра, 1986. – 316 с.

32. Ильичев П. В., Аладьев А. В., Богомолов Л. М. и др. Параметры акусто-эмиссионных сигналов, инициированных электровоздействием на нагруженные образцы // Геодинамика и геоэкологические проблемы высокогорных регионов: сб. материалов Второго Международного симпозиума 29 окт. – 3 нояб. 2002 г. – Москва; Бишкек, 2003. – С. 286 – 303.

33. Ильичёв П. В., Брагин В. Д., Щелочков Г. Г. и др. Система активного электромагнитного мониторинга сейсмоактивных зон земной коры: Патент Российской Федерации на изобретение № 2408037, МПК G01V 3/08. Дата публикации 27.04.2010 г.

34. Ильичев П. В. Технологические аспекты применения шумоподобных сигналов в системах активной геоэлектроразведки, математическое моделирование // Современные проблемы геодинамики и геоэкологии внутриконтинентальных орогенов: Материалы 5-го Международного симпозиума, г. Бишкек, 19-24 июня 2011 г. Отв. ред. М. Г. Леонов, Н. В. Шаров. – Бишкек, 2012. – Т. 2. – С. 165–178.

35. Ильичев П. В., Бобровский В. В. Программа для математического моделирования системы активного электромагнитного зондирования земной коры с применением шумоподобных сигналов: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013612291. Дата регистрации 20.03.2013 г.

36. Ильичев П. В., Бобровский В.В. Применение шумоподобных сигналов в системах активной геоэлектроразведки (результаты математического моделирования и полевого эксперимента) // Сейсмические приборы. – 2014. – Т. 50, № 2. – С. 5–19.

37. Ильичёв П. В., Лашин О. А. Широкополосный термостабильный измеритель индукции магнитного поля: Патент Российской Федерации на полезную модель № 168302, МПК G01R 33/00. Дата публикации: 30.01.2017 г.

38. Ильичев П. В., Бобровский В. В. Вариации уровня нелинейных искажений электрических сигналов в земной коре как контролируемый параметр

геофизического мониторинга // Вестник Кыргызско-Российского Славянского университета – 2018. – Т. 18, № 12. – С. 108–112.

39. Копылов Е. Ю. Физическое моделирование сигналов электроразведочного измерительного комплекса с помощью специализированного имитатора // XVII Уральская молодежная научная школа по геофизике. Сборник научных материалов. – Бишкек, 2016. – С. 98–100.

40. Копылов Е. Ю. Имитатор сигналов для электроразведочного измерительного комплекса // Вестник Кыргызско-Российского Славянского университета – 2016. – Т. 16, № 5. – С. 146–150. а)

41. Копылов Д.В., Садуртдинов М.Р. Применение электроразведки при инженерно-геокриологических исследованиях на объектах нефтегазовой инфраструктуры // Экспозиция нефть газ. – 2019. - № 6(73). – С. 12-15.

42. Кузиков С. И., Мухамедиев Ш. А. Структура поля современных скоростей земной коры в районе Центрально-Азиатской GPS сети // Физика Земли. – 2010. – № 7. – С. 33–51.

43. Кузиков С. И. Деформирование разломных зон по данным линейно-угловых измерений на Бишкекском геодинимическом полигоне // Геосистемы переходных зон. – 2018. – Т. 2, № 4. – С. 290–301. <http://dx.doi.org/10.30730/2541-8912.2018.2.4.290-301>

44. Лашин О. А. Применение программируемых логических интегральных схем при разработке геофизической измерительной аппаратуры // Вестник Кыргызско-Российского Славянского университета – 2018. – Т. 18, № 4. – С. 67–71.

45. Лашин О. А. Генератор зондирующих сигналов для современного электроразведочного измерительного комплекса // Вестник Кыргызско-Российского Славянского университета – 2019. – Т. 19, № 12. – С. 83–87.

46. Лашин О. А. Анализатор спектра для контроля помеховой обстановки в полевых геофизических исследованиях // Современные техника и технологии в научных исследованиях: сб. материалов XI Международной конференции молодых ученых и студентов: в 2 т. – Бишкек, 2019. – Т. 1. – С. 104–108.

47. Лисимов М. О. Использование современной волоконно-оптической технологии для передачи цифровых сигналов в геофизической измерительной аппаратуре // Современные техника и технологии в научных исследованиях: сб. материалов XI Международной конференции молодых ученых и студентов: в 2 т. – Бишкек, 2019. – Т. 1. – С. 109–113.

48. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: в 2-х т.: пер. с фр. / Ж. Макс. – М.: Мир, 1983. – Т. 1. – 312 с.

49. Матвеев Б. К. Электроразведка // Б. К. Матвеев. – М.: Недра, 1990. – 368 с.

50. Мансуров А. Н. Поле скорости современной деформации земной коры Северного и Центрального Тянь-Шаня по данным наблюдений Центральноазиатской GPS-сети // Вестник Кыргызско-Российского Славянского университета – 2016. – Т. 16, № 1. – С. 157–160.

51. Мансуров А. Н., Рыбин А. К. Количественная оценка современных деформаций земной коры Памир-Гиссаро-Алайской зоны по данным GPS-наблюдений // Вестник Кыргызско-Российского Славянского университета – 2015. – Т. 15, № 3. – С. 120–124.

52. Маркочев В. М. Аппроксимация экспериментальных зависимостей, описывающих резкое изменение состояния объекта исследований // Математическое моделирование. – 2018. – Т. 30, № 4. – С. 73–83. <https://www.mathnet.ru/rus/mm3958>

53. Мясников Д. С., Бобровский В. В. Программа регистрации сигналов для электроразведочной генераторной установки ЭРГУ-600-2 Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013662212. Дата регистрации 20.03.2014 г.

54. Насыров И. А. Введение в современные спутниковые радионавигационные системы. Часть 1: общие принципы, современное состояние, перспективы развития. Учебное пособие. – Казанский государственный университет, 2005. – 43 с.

55. Плисовицкая Е. А., Мясников Д. С. Программа обработки сигналов для электроразведочной генераторной установки ЭРГУ-600-2: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013612292. Дата регистрации 20.03.2013 г.

56. Плисовицкая Е. А., Брагин В. Д., Асеева А. Н. Программа обработки данных геомагнитных наблюдений: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2014611576. Дата регистрации: 20.03.2014 г.

57. Плисовицкая Е. А. Программное обеспечение системы геомагнитного мониторинга земной коры // Вестник Кыргызско-Российского Славянского университета – 2016. – Т. 16, № 9. – С. 172–176.

58. Рыбин А. К. Глубинная структура и современная геодинамика Центрального Тянь-Шаня по результатам магнитотеллурического зондирования. – М.: Научная мысль, 2011. – 272 с.

59. Светов Б. С. Электромагнитный мониторинг сеймотектонических процессов // Известия высших учебных заведений. Геология и разведка. – 1992. – № 2. – С. 99–116.

60. Светов Б. С., Алексеев Д. А., Агеев В. В. и др. Применение шумоподобных сигналов в зондированиях становлением поля // Геофизика. – 2012. – № 1. – С. 52–60.

61. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов // А. Б. Сергиенко. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 768 с.

62. Сидоров В. А. Импульсная индуктивная электроразведка // В. А. Сидоров. – М.: Недра, 1985. – 192 с.

63. Сычева Н. А., Юнга С. Л., Богомолов Л. М., Мухамадеева В. А. Сеймотектонические деформации земной коры Северного Тянь-Шаня (по данным определений механизмов очагов землетрясений на базе цифровой сейсмической сети KNET) // Физика Земли. – 2005. – № 11. – С. 65–78.

64. Сычева Н. А., Кузиков С. И. Анализ скоростных моделей литосферы Тянь-Шаня и метод двойных разностей при определении положения

гипоцентров землетрясений по данным сейсмологической сети KNET // Геофизические исследования. – 2012. – Т. 13, № 2. – С. 5–22.

65. Сычева Н. А. Киргизская сейсмологическая сеть KNET // Вестник Кыргызско-Российского Славянского университета – 2016. – Т. 16, № 5. – С. 175–183.

66. Сычева Н. А., Мансуров А. Н. Сравнение оценок деформации земной коры Северного и Центрального Тянь-Шаня, полученных на основе сейсмических и GPS-данных // Вестник Кыргызско-Российского Славянского университета – 2016. – Т. 16, № 1. – С. 178–182.

67. Сычева Н. А., Сычев И. В., Мансуров А. Н., Кузиков С. И. Исследование уровня сейсмического шума станций сети KNET // Вулканология и сейсмология. – 2020. – № 4. – С. 22–39.

68. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника / У. Титце, К. Шенк. – М.: ДМК Пресс, 2007. – Т. 2. – 942 с.

69. Трапезников Ю. А., Туровский П. С. Устройство для возбуждения электромагнитного поля в земной коре: Патент Российской Федерации на полезную модель № 1637549, МПК G01V 3/12. Дата публикации 1993 г.

70. Трапезников Ю. А., Брагин В. Д., Ильичев П. В. и др. Геофизическая система сбора и обработки информации: Свидетельство Российской Федерации о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2091820. Дата регистрации: 27.09.1997 г.

71. Шайторов В.Н., Жолдыбаев А.К., Шульга М.В., Кушербаева Н.Н. Применение электроразведки при мониторинге инженерно-геологических условий и слабо проявленных геодинамических процессов в районах расположения объектов атомной отрасли // Вестник НЯЦ РК. – 2022. – №.3. – С. 5-10. <https://doi.org/10.52676/1729-7885-2022-3-5-10>

72. Шумилов Б. М. Мультивейвлеты эрмитовых сплайнов третьей степени, ортогональные кубическим многочленам // Математическое моделирование. – 2013. – Т. 25, № 4. – С 17–28.

73. Шумоподобные сигналы в системах передачи информации. Под ред. проф В. Б. Пестрякова. М., «Сов. радио», 1973, с. 424.
74. Электроразведка: справ. геофизика: в двух кн. // под ред. Хмелевского В. К., Бондаренко В.М. – М.: Недра, 1989. – Кн. 1. – 438 с.
75. Эпов М. И., Ельцов И. Н. Прямые и обратные задачи индуктивной электроразведки в одномерных средах. – Новосибирск: ОИГГМ, 1992. – 31 с. – (Препринт. Рос. АН, Сиб. отд-ние, Объединен. ин-т геологии, геофизики и минералогии; N 2).
76. Юдахин Ф. Н. Геофизические поля, глубинное строение и сейсмичность Тянь-Шаня // Фрунзе: Илим, 1983. – 248 с.
77. Якубовский Ю. В., Ляхов. Л. Л. Электроразведка. Издание третье, переработанное и дополненное. – М.: Недра, 1974. – 376 с.
78. Bénéteau C. A survey of optimal polynomial approximants, applications to digital filter design, and related open problems [Electronic resource] / C. Bénéteau, R. Centner // Complex Anal Synerg 7, 16(2021). – 2021. – Access mode: <https://rdcu.be/dr5E3>. – Загл. с экрана.
79. Bobrovsky V., Ilyichev P. Peculiarity of the use of pseudonoise signals in electrical prospecting equipment [Electronic resource] // Geodynamics and Geoecology 2021. IOP Conf. Series: Earth and Environmental Science929 (2021) 012020IOP Publishing. – 2021. – Access mode: <https://iopscience.iop.org/article/10.1088/1755-1315/929/1/012020>. – Загл. с экрана.
80. Dikumar N. D. Higher-order polynomial approximation / N. D. Dikumar // Math Models Comput Simul. – 2016. – Vol. 8, N. 2. – С. 183–200.
81. Duncan P. M., Bailey R. C., Edwards R. N. at all. The development and applications of a wide band electromagnetic sounding system using pseudo-noise source // Geophysics. – 1980. – Vol. 45, N 8. – P. 1276–1296.
82. Rababah A. High order approximation of degree nine and order eighteen [Electronic resource] / A. Rababah // J Inequal Appl, 155(2019). – 2019. – Access mode: <https://rdcu.be/dr5dk>. – Загл. с экрана.