ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО ВОЗДУШНОГО ТРАНСПОРТА

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЕ УЧРЕЖДЕНИЕ ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
«МОСКОВСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ ТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ» (МГТУ ГА)

На правах рукописи

Шалаев Алексей Александрович

МЕТОД И АЛГОРИТМЫ ДИСТАНЦИОННОГО КОНТРОЛЯ ПАРАМЕТРОВ СРЕДСТВ РАДИОТЕХНИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОЛЕТОВ ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ

Специальность 2.9.6 – Аэронавигация и эксплуатация авиационной техники

Диссертация

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель

доктор технических наук, доцент

Ерохин Вячеслав Владимирович

Москва – 2026

ОГЛАВЛЕНИЕ

	Введение	5
1	**Анализ современного состояния развития систем дистанционного контроля параметров**	15
1.1	Особенности защиты объектов воздушного транспорта от несанкционированного вмешательства в авиационную деятельность	15
1.2	Экспериментальное исследование влияния РЭС на функционирование средств РТОП	18
1.3	Оценка фактических значений отношения сигнал/шум на основе дистанционного контроля параметров средств РТОП	28
1.4	Анализ функциональных возможностей существующих комплексов дистанционного контроля параметров	35
1.5	Постановка задачи исследований	37
	Выводы по главе 1	43
2	**Технический облик перспективной системы дистанционного контроля параметров средств РТОП**	45
2.1	Архитектура перспективной системы дистанционного контроля параметров средств РТОП и ЭМО в районе аэродрома	45
2.2	Методика селекции радиосигналов на основе спектрального анализа радиодиапазона	49
2.3.	Алгоритм автоматического распознавания типа модуляции на основе анализа синфазной и квадратурной компонент сигнала	61
2.4.	Программный модуль выявления посторонних излучений на основе спектральной маски	68
2.5	Разработка практических рекомендаций по применению средств дистанционного контроля параметров	72
	Выводы по главе 2	74

3	**Методы адаптивной обработки навигационной информации на основе мониторинга сигнально-помеховой обстановки в районе аэродрома**	76
3.1	Алгоритм фильтрации в задаче слежения за радионавигационными параметрами приёмника спутниковой навигации на основе адаптивных методов обработки информации	76
3.1.1	Постановка задачи	76
3.1.2	Синтез алгоритма	77
3.1.3	Результаты моделирования и исследования характеристик алгоритма	84
3.2	Алгоритм адаптивной обработки информации в спутниковом навигационном приемнике локальной контрольно-корректирующей станции на основе данных мониторинга сигнально-помеховой обстановки	87
3.2.1	Постановка задачи	91
3.2.2	Синтез алгоритма оценивания	93
3.2.3	Адаптация алгоритма оценивания	97
3.2.4	Результаты моделирования и исследования	100
	Выводы по главе 3	105
4	**Алгоритмы адаптивной обработки навигационной информации в средствах радиотехнического обеспечения полетов**	107
4.1	Алгоритм определения местоположения воздушного судна по двум дальномерным радиомаякам DME на основе методов адаптивной обработки информации	107
4.1.1	Постановка задачи	107
4.1.2	Синтез алгоритма	113
4.1.3.	Результаты моделирования и исследования характеристик алгоритма	115

4.2 Алгоритм управления уровнем мощности излучения передатчика на основе оценки отношения сигнал/помеха в адаптивном фильтре Калмана 119
4.2.1 Постановка задачи 121
4.2.2 Синтез алгоритма 122
4.2.3 Исследование характеристик алгоритма 125
4.3 Разработка практических рекомендаций по применению алгоритмов адаптивной фильтрации в локальной контрольно-корректирующей станции спутниковой системы посадки 129
Выводы по главе 4 135
Заключение 137
Список сокращений и условных обозначений 141
Список литературы 143
Приложения 157
Приложение А 157
Приложение Б 168
Приложение В 174

Введение

Актуальность работы. Основу безопасности и эффективности современного воздушного транспорта составляют процессы управления воздушным движением (УВД). Именно УВД обеспечивает регулярность осуществления авиаперевозок, а также предотвращает возникновение конфликтных ситуаций в воздушном пространстве. При этом основными техническими средствами, при помощи которых реализуется УВД, являются средства радиотехнического обеспечения полётов (РТОП). К ним относятся средства радионавигации, радиосвязи и радиолокации, основу функционирования которых составляет использование радиоканалов.

С целью обеспечения бесперебойной работы средств РТОП реализуется дистанционный контроль параметров (ДКП), который представляет собой автоматизированный мониторинг и управление характеристиками наземного оборудования аэронавигационного обеспечения полетов удаленно, без непосредственного присутствия оператора.

Глобальное распространение радиопередающих средств создаёт угрозы как возникновения межсистемных помех для средств РТОП, так и намеренного искажения информации в радиоканалах со стороны злоумышленников. Реализация несанкционированного доступа к радиоканалам может привести к нарушению работы объектов воздушного транспорта и стать причиной инцидента, аварии или катастрофы.

В качестве меры защиты объектов воздушного транспорта от подобного воздействия службой эксплуатации радиотехнического обеспечения полётов и связи (ЭРТОС) в Госкорпорации по ОрВД на основе приказа 207п от 20 апреля 2022 года производится дистанционный контроль (ДК) электромагнитной обстановки на объектах РТОП с целью выявления несанкционированных излучений в авиационном радиодиапазоне. Осуществляется данный ДК

посредством периодического радиомониторинга сигнально-помеховой обстановки при помощи спектроанализаторов. Такой подход позволяет выявлять факты наличия несанкционированных излучений в радиодиапазоне средств РТОП, а также определять наличие потенциально помеховых сигналов, однако в силу периодичности осуществления контроля, а также проведения его вручную без анализа характеристик и структуры потенциально-помеховых сигналов, эффективность выявления несанкционированных излучений остаётся низкой.

Ввиду вышеизложенного определено, что разработка методик автоматизации процессов ДКП является актуальным и перспективным направлением совершенствования методов обнаружения и локализации несанкционированных излучений. Направление развития перспективных систем регламентируется концепцией развития системы контроля за излучениями радиоэлектронных средств и высокочастотных устройств гражданского назначения в Российской Федерации, утверждённой государственной комиссией по радиочастотам.

В тоже время очевидно, что осуществление одного лишь контроля за электромагнитной обстановкой в целях оперативного выявления помеховых сигналов недостаточно для эффективной работы средств РТОП в условиях воздействия помех. Необходимо учитывать помеховую обстановку при осуществлении навигационно-временных определений (НВО). Одним из возможных способов оценки точностных характеристик НВО является определение отношения сигнал-шум (ОСШ) при помощи специализированного оборудования ДК. Ввиду того, что в реальных условиях функционирования средств РТОП характеристики интенсивности шумов и помех могут отличаться от расчетных, так как возникновение помех – процесс трудно прогнозируемый, а их источниками может служить широкий ряд различных электрических устройств, научный и практический интерес вызывает оценка фактических значений ОСШ методами полунатурного моделирования. На основе приёмных устройств станций ДК возможно реализовать непрерывный радиомониторинг сигнально-помеховой обстановки в районе аэродромов и на воздушных трассах. Данные

радиомониторинга сигнально-помеховой обстановки можно применять для повышения эффективности функционирования средств РТОП путем реализации адаптивной обработки информации.

Анализ существующих систем ДКП выявил **противоречие практического характера** между отсутствием в отечественных разработках реализации алгоритмов комплексного анализа радиочастот с подробной классификацией излучений и необходимостью автоматизации процесса оценки сигнально-помеховой обстановки в районе аэродрома для повышения эффективности функционирования средств аэронавигационного обеспечения полетов.

При этом существует необходимость повышения точности координатно-временных определений бортовых и наземных систем радионавигации и посадки в сложной помеховой остановке.

Следствием этого является **противоречие научного характера** между необходимостью совершенствования методов контроля средств РТОП для повышения эффективности функционирования в сложной помеховой остановке, с одной стороны, и отсутствием методик позволяющих автоматизировать процессы диагностирования на основе данных мониторинга, с другой стороны.

В диссертации для разрешения указанных противоречий решается актуальная **научно-техническая задача** разработки методов и алгоритмов, позволяющих автоматизировать процессы оценки сигнально-помеховой обстановки в районах аэродромов и воздушных трасс с целью обеспечения защиты объектов воздушного транспорта от несанкционированного вмешательства в авиационную деятельность и реализации адаптивной обработки информации в средствах РТОП.

Актуальность научно-технической задачи обусловлена прежде всего тем, что автоматизация процессов мониторинга сигнально-помеховой обстановки в районе аэродрома позволяет:

- реализовать ДКП передатчиков средств РТОП;

- осуществлять обнаружение несанкционированных излучений в диапазонах работы средств РТОП;

- применять адаптивную обработку информации в средствах РТОП на основе данных радиомониторинга.

На сегодняшний день в Российской Федерации уделяется большое внимание разработкам современных комплексов радиомониторинга. Так, для оценки работоспособности глобальной навигационной спутниковой системы (ГНСС) в районе аэропортов применяются локальные контрольные станции мониторинга (ЛКСМ) – системы мониторинга, регистрации и хранения состояния навигационного обслуживания ГНСС в районе аэродрома. Наличие ЛКСМ является обязательным условием для допуска к полетам с использованием ГНСС для операций в районе аэродрома [67, 89].

В настоящее время автоматизация процессов мониторинга является мало разработанным направлением исследований, а сами автоматизированные системы на авиапредприятиях не распространены. Все отечественные технические решения в основном направлены на выявление местоположения незарегистрированных источников излучения методом пеленга, без анализа структуры сигнала и типа модуляции, например система “БАРС-МПИ2”. Существующие импортные комплексы радиомониторинга, например E3238S/N6820E фирмы Agilent Technologies, позволяют выполнять классификацию сигналов по типу модуляции, однако их архитектура является закрытой, а алгоритмы работы представляют коммерческую тайну. Поэтому, разработка и создание современных альтернативных средств радиомониторинга, позволяющих осуществлять в полной мере ДКП, комплексно, непрерывно и при минимальном участии человека-оператора, является важной и актуальной научно-прикладной задачей.

Таким образом, необходимость разработки новых методик позволяющих автоматизировать процессы радиомониторинга и алгоритмов адаптивной обработки информации в условиях изменения отношения сигнал/шум обуславливает актуальность темы исследований.

Степень разработанности темы исследования. Основные положения регламентирующие организацию радиомониторинга изложены в нормативной

документации по контролю за использованием спектра международного союза электросвязи, а также в концепции по развитию системы контроля за излучениями радиоэлектронных средств и (или) высокочастотных устройств гражданского назначения в Российской Федерации, утверждённой государственной комиссией по радиочастотам. Теоретические основы осуществления радиомониторинга и радиоконтроля представлены работами Рембовского А. М., Ашихмина А. В., Козьмина В. А.

Эффективность применения алгоритмов Калмановской теории фильтрации в средствах РТОП существенно зависит от степени соответствия моделей реальным объектам и процессам. В работах известных ученых Дегтярева А.А, Тайля Ш., Mohamed A.H. Джанджгавы Г.И., Чернодарова А.В., Рогалева А.П., показана эффективность применения методов адаптивной теории фильтрации при неопределенности статистических параметров шумов.

Теоретические основы методов синтеза алгоритмов управления уровнем мощности излучения передатчика изложены в трудах Понтрягина Л.С., Тятюшкина А.И., Стратоновича Р.Л, Марюхненко В.С., Сейджа Э.П., Уайта Ч.С., Беллмана Р.Э, Калмана Р.Э..

Результаты по исследованию способов повышения точности функционирования ГНСС изложены в работах: Харисова В.Н., Перова А.И., Ярлыкова М.С., Болдина В.А., Болелова Э.А., Гречкосеева А.К., Тяпкина В.Н..

Целью работы является повышение эффективности систем радиомониторинга сигнально-помеховой обстановки в районе аэродрома и функционирования средств РТОП в интересах обеспечения безопасности полетов и высокой точности определения местоположения воздушных судов.

Объектом исследования являются комплексы дистанционного контроля параметров средств радиотехнического обеспечения полетов.

Предметом исследования являются алгоритмы автоматизации процессов радиомониторинга сигнально-помеховой обстановки и адаптивной обработки навигационной информации.

Задачи исследований:

1. Разработка технического облика перспективной системы дистанционного контроля параметров и алгоритма селекции радиосигналов на основе спектрального анализа радиодиапазона.

2. Разработка алгоритма распознавания типа модуляции на основе анализа синфазной и квадратурной компонент сигнала для автоматизации процесса радиомониторинга и определение отношения сигнал/шум.

3. Синтез алгоритма адаптивной обработки информации применительно к задачам траекторной фильтрации в приемниках спутниковой навигации с целью повышения точности слежения за радионавигационными параметрами.

4. Разработка алгоритма адаптивной обработки информации в спутниковом навигационном приемнике локальной контрольно-корректирующей станции на основе данных мониторинга сигнально-помеховой обстановки.

5. Синтез алгоритма определения местоположения воздушного судна по двум дальномерным радиомаякам DME на основе методов адаптивной обработки информации.

Научная новизна работы. Проведенные исследования позволили выделить следующие новые научные результаты:

1. Разработан научно обоснованный технический облик перспективной системы дистанционного контроля параметров средств радиотехнического обеспечения полетов в районе аэродрома и на воздушных трассах, позволяющий сформировать основные требования для разработчиков систем дистанционного контроля параметров средств радиотехнического обеспечения полетов.

2. Разработан метод дистанционного контроля параметров сигналов для оценки технического состояния средств радиотехнического обеспечения полетов, основанный на оригинальном методе «прозрачного обруча».

3. Разработан комплекс алгоритмов, позволяющих автоматизировать процессы селекции, распознавания и классификации радиосигналов с целью оценки параметров средств радиотехнического обеспечения полетов.

4. Разработан алгоритм адаптивной обработка информации для аэродромной локальной контрольно-корректирующей станции на основе данных

мониторинга сигнально-помеховой обстановки, который обеспечивает формирование несмещенных оценок навигационно-временных параметров с согласованными ковариационными матрицами ошибок оценивания фактическим значениям погрешностей.

5. Разработаны адаптивные алгоритмы обработки информации в навигационном вычислителе дальномерной системе DME и системе слежения за радионавигационными параметрами аппаратуры спутниковой навигации, отличающиеся высокой точностью и непрерывностью навигационных определений при изменении помеховой обстановки в районе аэродрома и на воздушных трассах.

Практическая значимость работы состоит в следующем:

1. Полученные научные результаты позволяют сформировать направления совершенствования существующих и разработки перспективных систем дистанционного контроля параметров радиотехнических систем и систем контроля электромагнитной обстановки, а также обосновывают расширения их функциональных возможностей.

2. Разработанные алгоритмы адаптивной оценки радионавигационных параметров являются практически реализуемыми в навигационных процессорах радиотехнических систем и позволяют обеспечить высокую точность определения местоположения воздушного судна в условиях изменяющейся помеховой обстановки.

Отдельный практический интерес представляет технический облик перспективной системы дистанционного контроля параметров средств радиотехнического обеспечения полетов, который позволяет предъявить требования для разработчиков, специализирующихся в области разработки и совершенствования систем дистанционного контроля параметров радиотехнических систем.

Методы исследования включают применение теории адаптивной фильтрации сигналов, методов марковской теории оценивания случайных процессов, методы дистанционного контроля параметров, оценки

электромагнитной совместимости, теории оптимального управления, теории и методов временного и спектрального анализа сигналов, методов организации проведения натурных экспериментов, методов имитационного статистического моделирования. Программная реализация алгоритмов выполнена с использованием языка графического программирования LabView2016.

На защиту выносятся следующие основные научные положения:

1. Методика автоматизации процесса селекции радиосигналов путем спектрального анализа радиодиапазона на основе метода “прозрачного обруча”, которая позволяет определять участки спектра, принадлежащие одному радиосигналу, в условиях значительного разноса боковых лепестков в полосе частот с целью обеспечения защиты объектов воздушного транспорта от несанкционированного вмешательства в авиационную деятельность.

2. Метод автоматического определения типа модуляции радиосигнала, позволяющий автоматизировать процесс классификации и распознавания конкретных радиосистем.

3. Алгоритм фильтрации радионавигационных параметров в подсистеме слежения спутникового навигационного приемника на основе адаптивных методов обработки информации, позволяющий обеспечить высокую точность навигационно-временных определений по данным глобальной навигационной спутниковой системы при изменении отношения сигнал/шум.

4. Алгоритм адаптивной обработка информации в спутниковом навигационном приемнике локальной контрольно-корректирующей станции на основе данных мониторинга сигнально-помеховой обстановки, который позволяет уменьшить погрешность определения отклонения ВС от линии глиссады.

Достоверность и обоснованность результатов диссертационной работы подтверждаются корректным использованием теоретических соотношений методов частотного и временного анализа сигналов, методов численного моделирования, методов теории адаптивной фильтрации и оптимального управления, методов организации и проведения натурных экспериментов, а

также совпадением результатов экспериментальных исследований с данными численного моделирования.

Реализация и внедрение результатов работы. Основные результаты диссертационной работы внедрены в филиале «Аэронавигация Восточной Сибири» ФГУП «Госкорпорация по ОрВД» и в учебный процесс ИФ МГТУ ГА, что подтверждено соответствующими актами.

Апробация результатов. Результаты работы докладывались и обсуждались на 4-х научно-технических конференциях, научных семинарах кафедр АРЭО ИФ МГТУ ГА и ТЭ РЭО ВТ МГТУ ГА.

Публикации результатов. Основные результаты по теме диссертации опубликованы в 13 печатных изданиях, 9 из которых (120 с.) в рецензируемых научных журналах из перечня ВАК при Минобрнауки, из них без соавторов – 1 статья; 4 (28 с.) научных статьи и тезисов докладов, опубликованных в других изданиях и материалах конференций. Получено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2025617524 от 16.04.2025.

.**Автором лично:**

- научно обоснован технический облик перспективный системы дистанционного контроля параметров средств радиотехнического обеспечения полетов в районе аэродрома и на воздушных трассах;

- разработан метод дистанционного контроля параметров сигналов радиоэлектронных систем путем спектрального и временного анализа радиодиапазона для оценки технического состояния средств радиотехнического обеспечения полетов;

- разработан комплекс алгоритмов селекции, распознавания и классификации радиосигналов, позволяющих автоматизировать процессы оценки технического состояния средств радиотехнического обеспечения полетов;

- разработаны алгоритмы обработки информации в средствах радиотехнического обеспечения полетов на основе данных мониторинга электромагнитной обстановки, позволяющие повысить точность навигационно-временных определений.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка литературы, 3 приложений на 18 листах. Список литературы содержит 103 наименования. Общий объем работы составляет 174 страницы текста, содержит 110 рисунков и 4 таблицы.

Глава 1. Анализ современного состояния развития систем дистанционного контроля параметров

1.1 Особенности защиты объектов воздушного транспорта от несанкционированного вмешательства в авиационную деятельность

Общий технический прогресс, на фоне динамичного развития радиоэлектроники, с каждым днём вынуждает человечество всё шире и глубже внедрять практически во все сферы своей деятельности беспроводные системы передачи информации. Растёт не только общее количество подобных устройств и систем, но и объём передаваемых данных и требуемые для этого скорости, обеспечивающие потребности абонентов. В совокупности это приводит к существенному увеличению загрузки диапазона радиочастот, и, как следствие, возникновению помех, конфликтов в работе беспроводных средств передачи информации. И, если речь идёт об управлении сложными и опасными производственными процессами, например об организации воздушного движения, контроле за ядерными объектами или обеспечении обороноспособности страны, возможные сбои в таких системах могут привести к катастрофическим последствиям с большим числом жертв и существенным ущербом для экономики Российской Федерации.

Стремительный рост различных радиосредств, в том числе и среди злоумышленников, создаёт угрозу незаконного нарушения работы авиационных радиосистем в корыстных целях, будь то подавление канала связи или же подмена информации в канале. Увеличение доступности радиопередающих средств создают угрозы не только возникновения межсистемных помех, но и намеренного искажения информации в радиоканале сторонними лицами, что может привести к

нарушению работы авиационных радиосистем и стать причиной аварии или катастрофы [22, 36]. Помимо этого, развитие и повсеместное внедрение беспроводных систем передачи данных существенно повышает значимость несанкционированного доступа к ним, что делает подавление или подмену сигналов со стороны злоумышленников привлекательным инструментом для совершения преступлений. Однако нарушение работы средств РТОП возможно не только из-за межсистемных помех или незаконного вмешательства в их функционирование, но и из-за их естественных отказов, возникающих в ходе эксплуатации [50, 63]. На рисунке 1.1 представлены источники возникновения помех и их влияние на средства РТОП.

Рисунок – 1.1 Источники возникновения помех

Важным параметром, который влияет на эффективность функционирования средств РТОП является ОСШ. Одним из возможных способов оценки точностных характеристик определения МП ВС является определение ОСШ при помощи контрольных станций (станций радиомониторинга), использующих беспроводные линии передачи информации. Их разработка и внедрение является одним из важнейших направлений в развитии систем радиоконтроля в России [31].

Надежность и точность РТОП зависят от их помехозащищенности по отношению к внешним и внутренним, случайным и регулярным помехам. Правильное решение задачи обеспечения помехоустойчивости радионавигационных систем (РНС) обеспечивает эффективность функционирования радиосистем в процессе эксплуатации [9]. Источниками помех могут быть сети электропитания, передающая радиоэлектронная аппаратура, разряды статического электричества и атмосферные явления. Помехи, представляющие собой непредусмотренный при проектировании средств РТОП сигналы, способные нарушить их функционирование, приводят к искажению аналоговой или дискретной информации во время ее преобразования, обработки или передачи [55]. Ввиду того, что в реальных условиях функционирования средств РТОП характеристики интенсивности шумов и помех могут отличаться от расчетных, т. к. возникновение помех – процесс трудно прогнозируемый, а их источниками может служить широкий ряд различных электрических устройств, научный и практический интерес вызывает оценка фактических значений ОСШ методами полунатурного моделирования [35].

Обозначенные проблемы актуальны во всех отраслях, но особенно в гражданской авиации, где в процессе организации воздушного движения (ОрВД) применяется большое число различных РТОП, сбой в работе которых может привести к авиационному происшествию [72]. В рамках выполнения работы был проведён ряд исследований степени взаимного влияния средств РТОП и радиоэлектронных систем (РЭС), а также исследования меры изменения шумовой обстановки в диапазоне работы РНС.

1.2 Экспериментальное исследование влияния РЭС на функционирование средств РТОП

Для проведения экспериментальных исследований взаимного влияния средств РТОП и РЭС был реализован специализированный программно-аппаратный комплекс (ПАК) в состав, которого входят: программно-управляемая платформа NI PXI-1062Q; спектроанализатор АКС-1601; программно-управляемый RTL SDR (SDR, англ. Software defined radio) приемник на базе приёмного модуля R820T с синхронным аналого-цифровым преобразователем RTL2832U [54]. Структура специализированного программно-аппаратного комплекса представлена на рисунке 1.2:

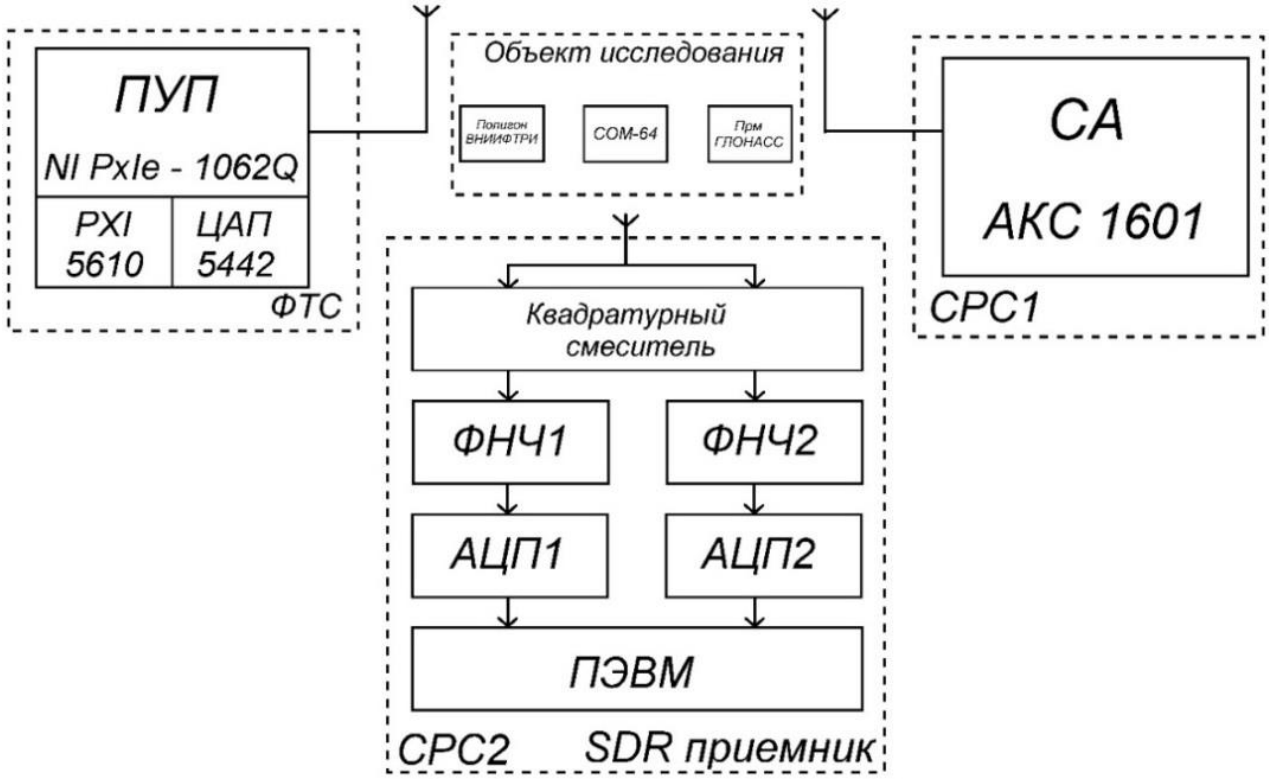


Рисунок 1.2 – Структура программно-аппаратного комплекса:
ПУП – программно-управляемый передатчик; ФТС – формирователь тестового сигнала; СА – спектроанализатор; СРС – система регистрации спектра.

Программно-управляемый передатчик, сконфигурирован на базе программно-управляемой платформы NI PXI 1062Q и использовался, как формирователь тестового сигнала, с применением модулей повышающего преобразователя PXI 5610 и цифро-аналогового преобразователя PXI 5442, работающих под управлением программы LabVIEW 2010. Выходные оцифрованные сигналы через порт USB подаются на вход ЭВМ и выводятся на экран с помощью программы SDRSharp (рис. 1.3).

СРС 2 на базе SDR приёмника несомненным преимуществом регистрации спектра, таким как постобработка ранее записанного сигнала, что в дальнейшем позволяет выполнять демодуляцию сигнала с исследованием его структуры, а также, при необходимости, воспроизвести его на передачу повторно. Такой функционал расширяет возможности по точному определению источников помех и изучению их влияния на исследуемый объект в случае с апериодическими, случайными помехами, что и обуславливает наличие двух СРС.

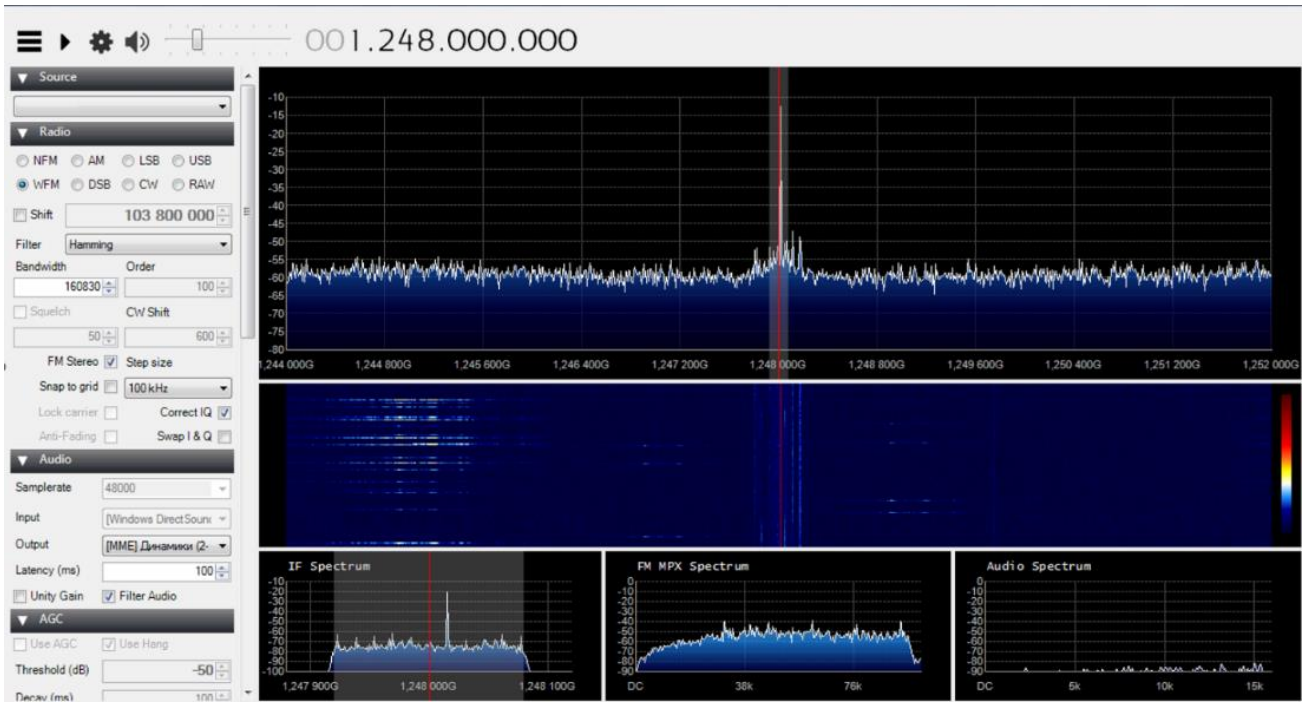


Рисунок 1.3 – Интерфейс SDRSharp

По аналогии проводились экспериментальные исследования помеховой обстановки на полигоне Восточно-Сибирском филиале ФГУП «ВНИИФТРИ». При размещении модернизированного комплекса метрологического обеспечения

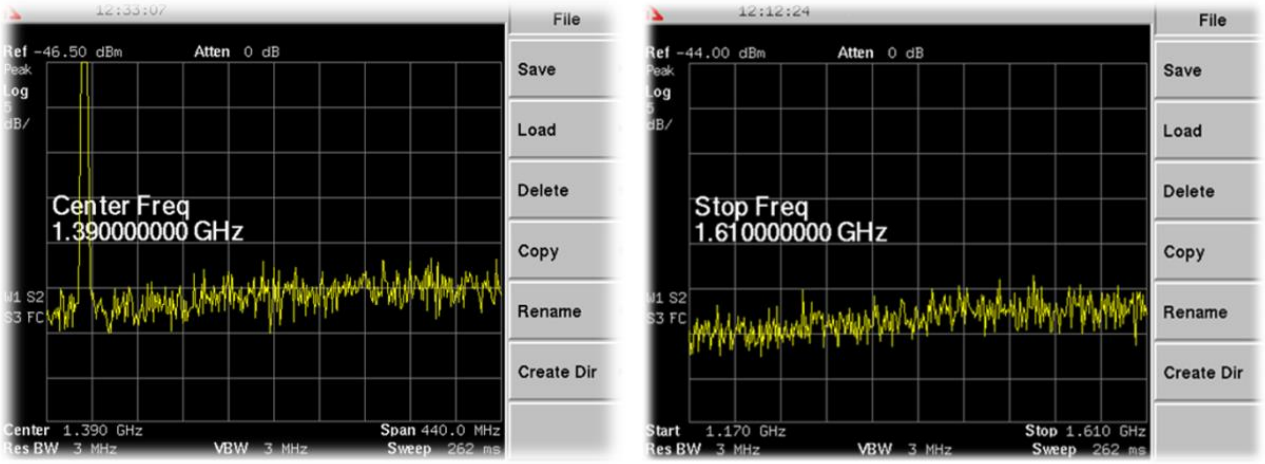
системы ГЛОНАСС, использующей концепцию без запросных технологий, наблюдался эффект срыва слежения за сигналом на частотах режимов L1 и L2, что приводило к потере работоспособности ГНСС. Данный эффект наблюдался с регулярной частотой повторения порядка 10 с. Так как все ГНСС подвержены помехам, генерируемым различными РЭС, ввиду размещения источников сигнала на больших удалениях от приемников (20000 км), то актуальной задачей проведения экспериментальных исследований является выявление источника помехового сигнала.

При проведении исследований использовался мобильный измерительный комплекс в составе: анализатора спектра АКС – 1601 (9кГц – 6,2 ГГц), совместно с приемной антенной JAVADGrAnt-G3T и программно-аппаратный модуль фирмы National Instruments на платформе NI PXIe–1062Q. Применение мобильного комплекса обусловлено значительным территориальным разносом исследуемых РЭС. Внешний вид оборудования представлен на рис. 1.4.

Рисунок 1.4 – Внешний вид мобильного измерительного комплекса

Уровень помехи непосредственно зависит от диапазона частот, в котором работают системы, что обуславливает необходимость проведения исследований

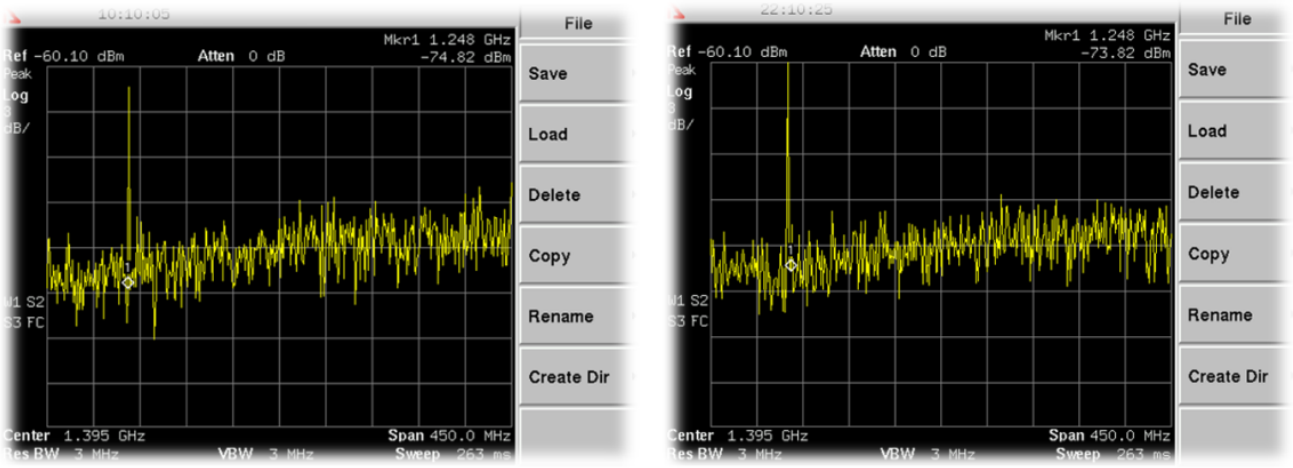
спектральных характеристик сигналов РЭС с помощью разработанного программно-аппаратного комплекса. На полигоне «ВНИИФТРИ» проведены измерения с целью выявления помех искусственного и естественного происхождения в диапазоне частот от 1170 МГц до 1610 МГц. Результаты экспериментальных исследований представлены на рис. 1.5. На графике, изображенном на рис. 1.5 а) видно, что искусственная узкополосная помеха, формируемая программно-аппаратной платформой на частоте 1,2 ГГц фиксируется на экране спектроанализатора, что подтверждает прохождение теста измерительного комплекса. При этом уровень сигнала искусственной помехи составляет -46,5 дБм, средний уровень шума при отсутствии помехи составляет -71 дБм, соответственно соотношение сигнал/шум составляет более 24,5 дБ. На рис. 1.5 б) показан спектр сигнала, с выключенным формирователем помехи. Наблюдения показывают отсутствие помехи в исследуемом диапазоне, при этом наблюдается средний уровень шума – 74 дБм. После проведения тестовых испытаний, подтвердивших работоспособность мобильного измерительного комплекса и выбранной методики измерений, проводился мониторинг помеховой обстановки на позиции размещения комплекса метрологического обеспечения системы ГЛОНАСС.



а) б)

Рисунок 1.5 – Результаты регистрации спектра: а) при наличии искусственной аддитивной помехи; б) при отсутствии искусственной помехи.

Результаты экспериментальных исследований спектрограммы в разные временные интервалы представлены на рисунке 1.6. Результаты измерения спектра на начальном временном интервале представлены на рис. 7.а), при этом наблюдается средний уровень шума -74 дБм, а также действие помехи на частоте 1,248 ГГц с уровнем -61,5 дБм, ОСШ составляет порядка 12,5 дБ. Измерения, проводимые в другой временной интервал, представлены на рис. 7.б). При этом наблюдается средний уровень шума -73дБм, а также действие помехи на частоте 1,248 ГГц с уровнем -60,1дБм ОСШ составляет порядка 13 дБ. Причем появление помехи носило ярко выраженную периодичность возникновения, характерную искусственному источнику излучения.



а) б)

Рисунок 1.6 – Результаты измерений спектра в разные временные интервалы

Для идентификации источника помех при измерениях была изменена дискретность частотной сетки спектроанализатора, что позволило раскрыть структуру спектра помехового сигнала (рисунок 1.7). Отличительной особенностью этого спектра является его широкая полоса, которая характерна для сигналов с внутриимпульсной модуляцией.

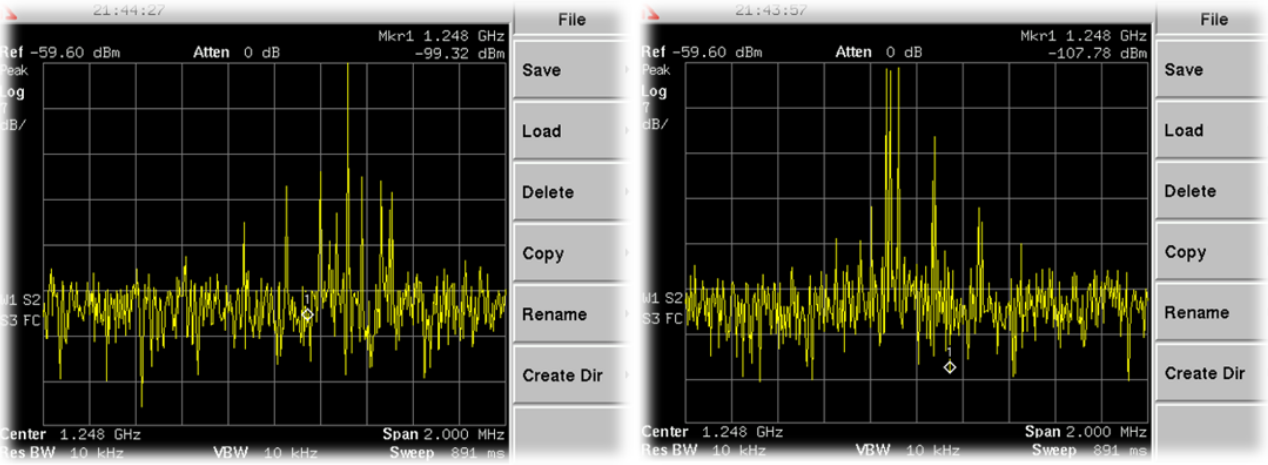


Рисунок 1.7 – Результаты измерений спектра с измененной дискретностью частотной сетки

Полученные результаты и анализ проведенных измерений позволил определить предполагаемый источник помех на основе косвенных признаков:

- средняя частота действия помехи 1,248 ГГц;
- полоса частот (ширина спектра) помехи составляет порядка 1 МГц;
- периодичность возникновения помехи 10 с.

Источником помех в точке измерения является трассовый радиолокационный комплекс «Утес-Т», обладающий перечисленными характеристиками и размещенным относительно точки проводимых измерений в зоне прямой видимости [51]. Взаимно расположение точки измерения и предполагаемого источника помех представлено на рисунке 1.8.

Анализ полученных результатов наглядно демонстрирует возможности комплекса по определению уровня помехи на определенной частоте. При этом важно отметить, что SDR платформа, помимо расширенного функционала, при достаточной полосе приёма для решения подобных задач, выигрывает по сравнению с анализатором спектра в компактности и мобильности.

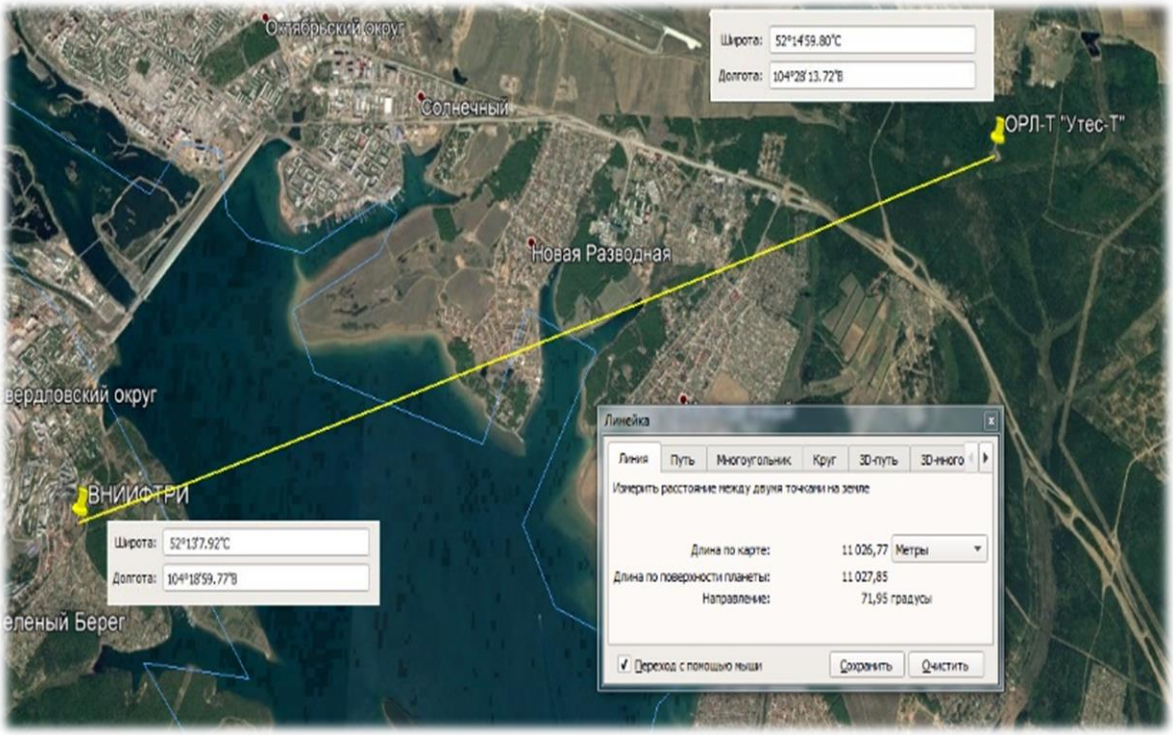


Рисунок 1.8 – Размещение точки проведения измерений (полигон Восточно-Сибирского филиала ФГУП «ВНИИФТРИ») и предполагаемого источника помех (ОРЛ-Т «Утес-Т»)

Сотовый оператор TELE 2 работает в диапазоне b20, предоставляя абонентам широкополосный доступ с использованием стандарта LTE. Частотный ресурс диапазона b20 включает в себя диапазон частот от 790 МГц до 820 МГц. Именно этот диапазон оказался наиболее критичным для РЭС, работающих на частотах близких к 800 МГц и 1600 МГц. Исследования характеристик приёмников ГЛОНАСС фирмы JAVAD, выявили однозначную закономерность сбоя данных при определении координат. Периодичность сбоев была связана с активностью абонентов. Количество сбоев увеличивалось в утренние и дневные часы и постепенно снижалось в вечерние часы, пропадая в ночное время. Анализ результатов показал, что наиболее вероятной причиной сбоев приёмника ГЛОНАСС является базовые станции TELE 2, которые работают в стандарте LTE, используя диапазон b20. Вторая гармоника b20 попадает в полосу пропускания приемника ГЛОНАСС, вызывая сбои определения координат, о чем свидетельствует отсутствие измерений псевдодальностей для спутника 8,

представленные в отчете функционирования системы в виде нулевых значений координат на продолжительных интервалах времени (рисунок 1.9).

```
# Created on 2019-04-25 16:11:40
# Sources: obs\Dem13510.18o, nav/n\Dem13510.18N
# Satellite: G08
# Interval: 0.02
# Sampling interval: 0.0 (not used).
# Site: Dem1
# Position (L, B, H): 104.356199983, 52.2577897421, 456.799402096
# Position (X, Y, Z): -970125.9773, 3790418.254, 5020773.4255
# datetime format: %Y-%m-%dT%H:%M:%S
# Columns: hour, el, az, l1, l2, l5, s1, s2, s5, tec.c1p2, tec.l1l2, c1, p2, c5
# (F14.11,1X,F10.5,1X,F11.5,1X,F16.3,1X,F16.3,1X,F16.3,1X,F16.3,1X,F16.3,1X,F16.3,1X,F10.3,1X,F21.3,1X,F16.3,1X,F16.3,1X,F16.3)
4.71427222222  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311766.695    0.000    0.000
4.71427777778  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311776.632    0.000    0.000
4.71428333333  12.59535  308.93552  128974052.427  100499262.133   96311786.585   12.000   12.000
4.71428888889  12.59535  308.93552  128974065.692  100499272.471   96311796.492   12.000   12.000
4.71429444444  12.59535  308.93552  128974078.995  100499282.834   96311806.427   12.000   12.000
4.71430000000  12.59535  308.93552  128974092.247  100499293.159   96311816.323   12.000   12.000
4.71430555556  12.59535  308.93552  128974105.503  100499303.486   96311826.211   12.000   12.000
4.71431111111  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311836.104    0.000    0.000
4.71431666667  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311846.054    0.000    0.000
4.71432222222  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311856.001    0.000    0.000
4.71432777778  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311865.903    0.000    0.000
4.71433333333  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311875.866    0.000    0.000
4.71433888889  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311885.681    0.000    0.000
4.71434444444  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311895.677    0.000    0.000
4.71435000000  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311905.653    0.000    0.000
4.71435555556  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311915.565    0.000    0.000
4.71436111111  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311925.405    0.000    0.000
4.71436666667  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311935.350    0.000    0.000
4.71437222222  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311945.307    0.000    0.000
4.71437777778  12.59535  308.93552          0.000          0.000   96311955.210    0.000    0.000
```

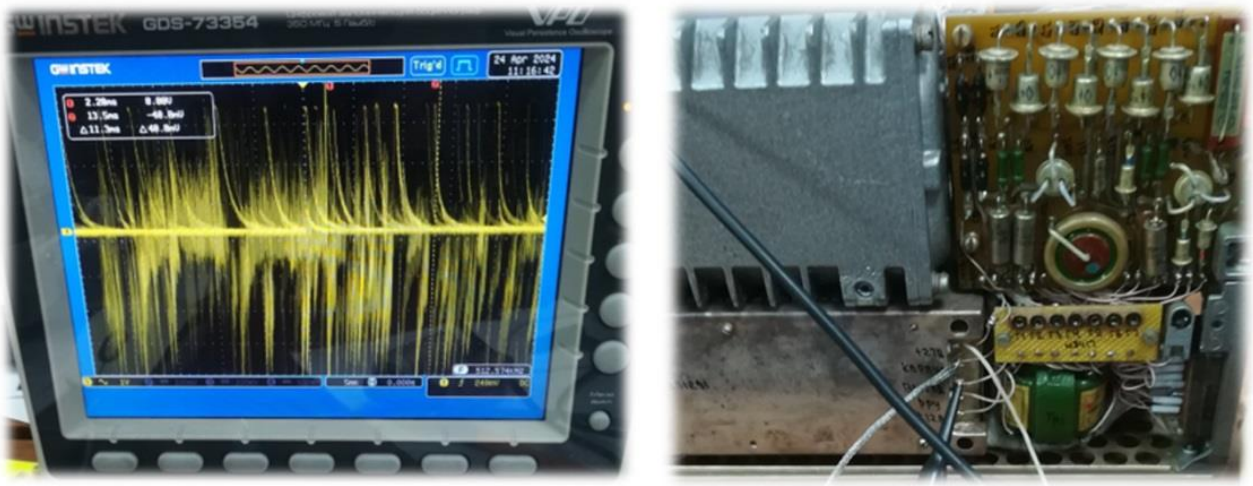
Рисунок 1.9 – Фрагмент результатов обработки измерений приемника ГЛОНАСС при воздействии помехи

Это связано с особенностью работы малошумящего усилителя, воздействие на который помехи большой амплитуды приводит его к перегрузке и, как следствие, к невозможности определения координатно-временной информации. Данный эффект был замечен в ближней зоне, порядка несколько сотен метров от базовой станции.

Вторым направлением проведения экспериментальных исследований, явилось выявление некорректной работы самолетного ответчика COM-64, выражающееся в формировании ложных отметок на индикаторе диспетчера УВД. Динамика перемещения отметки от ВС носила случайный характер, что не привело к развитию опасной ситуации и обеспечило возможность оперативного обнаружение отказа бортового оборудования. Выявление причины неисправности самолетного ответчика, путем проведения экспериментальных исследований в лаборатории радиолокации кафедры АРЭО ИФ МГТУ ГА с использованием учебного стенда самолетного ответчика COM-64 (рис. 1.10).

Рисунок 1.10 – Внешний вид учебного стенда самолетного ответчика COM-64

Диапазон b20, из-за своего близкого расположения по частоте к системам, работающим с использованием принципа активного ответа, нарушает нормальное функционирование самолётных ответчиков. Было замечено, что при совершении звонка, в сети LTE сотового оператора TELE2 наблюдался эффект срабатывания ответчика от сигнала мобильного телефона (формировался ответ). При проведении анализа причин срабатывания ответчика было выявлено, что сигналы, формируемые мобильными системами в диапазоне b20, являются псевдоструктуированной хаотической помехой, которая при определённых условиях схожа с запросным сигналом, что вызывает эффект формирования ответного сигнала самолётного ответчика. Внешний вид сигнала этой помехи был зафиксирован осциллографом GDS-73504A (рис. 1.11 а), в блоке усилителя промежуточной частоты (УПЧ) на выходе амплитудного детектора, самолётного ответчика (рис. 1.11 б). Появление такой помехи вызывало хаотическое срабатывание ответчика, вне зависимости от того, был запрос или нет.



а) б)

Рисунок 1.11 – Демонстрация эксперимента по обнаружению помехового сигнала для самолетного ответчика: а) внешний вид сигнала; б) блок УПЧ самолетного ответчика

Полученные данные согласуются с результатами экспериментальных исследований [12, 44]. В [44] показано, что следует учитывать частотный диапазон генерируемых гармоник и частотную характеристику сети.

Хаотическое срабатывание ответчика несёт угрозу безопасности полётов, поскольку сигнал ответа формируется на сигналы, излучаемые аппаратурой мобильной связи, вызывая появление ложных меток от ВС на индикаторе диспетчера. Полученные экспериментальным путем результаты исследований наглядно подтверждают необходимость выполнения требования экипажа ВС выключить мобильные телефоны или перевести их в режим «Полёт». В тоже время, возникновения случайных, апериодических помех, порождает необходимость в непрерывном мониторинге используемых авиационной радиоаппаратурой частот с возможностью записи сигналов для дальнейшего анализа и выявления источника помех, что может быть реализовано предлагаемым ПАК на основе SDR-платформы.

1.3 Оценка фактических значений отношения сигнал/шум на основе дистанционного контроля параметров средств РТОП

Важнейшим направлением совершенствования средств РТОП является повышение точности НВО. Одним из факторов, влияющих на точность, является ОСШ (SNR – signal-to-noise ratio). Значение ОСШ можно рассчитать с помощью соответствующих алгоритмов применительно к конкретным системам в зависимости от того, как измеряются и определяются уровни сигнала и шума. Для расчета ОСШ применяется формула для расчета отношения средней мощности полезного сигнала P_{signal} к средней мощности шума P_{noise}:

$$SNR = \frac{P_{signal}}{P_{noise}},$$

Мощности сигнала и шума должны измеряться в одних и тех же или эквивалентных точках системы и в пределах одной и той же полосы пропускания системы. Если полезный сигнал и шум представляют собой реализации случайных процессов $s(t)$ и $n(t)$, то формула для расчета ОСШ имеет вид:

$$SNR = \frac{M\left[s^2(t)\right]}{M\left[n^2(t)\right]},$$

где $M[\ ]$ – символ математического ожидания.

В спутниковых навигационных приемниках (СНП) энергетические характеристики условий приема сигналов определяют отношением мощности сигнала $P_{\text{с}}$ к односторонней спектральной внутреннего шума N_0 [14]:

$$q_{c/n_0} = P_{\text{с}} / N_0 = A^2 / 2N_0 = E / (N_0 T).$$

Известно, что в основе функционирования дискриминаторов лежат синфазные I и квадратурные Q компоненты, формируемые на выходах соответствующих корреляторов. Дисперсии флуктуационных составляющих

синфазной и квадратурной компонент корреляторов когерентного приемника равны [14]:

$$D_{Q_ф} = D_{I_ф} = A^2 T / N_0 = 2q_{c/n_0} T .$$

Несмотря на то, что информация для различных РЭС может быть заключена в разных параметрах радиосигнала, механизм разрушения информации под воздействием шумовых составляющих во всех системах одинаковый. Следовательно, результаты анализа зависимости погрешности оценки времени задержки сигнала от ОСШ в СНП можно спроецировать к задаче исследования энергетических и точностных характеристик других РЭС. В СНП ошибки оценки задержки огибающей ε_τ сигнала приводят к снижению эквивалентного ОСШ q_{c/n_0}, которое определяет дисперсию шума наблюдений:

$$z(t) = S(\lambda, t) + n(t),$$

где $S(\lambda, t)$ – полезный сигнал, $\lambda(t)$ – фильтруемый процесс; $n(t)$ – белый гауссовский шум (БГШ) с корреляционной функцией $M[n(t)n^T(t+\tau)] = \frac{N_0}{2}\delta(\tau)$, N_0 – односторонняя спектральная плотность шума.

Выражение, характеризующее зависимость дисперсии флуктуационной ошибки оценки задержки сигнала от ОСШ имеет вид [14]:

$$D_{\text{ф.ошт}} = \frac{\Delta f_{ССЗ} \tau_э^2}{2q'_{c/n_0}} \left(1 + \frac{2}{q'_{c/n_0}} \right),$$

где $\Delta f_{ССЗ}$ – полоса пропускания системы слежения за задержкой сигнала (ССЗ), $\tau_э = 1/511$ мс – длительность элементарного символа дальномерного кода.

На рисунках 1.12 и 1.13 приведены графики зависимости СКО оценки времени задержки для ГНСС (рис. 1.12) и азимута для системы DVOR (рис. 1.13) от ОСШ, соответственно. Анализ приведенных результатов показывает динамику влияния ОСШ на погрешность оценки РНП и как следствие на точность определения МП ВС.

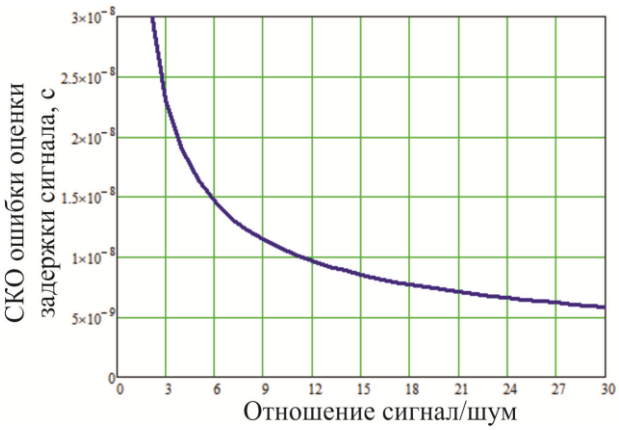


Рисунок 1.12 – СКО ошибки оценки времени задержки сигнала в ГНСС

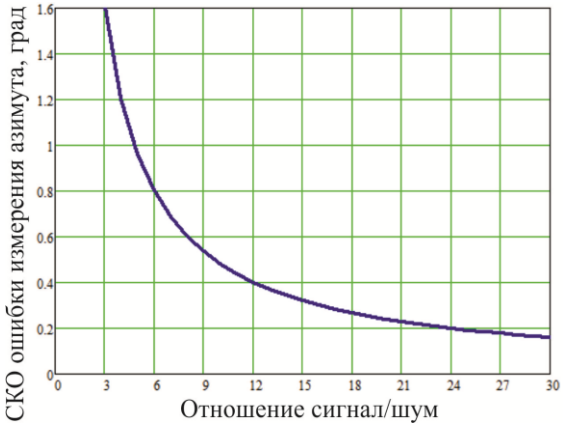


Рисунок 1.13 – СКО ошибки оценки азимута в DVOR

В качестве аппаратной базы для реализации СДКП могут быть использованы программно-определяемые радиосистемы совместно с персональными компьютерами, либо специализированные модули, например, применяемые для мониторинга ГНСС [3, 4, 20]. Для мониторинга радиосигналов от наземных радионавигационных маяков с использованием SDR и исследования реальной помеховой обстановки была собрана экспериментальная установка, схема которой приведена на рисунке 1.14 [77].

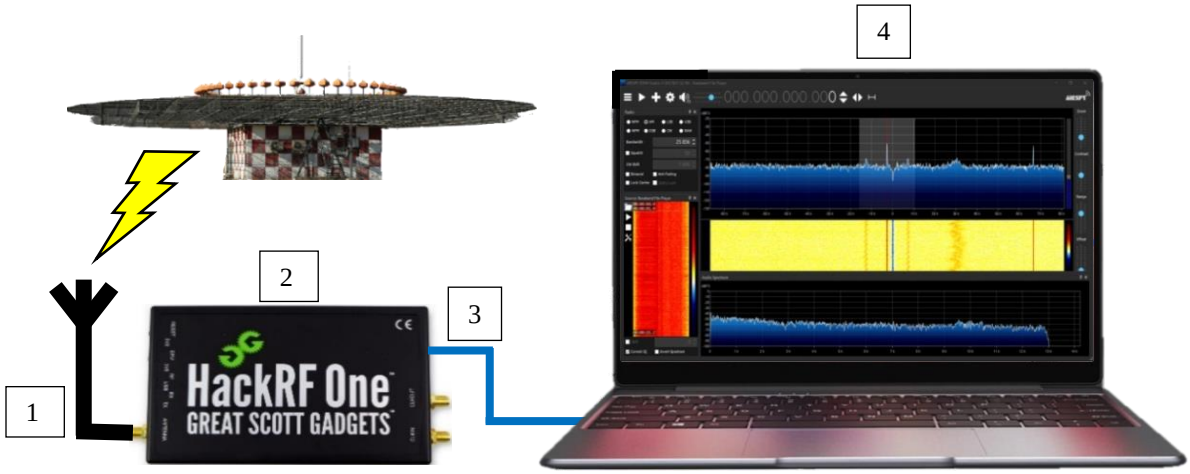


Рисунок 1.14 – Схема экспериментальной установки для определения ОСШ азимутального радиомаяка DVOR на основе SDR-платформы HackRF

1 – пассивная широкодиапазонная антенна, 2 – приемник HackRF One, 3 – USB кабель с экранированием и ферритовым кольцом, 4 – компьютер с программой средой SDRSharp.

Для анализа работы РНС при помощи SDR можно применять программу для радиомониторинга SDRSharp или программы на платформе GNU-radio. На рисунке 1.15 приведён интерфейс программы SDRSharp.

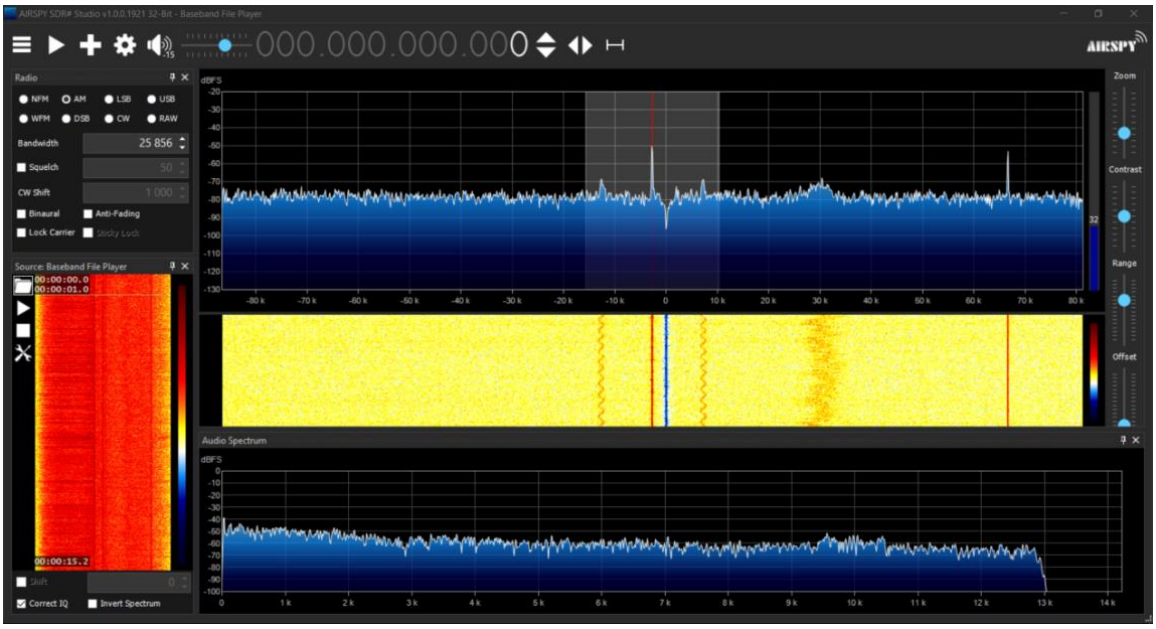


Рисунок 1.15 – Интерфейс программы SDRSharp, воспроизводится запись сигнала азимутального радиомаяка DVOR Иркутского аэропорта

Данная программа, совместно с HackRF или RTL-SDR позволяет решать комплекс задач по обработке экспериментальных данных:

- визуальный анализ спектра;

- реализация основных способов демодуляции к выбранной области спектра с последующим воспроизведением результата демодуляции;

- оценка мощности принимаемого сигнала по ОСШ,

- постобработка принимаемых сигналов на основе применения дополнительных плагинов, а также выполнение записи сигнала в WAV-файл для дальнейшего анализа.

Аналогичный функционал предоставляет среда для работы с SDR GNU-radio. В отличие от SDRSharp, данная среда позволяет создавать программы для SDR самостоятельно, в виде блок-диаграмм из отдельных функциональных блоков [28]. Программная среда GNU-radio может применяться для создания автоматизированных систем мониторинга. Также, GNU-radio позволяет работать

не только на приём, но и на передачу сигналов, если это позволяет аппаратная часть системы.

В качестве основы для мониторинга ГНСС можно использовать специальные модули, работающие совместно с ПЭВМ, например, GeoS-5M [5]. Схема экспериментальной установки для мониторинга изменения ОСШ сигналов ГНСС приведена на рис. 1.16. Установка совместно с программой GeosDemo5 позволяет определять ОСШ для спутников рабочего созвездия, отображать выходную навигационную информацию приёмника и осуществлять её запись.

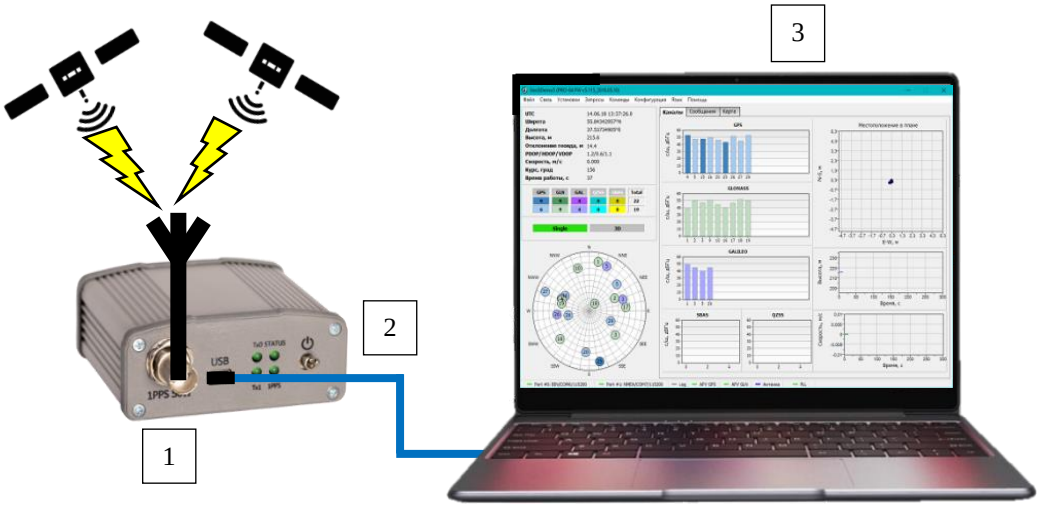


Рисунок 1.16 – Схема экспериментальной установки (1 – модуль GeoS-5M с антенной, 2 – USB кабель с экранированием и ферритовым кольцом, 3 – компьютер с программой средой GeoSDemo5)

Пример файла, содержащего значения ОСШ для наблюдаемых спутников, приведён на рисунке 1.17.

Файл Правка Формат Вид Справка

№ нс	SNR	№ нс	SNR	№ нс	SNR	№
8,000000	35,000000	10,000000	50,000000	11,000000	37,000000	1
8,000000	35,000000	10,000000	50,000000	11,000000	37,000000	1
8,000000	35,000000	10,000000	50,000000	11,000000	37,000000	1
8,000000	35,000000	10,000000	50,000000	11,000000	37,000000	1
8,000000	36,000000	10,000000	50,000000	11,000000	37,000000	1

Рисунок 1.17 – Пример файла, отображающего SNR для наблюдаемых спутников (в каждой строке содержится SNR для наблюдаемых спутников за одну секунду измерений)

Для оценки ОСШ в ГНСС был произведён непрерывный мониторинг сигналов навигационных спутников в течение суток с формированием отчёта по значениям ОСШ для каждого из каналов радиомодуля ежесекундно. Такой подход связан с тем, что уровень сигнала, приходящего от спутника, может существенно изменяться в зависимости от их положения на орбите и состояния ионосферы. Более того, сравнительно слабые по мощности сигналы ГНСС сильнее подвержены помехам, чем более мощные сигналы наземных систем. По результатам мониторинга сигналов спутников ГНСС при помощи среды LabVIEW были построены графики изменения ОСШ во времени, которые представлены на рисунках 1.18 а, б, в и г.

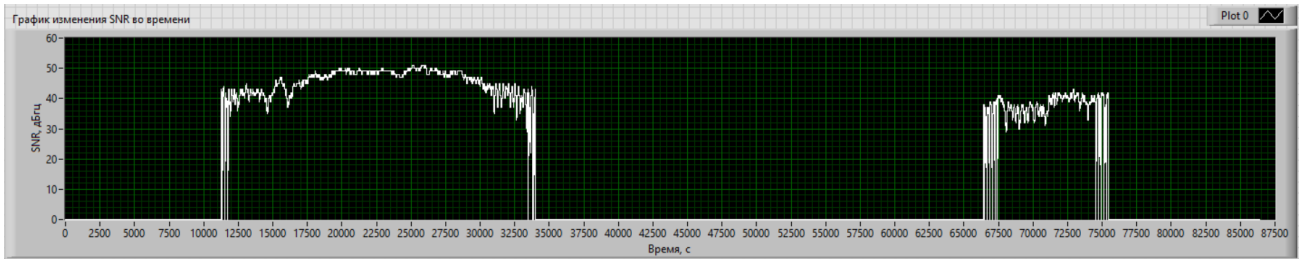


Рисунок 1.18 а – Изменение ОСШ во времени спутника №29

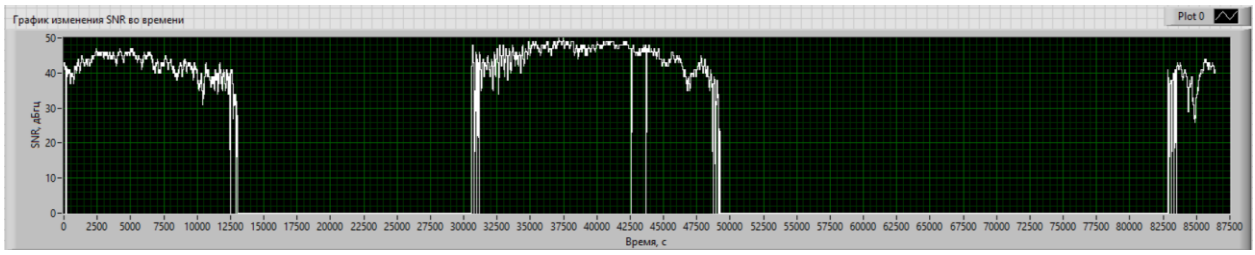


Рисунок 1.18 б – Изменение ОСШ во времени спутника №27

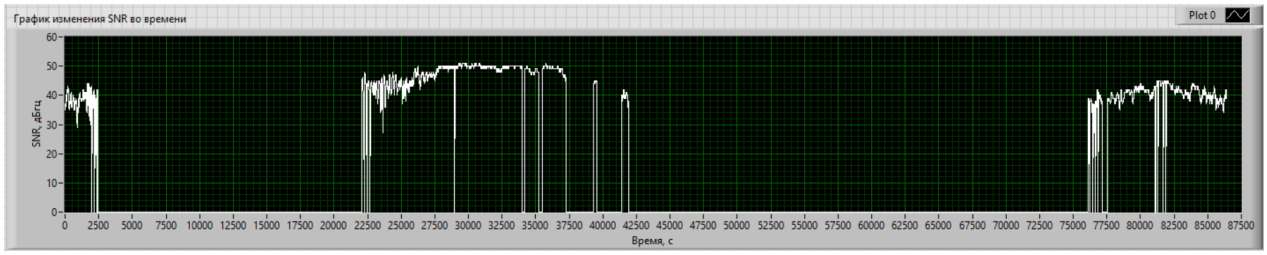


Рисунок 1.18 в – Изменение SNR во времени спутника №21

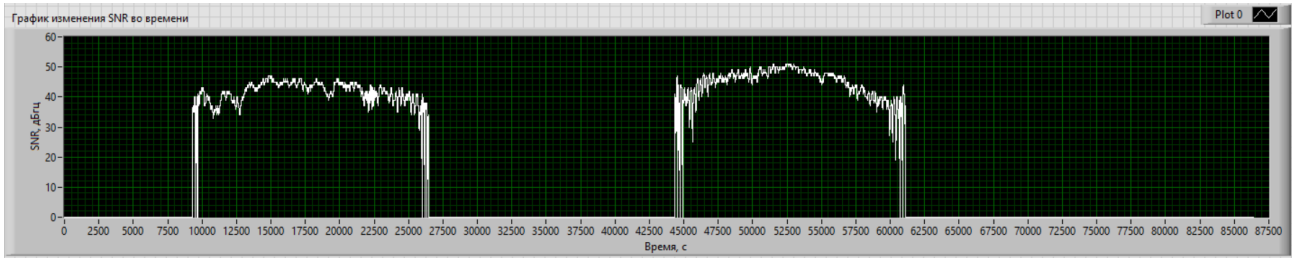


Рисунок 1.18 г – Изменение ОСШ во времени спутника №26

Для оценки изменения ОСШ была произведена запись сигнала с азимутального радиомаяка DVOR Иркутского аэропорта при помощи RTL-SDR и программы SDRSharp. При этом, запись производилась с выборками разной длительности и частотой дискретизации 3,2МГц и 0,25 МГц, что влияет на детализацию спектра. Результаты измерений представлены на рисунке 1.19.

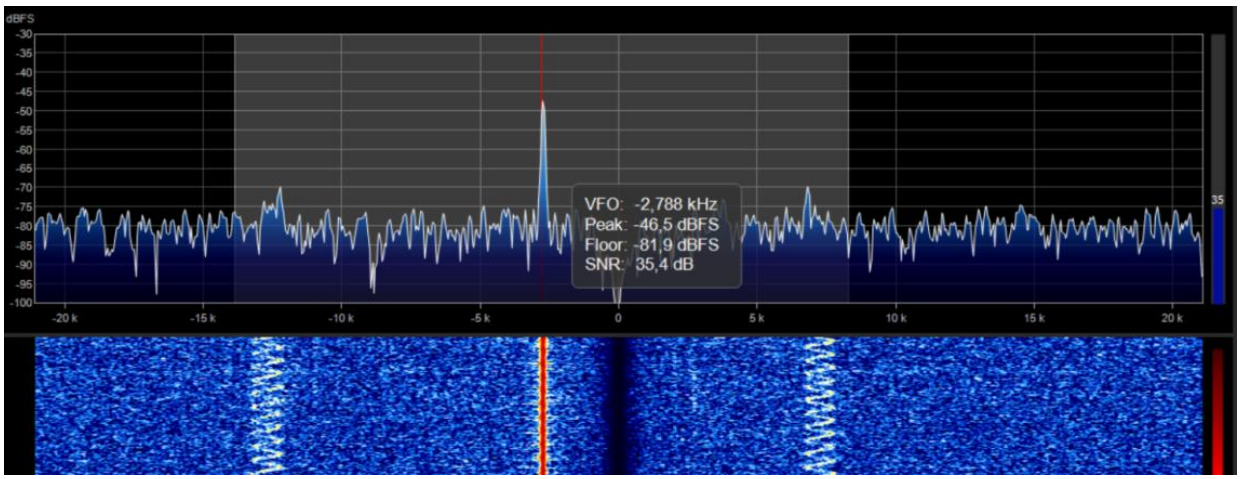


Рисунок 1.19 – Сигнал DVOR с короткой выборкой (частота дискретизации 0,25 МГц). Соотношение сигнал/шум 35,4 дБ, в процессе записи длительностью 3 минуты изменялось в пределах 34,8-37,2 дБ

Ограничение по времени записи связано с практически неизменными условиями распространения радиоволн: уровни шума в УКВ диапазоне слабо изменяются во времени, при этом источник и приёмник сигнала неподвижны. Ввиду этого, для оценки малых флуктуаций значения ОСШ было решено ограничиться записью сигнала длительностью не более 3 минут.

Анализируя графики, можно сделать вывод, что ОСШ в ГНСС изменяется во времени значительно сильнее, чем в наземных РНС УКВ диапазона. Наиболее

сильные флуктуации наблюдаются при нахождении спутника на границах зоны видимости, что предположительно связано с прохождением угла отсечки спутника. Провалы ОСШ в зонах видимости спутника, предположительно, связаны с воздействием на приёмник какой-либо помехи от других РЭС.

1.4 Анализ функциональных возможностей существующих комплексов дистанционного контроля параметров

В настоящее время автоматизации процесса мониторинга является мало разработанным направлением научно-прикладных исследований, а сами автоматизированные системы на предприятиях не распространены. Основными производителями аппаратуры для осуществления дистанционного контроля параметров и радиомониторинга сигналов являются ООО “СТЦ”, продукция которой направлена на выявление МП незарегистрированных источников излучения методом пеленга, без анализа структуры сигнала и типа модуляции [13], и АО “ИРКОС”, специализирующееся на выпуске полноценных систем радиоконтроля с возможностью ручной постобработки обнаруженных сигналов с целью определения их характеристик [1].

Существующие импортные комплексы радиомониторинга, например E3238S/N6820E фирмы Agilent Technologies (рисунок 1.20), позволяют выполнять и классификацию сигналов по типу модуляции, однако их архитектура является закрытой, а алгоритмы работы представляют коммерческую тайну.

Рисунок 1.20 – Средства радиомониторинга фирмы Agilent Technologies

Ввиду этого, разработка и создание современных альтернативных средств радиомониторинга, позволяющего осуществлять его в полной мере, комплексно, непрерывно и при минимальном участии человека, является важной и актуальной задачей. Направление развития систем мониторинга регламентируется концепцией развития системы контроля за излучениями радиоэлектронных средств и высокочастотных устройств гражданского назначения в Российской Федерации на период до 2025 года, утверждённой государственной комиссией по радиочастотам [31], а также рекомендациями международного союза электросвязи (МСЭ) в сфере радиомониторинга [65].

Требования к комплексам ДКП [31]:

1. соответствие уровню сложности объекта контроля;
2. функциональная модульность и открытость архитектуры;
3. реализация всех необходимых видов обеспечения в объеме, достаточном для получения объективных результатов (метрологическое, методическое, нормативное и пр.);
4. организация радиоконтроля в соответствии с существующими рисками возникновения нарушений;
5. охват радиоконтролем сетей радиосвязи, полос частот, радиотехнологий, территорий в объеме, соответствующем уровням риска и возможного ущерба;
6. обеспечение требуемой достоверности результатов радиоконтроля;

7. обеспечение эффективности, периодичности контроля, распределение финансовых, технологических и людских ресурсов в соответствии с рисками;
8. использование дополнительных источников информации о состоянии и использовании радиочастотного ресурса (РЧС).

Во ФГУП «Госкорпорация по ОрВД» на текущем этапе развития систем контроля электромагнитной обстановки, согласно приказу № 207п от 20.05.2022 о введении в действие «Методики контроля за электромагнитной обстановкой на объектах ФГУП «Госкорпорация по ОрВД», мониторинг сигнально-помеховой обстановки производится вручную при помощи спектроанализаторов с периодом в 1 месяц, что не позволяет оперативно выявлять несанкционированные сигналы и снижает эффективность осуществления ДКП и радиомониторинга.

1.5 Постановка задачи исследований

Проведённые исследования влияния РЭС на средства РТОП подтверждают необходимость контроля сигнально-помеховой обстановки в районе аэродрома и на воздушных трассах. Экспериментальные исследования подтвердили возможность использования SDR-платформ в качестве аппаратной части систем ДКП (СДКП). Анализ существующих средств радиомониторинга (СРМ) выявил отсутствие методик автоматического определения параметров радиосигналов при их постобработке. При изучении стратегии развития СРМ, рекомендаций МСЭ в сфере радиомониторинга, а также анализе технического задания на поставку унифицированного измерительного комплекса для проведения процедур технической эксплуатации и технического обслуживания средств РТОП были сформулированы требования к функциональным возможностям СДКП:
– автоматическое обнаружение несанкционированного излучения в спектре;

– классификация излучения по типу модуляции;

– определение принадлежности излучения к конкретной известной системе;

– выявление излучений в запрещённых участках диапазона;

– осуществление контроля параметров средств РТОП;

– формирование, выдача и хранение отчётов о результатах мониторинга;

– сигнализацию о возможном нарушении использования радиочастотного ресурса или работы системы РТОП и выдачу оператору рекомендаций по принятию мер;

– определение МП источника излучения;

– оценка сигнально-помеховой обстановки.

В качестве исходных данных функционирования СДКП используется [34]:

– множество РЭС

$$M = \{m_l\},$$

где $l = \overline{1,L}$, L – число РЭС; каждая РЭС характеризуется набором параметров:

$$m_l = \left\langle \lambda_l^{РЭС}, \varphi_l^{РЭС}, p_l^{РЭС} \right\rangle,$$

где $\lambda_l^{РЭС}, \varphi_l^{РЭС}$ – географические широта и долгота l-й РЭС; $p_l^{РЭС}$ – набор параметров аппаратуры l-й РЭС;

– множество СРМ

$$S = \{s_q\},$$

где $q = \overline{1,Q}$, Q – число СРМ, которые характеризуется набором параметров:

$$s_q = \left\langle \lambda_q^{СРМ}, \varphi_q^{СРМ}, p_q^{СРМ} \right\rangle,$$

где $\lambda_q^{СРМ}, \varphi_q^{СРМ}$ – географические широта и долгота q-го СРМ; $p_q^{СРМ}$ – набор параметров аппаратуры q-й СРМ;

– множество каналов

$$C = \langle c_d \rangle,\ d = \overline{1,D}.$$

Контролируемость определяется пространственной и энергетической доступностью РЭС для СРМ. Эффективность всей системы радиомониторинга определяется как количество контролируемых каналов в результате реализации применения СРМ [34, 53]:

$$F(A)=\sum_{l=1}^{L}\sum_{q=1}^{Q} b_{lq}\cdot a_{lq},$$

где $b_{lq}=\sum_{l=1}^{L}\sum_{q=1}^{Q}\sum_{d=1}^{D} f\left(m_l,s_q,c_d\right)$, $a_{lq}\in\{0,1\}$ – булева переменная, характеризующая техническую возможность контроля q-м СРМ l-й РЭС.

Задачу планирования применения системы СРМ формально можно представить как задачу выбора [34]:

$$A^*=\underset{A\in\Lambda}{\operatorname{argmax}} F(A),$$

где A^* – оптимальный по количеству контролируемых каналов план применения СРМ; Λ – множество допустимых планов с учетом ограничений.

Критерии эффективности СРМ [17]:

– максимальная достоверность результатов мониторинга о состоянии объекта:

$$W=\max\left(w_l\right),$$

– максимальное количество проконтролированных параметров:

$$P=\max\left(p_l^{РЭС}\right),$$

– максимальное количество оцененных объектов (или их элементов) при выполнении мониторинга:

$$L=\max(l),$$

– обеспечения своевременности информирования о состоянии РЭС:

$$T=\min(t).$$

В настоящее время для оценки состояния динамических систем (РЭС), ОСШ в канале связи и т.д. широкое применение получили методы оптимальной Калмановской фильтрации, что обусловлено случайным характером внешних воздействий и инструментальных погрешностей измерителей.

Математическую модель для описания динамической системы в пространстве состояний можно представить следующим образом:

$$\left.\begin{aligned}\mathbf{x}_{k+1}&=\mathbf{\Phi}_k\mathbf{x}_k+\mathbf{B}_k\mathbf{u}_k+\mathbf{w}_k=f\left(\mathbf{x}_k,\mathbf{u}_k\right)+\mathbf{w}_k\\ \mathbf{z}_{k+1}&=\mathbf{H}_k\mathbf{x}_k+\mathbf{n}_k=h\left(\mathbf{x}_k,\mathbf{u}_k\right)+\mathbf{n}_k\end{aligned}\right\} \qquad (1.1)$$

где k – момент времени, $\mathbf{w}_k$ – вектор шумов системы, $\mathbf{n}_k$ – вектор шумов измерений, $\mathbf{\Phi}_k$ – матрица перехода состояний, $\mathbf{B}_k$ – матрица коэффициентов управляющих воздействий, $\mathbf{u}_k$ – вектор управляющих воздействий, $\mathbf{H}_k$ – матрица наблюдений.

Статистические характеристики шумов $\mathbf{w}_k$ и $\mathbf{n}_k$ приведены ниже:

$$M\left[\mathbf{w}_k\right]=M\left[\mathbf{n}_k\right]=0;\ M\left[\mathbf{w}_k\mathbf{w}_k^T\right]=\mathbf{Q}\delta_{kj};\ M\left[\mathbf{n}_k\mathbf{n}_k^T\right]=\mathbf{V}\delta_{kj},$$

где $\mathbf{Q}$ – матрица дисперсии шума системного процесса, $\mathbf{V}$ – матрица дисперсии шума системных измерений, $\delta_{kj}=\begin{cases}1, k=j\\0, k\neq j\end{cases}$.

Задачей оптимальной фильтрации в постановке Калмана является отыскание по измерениям $\mathbf{z}_k$ оценки вектора состояния системы $\mathbf{x}_k$. Критерием оптимальности является минимум следа J_k ковариационной матрицы $\mathbf{P}_k$, которая определяется как математическое ожидание квадратичной формы ошибки оценки

$$\mathbf{P}_k = M\{(\mathbf{x}_k-\hat{\mathbf{x}}_k)(\mathbf{x}_k-\hat{\mathbf{x}}_k)^T\},$$

т.е. критерий оптимальности можно записать в виде

$$J_k = Sp\mathbf{P}_k = \sum_{i=1}^{n}\sigma^2_{\tilde{x}_{i,k}} = \min,$$

где $\tilde{x}_{i,k}=x_{i,k}-\hat{x}_{i,k}$ – ошибка оценки, Sp – след матрицы.

Для оценки переменных состояния нелинейных систем, широко используются расширенный фильтр Калмана (ФК) и нелинейный метод фильтрации, сочетающий в себе методы нелинейного преобразования [96]. Однако, когда наблюдается значительная степень системной нелинейности, а реальные шумы измерений не являются гауссовскими, производительность этих алгоритмов значительно снижается, что приводит к ненадежной оценке состояния системы. Поэтому предлагается использовать ансамблевый ФК на основе субоптимального метода фильтрации. Особенностью данного подхода является введения ансамблевое прогнозирование на основе набора выборок, представляющих собой результат статистической обработки состояния системы

на основе экспериментальных данных ДКП. Функция перехода состояний используется для вычисления нового набора состояний в текущий момент времени для каждой выборки в наборе, затем вычисляются выборки нового набора состояний [88]. Эмпирические среднее значение и ковариационная матрица дисперсий, полученные на основе анализа реальной сигнально-помеховой обстановки, используются для получения оптимального значения оценки текущего времени. В традиционном ФК формулы расчета ковариационных матриц ошибки прогноза и ошибки анализа, которые могут быть представлены следующим образом:

$$\mathbf{P}_k^{\text{п}} = \overline{(\mathbf{x}_k^{\text{п}} - \mathbf{x}_k^{\text{р}})(\mathbf{x}_k^{\text{п}} - \mathbf{x}_k^{\text{р}})^T},$$

$$\mathbf{P}_k^{\text{а}} = \overline{(\mathbf{x}_k^{\text{а}} - \mathbf{x}_k^{\text{р}})(\mathbf{x}_k^{\text{а}} - \mathbf{x}_k^{\text{р}})^T},$$

где T – транспонирование матрицы, верхний индекс п обозначает состояние прогнозирования, а – состояние анализа, р – реальное состояние.

В ансамблевом ФК апостериорное распределение функции состояния аппроксимируется элементами ансамбля, а степень аппроксимации зависит от количества элементов в ансамбле. Предполагая, что количество элементов множества равно N, $\mathbf{x}_k^{\text{п}}$ представляет собой множество, хранящее все прогнозируемые состояния, а $\mathbf{x}_k^{\text{а}}$ представляет собой множество, хранящее все анализируемые состояния. Когда N стремится к бесконечности, реальное значение состояния может быть заменено средним значением множества оценок состояния. Из [91] следует, что ковариационные матрицы ошибки прогнозирования и ошибки анализа могут быть вычислены следующим образом:

$$\mathbf{P}_k^{\text{п}} \approx \frac{1}{N-1}\left(\mathbf{x}_k^{\text{п}} - \overline{\mathbf{x}_k^{\text{п}}}\right)(\mathbf{x}_k^{\text{п}} - \overline{\mathbf{x}_k^{\text{п}}})^T,$$

$$\mathbf{P}_k^{\text{а}} \approx \frac{1}{N-1}\left(\mathbf{x}_k^{\text{а}} - \overline{\mathbf{x}_k^{\text{а}}}\right)(\mathbf{x}_k^{\text{а}} - \overline{\mathbf{x}_k^{\text{а}}})^T.$$

Ансамблевый ФК использует конечный элемент в ансамбле для оценки ковариационной матрицы ошибки оценивания. В процессе фильтрации сначала, в соответствии с известной априорной информацией о состоянии, с помощью

метода Монте-Карло получается начальное состояние, набор из N элементов, затем путем предсказания каждого элемента в начальном наборе состояний с помощью ФК получается набор элементов, предсказанных на следующий шаг. Во-вторых, набор наблюдений состояния также определяется методом Монте-Карло, и набор предсказаний состояния используется для получения набора анализа состояния. В свою очередь, набор анализа состояний используется для предсказания. Среднее значение набора анализа состояния является оптимальной оценкой состояния системы [84, 85].

Полученные эмпирическим путем данные о реальных условиях измерений можно использовать для параметрической оптимизации фильтра, в частности матричный коэффициент усиления ФК можно представить в виде функциональной зависимости ковариационная матрица ошибки прогнозирования, определяемой в процессе мониторинга:

$$K_{k+1}=f\left(\mathbf{P}_{k+1}^{\text{п}}\right).$$

На основе вышеизложенного сформулированы следующие задачи исследований:

1. Развитие и обоснование применения методов экспериментальной оценки электромагнитной обстановки в районе аэродрома с целью повышения эффективности функционирования средств РТОП.

2. Разработка перспективной СДКП и методики селекции радиосигналов на основе спектрального анализа радиодиапазона.

3. Разработка алгоритма распознавания типа модуляции на основе анализа синфазной и квадратурной компонент сигнала для автоматизации процессов радиомониторинга.

4. Разработка алгоритма адаптивной обработки информации применительно к задачам фильтрации в приемниках спутниковой навигации с целью повышения точности слежения за радионавигационными параметрами.

5. Синтез алгоритма адаптивной обработки информации в спутниковом навигационном приемнике локальной контрольно-корректирующей станции на основе данных мониторинга сигнально-помеховой обстановки.

Выводы по главе 1

1. Обеспечение безопасности полётов является приоритетной задачей гражданской авиации. Основные требования, предъявляемые к современным авиаперевозкам – безопасность и регулярность, которые обеспечиваются в значительно степени средствами радиосвязи, радионавигации и радиолокации. В то же время, повсеместное внедрение радиосистем приводит к увеличению числа взаимных помех, что создаёт серьёзную угрозу для надёжной работы авиационных радиотехнических средств и влияет на безопасность полётов. С увеличением загрузки полос используемых радиочастот неизбежно растёт и число непреднамеренных помех, вызываемых особенностями работы радиосистем. Данные факторы непосредственно влияют на безопасность полётов.

2. В целях предупреждения последствий возникновения межсистемных помех в авиационных линиях связи осуществляется радиоконтроль, эффективность которого зависит от глубины анализа излучаемых сигналов. Осуществлять непрерывный контроль за помеховой обстановкой позволяет мониторинг радиосредств в районе аэропортов. Своевременное обнаружение и распознавание мешающих радиосигналов позволяет оперативно устранить источники мешающих воздействий, и, тем самым, повысить безопасность полётов, что возможно реализовать путём расширения функционала систем дистанционного контроля параметров средств РТОП.

3. С возрастанием роли радиоэлектронных систем в обмене информацией при управлении ответственными технологическими процессами, например, организации воздушного движения в целях обеспечения пассажирских и грузовых перевозок, возрастает и возможный ущерб от потери или подмены данных при их передаче. Минимизировать этот ущерб возможно путём скорейшего обнаружения источника помех и устранения его действия, что становится возможным благодаря системам дистанционного контроля параметров.

4. Увеличение интенсивности воздушного движения требует повышения точности навигационных определений. Важнейшим направлением совершенствования авиационных радионавигационных систем является повышение точности определения местоположения воздушного судна. Одним из факторов, влияющих на точность радионавигационных систем, является отношение сигнал/шум. Современные глобальные навигационные спутниковые системы, обеспечивая беспрецедентно высокую точность навигационно-временных определений, обладают существенным недостатком – сильной подверженности влиянию шумов и помех. Для разработки практически реализуемых алгоритмов навигационных определений предлагается использовать методы Калмановской теории фильтрации. При этом несоответствие параметров настройки фильтра Калмана реальным статистическим характеристикам процессов может привести к низкой сходимости процесса фильтрации. Для решения данной проблемы в работе предлагается применить методы адаптивной фильтрации сигналов.

5. Перспективная система дистанционного контроля параметров помимо функционала по реализации комплексного анализа радиочастот с подробной классификацией излучений должна обеспечить возможность определения типов модуляции, разложения сигнала на квадратурные составляющие, а так же оценки отношения сигнал/шум. Полученные экспериментальным путём в ходе мониторинга сигнально-помеховой обстановки фактических значений ОСШ предлагается использовать в алгоритмах адаптивной обработки навигационной информации в средствах РТОП.

6. Сформулирована постановка задачи исследований, приведены её формализация, показатели эффективности и критерий оптимальности. Обоснована необходимость разработки новых методик позволяющих автоматизировать процессы радиомониторинга сигнально-помеховой обстановки в районе аэродрома и алгоритмов адаптивной обработки информации в условиях изменения отношения сигнал/шум, которая обуславливает актуальность темы диссертационных исследований.

Глава 2. Технический облик перспективной системы дистанционного контроля параметров средств РТОП

2.1 Архитектура перспективной системы дистанционного контроля параметров средств РТОП и ЭМО в районе аэродрома

Исходя из анализа стратегии развития средств радиоконтроля, рекомендаций МСЭ в сфере радиомониторинга, а также анализе технического задания на поставку унифицированного измерительного комплекса для проведения процедур технической эксплуатации и технического обслуживания средств РТОП и АС, была сформирована концепция работы систем дистанционного контроля ЭМО и параметров средств РТОП, в рамках которой все источники радиоизлучений подразделяются на три группы: специальные РТС, МП и характеристики сигналов которых известны; подвижные объекты, МП которых так же известно благодаря средствам наблюдения и характеристики сигналов которых определены заранее; и остальные источники излучений, сигнал которых и МП заранее неизвестны и могут изменяться во времени.

Таким образом, в процессе радиомониторинга для первой группы система должна осуществлять проверку параметров их сигналов и проверку подлинности источника излучения, путём сравнения измеренного МП с заданным, которое поступает в систему из базы данных разрешённых источников вместе с эталонными параметрами из сигналов [76].

Для объектов второй группы необходимо проводить проверку характеристик их сигналов и сверку подлинности источника, путём сравнения определённого системой радиоконтроля их координат и МП, поступающего со средств наблюдения сторонних служб. Для третьей группы источников излучения

необходимо осуществлять измерение характеристик их сигналов и определение их МП. В случаях нарушения использования третьей группой источников правил использования радиочастотного ресурса, выхода за предельно допустимые характеристики сигналов первых двух групп, а также отрицательного результата проверки подлинности их источников, система выдаёт соответствующие сигналы к действию для оператора, документирует каждый факт нарушения и передает по нему информацию необходимым потребителям. Схема, поясняющая принцип работы предлагаемой системы радиомониторинга с автоматическим определением места источника излучения, приведена на рисунке 2.1.

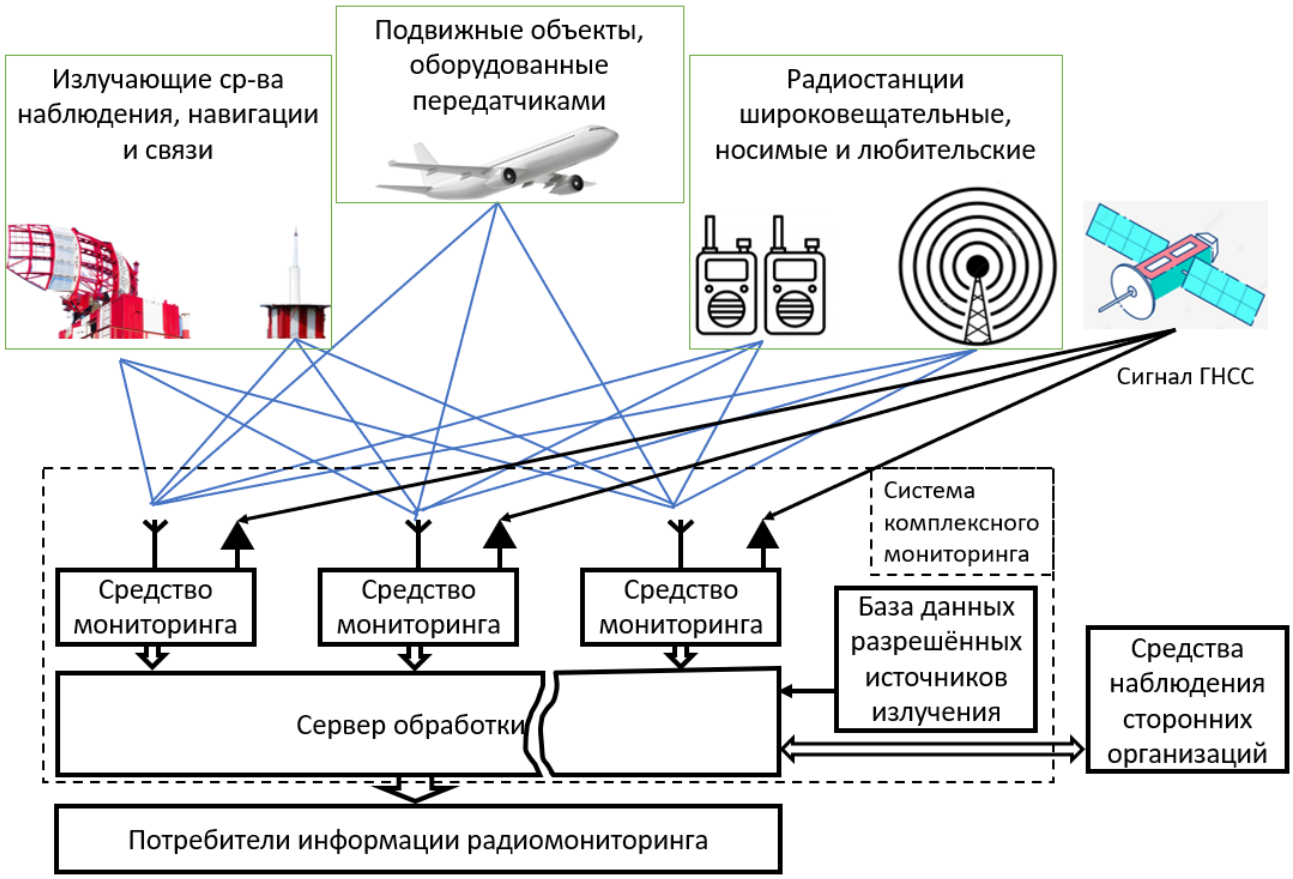


Рисунок 2.1 – Архитектура перспективной СДКП

В работе в качестве аппаратной части средств ДКП предлагается использовать SDR-приёмники совместно со стандартными ЭВМ и соответствующей программной частью [59, 69]. Архитектура средства дистанционного контроля ЭМО и параметров средств РТОП, реализованная по такой концепции, приведена на рисунке 2.2.

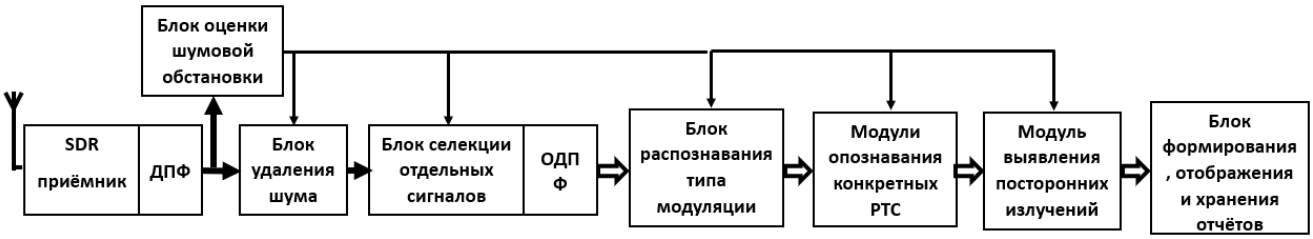


Рисунок 2.2 – Структура средства ДКП РТС и ЭМО в районе аэродрома

Приёмник осуществляет перенос исследуемого участка спектра на промежуточную частоту, где выполняется дискретное преобразование Фурье (ДПФ) для проведения анализа в частотной области. Затем, полученный спектр анализируется блоком оценки шумовой обстановки, по результатам работы которого формируется шумовой порог, поступающий в блок удаления шума. Так же блок оценки шумовой обстановки формирует коэффициенты, необходимые для работы последующих блоков системы.

Уровень шумового порога поступает в блок удаления шума, в котором удаляются все шумовые составляющие и остаются только гармоники полезных сигналов в спектре. При этом, порог может формироваться различными способами, в зависимости от ЭМО в конкретное время и конкретном месте. Затем, блок селекции отдельных сигналов обнаруживает и выделяет участки спектра, принадлежащие одним сигналам, и выполняет обратное преобразование Фурье (ОДПФ). На выходе данного блока формируется двумерный массив данных, состоящих из временных отчётов отдельных сигналов. Сигналы поочерёдно подаются на блок распознавания демодуляции, выделяющий синфазную и квадратурную компоненты и производящий их анализ, выявляя признаки, характерные для различных типов модуляции. Результатом работы данного блока служит формирование информации о несущих частотах сигналов и типе их модуляции обнаруженных средством мониторинга сигналов. Эти данные позволяют решать задачи когнитивного радио, однако их недостаточно для осуществления радиоконтроля.

Модуль опознавания РТС включает в себя подпрограммы, позволяющие определить подвиды модуляций (например, фазовых манипуляций QPSK. 8PSK и

т.д.) и форматы передачи данных, принадлежащих конкретным РТС [1, 2, 48]. На выходе данного модуля формируются дополнительные данные, прикрепляемые к информации, выводимой блоком распознавания типа модуляции: опознанный подтип модуляции сигнала и его потенциальная принадлежность к конкретной системе. Затем, полученный массив данных о сигналах передаётся на модуль выявления посторонних излучений. Этот модуль предназначен для сравнения параметров обнаруженных сигналов с эталонными характеристиками, которые определяют разрешённые и нормированные излучения. Совокупность таких характеристик: наличие сигнала, несущая частота, разновидность модуляции, потенциальная принадлежность к конкретной РТС, ширина спектра и мощность излучения, заранее устанавливается эксплуатантом системы радиомониторинга в зависимости от местности, ЭМО и целей осуществления радиоконтроля. При несовпадении характеристик сигналов с эталоном модуль формирует отчёт о событии и, при необходимости, инициирует срабатывание сигнализации о нарушении использования частотного ресурса. Блок формирования, отображения и хранения отчётов предназначен для обработки поступающей информации об ЭМО, её хранения и удобного для оператора отображения, а также выдачи оператору рекомендаций о необходимости выполнения соответствующих действий. Этот блок так же отвечает за взаимодействие средства мониторинга с другими системами и программно-аппаратными средствами [40, 52, 65].

Таким образом, изложенный принцип работы СРМ позволяет комплексно решать задачу автоматизированного контроля использования частотного ресурса, предоставляя потребителю информацию о положении сигнала на частотной области, его ширине и типе модуляции и, дополняя эту информацию возможными системами, которые могут излучать подобный сигнал. Однако, поскольку единственным объективным фактором, отличающим помеху от сигнала, является именно содержащаяся в полученном сообщении информация, то конечное решение о том, что излучаемый сигнала является помехой остаётся за оператором системы, который должен иметь непрерывную связь с потребителем информации. Именно этот принцип и относит предложенное средство радиомониторинга к

автоматизированным средствам, а не автоматическим. Однако, если рассматривать задачу контроля излучений для реализации концепции когнитивного радио, где принципиально важно регистрировать именно факт наличия излучения, а не классифицировать его как помеху, данный подход можно осуществлять в полностью автоматическом режиме.

Для увеличения степени автоматизации радиоконтроля за использованием частотного ресурса целесообразного, помимо классификации сигналов, производить их непрерывный пеленг, поскольку косвенной информацией, способствующей выявлению помех, служит МП источника излучения. Так, например, в случае подмены сигнала навигационной системы DVOR злоумышленником, МП источника излучения, будет отличаться от действительного МП азимутального радиомаяка. В таком случае, определив сигнал как излучение азимутального радиомаяка (АРМ), система произведёт определение его МП и сравнит полученный результат с заранее занесённой точкой в базе данных. Обнаружение различия будет означать факт подмены сигнала АРМ, и система радиоконтроля просигнализирует об этом оператору, автоматически отправив сообщение о нарушении в соответствующие службы. При наличии незарегистрированного излучения система автоматически произведёт его пеленг и занесёт излучение и координаты его источника в базу данных для дальнейшего анализа произошедшего события.

2.2. Методика селекции радиосигналов на основе спектрального анализа радиодиапазона

Радиосигналы с АМ и БМ, в силу особенностей их формирования, всегда симметричны. ЧМ и ФМ сигнал может быть как симметричным, так и

ассиметричным, в зависимости от информационного сигнала [58]. Спектры сигналы с комбинированным типом модуляции так же могут быть ассиметричными. Сигнал с ОМ практически всегда несимметричен ввиду того, что представляет собой информационный сигнал, перенесённый в область высоких частот [38, 39].

Процесс обнаружения в амплитудном спектре симметричных участков позволяет выделять частоты, принадлежащие одному сигналу. Осью симметрии будет являться несущее колебание, что позволяет, при необходимости, определить частоту, на которой излучается сигнал. Определив участки спектра с излучением, но без симметричной пары, можно сделать вывод о наличии в спектре однополосного сигнала, классифицировать который традиционными способами анализа крайне затруднительно. Предложенный в работе принцип обнаружения в амплитудном спектре симметричных участков продемонстрирован на рисунке 2.3 а и рисунке 2.3 б.

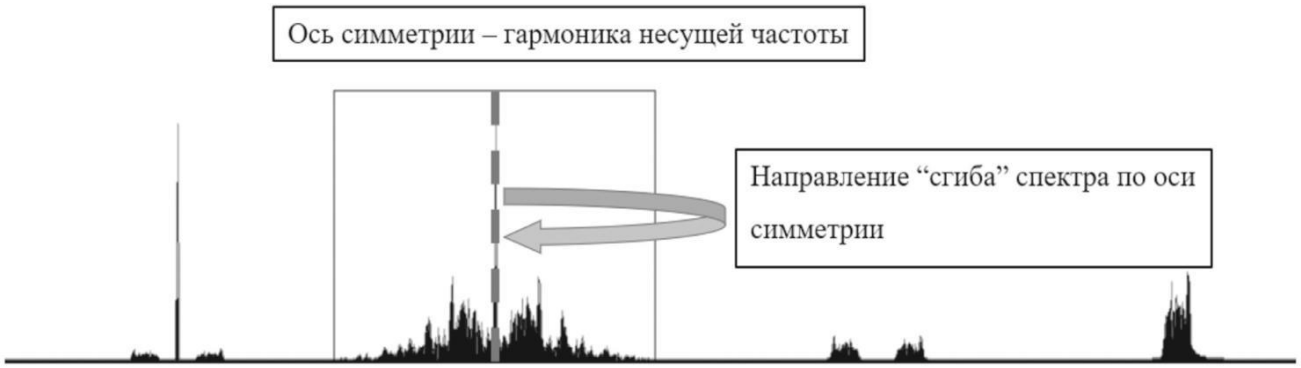


Рисунок 2.3 а – Общий вид амплитудного спектра:
контуром выделен спектр исследуемого ЧМ сигнала.
несущая по центру – ось симметрии

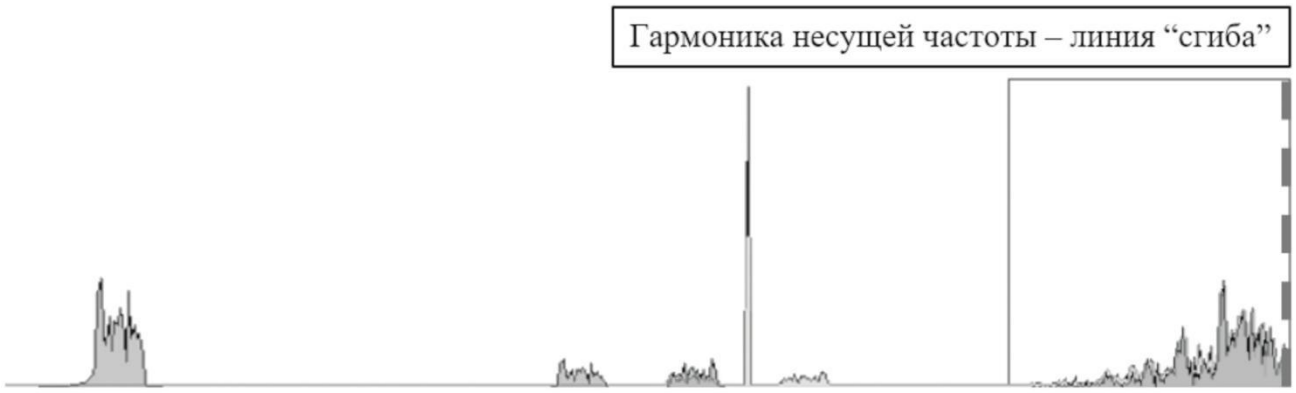


Рисунок 2.3 б – Вид после “сгиба” спектра по несущей – оси симметрии, наблюдается практически полное наложении левой части спектра на правую

Представим, что спектр распечатан на прозрачной бумаге (рис. 2.3 а). Тогда для того, чтобы проверить симметрию ЧМ сигнала, необходимо согнуть лист по оси симметрии его спектра, т. е. по гармонике несущей частоты. После выполнения сгиба можно обнаружить полное наложение левой части спектра ЧМ сигнала на правую (рис. 2.3. б), что и подтверждает принадлежность этих частей спектра одному сигналу [39].

Однако, не всегда в спектре присутствует несущая, более того, левая и правая части одного сигнала в спектре могут быть расположены не последовательно. Например, между лепестками БМ сигнала теоретически можно расположить ОМ сигнал, что делает подход сравнения соседних участков спектра нереализуемым. Поэтому для обнаружения симметричных участков спектра предлагается применить метод «прозрачного обруча». Сущность данного метода заключается в поиске симметричных участков амплитудного спектра по всей его полосе путём последовательного перебора всех гармоник в качестве осей симметрии. При этом, в целях сохранения возможности реализации анализа спектра на основе взаимно корреляционной функции, длина сравниваемых участков всегда сохраняется постоянной. Для понимания принципа работы предлагаемого алгоритма воспользуемся его абстрактным представлением, как показано на рисунке 2.4.

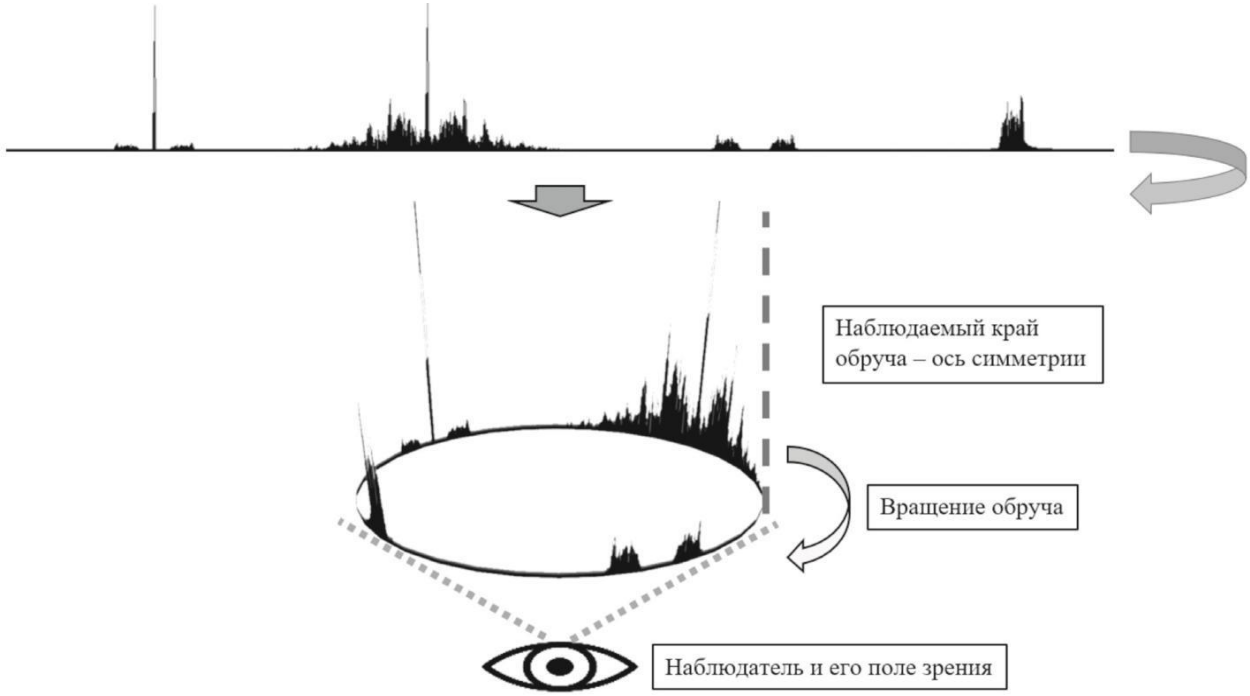


Рисунок 2.4 – Абстрактное представление метода «прозрачного обруча»

Представим, что спектрограмма напечатана на прозрачной бумаге, из которой путём подвода конца спектрограммы к её началу, получают обруч, как показано на рис. 2.4. Наблюдатель смотрит на обруч сбоку так, что видит полностью только одну половину обруча (вторая половина закрыта от прямого наблюдения первой), и начинает его постепенно вращать. Тогда, поскольку обруч прозрачный, если наблюдатель будет видеть на каком-либо участке спектрограммы полное наложение рисунка ближней половины обруча на рисунок дальней половины (как на рис 2.3.б), можно говорить о симметрии накладывающихся частей спектрограммы относительно одного из наблюдаемых краёв обруча и сделать вывод о принадлежности симметричных участков спектра к одному сигналу. Зная величину поворота обруча и удаление симметричных участков от его края, можно легко восстановить частоты начала и конца спектральных составляющих, что позволяет точно выделить из спектра участки этого сигнала. Те участки спектра, излучение на которых есть, но к которым нет симметричной пары, будут являться однополосными сигналами. Структурная схема блока селекции отдельных сигналов, основанная на методе «прозрачного обруча» приведена на рисунке 2.5.

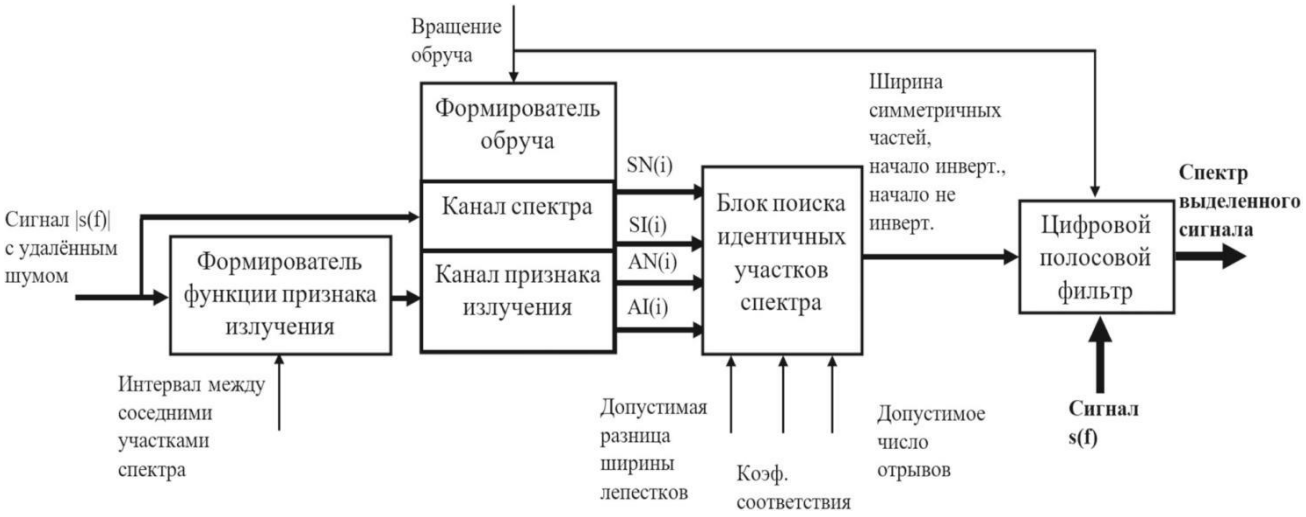


Рисунок 2.5 – Структурная схема блока селекции сигналов на основе метода «прозрачного обруча»

Сигнал |s(f)| в виде амплитудного спектра с удалёнными шумовыми составляющими поступает на формирователь признака излучения – функции частоты, принимающей значение «1», если амплитуда гармоники больше 0 и «0» – если равна 0. Задача данного блока состоит в выделении областей спектра, где присутствуют спектральные составляющие. Это необходимо для оптимизации поиска симметрии, чтобы производить её оценку только в тех частях спектра, где функция признака излучения на обеих сторонах обруча будет совпадать по длине, а также для оценки ширины части спектра с излучением. При этом на формирователь поступает значение интервала между соседними участками спектра – минимальное число дискретных частей спектра, разделяющих его участки, принадлежащие двум разным сигналам. Это значение выбирается в зависимости от частоты дискретизации и количества точек, а также от шумовой обстановки. На рисунках 2.6 а, 2.6 б и 2.6 в показаны результаты работы для корректно и некорректно подобранных значений данного интервала.

Рисунок 2.6 а – Значение интервала между соседними участками спектра выбрано корректно

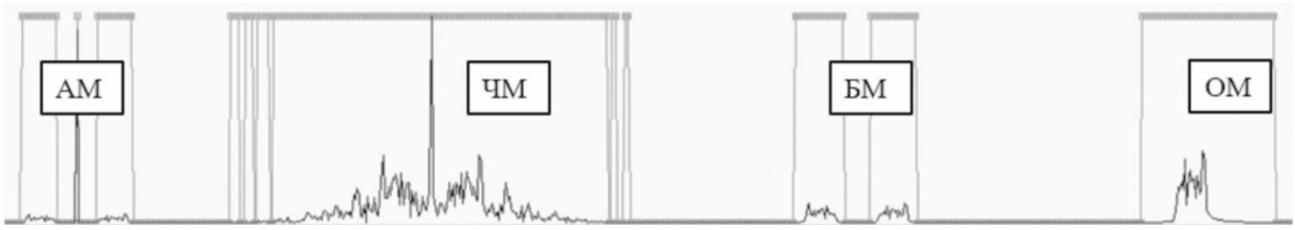


Рис. 2.6 б – Значение интервала между соседними участками спектра недостаточно – АМ сигнал разбит на боковые лепестки и отдельную несущую, ЧМ сигнал разбит на множество составляющих

Рис. 2.6 в – Значение интервала между соседними участками спектра велико – АМ и ЧМ сигнал «слиплись», БМ сигнал воспринимается единой частью

Функция признака излучения совместно с исходным сигналом |s(f)| поступает на формирователь обруча, который состоит из канала спектра и канала признака излучения. Каналы идентичны и выполняют одинаковые операции и на спектре сигнала, и на функции признака излучения, формируя два соответствующих обруча. Основная задача формирователя обруча заключается в получении из спектра и функции признака излучения две части – инвертированной и неинвертированной, а также в осуществлении «поворота» обруча с шагом равным половине интервала частот дискретного амплитудного спектра. Такое вращение получается путём поочерёдного смещения

инвертированной и неинвертированной областей на одну спектральную составляющую и необходимо для того, чтобы обнаружить симметрию у тех участков спектра, ось симметрии которых находится между соседними гармониками в дискретном спектре. На выходе из формирователя обруча создаётся четыре массива значений – по два на каждый канал: SI – спектр инвертированный, SN – спектр неинвертированный, AI – функция признака инвертированная и AN – функция признака неинвертированная. Первые значения инвертированных и последние неинвертированных частей удаляются в обоих каналах, они выступают в роли образующих осей симметрии – «краёв» обруча, и в сравнении не участвуют. Таким образом, размерность n всех четырёх массивов будет равна половине числа отсчётов в спектре минус два значения за счёт исключения из сравнения «краёв» обруча. Полученные массивы данных подаются на блок поиска идентичных участков спектра, который и выступает в роли абстрактного «наблюдателя». Работает блок по алгоритму, блок-схема которого представлена на рисунке 2.7.

Сначала алгоритм работает с массивами AN и AI, производя поиск совпадения перехода функции признака излучения из «0» в «1» по инвертированному и неинвертированному каналам. Если совпадение обнаружено, то алгоритм производит оценку ширины обнаруженных участков спектра функций признака со значением «1» по обоим каналам. В случае, если участки спектра со значением «1» по ширине инвертированного и неинвертированного каналов одинаковы или отличаются на допустимое значение (задаётся в зависимости от шумовой обстановки, числа отсчётов и частоты дискретизации), алгоритм начинает производить оценку совпадения формы спектров инвертированного и неинвертированного каналов на обнаруженных участках, как на потенциально симметричных ввиду их одинаковой ширины. В противном случае алгоритм продолжает поиск совпадающих по начальному значению и ширине участков спектра.

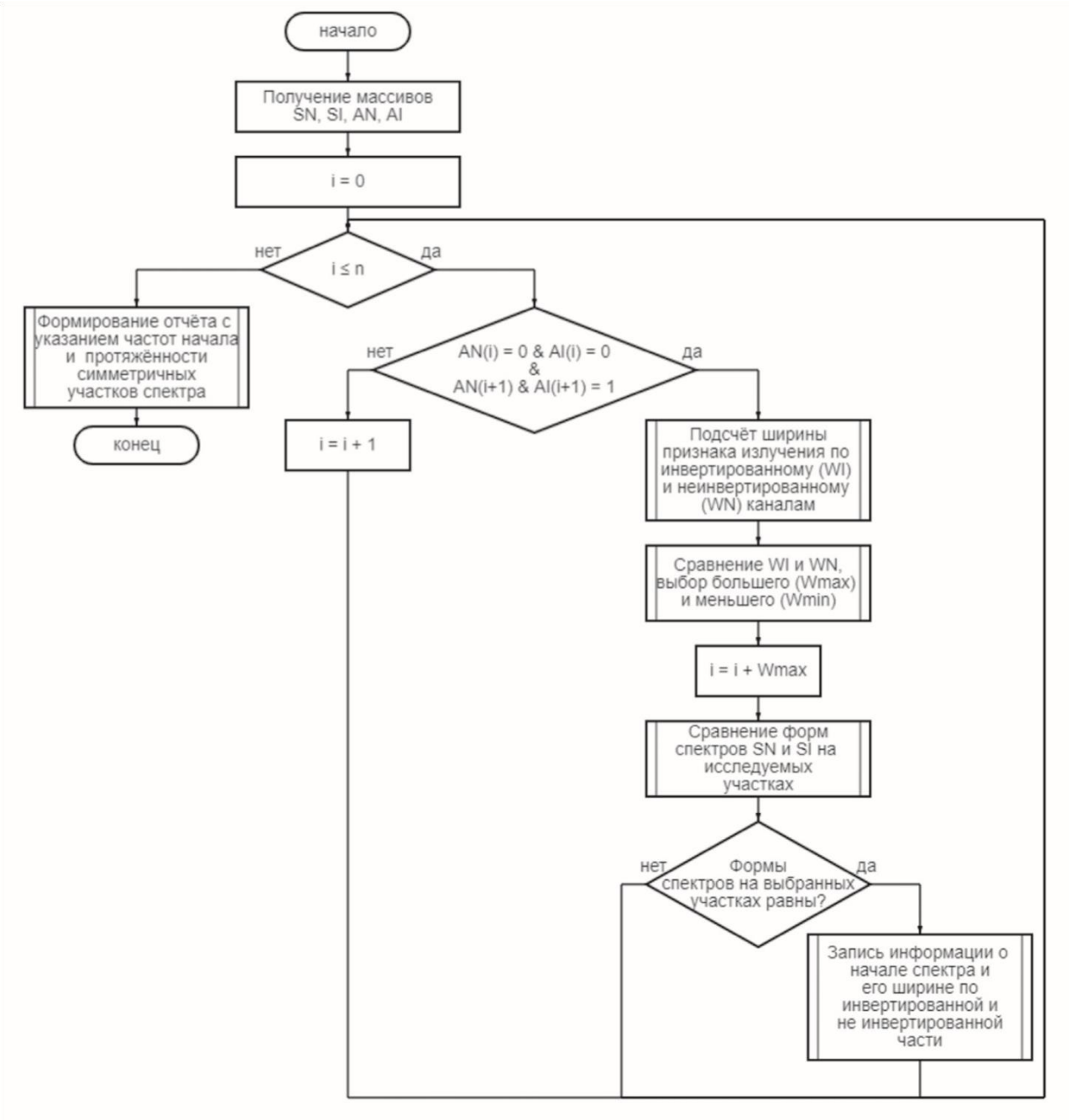


Рисунок 2.7 – Блок-схема алгоритма функционирования блока поиска идентичных участков спектра

Оценка совпадения форм спектров на инвертированном и неинвертированном участках производится методом поочерёдного вычитания значений спектра одного участка из значений спектра другого и сравнением модуля полученной разницы со значением коэффициента соответствия. В идеальном случае, если формы спектров полностью идентичны друг другу, то при вычитании значений одного спектра из соответствующих значений другого в

результате должен получиться массив, состоящий из нулей, однако на практике из-за шумовых составляющих боковые лепестки спектров никогда не будут абсолютно симметричными. Для учёта влияния шумов и вводится коэффициент соответствия, представляющий из себя допустимую разницу значений инвертированной и неинвертированной частей спектра. Если при вычитании значений частей спектра разность меньше или равна коэффициенту соответствия, то алгоритм будет считать спектральные составляющие каналов одинаковыми. В противном случае алгоритм посчитает данную спектральную составляющую за отрыв – различие в гармониках инвертированной и неинвертированной частей, нарушающее симметрию. Если по итогу сравнения формы спектров число отрывов не вышло за предельное значение (определяется исходя из шумовой обстановки), то можно говорить об отрывах, как о случайных всплесках в частотной области исследуемого участка спектра, и считать его части симметричными и принадлежащими к одному сигналу. Тогда алгоритм запишет начало и ширину симметричных участков в спектре в базу данных и продолжит поиск от значения, равного сумме начала и ширины обнаруженных участков на случай существования нескольких симметричных участков с одинаковой осью симметрии. Если же число отрывов превысит предельное значение, исследуемые участки спектра признаются несимметричными, и алгоритм продолжит поиск симметричных участков на данном «повороте» обруча дальше.

После выполнения тела цикла алгоритм формирует отчёт о найденных симметричных частях спектра и передаёт его в цифровой полосовой фильтр (рис. 2.5), куда также приходит значение «поворота» обруча, на котором обнаружена симметрия. В цифровом полосовом фильтре по отчёту, сформированному в блоке поиска идентичных участков спектра, и значению «поворота» обруча формируются два прямоугольных импульса в частотной области с амплитудой, соответствующей «1»: начало и конец первого импульса соответствуют началу и концу части спектра на неинвертированной стороне обруча, начало и конец второго импульса соответствуют началу и концу части спектра на инвертированной стороне обруча. Полученная последовательность импульсов

перемножается с исходным сигналом в спектральной форме, тем самым осуществляется селекция сигнала строго по форме его спектра [39]. После этого производится следующий «поворот» обруча и алгоритм повторяется. При достижении половины полного оборота обруча на выходе полосового фильтра будет сформирован массив отфильтрованных сигналов, обнаруженных алгоритмом на всём участке исследуемого спектра. Сигналы, не имеющие симметричной части на исследуемом диапазоне, классифицируются как однополосные, и их селекция в данной работе не рассматривается.

Приведённая выше методика сравнения схожести форм частей спектра не является единственно возможной – метод «прозрачного обруча» позволяет производить оценку симметричности и другими способами, например, путём вычисления корреляционной функции между потенциально симметричными участками спектра, а также использовать более сложные алгоритмы.

Для проверки возможности реализации и применения предложенного алгоритма поиска симметричных участков спектра проведено его моделирование в среде графического программирования LabView. Исследование работоспособности алгоритма проводились на модели участка радиодиапазона, содержащего в себе АМ, ЧМ, БМ и ОМ спектры с одинаковым модулирующим сигналом. На рисунках 2.8 а и 2.8 б показаны изображения интерфейса программной модели алгоритма селекции.

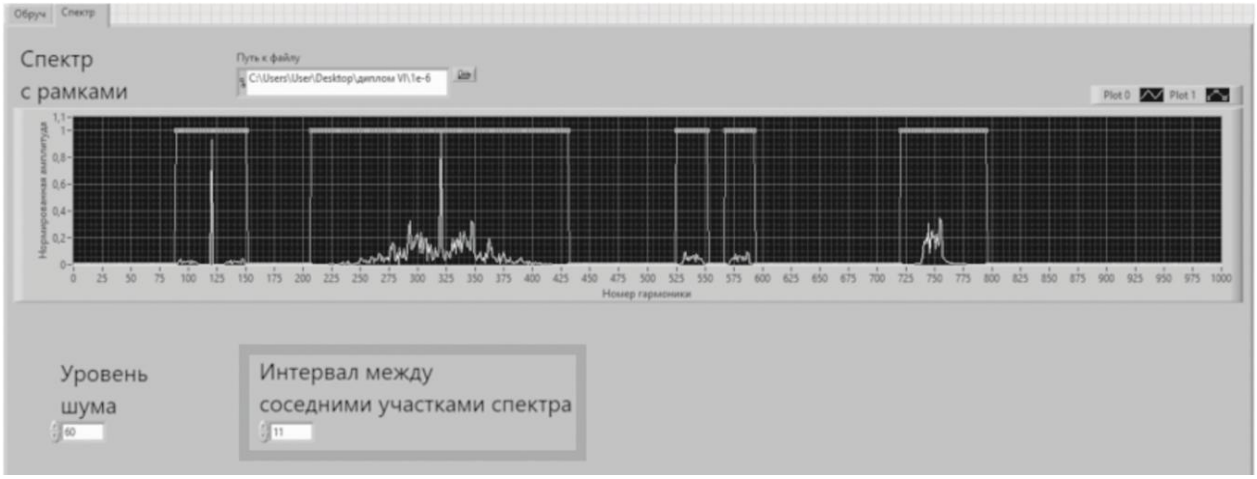


Рисунок 2.8 а – Окно настройки интервала между соседними участками спектра

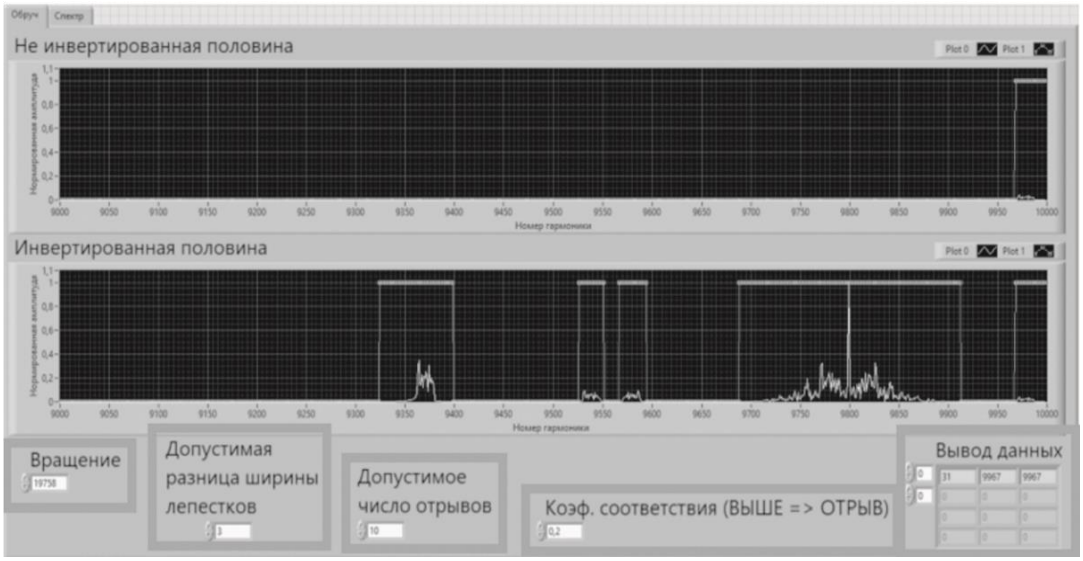


Рисунок 2.8 б – Окно «поворота» обруча, настройки коэффициентов и вывода информации о нахождении симметричных участков

Путём изменения значения переменной «Вращение» осуществляется «поворот» обруча, и при обнаружении симметричных участков спектра в блоке «Вывод данных» отображается ширина и точки начала симметричных участков (рис. 2.9 а, рис. 2.9 б и рис. 2.9 в).

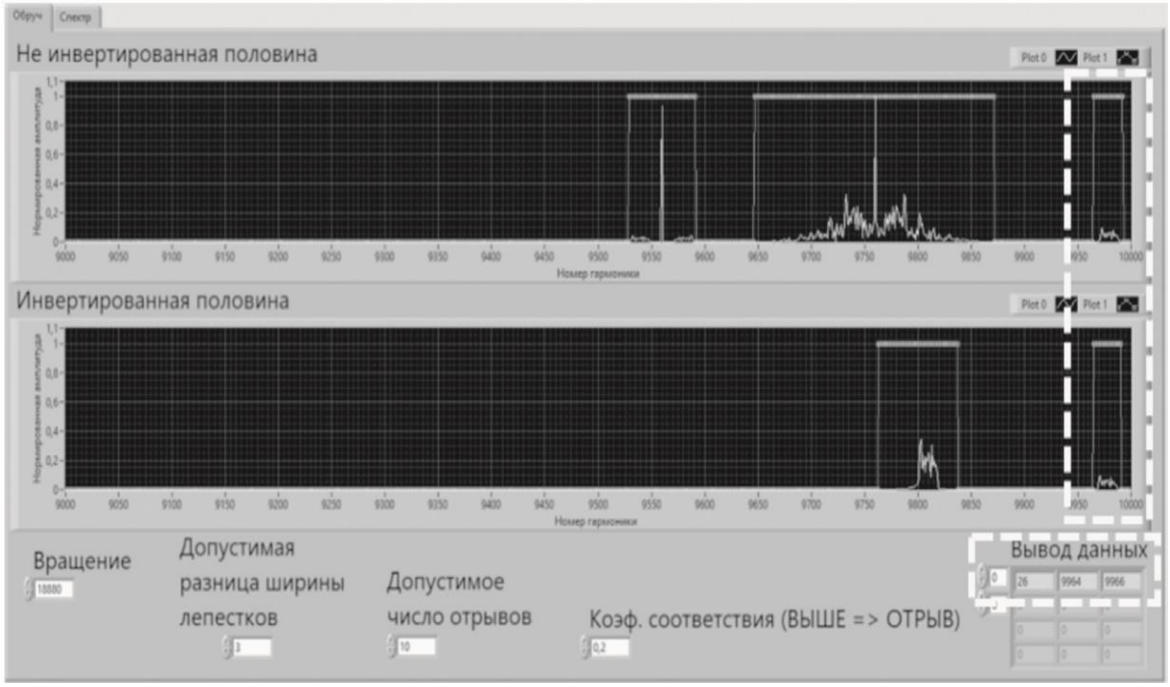


Рисунок 2.9 а – Результат «поворота» обруча и обнаружения симметрии лепестков БМ сигнала

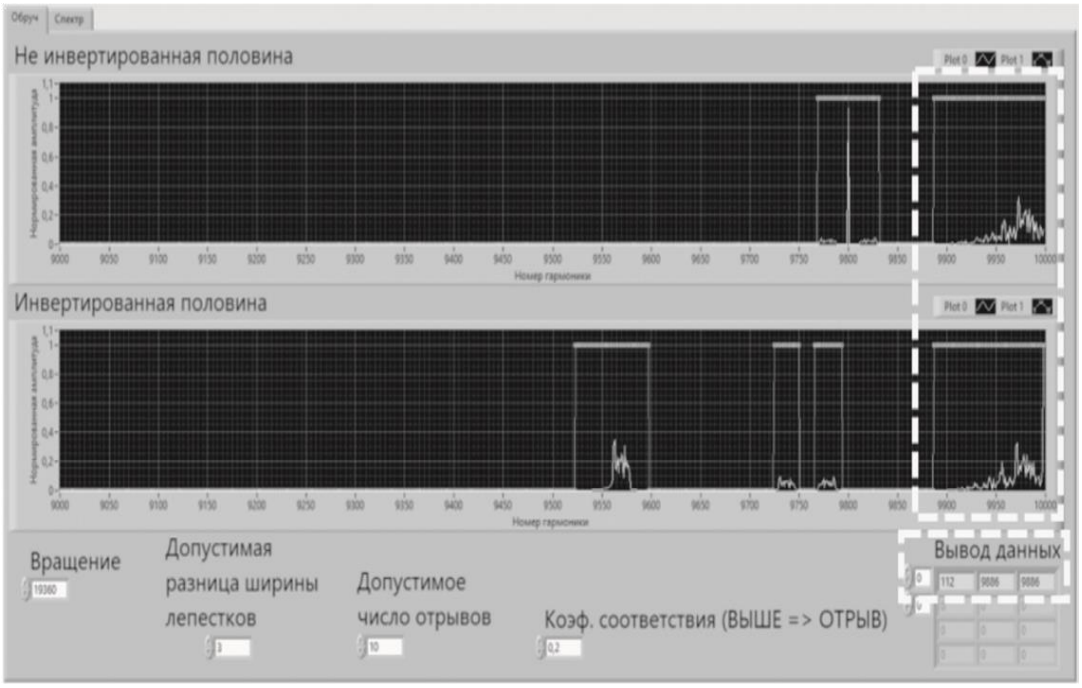


Рисунок 2.9 б – Результат «поворота» обруча и обнаружения симметрии лепестков ЧМ сигнала

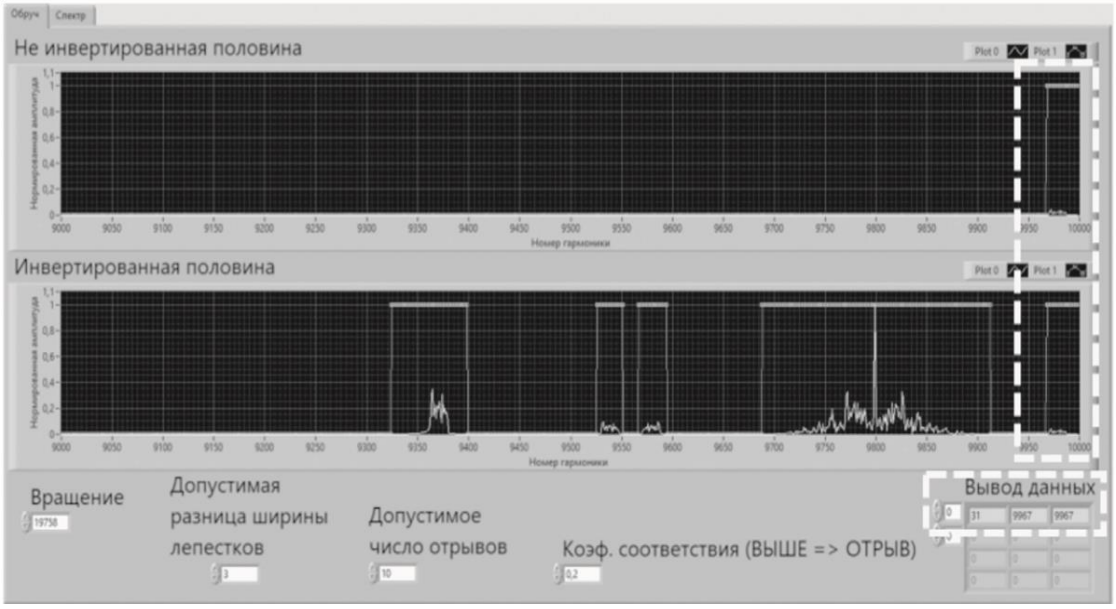


Рисунок 2.9 в – Результат «поворота» обруча и обнаружения симметрии лепестков АМ сигнала

Таким образом, разработанные алгоритмы и программы позволяют определить участки спектра, принадлежащие одному радиосигналу, даже если боковые лепестки спектрального представления сигнала сильно разнесены по

частотной области, что необходимо для автоматизации ДКП средств РТОП и ЭМО в районе аэродрома с дальнейшей обработкой принимаемых сигналов.

2.3 Алгоритм автоматического распознавания типа модуляции на основе анализа синфазной и квадратурной компонент сигнала

Определение типа модуляции может осуществляться на основе анализа, как формы спектра, так и синфазной и квадратурной компонент сигнала [43, 79, 83, 99, 103]. Первый метод трудно реализуем, т. к. требует построения сложного алгоритма определения сигналов, учитывающего наличие шумовых составляющих, искажающих спектр и исключающего ложные срабатывания при анализе нестандартных сигналов [10, 66]. Более того, поскольку такой алгоритм не подразумевает демодуляцию сигнала, то точно определить его назначение практически невозможно.

Алгоритмы, построенные на анализе синфазных (I) и квадратурных (Q) компонент, являются наиболее предпочтительными [37], поскольку производят демодуляцию сигнала, что в дальнейшем может быть использовано для более детального анализа [99]. Принимаемый сигнал при этом можно представить следующим образом:

$$s(t) = I(t) * \sin(\omega t) + Q(t) * \cos(\omega t).$$

Основной идеей, на которой строится распознавание сигнала по его составляющим, является то, что у каждого из типов модуляции I и Q составляющие изменяются по особым, уникальным правилам:

– для АМ сигнала (N_I и N_Q - нормировочные множители I и Q компонент):

$$\left|I(t)\right| * N_I = \left|Q(t)\right| * N_Q \wedge I(t) \geq 0 \wedge Q(t) \geq 0,$$

– для БМ сигнала:

$$\left|I(t)\right| * N_I = \left|Q(t)\right| * N_Q \wedge I(t) * N_I \in [-1;1] \wedge Q(t) * N_Q \in [-1;1]$$

– для ЧМ и ФМ аналоговых сигналов

$$\left(\frac{dI(t)}{dt}\right)^2 + \left(\frac{dQ(t)}{dt}\right)^2 = const$$

– для ОМ сигнала I и Q компоненты будут сдвинуты друг относительно друга по фазе и не будут иметь смещения [66].

Структурная схема устройства формирования I/Q компонент с цифровым фильтром на основе ДПФ приведена на рисунке 2.10:

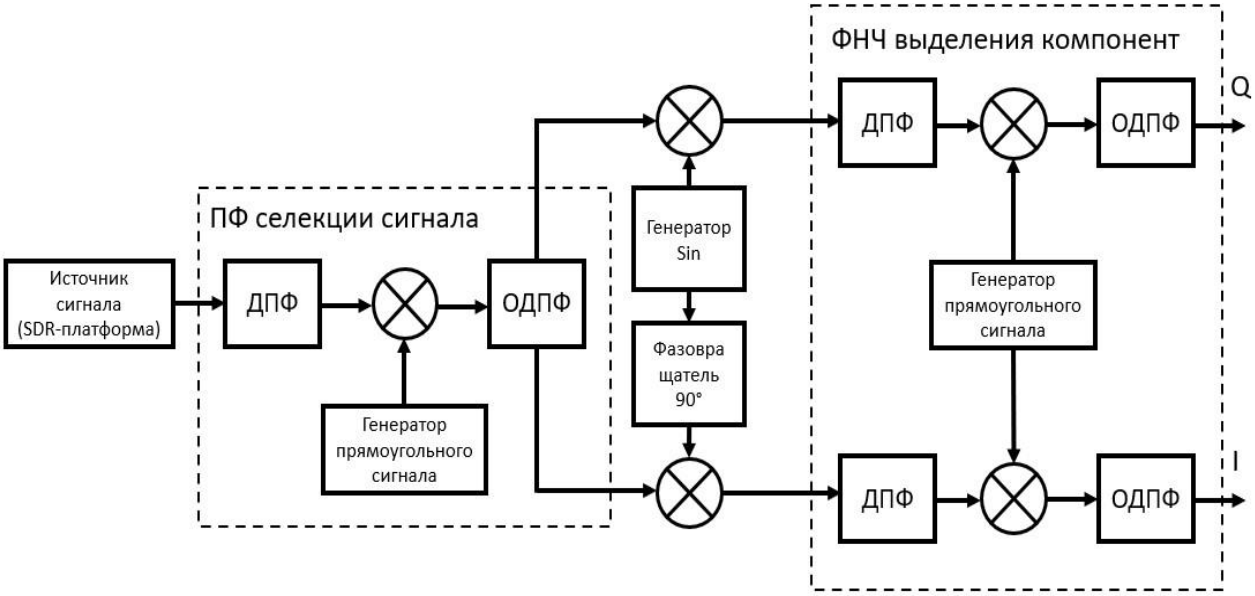
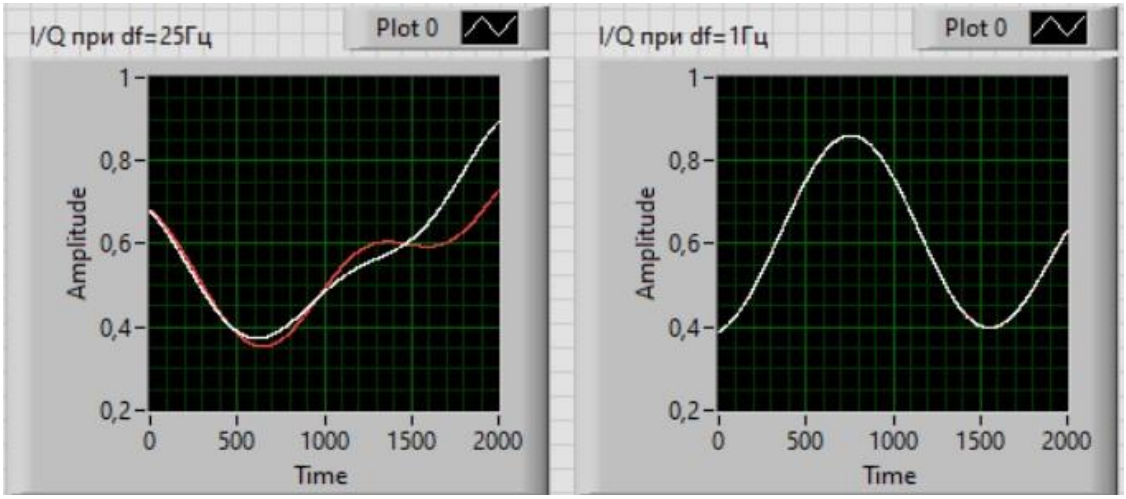


Рисунок 2.10 – Структурная схема устройства формирования I/Q компонент

При реализации алгоритма вклад в погрешность вносят ошибки при выполнении ДПФ при фильтрации поступающего на вход сигнала, связанные с дискретностью шага частоты [64]. Это приводит к искажению компонент I/Q, как показано на рисунке 2.11 а, б.



а) б)

Рисунок 2.11 – Искажению компонент I/Q: а) расхождение компонент АМ сигнала при 40тыс. отсчётов за счёт ошибок при ДПФ, б) правильное восстановление компонент (I=Q для АМ) за счёт минимальной ошибки ДПФ при 1 млн отсчётов.

На рисунке 2.11 видно, что при меньшем количестве точек компоненты существенно отличаются друг от друга, что и является следствием воздействия на них ошибки при фильтровании с помощью ДПФ. Ошибки при выполнении ДПФ можно уменьшить за счёт увеличения числа отчётов в сигнале или за счёт уменьшения частоты дискретизации:

$$df = \frac{1}{N * \Delta t}.$$

Увеличение числа отсчётов существенно уменьшает наиболее значимую ошибку при восстановлении компонент, однако не исключает её полностью. Поэтому при реализации алгоритма необходимо:

– избавиться от наиболее сильно искажённых частей компонент на краях выборки (вырезать «переходные процессы» из массивов точек);

– в блоки проверки условий соответствия сигнала одному из типов модуляции заложить определённый «запас» на ошибку.

Поскольку при проверке условия на соответствие сигнала угловой модуляции производится возведение компонент в квадрат, а затем и их сложение, то это условие будет давать наибольшую ошибку. Поэтому целесообразно

поменять его местами с условием проверки на БМ и АМ, т. к. влияние ошибки на его работу меньше. Это позволит существенно уменьшить число ложных срабатываний алгоритма. Исходя из вышеизложенного, практически реализуемый алгоритм в работе представлен в виде блок-схемы, изображенной на рисунке 2.12.

Проверка наличия сигнала по I/Q компонентам осуществляется следующим образом. Из массива отчётов выбирается наибольшее значение и наименьшее значение, затем находится их разность. Если сигнала нет, то разность будет небольшой, и система выдаст сообщение «Нет излучения». Порог срабатывания задаётся значением «Уровень 1», которое подбирается экспериментально. Для нормирования компонент из массивов точек выбирается наибольшее по модулю значение, и весь массив точек делится на него. Нормировка компонент исключает влияние фазового рассогласования приёмника и передатчика на работу алгоритма.

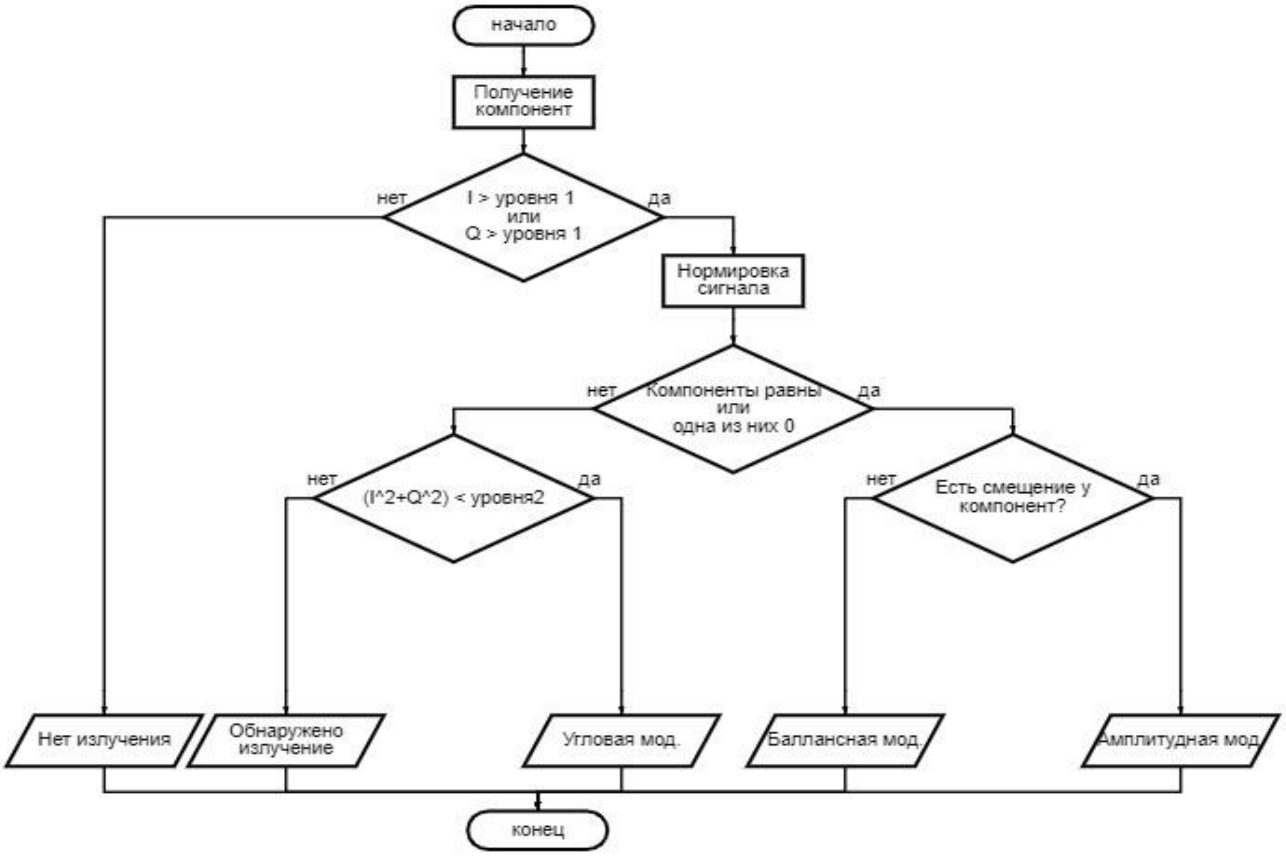


Рисунок 2.12 – Блок-схема алгоритма распознавания типа модуляции

Проверка идентичности компонент по форме проводится нахождением разности их абсолютных значений. Если компоненты одинаковы, то эта разность

будет стремиться к 0 и не превысит порога, который задаётся экспериментально. Абсолютное значение берётся для того, чтобы исключить влияние рассогласования фаз на передающей и приёмной стороне на работу алгоритма [41]. Поскольку при определённых значениях разности фаз одна из компонент может быть равной 0, задаётся условие сравнения их разности (которая, в этом случае, будет равна одной из них по модулю) с самими компонентами. От массива точек разностей выбираются наибольшие и наименьшие значения, и если одно из них меньше порога, который задаётся экспериментально, то условие проверки АМ/БМ выполняется, и система переходит к проверке условия наличия смещения в компонентах. Если условие не выполняется, производится проверка суммы квадратов компонент.

Проверка суммы квадратов компонент производится по принципам, аналогичным предыдущим проверкам: после дифференцирования суммы квадратов из массива точек выбирается максимальное и минимальное значение и сравнивается с порогом «Уровень 2», задаваемым экспериментально. Если значение производной мало, то порог не превышается, и система выдаёт сообщение «Угловая модуляция», если порог превышен, то выдаётся сообщение «Обнаружено излучение», соответствующее не классифицируемым алгоритмам типам модуляции (OFDM, монотональные сигналы, ОМ и др.).

Проверка наличия смещения компонент производится путём сравнения минимального Imin (Qmin) и максимального Imax (Qmax) значений. Если оба значения больше 0 или оба меньше 0, то в компонентах присутствует смещение, что говорит о наличии АМ. При этом учитывается вариант отсутствия одной из компонент в сигнале при рассогласовании фаз на приёмной и передающей сторонах – если и минимальное и максимальное значение одной из компонент равны 0. Выполнение этих условий однозначно определяет АМ, и система выдаёт сообщение «Амплитудная модуляция», если условие не выполняется, система выдаёт сообщение «Балансная модуляция». Интерфейс программы определения типа модуляции представлен на рисунке 2.13:

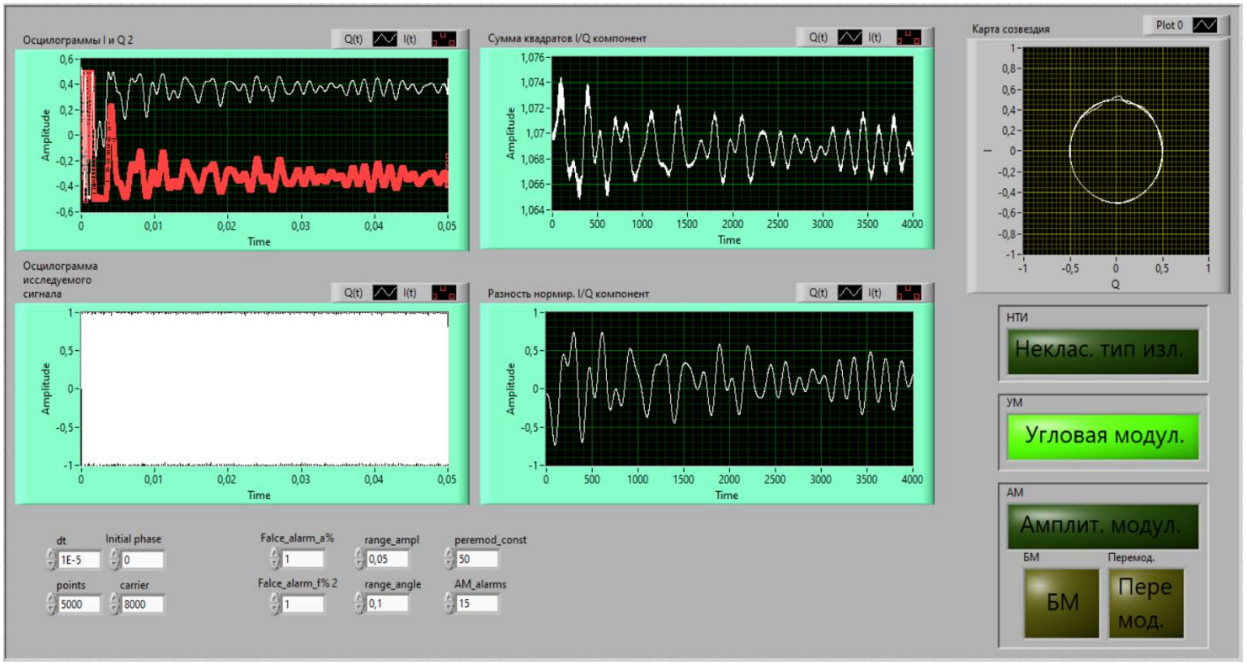


Рисунок 2.13 – Интерфейс программы определения типа модуляции.

Представленная программа способна автоматически определять тип модуляции исследуемых сигналов, что позволяет автоматизировать процесс контроля электромагнитной обстановки и упростить принятие решения оператору о наличии и предполагаемом источнике помеховых сигналов. Помимо возможности определения типов модуляции, разложение сигнала на квадратурные составляющие позволяет реализовать оценку ОСШ. Формирование квадратурных сигналов осуществляется в корреляционном приёмнике:

$$I_P(k) = \frac{A(k)}{2} d(k) \cos(\phi_0) + \frac{1}{2} n_I(k),$$

$$Q_P(k) = \frac{A(k)}{2} d(k) \sin(\phi_0) + \frac{1}{2} n_Q(k),$$

$$I_P(k) = \frac{A(k)}{2} d(k) \cos(\phi_0) + \frac{1}{2} n_I(k)$$

$$Q_P(k) = \frac{A(k)}{2} d(k) \sin(\phi_0) + \frac{1}{2} n_Q(k)$$

где $A(k)$ – амплитуда сигнала на выходе коррелятора, $d(k)$ – навигационные данные, ϕ_0 – начальная фаза принимаемого сигнала, $n_I(k)$ и $n_Q(k)$ – взаимно некоррелированные отсчёты БГШ, $d(k)$ – дискретное время.

Тогда по полученным квадратурным сигналам можно сформировать широкополосную X_1 и узкополосную Y_1 суммы, где M – число отчётов квадратурных компонент:

$$X_1 = \sum_{k=1}^{M} (I_P^2(k) + Q_P^2(k)), \tag{2.1}$$

$$Y_1 = \left(\sum_{k=1}^{M} I_P(k) \right)^2 + \left(\sum_{k=1}^{M} Q_P(k) \right)^2. \tag{2.2}$$

На основе выражений (2.1) и (2.2) рассчитывается ОСШ по формуле:

$$\hat{q} = \frac{Y_1 - X_1}{MX_1 - Y_1}$$

Числитель в указанном выражении даёт оценку мощности сигнала, а знаменатель представляет собой удвоенную оценку мощности шума.

Таким образом, для осуществления радиомониторинга наиболее перспективной аппаратной платформой является программно-определяемое радио, ввиду его универсальности и наличия программных средств, позволяющих автоматизировать процесс ДКП. Наиболее эффективный способ использования СРМ и оценки ОСШ подразумевает их применение в составе приёмника потребителя радионавигационной информации, поскольку непрерывная оценка уровня помех в радиоканале позволит применять алгоритмы адаптивной фильтрации. Современный уровень развития SDR систем позволяет реализовать такое дополнение программно, без изменения аппаратной части. При наличии канала обратной связи от потребителя к источнику радионавигационной информации, возможно формировать сигнал управления мощностью передающего устройства РНС, что позволит более оптимально использовать энергию передатчика и бороться с воздействием помех. Оценка ОСШ позволит повысить точность определения МП ВС путём применения алгоритмов адаптивной фильтрации в современных и перспективных РНС.

2.4 Программный модуль выявления посторонних излучений на основе спектральной маски

Эффективным методом осуществления мониторинга эфира в целях радиоконтроля [11], служит создание “спектральной маски” – выделение областей, на которых излечение с установленной шириной занимаемой полосы разрешено [68]. Соответственно, при наличии излучения вне этих полос, система мониторинга выдаёт отчёт о наличии подозрительного сигнала, находящегося в неразрешённом диапазоне. Подобная программа достаточно проста в реализации, и в совокупности с современной SDR-платформой и компьютером, позволяет выполнять оценку ЭМО непрерывно в реальном времени. На рисунке 2.14 приведена блок-схема алгоритма предлагаемой программы радиомониторинга.

Рисунок 2.14 – Блок-схема алгоритма работы программно-аппаратного средства радиомониторинга

После получения компонент сигнала с SDR-приёмника и выполнения преобразования Фурье, программа осуществляет оценку шумовой составляющей и её удаление путём вычитания константы, пропорциональной уровню шумов, построение спектра исследуемого диапазона и формирование нормированной гистограммы распределения энергетики. Эта гистограмма распределения энергии сравнивается с эталонной гистограммой, полученной с файла или заданной в программе вручную, и на основании сравнения формирует отчёт об излучениях, не входящих в область эталонной гистограммы. Блок-схема алгоритма сравнения гистограмм и формирования отчёта приведена на рисунке 2.15.

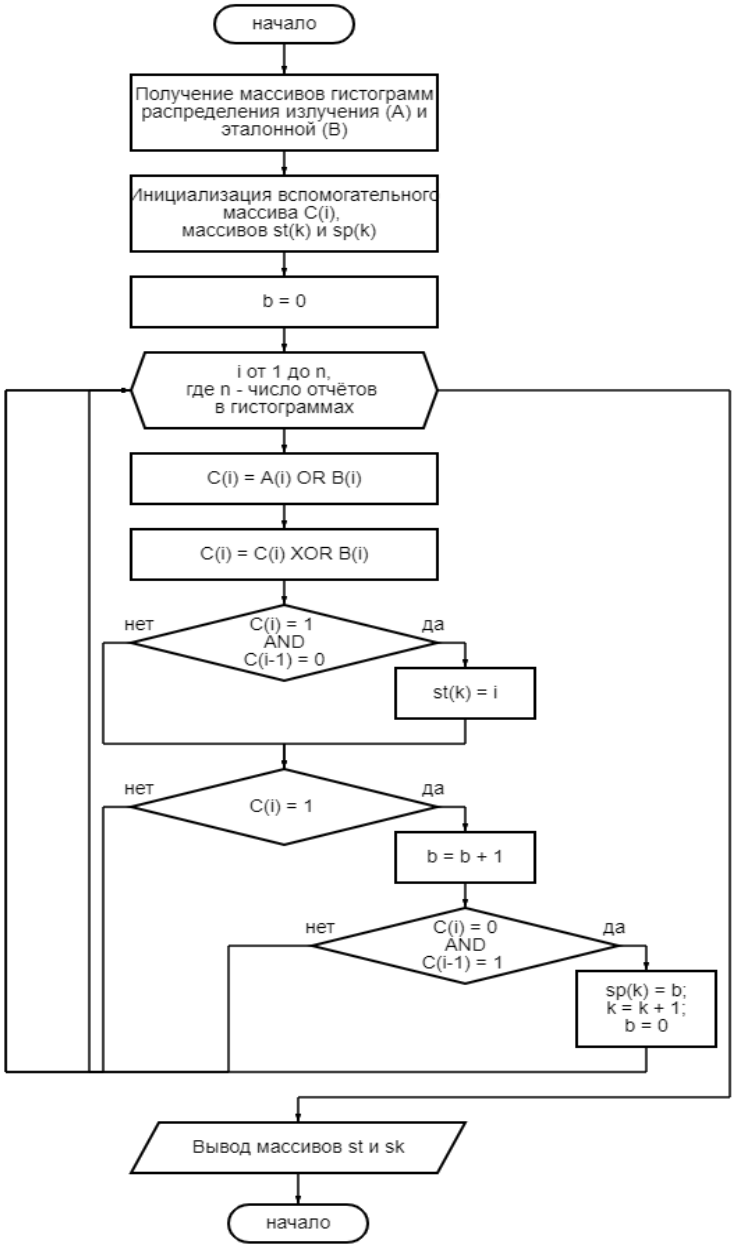


Рисунок 2.15 – Блок-схема алгоритма сравнения гистограмм

Сравнение гистограмм осуществляется в цикле, число итераций которого равно числу точек в гистограммах. Сначала, формируется массив логических единиц от гистограммы полученного спектра и гистограммы эталонного спектра, затем, производится логическое вычитание эталона из полученной на предыдущем этапе суммы. Это позволяет получить гистограмму излучения, выходящего за пределы разрешённых эталоном областей. Затем, в цикле при помощи блоков условий реализуется поиск начала этих излучений, по переходу полученной гистограммы из 0 в 1, и осуществляется подсчёт ширины излучения. На выходе их программы формируются два массива точек st(k) – частоты начала, выходящего за пределы эталонной гистограммы участка спектра и sp(k) – ширина выходящего за пределы эталонной гистограммы участка спектра. На рисунке 2.16 приведена структурная схема программной части разработанной системы.

Рисунок 2.16 – Структурная схема программной части системы радиомониторинга

Функцией признака излучения называется гистограмма распределения энергии - эталонная и полученная экспериментальным путем, соответственно. На рисунке 2.17 приведен интерфейс программы и пример выводимых данных.

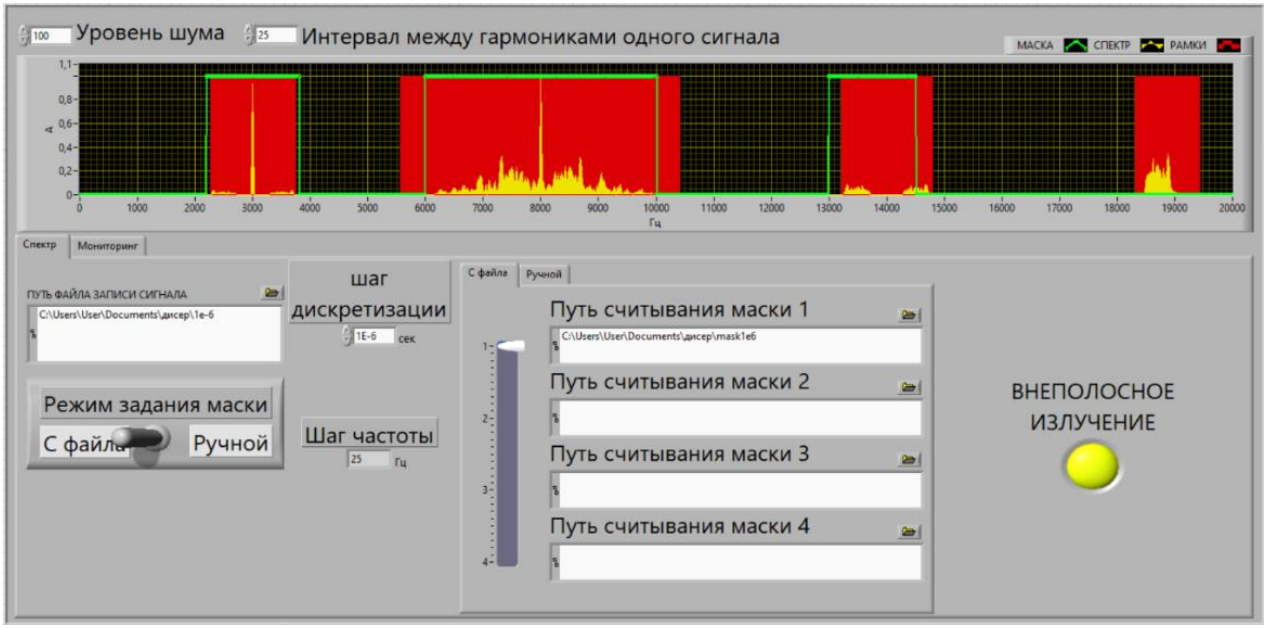


Рисунок 2.17 – Интерфейс программы

На рисунке 2.18 приведён интерфейс программы, реализующей алгоритм, блок-схема которого приведена на рис. 2.15

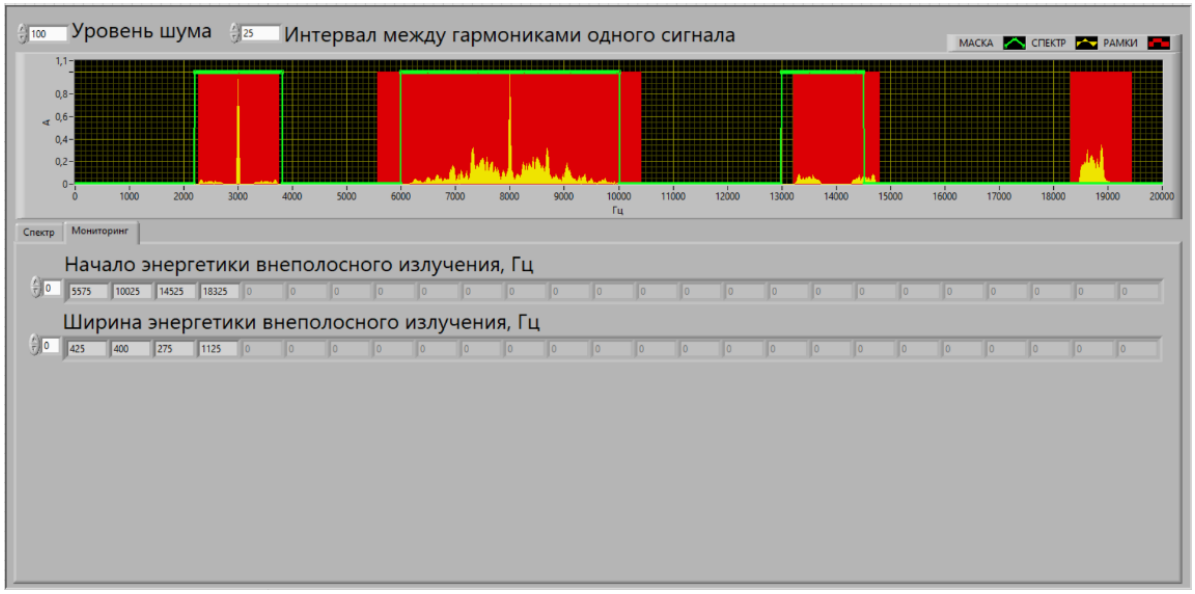


Рисунок 2.18 – Интерфейс программы с формируемым отчётом

В рамках исследования эффективности работы алгоритма была произведена его апробация на выборке из 100 сформированных сигналов, имитирующих радиодиапазон шириной в 200кГц. Каждый сигнал представлял собой сумму ЧМ, АМ, БМ и ОМ колебаний с девиацией несущей частоты в ±2кГц и девиацией

ширины спектра в ±1кГц, а также аддитивную помеху в виде БГШ с переменным СКО. Результаты исследования приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1 – Оценка эффективности работы алгоритма

ОСШ	*Вероятность ложной тревоги*	*Вероятность пропуска цели*	*Эффективность, %*
4	0,02	0,01	97%
2	0,05	0,03	92%

Предлагаемая система радиомониторинга позволяет своевременно выявлять возникновение помехи в диапазоне работы любых средств РТОП, в частности ГНСС, которая очень часто используется при точном заходе на посадку. Ввиду вышеизложенного, целесообразно применять разработанное программное обеспечение в существующих и перспективных комплексах радиомониторинга.

2.5 Разработка практических рекомендаций по применению средств дистанционного контроля параметров

В соответствии с приказом 207п от 20 апреля 2022 года по Госкорпорации ОрВД контроль электромагнитной обстановки на объектах РТОП осуществляется вручную при помощи спектроанализатора с периодичностью 1 раз в месяц. Такой подход не позволяет обнаруживать несанкционированные излучения, возникающие вне времени проведения оценки ЭМО. В тоже время производить при помощи подобной методики радиомониторинг непрерывно не представляется целесообразным, так как это требует постоянной работы оператора. Предложенные в работе алгоритмы позволяют автоматизировать процесс

контроля за ЭМО на объект РТОП, выдавая оператору информацию о нарушении использования радиочастотного ресурса в контролируемом диапазоне в виде отчёта с занимаемой полосой частот, типом модуляции и о возможной природе возникновения несанкционированного сигнала, сводя деятельность оператора исключительно к принятию решения о мерах противодействия помехе.

Приведённый в работе технический облик системы ДКП средств РТОП и ЭМО в районе аэродрома предлагается реализовывать на основе широкодоступных SDR-приёмниках совместно с типовой ЭВМ, размещая аппаратную часть в закрытых технических помещениях на контролируемых позициях. Передачу информации об ЭМО, формируемой системой мониторинга, на рабочие места персонала смены службы ЭРТОС возможно осуществлять посредством локальных сетей по стандартным протоколам передачи данных.

Разработанные и реализованные на графическом языке программирования LabVIEW в работе алгоритмы, возможно применять непосредственно на ЭВМ в качестве программной части комплекса оценки ЭМО, однако в целях ускорения работы программной части рекомендуется реализация алгоритмов на более совершенном языке программирования.

В рамках дальнейшего развития системы ДКП предлагается модернизировать программную часть комплекса дополнительными модулями дистанционного контроля работоспособности средств РТОП и АС, что позволит непрерывно производить оценку состояния систем радионавигации, радиосвязи и радиолокации в интересах обеспечения безопасности полетов и эффективности функционирования системы УВД,

Выводы по главе 2

1. В работе предложена концепция автоматизации процесса радиомониторинга электромагнитной обстановки в районе аэродрома, которая реализует ДКП в автоматическом режиме на основе SDR-технологий, что позволит существенно повысить безопасность полетов. Объединение средств радиомониторинга в единую СДКП является следующим этапом автоматизации, и позволит распознавать источники излучения не только по их сигналам, но и по местоположению, что минимизирует вероятность пропуска факта подмены сигнала от радиотехнических систем к минимуму. Автоматическое определение местоположения источника излучения при взаимодействии со службами наблюдения за подвижными объектами позволит использовать СДКП в качестве многопозиционной радиотехнической системы наблюдения.

2. Предложена методика селекции радиосигналов путем спектрального анализа радиодиапазона на основе “прозрачного обруча”, которая позволяет выявлять участки спектра, занятые одним радиосигналом, даже в случае со значительным разносом боковых лепестков по очи частот. Результаты апробации методики на реальных сигналах продемонстрировали ее работоспособность. Благодаря тому, что в основе метода применяется фундаментальное свойство спектров – их симметрия относительно несущей частоты, при правильном подборе значений допусков и коэффициентов алгоритм позволяет производить селекцию отдельных сигналов даже в сложной электромагнитной обстановке. В частности, при работе нестандартных передатчиков или сильной загрузке частотного ресурса, применение предложенной методики предоставляет возможность проводить анализ отдельных сигналов с большей эффективностью по сравнению с другими методами. Именно это свойство делает метод «прозрачного обруча» предпочтительным для селекции сигналов при их анализе в целях осуществления радиомониторинга.

3. Предложен алгоритм определения типов модуляции путём анализа синфазной и квадратурной компонент сигнала, обеспечивающий однозначное распознавание вида модуляции. В рамках исследований выполнена программная реализация и произведена апробация метода на искусственно сформированном участке спектра для сигналов с различными типами модуляции.

4. Предложен алгоритм контроля за внеполосными излучениями на основе метода “спектральной маски”, позволяющий выявлять внеполосные излучения. Предлагаемая система радиомониторинга позволяет своевременно выявлять возникновение помехи в диапазоне работы ГНСС, которая очень часто используется при точном заходе на посадку. Целесообразно применять разработанное программное обеспечение в существующих и перспективных комплексах радиомониторинга.

5. На основе синтезированных алгоритмов предложен технический облик перспективной системы ДКП и алгоритмы функционирования её подсистем. Перспективная система ДКП помимо функционала по реализации комплексного анализа радиочастот с подробной классификацией излучений должна обеспечить возможность определения типов модуляции, разложения сигнала на квадратурные составляющие, а также оценки ОСШ. Полученные экспериментальным путём в ходе мониторинга сигнально-помеховой обстановки фактические значения предлагается использовать в алгоритмах адаптивной обработки навигационной информации в средствах РТОП.

6. Разработаны практические рекомендации по применению средств радиомониторинга в целях оценки ЭМО на объектах РТОП и АС, позволяющие оперативно выявлять несанкционированные излучения и обеспечить всей необходимой информацией для принятия решения сменного персонала по противодействию возникающим помеховым сигналам.

3. Методы адаптивной обработки навигационной информации на основе мониторинга сигнально-помеховой обстановки в районе аэродрома

3.1 Алгоритм фильтрации в задаче слежения за радионавигационными параметрами приёмника спутниковой навигации на основе адаптивных методов обработки информации

3.1.1 Постановка задачи

Как известно, первым этапом работы ГНСС-приемников является поиск навигационных сигналов. В зависимости от наличия априорных сведений, пространство неопределенности поиска может иметь до трех измерений [74]:

1) номер спутника (номер литеры или номер ПСП в зависимости от типа разделения) N_c;

2) значение доплеровского смещения частоты $\Delta f_{\text{Д}}$;

3) значение задержки сигнала τ.

В работе [74] рассматривается поиск по третьему измерению - задержке сигнала τ. Из общей теории оптимального приема известен алгоритм оценки времени прихода радиосигнала со случайной фазой:

$$\hat{\tau}=\max_{\tau}^{-1}\left\{\left|\int_0^{\tau}\xi(t)S(t-\tau)dt\right|\right\}, \tag{3.1}$$

справедливый для приема сигнала любой формы на фоне белого шума.

В (3.1) предполагается поиск по непрерывному пространству задержки τ. На вход системы обработки сигнала поступают наблюдения вида [8, 46]:

$$\xi_{k,i}=S(t_{k,i},G_{HC},\mathrm{x}_k)+n_{k,i}=AG_{ДК}\left(t_{k,i}-\tau_k\right)G_{HC}\left(t_{k,i}-\tau_k\right)\cos\left(\omega_k t_{k,i}+\varphi_k\right)+n_{k,i}, \quad (3.2)$$

где $S(t_{k,i},G_{HC},\mathrm{x}_k)$ - полезный сигнал, τ_k, ω_k, φ_k – задержка, частота и фаза сигнала в момент времени $t_{k,i}=kT+iT_Д$, A – амплитуда сигнала, $G_{ДК}(t)$ – функция модуляции дальномерным кодом; $G_{НС}(t)$ – функция модуляции навигационным сообщением; $t_{k,i}=kT+iT_Д$, $i\in[0, M\text{-}1]$, $M= T/T_Д$ – количество отсчетов на интервале дискретизации, $T_Д$ – длительность интервала дискретизации, $T=N_Д T_Д$ – время накопления сигнала в корреляторах приемника; k - момент времени, n_i – дискретный БГШ (ДБГШ) с дисперсией $\sigma^2{}_n=N_0/(2T_Д)$, N_0 – односторонняя спектральная плотность шума.

Полагая амплитуду заданной и принимая фазу сигнала за случайный неинформативный параметр, равномерно распределенный на интервале [0; 2π], оставшиеся неизвестные параметры – время задержки сигнала и частоту – можно представить нелинейной моделью вида [8]:

$$\begin{cases}\tau_k=(1-\alpha)\tau_{k-1}+K\omega_{k-1}+n_{\tau,k},\\ \omega_k=(1-\alpha)\omega_{k-1}+n_{\omega,k},\end{cases} \quad (3.3)$$

где α – параметр коррелированности процесса, K – коэффициент, связывающий доплеровской смещение частоты и скорость, $n_{\tau,\,k}$ и $n_{\omega,\,k}$ – формирующие ДБГШ с дисперсиями D_τ и D_ω.

Вектор состояния, включающий информативные параметры сигнала, подлежащие оцениванию, имеет вид $\mathbf{x}_k=\left|\tau_k\omega_k\right|^T$. Требуется синтезировать алгоритм для оценки задержки сигнала и частоты.

3.1.2 Синтез алгоритма

Ставится задача синтеза алгоритма функционирования системы, который позволяет сформировать оптимальную оценку вектора состояния $\mathbf{x}_k$ в моменты

времени t_k, $k=1,2,\ldots,M-1$ при динамике изменения оцениваемых параметров (3.3) путем обработки принятой реализации (3.2).

Известно строгое решение задачи оценки марковского процесса (3.3), входящего в виде параметра в наблюдаемый процесс (3.2). Точные алгоритмы обработки сигналов [71], следующие из теории оптимальной фильтрации (ОФ), представляют собой решение уравнения Стратоновича, которые описывает эволюцию апостериорной плотности вероятности (АПВ), а не непосредственную оценку значения параметра [47]. Размерность плотности вероятности совпадает с размерностью вектора состояния задачи. Основные уравнения алгоритмов ОФ [71] в дискретном времени для вектора состояния $\mathbf{x}_k$ имеют вид:

$$p(\mathbf{x}_k|\xi_0^k)=cp(\mathbf{x}_k|\xi_0^{k-1})p(\xi_k|\mathbf{x}_k),\ \text{(учёт наблюдения)}, \qquad (3.4)$$

$$p(\mathbf{x}_k|\xi_0^{k-1})=\int p(\mathbf{x}_{k-1}|\xi_0^{k-1})p(\mathbf{x}_k|\mathbf{x}_{k-1})d\mathbf{x}_{k-1},\text{(этап прогноза)} \qquad (3.5)$$

где ξ_0^{k-1} – совокупность наблюдений на интервале $[0;t_{k-1}]$; $p(\mathbf{x}_k|\mathbf{x}_{k-1})$ – переходная плотность вероятности, определяемая моделью процесса (3); $p(\xi_k|\mathbf{x}_k)$ – функция правдоподобия, вид которой зависит от уравнения наблюдения (2); c – нормировочная константа.

Главные сложности реализации алгоритма ОФ связаны с этапом прогноза, т. к. на каждом шаге нужно вычислить огромное количество многомерных интегралов. Если использовать классический метод сеток, видно, что вычислительная сложность квадратично растет от размерности $\mathbf{x}_k$.. В основе эффективной реализации новых алгоритмов ОФ помимо роста вычислительных мощностей лежит разумное интегрирование [24]. Таким образом, для получения точного решения необходимо решать уравнение относительно многомерной плотности вероятности, что достаточно сложно в практической реализации.

Для получения точного результата необходимо решать уравнение относительно многомерной плотности вероятности, что сложно в реализации. Поэтому на практике применяется упрощённое решение данного уравнения в гауссовском приближении АПВ. Гауссовская плотность вероятности полностью определяется двумя параметрами – математическим ожиданием и дисперсионной

матрицей, что позволяет получить упрощённый алгоритм относительно двух параметров на основе расширенного фильтра Калмана (РФК), который даёт хорошие результаты при относительно большом ОСШ [87, 90]. Однако при малом ОСШ гауссовская аппроксимация не позволяет описать возникающие нелинейные эффекты, в результате чего характеристики алгоритма существенно ухудшаются. С этим связано понятие «срыва слежения», отсутствующее при решении исходного уравнения Стратоновича [8].

В качестве альтернативы полным уравнениям оптимальной нелинейной фильтрации в [75] предложен метод оптимальной траекторной фильтрации. Вместо АПВ вектора состояния в текущий момент формируется АПВ траектории вектора состояния с начала наблюдений до текущего момента. После ряда преобразований [8] получаются упрощенные уравнения фильтрации:

$$\Phi\left(\mathbf{x}_k\,|\,\xi_0^{k-1}\right)=\max_{\mathbf{x}_{k-1}} p\left(\mathbf{x}_k\,|\,\mathbf{x}_{k-1}\right)\Phi\left(\mathbf{x}_{k-1}\,|\,\xi_0^{k-1}\right), \tag{3.6}$$

$$\Phi\left(\mathbf{x}_k\,|\,\xi_0^{k}\right)=cp\left(\xi_k\,|\,\mathbf{x}_k\right)\Phi\left(\mathbf{x}_k\,|\,\xi_0^{k-1}\right), \tag{3.7}$$

где $\Phi\left(\mathbf{x}_k\,|\,\xi_0^{k}\right)=\max_{\mathbf{x}_0^{k-1}} p\left(\mathbf{x}_0^{0}\,|\,\xi_0^{k}\right)$ – максимум апостериорной плотности вероятности траектории вектора $\mathbf{x}_0^k$ на интервале [0; t_k] для заданного $\mathbf{x}_k$.

Для наблюдаемого процесса (3.2) и уравнений динамики вектора состояния (3.3) в работе [8] предложен алгоритм оценки на основе уравнений (3.6)-(3.7). Наиболее существенным является вопрос практической реализуемости предложенного алгоритма. При приёме аддитивной смеси навигационного сигнала и ДБГШ в теории оптимальной оценки параметров сигнал на выходе дискриминатора системы слежения определяется соотношением [46, 14]:

$$u_{\text{Д},k}\left(\tilde{\mathbf{x}}_k\right)=\left(\frac{\partial \ln f\left(\xi_{k-1}^{k}\,|\,\mathbf{x}_k\right)}{\partial \mathbf{x}_k}\right)^{T}\Bigg|_{\mathbf{x}_k=\tilde{\mathbf{x}}_k}$$

где ξ_{k-1}^{k} - интервал реализации наблюдения (3.2) на отрезке времени [t_{k-1},t_k], $f\left(\xi_{k-1}^{k}\,|\,\mathbf{x}_k\right)$ - функция от наблюдаемого интервала реализации ξ_{k-1}^{k} и оцениваемого параметра сигнала $\mathbf{x}_k$, $\tilde{\mathbf{x}}_k$ – экстраполированная оценка вектора состояния.

Если все, за исключением оцениваемых, параметры сигнала известны, то $f\left(\xi_{k-1}^{k}|\mathbf{x}_k\right)$ является функцией правдоподобия наблюдаемого интервала реализации ξ_{k-1}^{k} [47, 71]:

$$p\left(\xi_0^{M-1}|\mathbf{x}_k\right)=c\exp\left\{\frac{1}{\sigma_n^2}\sum_{i=0}^{M-1}\xi\left(t_{k-1,i},\mathbf{x}_k\right)S\left(t_{k-1,i}\right)\right\}.$$

В [8] показано, что в системе слежения за задержкой (ССЗ) задержку сигнала на интервале накопления допустимо аппроксимировать моделью вида $\tau_{k-1,i}=\tau_{k-1}$, в которой значение задержки изменяется в моменты времени $t_{k,0}$. Данная модель описывается в виде элемента Марковского процесса [8, 46]:

$$\mathbf{x}_k=F\mathbf{x}_{k-1}+G\mathbf{n}_{x,\,k-1}, \qquad (3.8)$$

где $\mathbf{n}_{x,\,k-1}$ – вектор формирующих ДБГШ с корреляционной матрицей $D_{n,\,k}$;

$$F=\begin{vmatrix}1 & T\\ 0 & 1\end{vmatrix};\ G=\begin{vmatrix}0\\ T\end{vmatrix}.$$

Для оценки параметра τ_{k-1} в работе синтезирован алгоритм, оптимальный по критерию минимума СКО ошибки оценки. При реализации в ГНСС-приёмнике ССЗ эквивалентное наблюдение можно представить в виде:

$$\xi_k=\tau_k+n_{\xi,k},$$

где $n_{\xi,k}$ – ДБГШ с дисперсией D_n.

Выражение, демонстрирующее зависимость дисперсии ошибки оценки времени задержки от ОСШ $Q_{\text{с}/n}$ имеет вид [14]:

$$D_\tau=\frac{\Delta f_{ССЗ}\tau_э^2}{2Q_{\text{с}/n}}\left(1+\frac{2}{Q_{\text{с}/n}}\right),$$

где $\Delta f_{ССЗ}$ – полоса пропускания ССЗ, $\tau_э=1/511$ мс – длительность элементарного символа дальномерного кода.

Как показано в [8] для синтеза алгоритма ССЗ необходимо выполнить линеаризацию дискриминатора времени задержки:

$$U_{Д,k}=s_Д\left(\tau_k-\tilde{\tau}_k\right)+\eta_{\tau,k},$$

где $s_Д = 4Q_{s/n}T/\Delta_\tau$ - крутизна дискриминационной характеристики ССЗ, Δ_τ – сдвиг между опережающей и запаздывающей опорными псевдослучайными последовательностями (ПСП); $\varepsilon_{\tau,k} = \tau_k - \tilde{\tau}_k$ – ошибка слежения за задержкой; $\eta_{\tau,k}$ - ДБГШ с дисперсией $D_\eta = (4Q_{s/n}T)^{-1}$.

Эквивалентные наблюдения, получаемые для ошибки слежения за задержкой $\varepsilon_{\tau,k}$ можно представить в виде:

$$\tilde{\xi}_{\tau,k} = \varepsilon_{\tau,k} + \tilde{\eta}_{\tau,k} \tag{3.9}$$

где $\tilde{\eta}_{\tau,k}$ - ДБГШ дискриминатора с дисперсией:

$$D_{\tilde{\eta}} = \frac{\Delta_\tau^2}{4Q_{s/n}T}\left(1 + \frac{2}{Q_{s/n}T}\right) \tag{3.10}$$

Для повышения эффективности функционирования ССЗ в [8] предлагается для оценки времени задержки учитывать выходные данные схемы фазовой автоподстройки о скорости изменения времени задержки сигнала:

$$\tilde{\xi}_{\omega,k} = \varepsilon_{\omega,k} + \tilde{\eta}_{\omega,k}, \tag{3.11}$$

где $\tilde{\eta}_{\omega,k}$ – ДБГШ с дисперсией $D_{\tilde{\eta}_\omega}$.

Для синтеза алгоритма в векторно-матричной форме целесообразно объединить наблюдения в вектор:

$$\boldsymbol{\xi}_{ССЗ,k} = \begin{vmatrix} \tilde{\xi}_{\tau,k} \\ \tilde{\xi}_{\omega,k} \end{vmatrix} \tag{3.12}$$

Тогда матрицу шумов наблюдений можно представить в виде:

$$D_{ССЗ} = \begin{vmatrix} D_{\tilde{\eta}_\tau} & 0 \\ 0 & D_{\tilde{\eta}_\omega} \end{vmatrix}.$$

Алгоритм оптимальной фильтрации применительно к уравнениям наблюдения (3.12) и динамики оцениваемого процесса (3.8) имеет вид:

$$\hat{\mathbf{x}}_k = \tilde{\mathbf{x}}_k + L_{x,k}(\boldsymbol{\xi}_{ССЗ,k} - H\tilde{\mathbf{x}}_k);$$

$$\tilde{\mathbf{x}}_k = F\hat{\mathbf{x}}_{k-1};$$

$$L_{x,k} = D_{x,k}H^{\mathrm{т}}D_{ССЗ}^{-1}; \tag{3.13}$$

$$D_{x,k}^{-1} = \left(FD_{x,k-1}F^{\mathrm{т}} + G\sigma_x^2G^{\mathrm{т}}\right)^{-1} + HD_{ССЗ}^{-1}H^{\mathrm{т}}. \tag{3.14}$$

В данном алгоритме матрица H характеризует связь наблюдений $\xi_{\text{ССЗ}}$ и вектора состояния $\mathbf{x}_k$:

$$H=\begin{vmatrix}1 & 0\\ 0 & 1\end{vmatrix}.$$

Анализ выражений алгоритма фильтра ССЗ показывает, что в выражении для дисперсии приведенного шума дискриминатора (3.10) присутствует ОСШ, значение которого принимается постоянной величиной. В реальных условиях эксплуатации ГНСС наблюдаются значительные изменения ОСШ. Вариации ОСШ приводят к расходимости процесса фильтрации и срыву слежения за сигналами навигационных спутников. Поэтому актуальной задачей является разработка алгоритма, адаптивного к изменению ОСШ. Расчет текущих значений ОСШ выполняется на основе синфазной и квадратурной компонент сигнала в соответствии с приведенными в главе 2 выражениями (2.1) и (2.2).

Для устранения эффекта расходимости и срыва слежения в работе применён усовершенствованный алгоритм оценки РНП на основе адаптивного РФК (АРФК). Отличие данного алгоритма от стандартного заключается в том, что в нем взвешенная сумма выходных значений обновляющего процесса используется для определения ковариационной матрицы шумов наблюдений в текущий момент времени [94]. Полученная таким путем ковариационная матрица шумов обновляется во времени с помощью обратной связи, что позволяет повысить точность оценки РНП [21, 22, 23]. В соответствии с предлагаемым подходом, уравнение для нахождения оптимальной оценки вектора состояния имеет вид:

$$\hat{\mathbf{x}}_k=\tilde{\mathbf{x}}_k+L_{x,\,k}\left(\xi_{\text{ССЗ},\,k}-\tilde{\xi}_{\text{ССЗ},\,k}\right).$$

Оценка апостериорной дисперсии выполняется по формуле:

$$D_{x,\,A,\,k}=\tilde{D}_{x,\,A,\,k}-L_{x,\,A,\,k}D_{\xi,\,A,\,k}L_{x,\,A,\,k}^{\mathrm{T}}.$$

Коэффициент усиления алгоритма рассчитывается следующим образом:

$$L_{x,\,A,\,k}=D_{\xi,\,A,\,k}D_{\xi,\,A,\,k}^{-1}=$$
$$=\sum_{j=0}^{2\nu}\left(\left(\mathbf{x}_{k,\,j}-\tilde{\mathbf{x}}_{\tau,\,k}\right)\left(\xi_{\text{ССЗ},\,k,\,j}-\tilde{\xi}_{\text{ССЗ},\,k}\right)^{\mathrm{T}}\right)\sum_{j=0}^{2\nu}\left(\left(\xi_{\text{ССЗ},\,k,\,j}-\tilde{\xi}_{\text{ССЗ},\,k}\right)\left(\xi_{\text{ССЗ},\,k,\,j}-\tilde{\xi}_{\text{ССЗ},\,k}\right)^{\mathrm{T}}\right)^{-1},$$

где ν – количество точек выборки.

В реальных условиях дисперсии шумов наблюдений и измерений изменяются во времени, поэтому, чтобы обновить ковариацию шума в реальном времени, используется обновляющий процесс:

$$\boldsymbol{\mu}_k = \xi_{\text{ССЗ},k,j} - \tilde{\xi}_{\text{ССЗ},k},$$

тогда

$$R_{A,k} = \boldsymbol{\mu}_k \boldsymbol{\mu}_k^T,$$

$$D_{\text{ССЗ},A,k} = \left(R_{A,k} + \sum_{j=0}^{2\nu} \left(\left(\xi_{\text{ССЗ},k,j} - \tilde{\xi}_{\text{ССЗ},k} \right) \left(\xi_{\text{ССЗ},k,j} - \tilde{\xi}_{\text{ССЗ},k} \right)^{\text{т}} \right) \right) \Big/ 2; \quad (3.15)$$

$$D_{x,A,k} = L_{A,k} R_{A,k} L_{A,k}^{\text{т}}, \quad (3.16)$$

где $\boldsymbol{\mu}_k$ и $\xi_{\text{ССЗ},k,j}$ являются обновляющими выходными данными измерения при формировании оценки вектора состояния.

С помощью (3.15), (3.16) шум процесса и шум измерения могут обновляться в реальном времени, после подстановки в (3.13), (3.14) устанавливается адаптивный алгоритм ФК без расходимости процесса фильтрации. На рисунке 3.1 приведена, структурная схема ГНСС-приемника с системой слежения за РНП на основе АРФК.

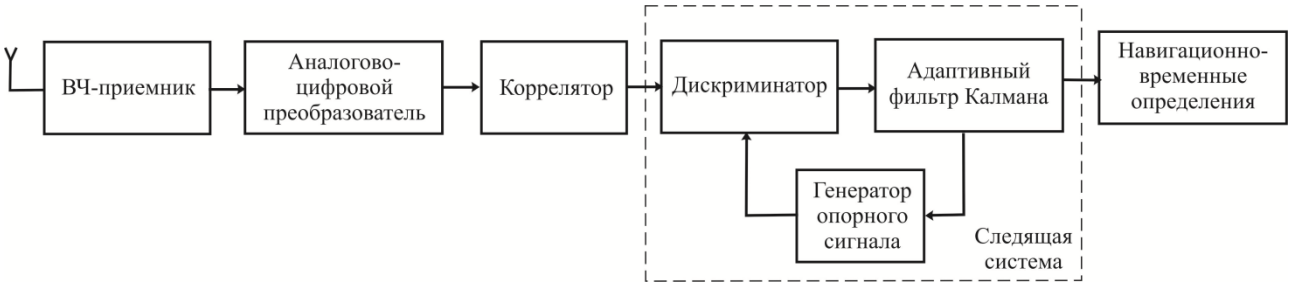


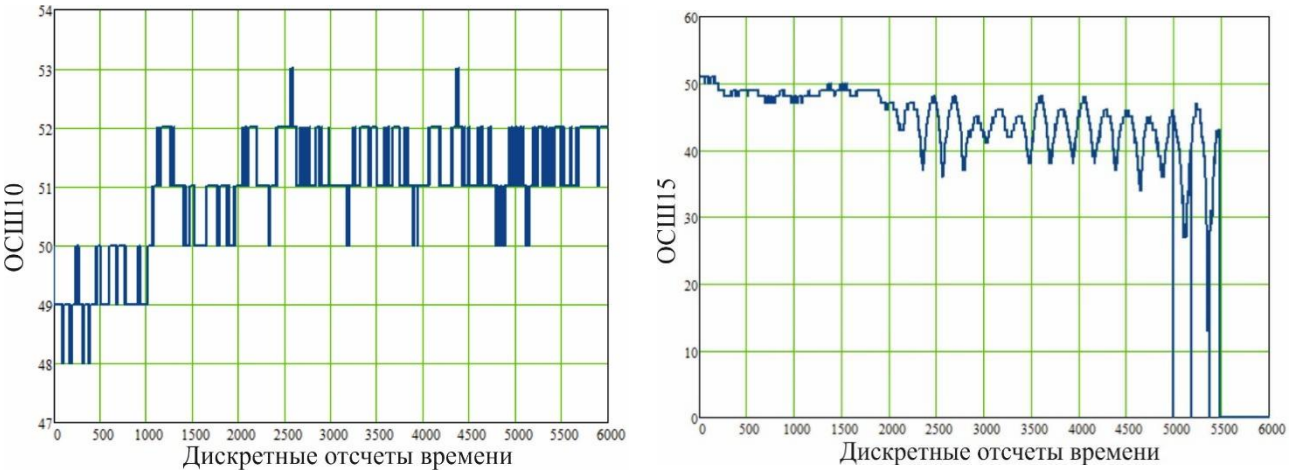
Рисунок 3.1 – Структурная схема ГНСС-приемника

Специфика применения цифровой техники в алгоритме функционирования АРФК заключается в использовании специализированных навигационных ГНСС-вычислителей, которые предназначены для решения общих и специальных навигационных задач в сложных видах деятельности. ГНСС-вычислители обладают высокой скоростью вычислений, точностью, возможностями

реализации сложных алгоритмов в реальном времени. Такие характеристики дают возможность реализовать большое количество вычислительных и логических операций при выполнении адаптации РФК, в частности, при расчёте взвешенной суммы выходных значений обновляющего процесса для оценки ковариации шума в текущем времени, что позволяет повысить точность определения РНП.

3.1.3 Результаты моделирования и исследования характеристик алгоритма

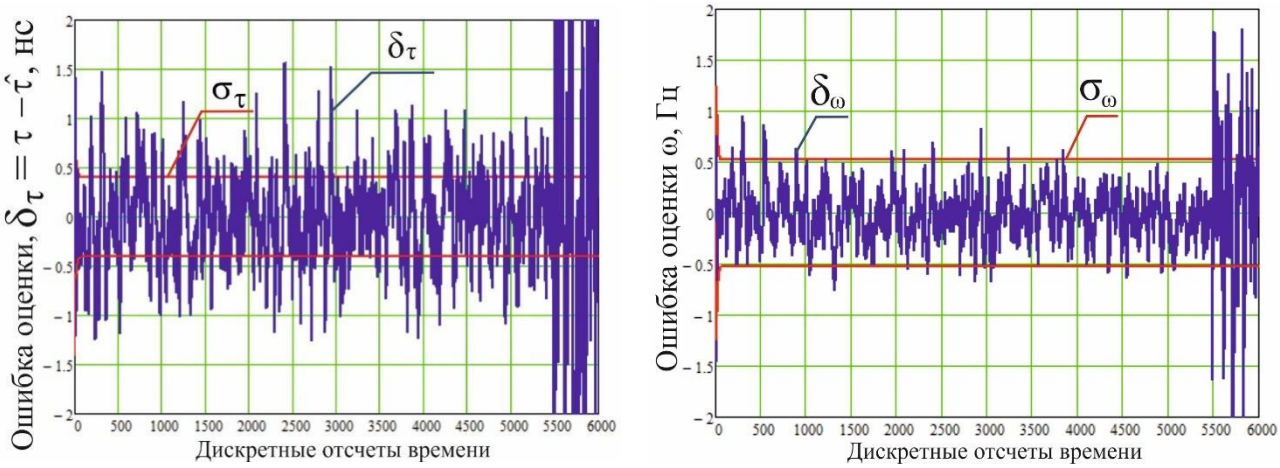
Для исследования качества функционирования синтезированного алгоритма его эффективность и точность проверены и сравнены с традиционным алгоритмом оценки ФК. Так как моделирование производится на ПЭВМ, то в качестве базовых математических моделей непрерывных процессов в радиочастотном блоке ГНСС-приемника используются дискретные отсчеты сигналов. На рисунке 3.2 а, б представлены графики динамики значений ОСШ для 10 и 15 НКА ГЛОНАСС, соответственно.



а б

Рисунок 3.2 – ОСШ для сигнала 10 НКА ГЛОНАСС – а, для сигнала 15 НКА ГЛОНАСС – б

Анализ графиков показывает, что различным НКА ГНСС свойственна отличающаяся динамика изменения ОСШ, что целесообразно учитывать в алгоритме траекторной фильтрации РНП, в противном случае наблюдается процесс расходимости, как показано на рис. 3.3, а и рис. 3.3, б.

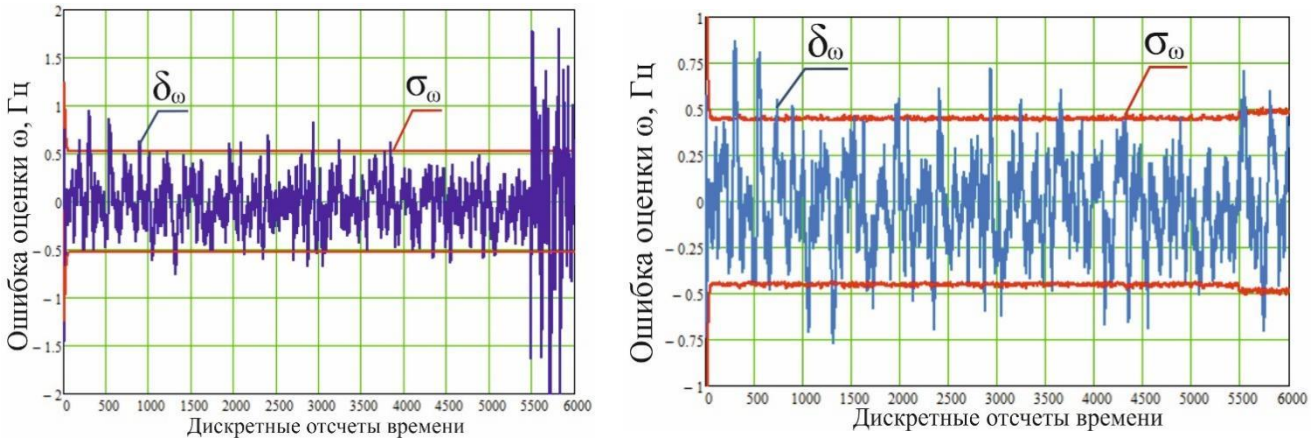


а б

Рисунок 3.3 – Ошибка оценки времени задержки – а, и ошибка оценки частоты – б, полученные на выходе традиционного ФК

На графиках рисунка 3.3 видно, что при несоответствии расчетных значений ОСШ, принятых при синтезе алгоритма функционирования системы слежения и фактическим, наблюдается расходимость процесса фильтрации и как следствие срыв слежения за РНП.

Для устранения эффекта расходимости при фильтрации РНП в работе применен АРФК, результаты исследования характеристик, которого показаны на рисунках 3.4, а и 3.4, б.



а б

Рисунок 3.4 – Ошибка оценки времени задержки – а, и ошибка оценки частоты – б, полученные на выходе адаптивного РФК

Результаты расчета среднеквадратической погрешности (СКП) ошибок оценок РНП по данным ГНСС приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1

СКП		Классический алгоритм	Адаптивный алгоритм	Повышение точности
ГНСС	Время задержки	0,974 нс	0,565 нс	0,409 нс
	Частота	0,516 Гц	0,272 Гц	0,244 Гц

На основе данных, представленных в таблице 3.1 определен выигрыш в точности определения РНП, который при заданных исходных данных составил для времени задержки сигнала 0,409 нс, для частоты 0,244 Гц при использовании адаптивного алгоритма по сравнению с классическим. Анализ полученных результатов свидетельствует о том, что применение АРФК позволит повысить стабильность траекторной фильтрации в системе слежения за РНП СНП.

3.2 Алгоритм адаптивной обработки информации в спутниковом навигационном приемнике локальной контрольно-корректирующей станции на основе данных мониторинга сигнально-помеховой обстановки

Посадка ВС представляет собой самый сложный этап полёта, т. к. в процессе посадки меняются режимы полёта, что обусловливает существенное возрастание психологической и физической нагрузки на экипаж. Система посадки должна обеспечить вывод ВС с требуемой вероятностью в заданное терминальное множество, положение и размеры которого зависят от посадочного метеоминимума. Терминальное множество представляет собой пространство допустимых отклонений ВС от линии глиссады, попадание ВС в которое гарантирует выполнение необходимого корректирующего манёвра и приземление в заданной точке взлётно-посадочной полосы (ВПП). Посадка ВС должна осуществляться с первого захода, что требует применения точных и надёжных систем посадки.

В спутниковых системах посадки GLS (GNSS Landing System) непрерывно определяются и выдаются на индикацию экипажу отклонения ВС от линии глиссады и дальность до точки приземления. По данным о характеристиках аэродрома в компьютере вычислительной системы самолётовождения рассчитывается и строится виртуальная глиссада [45]. Навигационные определения в СНП формируют трёхмерные координаты ВС, сравнение которых с параметрами виртуальной глиссады позволяет определить отклонения от неё и выдать на индикаторный прибор, как показано на рис. 3.5.

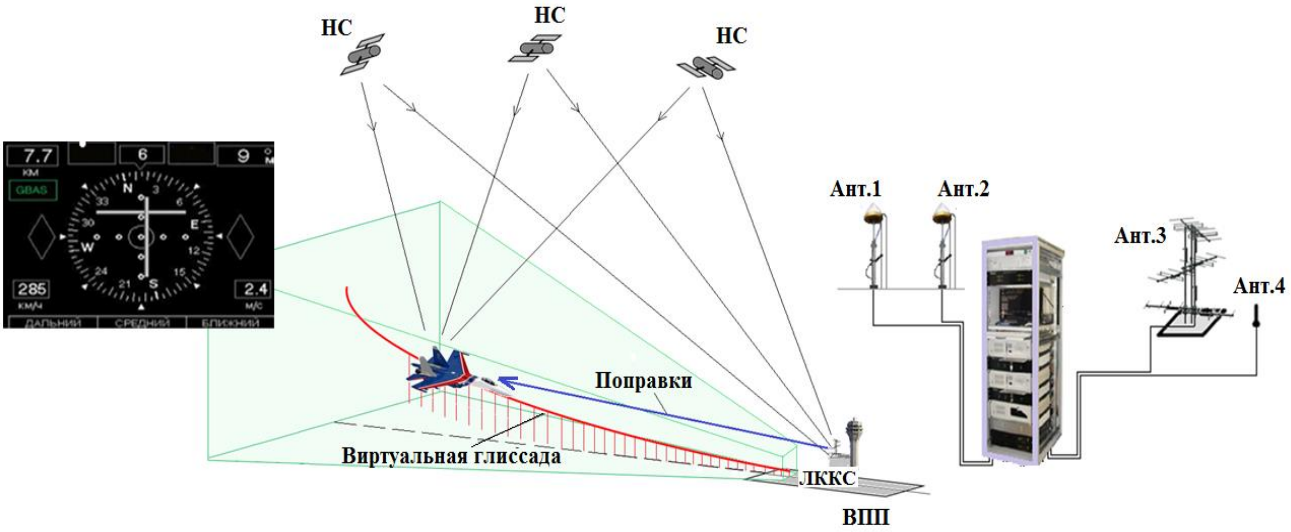


Рисунок 3.5 – Спутниковая система посадки:
Ант. – антенны наземных систем навигации, НС – навигационные спутники

Применение ГНСС в стандартном режиме позволяют определять координаты ВС с требуемой точностью. Однако для решения задачи посадки ВС в соответствии с требованиями ИКАО необходимы более высокие точность и достоверность определения параметров траекторного движения (таблица 3.2) [57].

Таблица 3.2 – Требования к погрешностям при посадке по категориям

Категории посадки	Высота над взлетно-посадочной полосой (ВПП) для проверки, (м)	Требования к погрешностям (СКП)	
		Горизонтальная погрешность, (м)	Вертикальная погрешность, (м)
I	30,0	4,5…8,5	1,5…2,0
II	15,0	2,3…2,6	0,7…0.85
III	2,4	2,0	0,2…0,3

ГНСС не обеспечивает требуемой точности для категорированной посадки, поэтому применяются функциональные дополнения в виде локальных контрольно-корректирующих станций (ЛККС), формирующие дифференциальные поправки для обеспечения точного захода на посадку [14, 16].

Точность определения МП, после ввода поправок, определяется остаточными погрешностями, ионосферными и тропосферными ошибками, погрешностями селективного доступа, а также ошибками, обусловленными шумами и помехами [25, 26]. ЛККС использует поправки от опорной станции для повышения точности оценки МП ВС [6]. Поскольку ЛККС в основном использует сигналы ГНСС, источники ошибок, такие как ионосфера, тропосфера, многолучевость распространения радиоволн и т. д., влияющие на точность определения навигационно-временных определения ГНСС, также влияют на оценку МП ВС. Одним из самых больших факторов, влияющих на точность ГНСС является ионосферная буря, в частности ошибка расхождения, возникающая во время ионосферной бури. Алгоритм Хэтча, который обычно используется в ГНСС для ослабления шума обеспечивает превосходную производительность при номинальных условиях, но подвержен влиянию ошибок, вызванных ионосферными бурями [88].

В то же время ЛККС осуществляет непрерывный автоматический контроль целостности спутникового навигационного сигнала с оповещением потребителей о номерах НКА ГЛОНАСС/GPS, сигнал от которых искажён влиянием внешних факторов и/или непосредственно на самих НКА [26, 88], сообщает о допустимости использования спутниковых данных для целей навигации и посадки по критериям точности НВО и количества наблюдаемых исправных спутников, а также прогнозирует видимость и геометрию расположения НКА в зоне действия аппаратуры ЛККС [33]. Указанная информация передается пользователям по УКВ (VDB) линии передачи данных. Для её использования на борту ВС необходимо иметь УКВ приемник режима VDB и СНП, обрабатывающий дифференциальные данные в формате SARPs ИКАО от GBAS и формирующий сигналы отклонения от курса и глиссады [33].

Для обеспечения возможности статистической обработки сигналов ГНСС в целях оперативного мониторинга параметров радионавигационных полей в зоне аэродрома ЛККС обеспечивает регистрацию и хранение принятой и выдаваемой информации. СНП в том числе определяет пригодность и достаточность

информации от наблюдаемых спутников для навигационных определений и исключает («отбраковывает») непригодные спутники. Отбраковка спутников приводит к уменьшению их количества при решении навигационной задачи и, как следствие, к снижению точности определения дифференциальных поправок, что в свою очередь приводит к погрешности определения отклонения ВС от линии глиссады при заходе на посадку и посадке. Также уменьшение количества спутников приводит к изменению геометрических условий НВО.

В СНП можно использовать классический ФК для оценки навигационно-временных параметров, но диапазон вариаций ошибок оценивания зависит от расхождения дальномерного кода и фазы несущей сигнала, которые возникают во время ионосферных бурь и при изменении сигнально-помеховой обстановки. Согласованная и достоверная информация о ковариации ошибок важна для оценки МП ВС, анализа ошибок, обнаружения неисправностей и разрешения целочисленной неоднозначности для ГНСС-определений. Кроме того, точность оценки навигационно-временны́х параметров ГНСС в ФК в значительной степени зависит от согласованности предполагаемой динамической модели и фактических характеристик в реальных условиях эксплуатации. Если условие согласованности не выполняется, эффективность ФК значительно ухудшается. Помимо точности, навигационный фильтр должен обеспечивать высокую точность оценивания МП соответствующую выбранному параметру эффективности. В связи с этим требованием навигационный фильтр в качестве статистической меры вычисляет ковариационную матрицу ошибок оценивания.

Проектирование навигационного фильтра для оценки задержки дальномерного кода навигационного радиосигнала спутника при использовании информации о фазе сигнала на основе информации о ковариации ошибок является сложной задачей ввиду наличия корреляции шумов измерений РНП. Анализ опубликованных результатов исследований [88, 92, 93] показывает, что поскольку интенсивность шума фазы несущей частоты сигнала намного меньше интенсивности шума дальномерного кода навигационного радиосигнала спутника, им обычно пренебрегают или применяют различного вида

аппроксимации. Это пренебрежение шумом фазы несущей порождает несоответствия в информации о корреляции ошибок. Реальная информация о фактической ковариационной матрице ошибок оценивания важна для определения МП ВС, анализа ошибок, обнаружения неисправностей и разрешения целочисленной неоднозначности для ГНСС-приложений.

Для обеспечения согласованной и корректной информации о статистических характеристиках шумов наблюдений в работе предлагается вместо традиционного ФК использовать адаптивный алгоритм, который устраняет эффект расходимости. В работе рассмотрено использование «отбракованных» спутниковых измерений путём их адаптивного учёта в алгоритме навигационных определений за счёт изменения коэффициента учёта наблюдений в алгоритме формирования оценки переменных вектора состояния. Реальную информацию о фактических значениях статистических характеристик шумов возможно получать в результате мониторинга сигнально-помеховой обстановки в районе ЛККС.

Таким образом, целью исследований является синтез алгоритма адаптивной обработки информации в СНП ЛККС на основе данных мониторинга сигнально-помеховой обстановки.

3.2.1 Постановка задачи

Измерения псевдодальности (ПД) и фазы несущей частоты сигнала содержат погрешности, источниками которых являются ошибка синхронизации эталона времени и частоты СНП относительно системного времени, тепловой шум, смещение спутниковых часов, ионосферная и тропосферная задержки, погрешности, вызванные многолучёвостью распространения радиоволн. Кроме

того, на точность НВО существенное влияние оказывают шумы и помехи. Если приёмник ВС и опорный приёмник ЛККС расположены близко, такие источники ошибок, как смещение спутниковых часов, ионосферная задержка и тропосферная задержка, могут быть эффективно скомпенсированы [88, 92, 93], то математическая модель скорректированных ПД $\tilde{r}_{j,k}$ и фазы несущей сигнала $\tilde{\varphi}_{j,k}$ может быть представлена в виде [92, 93]:

$$\tilde{r}_{j,k} = \mathbf{e}_{j,k}^{\mathrm{T}}\left(\mathbf{x}_{j,k} - \mathbf{x}_{\mathrm{СНП},k}\right) + \tau_{\mathrm{СНП},k} + n_{j,k},\ n_{j,k} \sim \left(0,\ d_r\right); \tag{3.17}$$

$$\tilde{\varphi}_{j,k} = \mathbf{e}_{j,k}^{\mathrm{T}}\left(\mathbf{x}_{j,k} - \mathbf{x}_{\mathrm{СНП},k}\right) + \tau_{\mathrm{СНП},k} + \nu_{j,k} + N_j,\ \nu_{j,k} \sim \left(0,\ d_\varphi\right), \tag{3.18}$$

где $\mathbf{e}_{j,k}$ – вектор линии прямой видимости (ЛПВ) от СНП до j-го НКА в k-й момент времени, $\mathbf{x}_{j,k}$ – вектор координат j-го НКА во всемирной центрированной связанной с Землёй системе координат, $\mathbf{x}_{\mathrm{СНП},k}$ – вектор координат СНП, $\tau_{\mathrm{СНП},k}$ – сдвиг шкалы времени эталона времени и частоты СНП относительно системного времени, $n_{j,k}$ и $\nu_{j,k}$ – ДБГШ измерения дальномерного кода и фазы несущей частоты, N_j – неразрешённая целочисленная неоднозначность, d_r и d_φ – дисперсии шумов измерения ПД и фазы несущей; k – временно́й индекс.

Вектор состояния истинных значений навигационно-временны́х параметров $\boldsymbol{\lambda}_k$ состоит из вектора трёхмерного положения $\mathbf{x}_{\mathrm{СНП},k}$ и $\tau_{\mathrm{СНП},k}$

$$\boldsymbol{\lambda}_k = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_{\mathrm{СНП},k} \\ \tau_{\mathrm{СНП},k} \end{bmatrix}.$$

Введём следующие обозначения:

$$\left.\begin{aligned} \boldsymbol{\delta}\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k &= \tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k - \boldsymbol{\lambda}_k; \\ \boldsymbol{\delta}\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k &= \hat{\boldsymbol{\lambda}}_k - \boldsymbol{\lambda}_k, \end{aligned}\right\} \tag{3.19}$$

где $\boldsymbol{\delta}\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k$, $\boldsymbol{\delta}\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k$ – векторы ошибок экстраполяции (априорной) и оценивания (апостериорной), на k-м шаге, представляющие собой ДБГШ с нулевыми математическими ожиданиями и соответствующими ковариационными матрицами ошибок оценивания $\tilde{P}_k$ (априорной) и P_k (апостериорной).

Априорная оценка $\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_{k+1}$ на (k+1)-шаге формируется на основе апостериорной оценки $\boldsymbol{\lambda}_k$, полученной на предыдущем шаге и приращения фазовых измерений $\left(\varphi_{j,k+1}-\varphi_{j,k}\right)$ на k-том шаге. Апостериорная оценка $\boldsymbol{\lambda}_k$ на k-том шаге формируется на основе обновляющих измерений на k-том шаге, объединяющим как априорную оценку $\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_{k+1}$, так и новые измерения ПД $\tilde{r}_{j.k}$ на k-том шаге.

Уравнение косвенного измерения $\xi_{j,\,k}$ для обновляющей последовательности запишем следующим образом [92, 93]:

$$\xi_{j,\,k}=\tilde{r}_{j,\,k}-\mathbf{e}^{\mathrm{T}}_{j,\,k}\left(\mathbf{x}_{j,\,k}-\tilde{\mathbf{x}}_{\mathrm{СНП},\,k}\right)-\tilde{\tau}_{\mathrm{СНП},\,k}. \tag{3.20}$$

В соответствии с выражениями (3.17)–(3.20), косвенное измерение $\xi_{j,\,k}$ можно записать следующим образом [92, 93]:

$$\xi_{j,\,k}=h_{j,\,k}\boldsymbol{\delta}\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k+n_{j,\,k}, \tag{3.21}$$

где $h_{j,\,k}=\left[\mathbf{e}^{\mathrm{T}}_{j,\,k}\ \ -1\right]$ – матрица-строка измерений.

Объединяя косвенные измерения (3.21) $\{\xi_{j,\,k},\ \ j=1,\,2,\ldots,\,J\}$ в один вектор $\boldsymbol{\xi}_k$ (J – число НКА), получаем [92, 93]

$$\boldsymbol{\xi}_k=H_k\boldsymbol{\delta}\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k+\mathbf{n}_k, \tag{3.22}$$

где $\boldsymbol{\xi}_k=\left[\xi_{1,k}\ \ \xi_{2,k}\ \ \ldots\xi_{J,k}\right]^T$, $H_k=\left[h_{1,k}\ \ h_{2,k}\ \ \ldots h_{J,k}\right]^T$, $\mathbf{n}_k=\left[n_{1,k}\ \ n_{2,k}\ \ \ldots n_{J,k}\right]^T$.

3.2.2 Синтез алгоритма оценивания

Уравнение для формирования апостериорной оценки с учётом матричного коэффициента усиления K_k представим в виде [92, 93]:

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k = \tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k - K_k \boldsymbol{\xi}_k. \tag{3.23}$$

Тогда на основе выражений (3.17), (3.19) и (3.23) уравнение для обновлённой ошибки оценки запишем следующим образом:

$$\boldsymbol{\delta\lambda}_k = (I - K_k H_k)\boldsymbol{\delta}\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k - K_k \mathbf{n}_k, \tag{3.24}$$

где I – единичная матрица.

Для вывода уравнения динамики измерений во времени необходимо определить приращения МП ВС $\Delta\mathbf{x}_{\text{СНП},\,k}$, смещения часов СНП потребителя $\Delta\tau_{\text{СНП},\,k}$, МП j-го НКА $\Delta\mathbf{x}_{j,\,k}$ и вектора ЛПВ от k-го до $(k+1)$-го шага $\Delta\mathbf{e}_{j,k}$:

$$\left.\begin{aligned} &\Delta\mathbf{x}_{\text{СНП},\,k} = \mathbf{x}_{\text{СНП},\,k+1} - \mathbf{x}_{\text{СНП},\,k};\\ &\Delta\tau_{\text{СНП},\,k} = \tau_{\text{СНП},\,k+1} - \tau_{\text{СНП},\,k};\\ &\Delta\mathbf{x}_{j,\,k} = \mathbf{x}_{j,\,k+1} - \mathbf{x}_{j,\,k};\\ &\Delta\mathbf{e}_{j,\,k} = \mathbf{e}_{j,\,k+1} - \mathbf{e}_{j,\,k}. \end{aligned}\right\} \tag{3.25}$$

Тогда, в соответствии с выражениями (3.17) и (3.25), приращение фазы несущей $\tilde{\varphi}_{j,\,k+1} - \tilde{\varphi}_{j,\,k}$ удовлетворяет уравнению [92, 93]

$$\begin{aligned} \tilde{\varphi}_{j,\,k+1} - \tilde{\varphi}_{j,\,k} = &-\left(\mathbf{e}_{j,\,k} + \Delta\mathbf{e}_{j,\,k}\right)^{\mathrm{T}} \Delta\mathbf{x}_{\text{СНП},\,k} + \nu_{j,\,k+1} - \nu_{j,\,k} + \\ &+ \Delta\tau_{\text{СНП},\,k} + \mathbf{e}_{j,k}^{\mathrm{T}} \Delta\mathbf{x}_{j,k} + \Delta\mathbf{e}_{j,\,k}^{\mathrm{T}} \left(\mathbf{x}_{j,\,k+1} - \mathbf{x}_{\text{СНП},\,k}\right). \end{aligned} \tag{3.26}$$

Динамику во времени косвенного измерения $z_{j,\,k+1}$ можно представить так:

$$z_{j,\,k+1} = -\Delta\mathbf{e}_{j,\,k}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\delta}\hat{\mathbf{x}}_{\text{СНП},\,k} + \Delta\mathbf{e}_{j,\,k}^{\mathrm{T}} \left(\mathbf{x}_{j,\,k+1} - \hat{\mathbf{x}}_{\text{СНП},\,k}\right) - \left(\tilde{\varphi}_{j,\,k+1} - \tilde{\varphi}_{j,\,k}\right). \tag{3.27}$$

Согласно (3.22) и (3.25)–(3.27) $z_{j,\,k+1}$ удовлетворяет следующему соотношению:

$$z_{j,\,k+1} = h_{j,\,k+1} \Delta\boldsymbol{\lambda}_k + w_{j,\,k+1},$$

в котором

$$\Delta\boldsymbol{\lambda}_k = \left[\Delta\mathbf{x}_{\text{СНП},\,k}{}^{\mathrm{T}} \;\; \Delta\tau_{\text{СНП},\,k}\right]^{\mathrm{T}};\;\; w_{j,\,k+1} = -\Delta\mathbf{e}_{j,\,k}^{\mathrm{T}} \boldsymbol{\delta}\hat{\mathbf{x}}_{\text{СНП},\,k} - \nu_{j,\,k+1} + \nu_{j,\,k}. \tag{3.28}$$

Объединение $z_{j,\,k+1}$ для всех спутников в вектор $\mathbf{z}_{k+1}$ даёт следующее линейное уравнение:

$$\mathbf{z}_{k+1} = H_{k+1} \Delta\boldsymbol{\lambda}_k + \mathbf{W}_{k+1}, \tag{3.29}$$

в котором

$\mathbf{z}_{k+1}=\left[z_{1,\,k+1}\;\; z_{2,\,k+1}\ldots z_{J,\,k+1}\right]^{\mathrm{T}}$, $\mathbf{W}_{k+1}=\left[w_{1,\,k+1}\;\; w_{2,\,k+1}\ldots w_{J,\,k+1}\right]^{\mathrm{T}}$.

Согласно (3.28) и (3.29) эквивалентный вектор шумов измерений $\mathbf{W}_{k+1}$ может быть представлен следующим образом [94, 95]:

$$\mathbf{W}_{k+1}=-\Delta H_k\boldsymbol{\delta\lambda}_k-\mathbf{v}_{k+1}+\mathbf{v}_k, \tag{3.30}$$

где $\Delta H_k=H_{k+1}-H_k$; $\mathbf{v}_k=\left[\nu_{1,\,k}\;\; \nu_{2,\,k}\ldots\nu_{J,\,k}\right]^{\mathrm{T}}$ – вектор дискретных шумов с нулевыми математическими ожиданиями и ковариационной матрицей $\Psi=d_\varphi I$.

О несмещенности оценки случайного параметра можно говорить лишь в среднем, т.е. о выполнении условия $M\left[\delta\boldsymbol{\lambda}_k-M\left[\delta\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k\right]\right]=0$. В общем случае смещение оценки зависит от фактического значения параметра $\delta\boldsymbol{\lambda}_k$. Ввиду того, то оцениваемый параметр $\delta\boldsymbol{\lambda}_k$ векторный, то для несмещенности соответствующей векторной оценки $\delta\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k$ требуется несмещенность отдельно всех ее компонент. Несмещенность характеризует «до-асимптотические» свойства оценки, т.е. является характеристикой ее хороших свойств при каждом конечном объеме выборки. Удовлетворение требованию несмещенности устраняет систематическую погрешность оценивания, которая, зависит от объема выборки N и в случае состоятельности оценки стремится к нулю при $N\to\infty$.

Для обеспечения получения несмещённой оценки на каждом k-м шаге процесса фильтрации применительно к вектору эквивалентных шумов измерений $\mathbf{W}_{k+1}$ введём эквивалентный матричный коэффициент усиления U_{k+1}, удовлетворяющий условию

$$U_k H_k=I.$$

Тогда на основании выражений (3.19), (3.30) уравнение динамики ошибки оценки запишем в виде:

$$\boldsymbol{\delta}\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_{k+1}=(I-U_{k+1}\Delta H_k)\boldsymbol{\delta}\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k-U_{k+1}(\mathbf{v}_{k+1}-\mathbf{v}_k). \tag{3.31}$$

Рекурсивные уравнения для расчёта априорной $\boldsymbol{\delta}\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k$ и апостериорной $\boldsymbol{\delta}\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k$ ошибок оценки выводятся путём объединения (3.24) и (3.31). Запишем их следующим образом [92, 93]:

$$\boldsymbol{\delta}\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k=(I-K_kH_k)(I-U_k\Delta H_{k-1})\boldsymbol{\delta}\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{k-1}-(I-K_kH_k)U_k(\mathbf{v}_k-\mathbf{v}_{k-1})-K_k\mathbf{n}_k; \quad (3.32)$$

$$\boldsymbol{\delta}\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k=(I-U_k\Delta H_{k-1})(I-K_{k-1}H_{k-1})\boldsymbol{\delta}\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_{k-1}-(I-U_k\Delta H_{k-1})K_{k-1}\mathbf{n}_{k-1}-U_k(\mathbf{v}_k-\mathbf{v}_{k-1}). \quad (3.33)$$

Из (3.33) следует, что априорная ошибка оценки $\boldsymbol{\delta}\tilde{\boldsymbol{\lambda}}_k$ не зависит от шума ПД измерений $\mathbf{n}_k$. Тогда уравнения рекурсивного вычисления апостериорной ковариационной матрицы ошибок оценивания и матричного коэффициента усиления в соответствии с (3.19) и (3.24) запишутся в виде [92, 93]:

$$P_k=\left(I-K_kH_k\right)\tilde{P}_k\left(I-K_kH_k\right)^{\mathrm{T}}+d_rK_kK_k^{\mathrm{T}}; \quad (3.34)$$

$$K_k=\tilde{P}_kH_k^{\mathrm{T}}\left(H_k\tilde{P}_kH_k^{\mathrm{T}}+d_rI\right)^{-1}=\frac{1}{d_r}P_kH_k^{\mathrm{T}}. \quad (3.35)$$

Поскольку в соответствии с выражением (3.34) $\boldsymbol{\delta}\hat{\boldsymbol{\lambda}}$ не зависит от $\mathbf{v}_k$, то справедливы следующие соотношения:

$$\left.\begin{aligned} M\left[\boldsymbol{\delta}\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k\mathbf{v}_k^{\mathrm{T}}\right]&=-(I-K_kH_k)U_k;\\ M\left[\boldsymbol{\delta}\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k\mathbf{v}_{k+1}^{\mathrm{T}}\right]&=O, \end{aligned}\right\} \quad (3.36)$$

где $M[\ ]$ – символ операции вычисления математического ожидания, O – нулевая матрица.

На основе выражений (3.19), (3.32) и (3.35) получим уравнение динамики ковариационной матрицы ошибок оценивания:

$$\tilde{P}_{k+1}=(I-U_{k+1}\Delta H_k)P_k(I-U_{k+1}\Delta H_k)^T+\gamma_{рег}U_{k+1}U_{k+1}^T \quad (3.37)$$

где $\gamma_{рег}$ – корректирующий регулировочный коэффициент настройки, учитывающий приращение фазы несущей сигнала.

Как показано в [92, 93], уравнение (3.37) означает, что последовательность $\left\{\mathbf{v}_{k+1}-\mathbf{v}_k\right\}_{k=0,1,2,\ldots}$ ошибочно считается ДБГШ. Ковариационная матрица (3.34) не зависит от флуктуации шумов измерений и коэффициента усиления ФК. Это приводит к расходимости процесса фильтрации из-за несоответствия фактических ошибок оценивания и ковариационной матрице ошибок оценивания. Эффективным способом устранения расходимости процесса фильтрации является применение адаптивных методов обработки навигационной информации [22, 24].

Ввиду того, что для реализации алгоритма используются данные мониторинга о сигнально-помеховой обстановке в районе аэродрома в работе для устранения эффекта расходимости, предлагается использовать ансамблевый ФК в сочетании с адаптивным алгоритмом Сейджа-Хуса [97].

3.2.3 Адаптация алгоритма оценивания

На этапе прогноза выполняется экстраполяция вектора состояния [97]:

$$\boldsymbol{\lambda}_{k+1}^{\mathrm{п}_i} = f\left(\boldsymbol{\lambda}_k^{\mathrm{а}_i}\right) + \mathbf{W}_k^i,$$

где верхний индекс п обозначает состояние прогноза, а – состояние анализа, i – номер выборки.

Рассчитывается среднее арифметическое значений переменных вектора состояния выборки объёма N (количество ансамблей) по формуле

$$\overline{\boldsymbol{\lambda}}_{k+1}^{f} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N} \boldsymbol{\lambda}_{k+1}^{f_i}.$$

Затем определяются векторы погрешностей:

$$\mathbf{E}_{\lambda,\,k+1}^{f} = \left(\boldsymbol{\lambda}_{k+1}^{f_1} - \overline{\boldsymbol{\lambda}}_{k+1}^{f_1} \;\ldots\; \boldsymbol{\lambda}_{k+1}^{f_N} - \overline{\boldsymbol{\lambda}}_{k+1}^{f_N}\right);\; \mathbf{E}_{z,\,k+1}^{f} = \left(\mathbf{z}_{k+1}^{f_1} - \overline{\mathbf{z}}_{k+1}^{f_1} \;\ldots\; \mathbf{z}_{k+1}^{f_N} - \overline{\mathbf{z}}_{k+1}^{f_N}\right).$$

Уравнения для расчёта ковариационных матриц на основе данных мониторинга сигнально-помеховой остановки в районе аэродрома [97]:

$$R_{\lambda z,\,k+1}^{f} = R_{k+1}^{f} H_{k+1}^{\mathrm{т}} = \frac{1}{N-1}\mathbf{E}_{\lambda,\,k+1}^{f}\left(\mathbf{E}_{z,\,k+1}^{f}\right)^{\mathrm{т}}; \tag{3.43}$$

$$R_{zz,\,k+1}^{f} = H_{k+1} R_{k+1}^{f} H_{k+1}^{\mathrm{т}} = \frac{1}{N-1}\mathbf{E}_{z,\,k+1}^{f}\left(\mathbf{E}_{z,\,k+1}^{f}\right)^{\mathrm{т}}. \tag{3.44}$$

На этапе коррекции с учётом выражений (3.43) и (3.44) формула для расчёта матричного коэффициента усиления ФК имеет вид:

$$K_{k+1} = R^{f}_{\lambda z,\, k+1}\left(R^{f}_{zz,\, k+1}\right)^{-1}.$$

Ковариационная матрицы шумов измерений определяется следующим образом [97]:

$$V_{k+1} = (1-\beta_{k+1})P_k + \beta_{k+1}\left(\boldsymbol{\varepsilon}_{k+1}\boldsymbol{\varepsilon}^{\mathrm{T}}_{k+1}\right),$$

где $\boldsymbol{\varepsilon}_{k+1} = \mathbf{z}_{k+1} - \overline{\mathbf{z}}^{f}_{k+1}$; $\beta_{k+1} = (1-b)/(1-b^{k+2})$;– весовой коэффициент, b – коэффициент, придающий больший вес последнему измерению, $0 < b < 1$.

Выражение для расчёта матричного коэффициента усиления адаптивного алгоритма можно записать в виде:

$$\tilde{K}_{k+1} = \alpha K_{k+1}.$$

где $\alpha = \left[1 + \sqrt{V_{k+1}\left(R^{f}_{zz,k+1}\right)^{-1}}\right]^{-1}$.

На этапе коррекции рассчитывается апостериорная оценка вектора состояния [98]:

$$\overline{\boldsymbol{\lambda}}^{\mathrm{a}}_{k+1} = \overline{\boldsymbol{\lambda}}^{\mathrm{п}}_{k+1} + K_{k+1}\boldsymbol{\varepsilon}_{k+1};\ \breve{\boldsymbol{\lambda}}^{\mathrm{a}_i}_{k+1} = \breve{\boldsymbol{\lambda}}^{\mathrm{п}_i}_{k+1} - \tilde{K}_{k+1}h\left(\breve{\boldsymbol{\lambda}}^{\mathrm{п}_i}_{k+1}\right);$$

$$\breve{\overline{\boldsymbol{\lambda}}}^{\mathrm{a}}_{k+1} = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\breve{\boldsymbol{\lambda}}^{\mathrm{a}_i}_{k+1};\ \boldsymbol{\lambda}^{\mathrm{a}}_{k+1} = \overline{\boldsymbol{\lambda}}^{\mathrm{a}}_{k+1} + \breve{\overline{\boldsymbol{\lambda}}}^{\mathrm{a}}_{k+1}.$$

Блок-схема алгоритма адаптивного ансамблевого ФК представлена на рисунке 3.6.

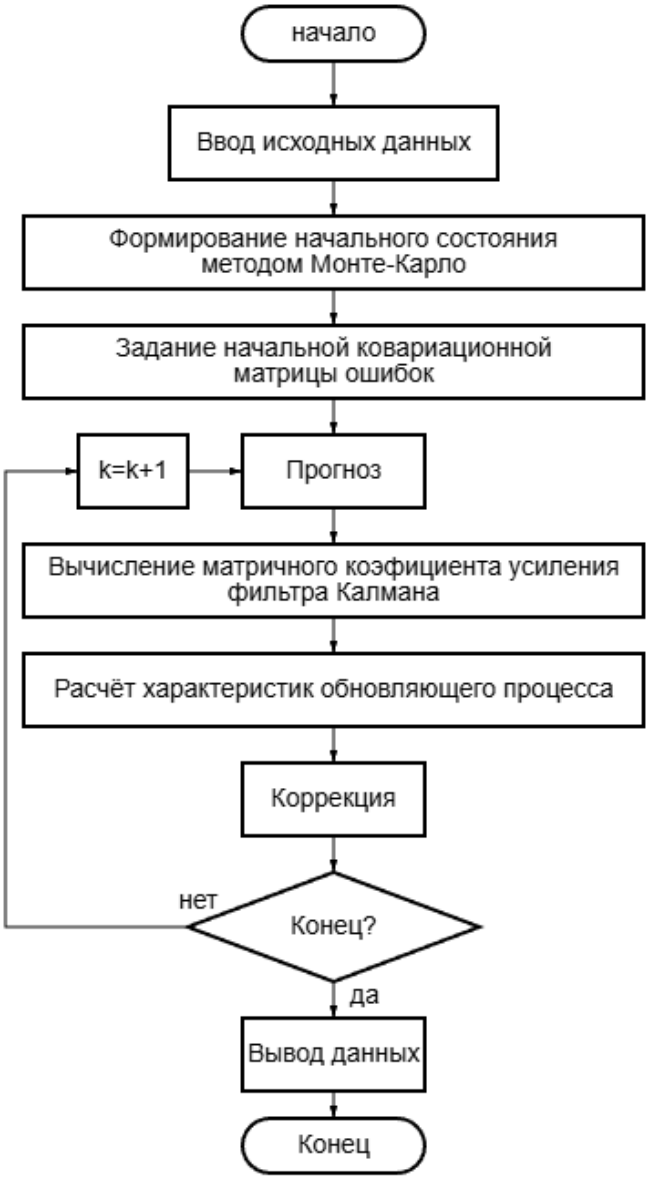


Рисунок 3.6 – Блок-схема разработанного адаптивного алгоритма

Для оценки точности классического и адаптивного алгоритмов используется СКО, которые вычисляются на основе статистической обработки результатов измерений:

$$\sigma_i = \sqrt{\frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N}\left(\hat{\lambda}_{i,k} - \lambda_{i,k}\right)^2}.$$

Для исследования точностных характеристик алгоритма значения оценок математического ожидания и среднеквадратической сферической ошибки определения МП вычисляются на основе статистической обработки результатов методом Монте-Карло:

$$m(k)=\frac{1}{N-1}\sqrt{\left\{\sum_{i=1}^{N}\left[\hat{x}(i,k)-x(k)\right]\right\}^2+\left\{\sum_{i=1}^{N}\left[\hat{y}(i,k)-y(k)\right]\right\}^2+\left\{\sum_{i=1}^{N}\left[\hat{z}(i,k)-z(k)\right]\right\}^2},$$

$$\sigma(k)=\frac{1}{N-1}\sqrt{\sum_{i=1}^{N}\left[\hat{x}(i,k)-x(k)\right]^2+\sum_{i=1}^{N}\left[\hat{y}(i,k)-y(k)\right]^2+\sum_{i=1}^{N}\left[\hat{z}(i,k)-z(k)\right]^2},$$

где $x(k)$, $y(k)$, $z(k)$ – координаты истинного МП ВС, а $\hat{x}(i,k)$, $\hat{y}(i,k)$, $\hat{z}(i,k)$ – оценки координат ВС по i-му ансамблю данных, полученных при моделировании. В дополнение к $\left\{m(k)\right\}_{k=0,1,2,\ldots,N}$ и $\left\{\sigma(k)\right\}_{k=0,1,2,\ldots,N}$ вычисляется СКО $\left\{\sigma(k)\right\}_{k=0,1,2,\ldots,N}$ (1σ) среднеквадратической сферической ошибки определения МП ВС на основе ковариационной матрицы ошибок оценивания по формуле:

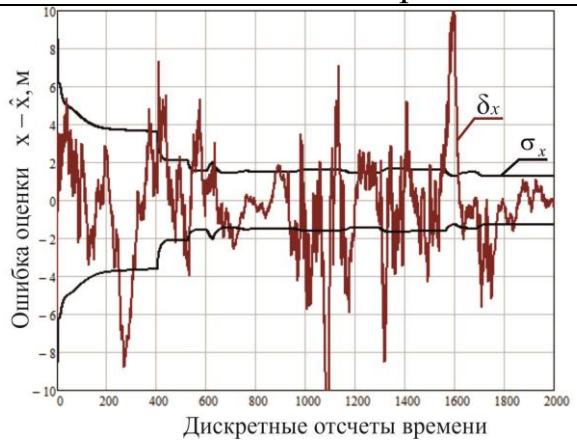
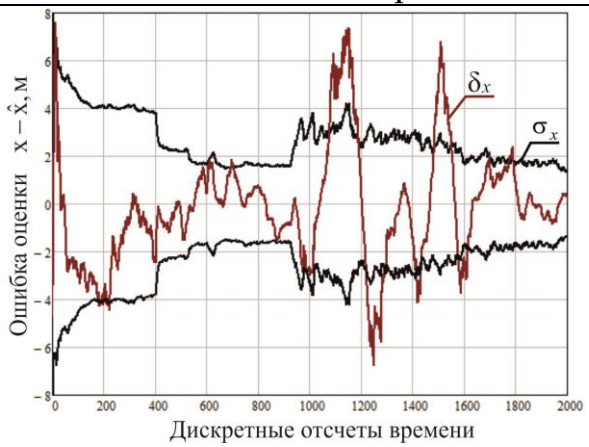
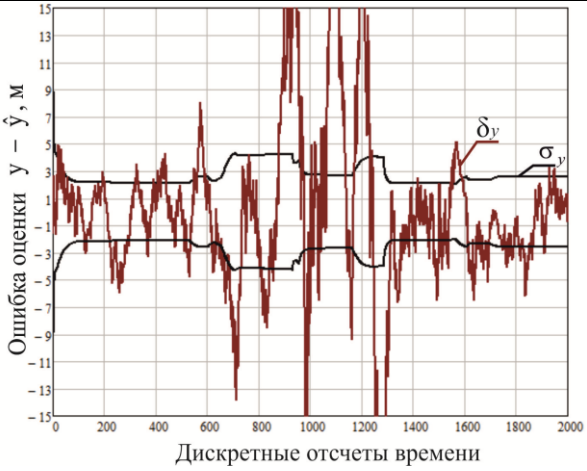
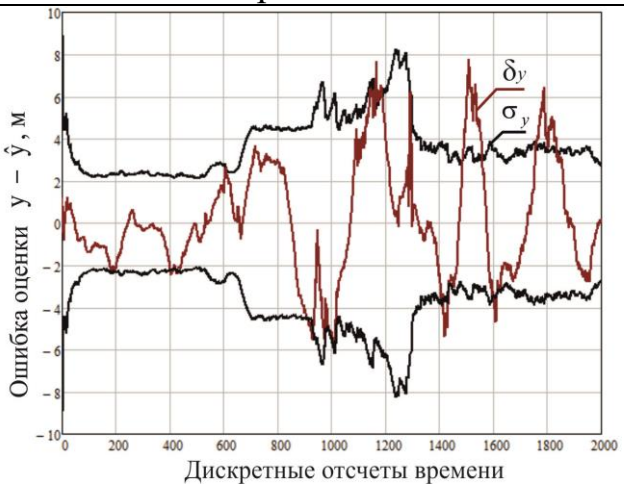
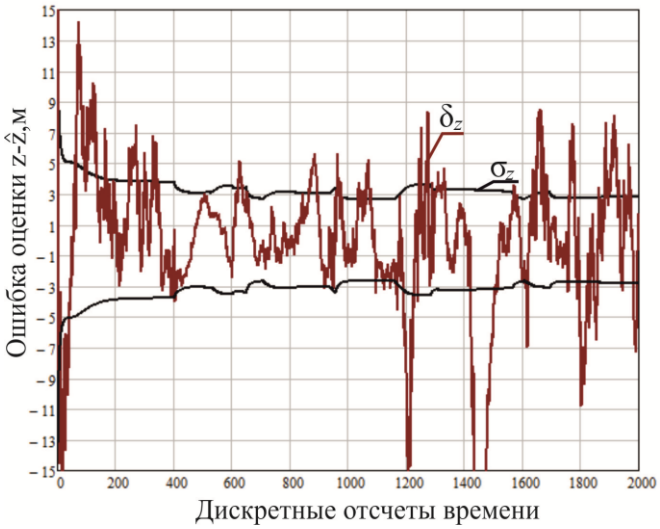
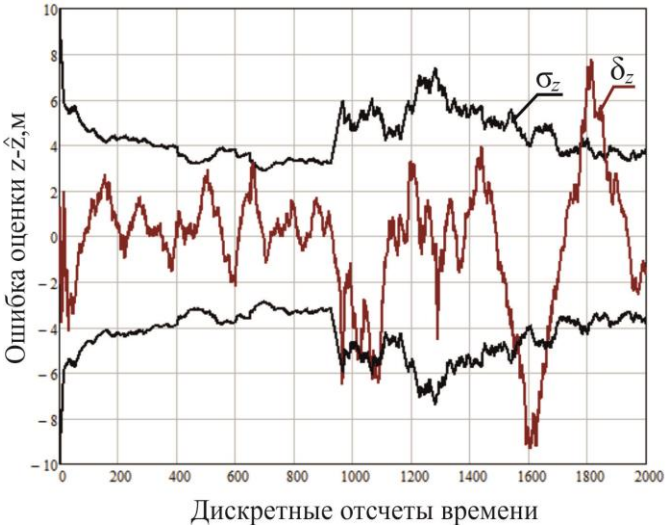
$$\sigma(k)=\sqrt{p_{xx}(k)+p_{yy}(k)+p_{zz}(k)},$$

где $p_{xx}(k)$, $p_{yy}(k)$, $p_{zz}(k)$ – элементы главной диагонали ковариационной матрицы ошибок оценивания, соответствующие ошибкам определения пространственных координат.

3.2.4 Результаты моделирования и исследования

Для исследования характеристик предлагаемого алгоритма проведено моделирование подробно изложенной в [94] реальной ситуации сбоя в работе ГНСС при геомагнитной буре. В ходе моделирования сравнивались классический и адаптивный ФК СНП. В течение каждого испытания продолжительностью 2000 секунд предполагалось, что сбои в работе спутников происходили на 921 секунде. Результаты моделирования показаны на рис. 3.7–3.13. Резкие скачки

ошибок, которые появляются на сплошной линии как на 921-й, так и на 1517-й секунде, обусловлены сбоями в работе ГНСС.

Классический алгоритм	Адаптивный алгоритм
 Рисунок 3.7 –. Ошибка оценки координаты *x*	 Рисунок 3.10 –. Ошибка оценки координаты *x*
 Рисунок 3.8 – Ошибка оценки координаты *y*	 Рисунок 3.11 – Ошибка оценки координаты *y*
 Рисунок 3.9 – Ошибка оценки координаты *z*	 Рисунок 3.12 – Ошибка оценки координаты *z*

Несоответствие характеристик модели ДБГШ погрешности измерения ПД приводит к несоответствию между фактической статистикой ошибок оценки координат $\delta_{x,y,z}$ и ковариационной матрицей ошибок неадаптивного фильтра $\sigma_{x,y,z}$, показанной на графиках рис. 3.7-3.9. Предполагаемая СКО шума измерения ПД – 7 м, фактическое значение СКО достигает 30 м, при этом фактическая ошибка оценки координат ухудшается до 15 м, как показано на рис. 3.8 при использовании классического алгоритма. В то же время результаты исследований адаптивного алгоритма, представленные на рисунках 3.10 – 3.12 демонстрируют отсутствие процесса расходимости в аналогичных моделируемых условиях.

На рис. 3.13 представлены результаты исследования погрешности определения МП ВС на основе рассматриваемых алгоритмов.

Рисунок 3.13 – Погрешности определения МП ВС:
расчётные по ковариационным матрицам: 1 – обычный алгоритм, 3 – адаптивный алгоритм; фактические: 2– обычный алгоритм, 4 – адаптивный алгоритм;
5 – расчётная по ковариационной матрице неадаптивного алгоритма при соответствии модели измерения псевдодальности реальному процессу

На рисунке 3.13 кривые 1 и 2 расположены на удалении друг от друга, превышающем 3σ, это означает, что ковариационная матрица ошибок оценивания МП, формируемая неадаптивным фильтром, не согласуется со статистикой фактических ошибок, полученных методом Монте-Карло. Кривые 3 и 4

расположены близко друг к другу ввиду того, что ковариационная матрица ошибок оценивания, формируемая адаптивным фильтром, согласуется с фактическими статистическими характеристиками ошибок оценивания. Кривые 2 и 5 расположены близко друг к другу, это означает, что ковариационная матрица ошибок оценивания, формируемая неадаптивным фильтром при условии соответствия характеристик модели измерения ПД реальному процессу, согласуется со статистикой фактических ошибок.

На рисунке 3.14 приведены результаты исследования горизонтальной СКП для моделируемых ситуаций.

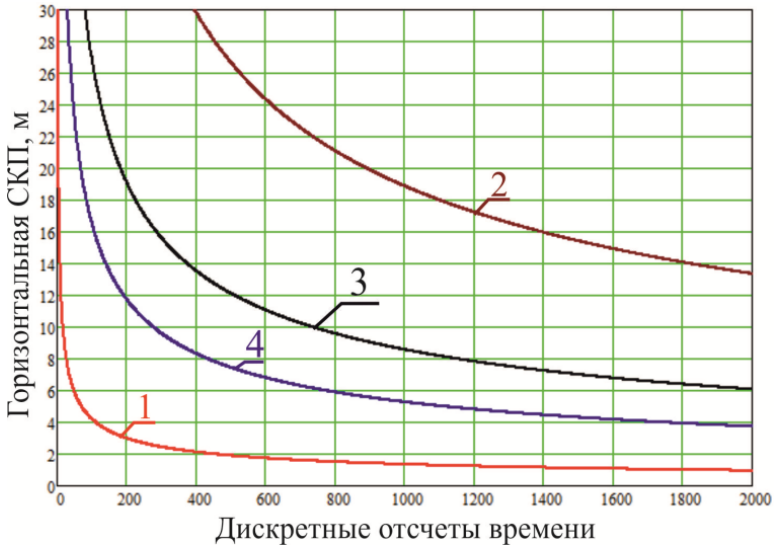


Рисунок 3.14 – СКП определения плановых координат:
1 – СКП определения горизонтальных координат при условии отсутствия влияния на сигналы спутников ГЛОНАСС/GPS дестабилизирующих внешних факторов; 2 – СКП при условии воздействия на сигналы спутников ГЛОНАСС/GPS помех; 3 – СКП после исключения («отбраковки») непригодных спутников; 4 – СКП при использовании адаптивного алгоритма обработки информации

Анализ графиков, представленных на рисунке 3.14 показывает, что влияние шумов и помех на сигналы НКА приводит к увеличению погрешности определения плановых координат (кривая 2), что в свою очередь приводит к увеличению погрешности определения отклонения ВС от линии глиссады при заходе на посадку. В тоже время исключение («отбраковка») спутников из решения навигационной задачи позволяет повысить точность определения

координат (кривая 3), но приводит к уменьшению количества псевдодальномерных измерений и к ухудшению геометрических условий НВО. Применение адаптивного алгоритма позволяет сохранить количество спутников, используемых для решения навигационной задачи, и повысить точность оценки координат путем адаптивного изменения коэффициента использования сигналов в алгоритме НВО (кривая 4).

Таким образом, можно сделать вывод, что адаптивный фильтр является более подходящим по сравнению с неадаптивным, поскольку обеспечивает более высокую точность определения координат ВС и согласованную информацию о ковариации ошибок оценивания с фактической погрешностью. Результаты определения СКО пространственных координат ВС и среднеквадратической сферической ошибки приведены в таблице 3.3.

Таблица 3.3 – СКО определения пространственных координат ВС

Алгоритм	Точность определения координат (СКО), м			Среднеквадратическая сферическая ошибка, м
	x	y	z	
Классический	8,874	9,115	9,759	16,033
Адаптивный	2,967	3,063	3,136	5,18
Повышение точности	5,907 м 66,5 %	6,052 66,4 %	6,623 67,9 %	10,893 67,7 %

На основе данных, представленных в таблице 3.3, определен выигрыш в точности определения пространственного МП ВС при использовании адаптивного алгоритма составил 10,893 м или 67,7 % по сравнению с неадаптивным алгоритмом. По сравнению с классическим ФК предлагаемый алгоритм не только обладает более высокой точностью фильтрации, но и может эффективно корректироваться при изменениях шума измерения, что позволяет подавить расхождение фильтра и повысить точность оценивания координат ВС.

Выводы по главе 3

1. В работе изложены результаты синтеза алгоритма оптимальной траекторной фильтрации РНП ГНСС-приёмника на основе адаптивного расширенного фильтра Калмана. Отличие предлагаемого алгоритма от классического заключается в том, что в нем взвешенная сумма выходных значений обновляющего процесса используется для оценки матрицы шумов наблюдений. Полученная таким путем ковариационная матрица обновляется с помощью обратной связи, что позволяет повысить точность оценки РНП.

2. С использованием методов статистического моделирования проведено исследование характеристик синтезированного алгоритма и сравнение с традиционным алгоритмом оценки фильтра Калмана. Анализ процесса фильтрации и точностных характеристик предложенного алгоритма показал эффективность его функционирования при низких ОСШ. Результаты расчета среднеквадратических погрешностей ошибок оценок по данным ГНСС позволили определить выигрыш в точности определения РНП. Применение адаптивного алгоритма позволяет обеспечить выигрыш в точности оценки времени задержки сигнала 0,409 нс и частоты 0,244 Гц по сравнению с классическим алгоритмом. Применение АРФК позволит повысить стабильность фильтрации РНП в системе слежения приемника спутниковой навигации, что обеспечит повышение точности навигационно-временны́х определений всех потребителей ГНСС.

3. В работе представлены результаты исследования точности определения координат ВС при использовании спутниковой системы посадки в условиях воздействия шумов и нестабильности характеристик сигналов спутников. В СНП ЛККС используется классический фильтр Калмана для оценки навигационно-временны́х параметров. Диапазон вариаций ошибок оценивания зависит от расхождения дальномерного кода и фазы несущей сигнала, которые возникают при изменении сигнально-помеховой обстановки, что в свою очередь приводит к

ошибкам вычисления дифференциальных поправок и как следствие к погрешности определения отклонения ВС от линии глиссады при заходе на посадку и посадке. С целью получения достоверной ковариационной матрицы ошибок оценивания в работе синтезирован алгоритм адаптивной обработки псевдодальномерных измерений в СНП ЛККС на основе данных мониторинга сигнально-помеховой обстановки.

4. Представлены результаты сравнительного анализа точностных характеристик классического и адаптивного алгоритмов фильтрации путём моделирования реальной ситуации сбоя в работе ГНСС. В ходе моделирования подтверждено, что фактические значения ошибок оценивания классического ФК приёмника спутниковой навигации отличаются от расчётных из-за несоответствия между предполагаемой моделью шумов псевдодальномерных измерений и реальными шумовыми процессами. Показано, что адаптивный фильтр обеспечивает несмещённые оценки с ковариационными матрицами ошибок, соответствующими фактическим ошибкам оценивания.

5. Показано, что адаптивный алгоритм обеспечивают несмещенные оценки координат ВС. Определен выигрыш в точности определения пространственного МП ВС при использовании адаптивного алгоритма, который составил 10,9 м или 67,7 % по сравнению с неадаптивным алгоритмом.

6. Анализ результатов показывает, что влияние шумов и помех на сигналы спутников приводит к увеличению погрешности определения плановых координат, что в свою очередь приводит к увеличению отклонения ВС от линии глиссады при заходе на посадку. Исключение спутников из решения навигационной задачи позволяет повысить точность определения координат, но приводит к уменьшению количества псевдодальномерных измерений и к ухудшению геометрического фактора. Применение адаптивного алгоритма позволяет сохранить количество спутников, используемых для решения навигационной задачи, и повысить точность оценки координат путем адаптивного изменения коэффициента использования сигналов в алгоритме навигационно-временных определений по сравнению с существующим алгоритмом.

Глава 4. Алгоритмы адаптивной обработки навигационной информации в средствах радиотехнического обеспечения полетов

4.1 Алгоритм определения местоположения воздушного судна по двум дальномерным радиомаякам DME на основе методов адаптивной обработки информации

4.1.1 Постановка задачи

В международной гражданской авиации для решения задач навигации, связи и наблюдения применяются системы ближней навигации. Бортовое оборудование системы DME измеряет время прохождения сигнала, которое пропорционально наклонной дальности [30]. Измеренная временная задержка между моментами излучения запросного и приема ответного сигналов определяется выражением:

$$\tau = \frac{2R}{c} + t_з$$

где R - расстояние между ВС и радиомаяком, $t_з$ - задержка сигнала в аппаратуре радиомаяка; c - скорость света.

Тогда измеренная дальность определяется по формуле:

$$R = \frac{c}{2}(\tau - t_з).$$

Задержка сигнала в радиомаяке на время $t_з$ вводится для того, чтобы минимальное значение измеряемой дальности было равным нулю [49].

Требуется решить задачу фильтрации координат ВС по наблюдениям сигналов от дальномерных радиомаяков с известными координатами в условиях воздействия шумов. В бортовой аппаратуре системы DME на ВС с вектором координат $\boldsymbol{\lambda}$ наблюдаются сигналы от двух дальномерных радиомаяков (РМД) с известным МП в прямоугольной системе координат. На входе бортового оборудования DME наблюдается реализация:

$$\boldsymbol{\xi}(t) = s\big(t, \boldsymbol{\lambda}(t)\big) + \mathbf{n}(t) \ ,$$

где $s\big(t, \boldsymbol{\lambda}(t)\big) = \sum_{\nu=1}^{2} s_\nu\big(t - \tau_\nu(\boldsymbol{\lambda})\big)$ – полезный сигнал в виде суммы сигналов $s_\nu\big(t - \tau_\nu(\boldsymbol{\lambda})\big)$ от каждого РМД; $\tau_\nu(\boldsymbol{\lambda}) = c^{-1}\sqrt{(x - x_\nu)^2 + (y - y_\nu)^2 + (z - z_\nu)^2}$ – время прихода сигнала ν – го радиомаяка; x, y, z – координаты ВС; x_ν, y_ν, z_ν – координаты ν – го радиомаяка.

Вектор $\boldsymbol{\lambda}$ включает неизвестные параметры, описывающие движение ВС. В качестве модели траекторного движения выбрана модель первого порядка [7]:

$$\begin{cases} x' = V cos\varphi \\ y' = V sin\varphi \end{cases}, \tag{4.1}$$

где $V = const$ – путевая скорость, $\varphi = const$ – курс.

Решая независимо друг от друга уравнения системы (4.1), получим для координат *x* и *y* следующие выражения:

$$x(t) = x_0 + V_x t,\ y(t) = y_0 + V_y t, \tag{4.2}$$

где $V_x = V cos\varphi = const$, $V_y = V sin\varphi = const$.

Данная модель применима на сравнительно коротких интервалах времени. В соответствии с моделью (4.1), (4.2), ВС движется прямолинейно с постоянными курсом и скоростью, высота при этом в расчет не принимается.

Для эффективной оценки навигационных параметров, необходимо экстраполировать положение ВС, на последующий момент времени, используя уравнение динамики процесса и с учетом возмущений, которые действуют на систему. Принято, что навигационные параметры могут быть описаны диффузионным гауссовским марковским процессом, который удовлетворяет стохастическому дифференциальному уравнению вида [71]:

$$\frac{d\boldsymbol{\lambda}}{dt} = \mathbf{F}\boldsymbol{\lambda} + \mathbf{w}(t).$$

В работе рассматривается задача определения МП ВС в горизонтальной плоскости, поэтому определение количественных характеристик алгоритма осуществляется при следующем задании параметров:

$$\frac{dx}{dt} = V_x, \frac{dV_x}{dt} = -\alpha_x V_x + w_x(t),$$
$$\frac{dy}{dt} = V_y, \frac{dV_y}{dt} = -\alpha_y V_y + w_y(t).$$

где $w_x(t), w_y(t)$ – независимые белые гауссовские шумы (БГШ) с односторонними спектральными плотностями N_x и N_y, соответственно.

Применительно к рассматриваемой задаче определения МП ВС на плоскости вектор состояния имеет вид $\boldsymbol{\lambda}^T = [x, V_x, y, V_y]$. Запишем матрицы коэффициентов сноса и диффузии:

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & -\alpha_x & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & -\alpha_y \end{bmatrix}, \mathbf{N}_{\boldsymbol{\lambda}} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & N_x/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & N_y/2 \end{bmatrix}.$$

Для синтеза алгоритм фильтрации в дискретном времени, как более удобный при практической реализации в бортовом вычислителе представим модель стохастической системы в следующем виде [71]:

$$\boldsymbol{\lambda}_{k+1} = \boldsymbol{\Phi}_{k+1,k}\boldsymbol{\lambda}_k + \mathbf{G}_k\mathbf{w}_k\ , \qquad (4.3)$$

где $\boldsymbol{\Phi}_{k+1,k} = exp\{\mathbf{F}T\}$ – фундаментальная матрица системы; T – шаг дискретизации, k - момент времени, $\mathbf{w}_k$ - вектор входных слуайных возмущений, представляющий собой последовательность независимых ДБГШ с нулевым математическим ожиданием и корреляционной матрицей вида:

$$\mathbf{Q} = \mathrm{M}\{\mathbf{w}_k\mathbf{w}_k^T\} = \int_0^T exp\{\mathbf{F}(T-\tau)\}\mathbf{N}_{\boldsymbol{\lambda}} exp\{\mathbf{F}(T-\tau)\}\, d\tau.$$

Применительно к модели системы (4.3) матрицы $\boldsymbol{\Phi}$ и $\mathbf{Q}$ представим в виде:

$$\boldsymbol{\Phi} = \begin{bmatrix} 1 & [1-exp(-\alpha_x T)]/\alpha_x & 0 & 0 \\ 0 & exp(-\alpha_x T) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & [1-exp(-\alpha_y T)]/\alpha_y \\ 0 & 0 & 0 & exp(-\alpha_y T) \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{Q} = \begin{bmatrix} N_x T^3/6 & N_x T^2/4 & 0 & 0 \\ N_x T^2/4 & N_x T/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & N_y T^3/6 & N_y T^2/4 \\ 0 & 0 & N_y T^2/4 & N_y T/2 \end{bmatrix}.$$

В соответствии с введенными обозначениями матриц уравнение состояния представим в виде:

$$\begin{bmatrix} x_{k+1} \\ V_{x,k+1} \\ y_{k+1} \\ V_{y,k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & [1 - exp(-\alpha_x T)]/\alpha_x & 0 & 0 \\ 0 & exp(-\alpha_x T) & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & [1 - exp(-\alpha_y T)]/\alpha_y \\ 0 & 0 & 0 & exp(-\alpha_y T) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_k \\ V_{x,k} \\ y_k \\ V_{y,k} \end{bmatrix} +$$

$$+ \begin{bmatrix} N_x T^3/6 & N_x T^2/4 & 0 & 0 \\ N_x T^2/4 & N_x T/2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & N_y T^3/6 & N_y T^2/4 \\ 0 & 0 & N_y T^2/4 & N_y T/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 \\ w_{x,k} \\ 0 \\ w_{y,k} \end{bmatrix}.$$

Спектральные плотности шумов, формирующих процессы $\boldsymbol{\lambda}_k$, определяются в соответствии с выражениями:

$$N_x = 4\alpha_x D_{V_x}, N_y = 4\alpha_y D_{V_y},$$

где D_{V_x} и D_{V_y} – дисперсии флюктуации скорости.

В системе DME выполняются измерения дальности от ВС до РМД, которые имеют вид:

$$r_1 = \sqrt{(x - x_1)^2 + (y - y_1)^2} \quad (4.4)$$

$$r_2 = \sqrt{(x - x_2)^2 + (y - y_2)^2} \quad (4.5)$$

Из уравнений (4.4), (4.5) следует, что связь между наблюдаемыми величинами $\mathbf{r}$ и оцениваемыми координатами ВС x, y не является линейной. В этом случае уравнение наблюдений, которое связывает переменные вектора состояния с наблюдаемыми сигналами, запишется в виде [29, 83]:

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{f}_k(\boldsymbol{\lambda}_k) + \mathbf{n}_k, \quad (4.6)$$

$\mathbf{r}_k$ - вектор наблюдений; $\mathbf{f}_k(\boldsymbol{\lambda}_k)$ – нелинейная функция, связывающая вектор состояния и вектор проведенных наблюдений, $\mathbf{n}_k$ – вектор шумов наблюдений.

Ввиду того, что измеренные дальности связаны нелинейной зависимостью с переменными вектора состояния $r_1 = f_1(x, y)$ и $r_2 = f_2(x, y)$, необходимо

преобразовать нелинейную модель измерений с помощью линеаризации посредством разложения в ряд Тейлора в окрестностях истинных значений координат:

$$\partial r_1 = \frac{\partial f_1(x,y)}{\partial x}\,\mathrm{dx} + \frac{\partial f_1(x,y)}{\partial y}\,\mathrm{dy}\,, \tag{4.7}$$

$$\partial r_2 = \frac{\partial f_2(x,y)}{\partial x}\,\mathrm{dx} + \frac{\partial f_2(x,y)}{\partial y}\,\mathrm{dy}. \tag{4.8}$$

Перепишем уравнения (4.7) и (4.8) в векторно-матричной форме:

$$\begin{bmatrix}\partial r_1\\ \partial r_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}\frac{\partial f_1(x,y)}{\partial x} & \frac{\partial f_1(x,y)}{\partial y}\\ \frac{\partial f_2(x,y)}{\partial x} & \frac{\partial f_2(x,y)}{\partial y}\end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix}\partial x\\ \partial y\end{bmatrix} \tag{4.9}$$

Частные производные имеют вид:

$$\frac{\partial f_1(x,y)}{\partial x} = \frac{x-x_1}{r_1} = sin(\theta_1),$$

$$\frac{\partial f_1(x,y)}{\partial y} = \frac{y-y_1}{r_1} = cos(\theta_1),$$

$$\frac{\partial f_2(x,y)}{\partial x} = \frac{x-x_2}{r_2} = -sin(\theta_2),$$

$$\frac{\partial f_2(x,y)}{\partial y} = \frac{y-y_2}{r_2} = cos(\theta_2),$$

где θ_1 и θ_2 – соответствующие углы линий визирования.

После подстановки в (4.9) получим:

$$\begin{bmatrix}\partial r_1\\ \partial r_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}sin(\theta_1) & cos(\theta_1)\\ -sin(\theta_2) & cos(\theta_2)\end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix}\partial x\\ \partial y\end{bmatrix}. \tag{4.10}$$

Переходя от частных производных к конечным разностям для определения приращений координат, запишем систему уравнений (4.10) в виде:

$$\begin{bmatrix}\Delta r_1\\ \Delta r_2\end{bmatrix} = \begin{bmatrix}sin(\theta_1) & cos(\theta_1)\\ -sin(\theta_2) & cos(\theta_2)\end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix}\Delta x\\ \Delta y\end{bmatrix}.$$

В результате преобразований получим уравнение наблюдений (4.6) в виде:

$$\mathbf{r}_k = \begin{bmatrix}sin(\theta_1) & 0 & cos(\theta_1) & 0\\ -sin(\theta_2) & 0 & cos(\theta_2) & 0\end{bmatrix} \begin{bmatrix}x_k\\ V_{x,k}\\ y_k\\ V_{y,k}\end{bmatrix} + \begin{bmatrix}n_{1,k}\\ n_{2,k}\end{bmatrix}.$$

Матрица наблюдений **H** представляет собой матрицу Якоби нелинейной функции, вычисленной в точке разложения. Точкой разложения может быть как

текущая оценка, полученная на этапе экстраполяции (предсказания), так и доступная с предыдущего шага коррекции:

$$\mathbf{H}_{k+1}(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k) = \frac{\partial \mathbf{f}_k(\boldsymbol{\lambda}_k)}{\partial \boldsymbol{\lambda}_k}\Big|_{\boldsymbol{\lambda}_k = \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{v-1}}.$$

В отличие от линейного ФК элементы матрицы наблюдения зависят от оцениваемых координат и в нелинейном РФК $\mathbf{H}_{k+1}(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k)$ представляет собой матрицу линеаризации. В рассматриваемой задаче элементы матрицы $\mathbf{H}_{k+1}(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k)$ определяют линии визирования ВС-РМД при измерении дальности в системе DME. Применяя метод обратной матрицы, получим:

$$\begin{bmatrix}\Delta x \\ \Delta y\end{bmatrix} = \mathbf{H}^{-1} \cdot \begin{bmatrix}\Delta r_1 \\ \Delta r_2\end{bmatrix} \tag{4.11}$$

Формула (4.11) связывает погрешности измерения дальности и взаимное положения ВС относительно РМД с погрешностями измерения координат. Матрицу дисперсий шумов наблюдений применительно к рассматриваемой задаче представим в виде:

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix}\sigma_{r1}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{r2}^2\end{bmatrix},$$

где σ_{r1}^2 и σ_{r2}^2 – дисперсии ошибок измерения дальностей.

Постановка задачи адаптивной обработки информации при определении МП ВС по двум радиомаякам DME состоит в том, что на основании дальномерных измерений требуется синтезировать алгоритм, позволяющий сформировать оптимальную оценку переменных вектора состояния в условиях воздействия шумов.

4.1.2 Синтез алгоритма

В соответствии с постановкой задачи синтезируем алгоритм оценки координат ВС в системе DME на основе ФК, который описывается следующими рекурсивными уравнениями в предположении, что матрицы системы известны. Процесс, выполняемый фильтром, можно разделить на два этапа: прогноз (предсказание, экстраполяция) и коррекция [80, 81, 82].

Этап прогноза (экстраполяция по времени):

$$\hat{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}_{k+1} = \boldsymbol{\Phi}_{k-1,k}\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k \,,$$

$$\widetilde{\mathbf{P}}_{k+1} = \boldsymbol{\Phi}_{k-1,k}\mathbf{P}_k\boldsymbol{\Phi}_{k-1,k}^T + \mathbf{Q}_k.$$

Этап коррекции (обновление измерений):

$$\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{k+1} = \hat{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}_{k+1} + \mathbf{K}_{k+1}\left[\mathbf{r}_{k+1} - \mathbf{H}_{k+1}(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k)\hat{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}_{k+1}\right],$$

$$\mathbf{K}_{k+1} = \widetilde{\mathbf{P}}_{k+1}\mathbf{H}_{k+1}^T(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k)\left[\mathbf{H}_{k+1}(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k)\widetilde{\mathbf{P}}_{k+1}\mathbf{H}_{k+1}^T(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k) + \mathbf{R}_{k+1}\right]^{-1},$$

$$\mathbf{P}_{k+1} = \left[\mathbf{I} - \mathbf{K}_{k+1}\mathbf{H}_{k+1}(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k)\right]\widetilde{\mathbf{P}}_{k+1}\,.$$

где $\mathbf{P}_{k+1}$ - ковариационная матрица, $\mathbf{K}_{k+1}$ — матричный коэффициент усиления ФК, $\boldsymbol{z}_{k+1} = \mathbf{r}_{k+1} - \mathbf{H}_{k+1}\hat{\tilde{\mathbf{x}}}_{k+1}$ – невязка измерений дискретного ФК, $\mathbf{I}$ – единичная матрица.

Классический ФК в каждый момент времени формирует апостериорную оценку вектора состояния на основе априорной информации. С помощью этой априорной оценки состояния получается соответствующее прогнозируемое измерение $\mathbf{H}_{k+1}(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k)\hat{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}_{k+1}$, которое затем сравнивается с фактическим измерением $\mathbf{r}_{k+1}$, полученным на тот же момент времени. Потом выполняется коррекция априорной оценки путем сложения с невязкой экстраполированного и полученного измерений умноженной на весовой коэффициент.

Особенностью алгоритмов Калмановской фильтрации является их эффективная работа, когда матрицы системы известны достаточно точно. Априорная неопределенность статистических характеристик моделей может быть

причиной расходимости процесса оценивания [102]. Эффективным способом устранения эффекта расходимости является применение адаптивных методов обработки навигационной информации [29, 91]. В случае, когда модельные (априорные) параметры фильтра не соответствуют реальным статистическим характеристикам, возникает погрешность вычисления ковариационной матрицы обновляющего процесса [29, 91]:

$$\mathbf{L}_k = M\left[\left(\mathbf{r}_k - \mathbf{H}_k(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{k-1})\hat{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}_k\right)\left(\mathbf{r}_k - \mathbf{H}_k(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{k-1})\hat{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}_k\right)^T\right],$$

где $M[\bullet]$ - математическое ожидание.

Расчетное значение ковариационной матрицы обновляющего процесса определяется по формуле [82]:

$$\mathbf{L}_{\boldsymbol{k}}^{*} = \mathbf{H}_{k+1}(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k)\tilde{\mathbf{P}}_{k+1}\mathbf{H}_{k+1}^T(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k) + \mathbf{R}_{k+1}.$$

Эмпирическая оценка ковариационной матрицы обновляющего процесса, формируемая на основе реальных наблюдений на k-м шаге в соответствии с методом «скользящего окна», определяется по E выборочным значениям обновляющего процесса в виде:

$$\hat{\mathbf{L}}_k = \frac{1}{E-1}\sum_{i=\boldsymbol{k}-\boldsymbol{E}+1}^{k}\left(\mathbf{r}_i - \mathbf{H}_i(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{i-1})\hat{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}_i\right)\left(\mathbf{r}_i - \mathbf{H}_i(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{i-1})\hat{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}_i\right)^T.$$

В алгоритме АРФК матрица для определения матрицы $\hat{\mathbf{L}}_k$ применяется формула:

$$\hat{\mathbf{L}}_k = \beta_k\mathbf{L}_{\boldsymbol{k}}^{*} = \beta_k\left[\mathbf{H}_{k+1}(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k)\tilde{\mathbf{P}}_{k+1}\mathbf{H}_{k+1}^T(\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k) + \mathbf{R}_{k+1}\right],$$

где β_k – коэффициент адаптации, связывающий модельную ковариационную матрицу ошибок оценивания переменных вектора состояния с аналогичной матрицей полученную на основе реальных наблюдений ($\hat{\mathbf{P}}_k = \beta_k\tilde{\mathbf{P}}_k$).

Поскольку реальные дисперсии ошибок измерения дальностей на входе бортового оборудования системы DME изменяются во времени, то ковариационная матрица, вычисленная в алгоритме на основе априорных данных, отличается от реально существующей в процессе наблюдений. Коэффициент адаптации определяется в виде [29, 91]:

$$\beta_k = max\left\{1, \frac{trace[\hat{\mathbf{L}}_k]}{trace[\mathbf{L}_{\boldsymbol{k}}^{*}]}\right\},$$

где $trace[\bullet]$ – след матрицы.

Наблюдаемость переменных вектора состояния является необходимым условием для их эффективной оценки. Согласно методике оценки влияния траектории полета на точность определения навигационных параметров для анализа характеристик предложенного алгоритма применяются геометрический фактор (ГФ), при равноточных измерениях дальностей определяемый по формуле

$$B_k = (trace[(\mathbf{H}_k^T \mathbf{H}_k)^{-1}])^{1/2}.$$

Мера наблюдаемости, рассчитываемая по формуле:

$$\Gamma_k = \det(\mathbf{H}_k^T \mathbf{H}_k \Delta t).$$

Величины B_k и Γ_k определяет зависимость точности навигационных определений от взаимного расположения потребителя и источников информации, что позволяет исследовать систему на наблюдаемость и количественно определить слабо и хорошо наблюдаемые координаты.

4.1.3 Результаты моделирования и исследования характеристик алгоритма

Исследование характеристик синтезированного алгоритма рассмотрим на примере моделирования системы навигации DME при определении горизонтальных координат и составляющих скорости ВС на основе измерений наклонной дальности, которая является наблюдаемой величиной. ВС выполняет полет по фиксированной горизонтальной траектории с крейсерской (постоянной) скоростью 600 км/ч, продолжительность полета 3000 с, начальные погрешности определения координат заданы как случайные величины с нормальным законом распределения [80]. При проведении имитационного моделирования по оценке характеристик алгоритма взяты исходные данные: в предположении, что расчетные ошибки измерения дальности одинаковые для обоих радиомаяков

$\sigma_{r1} = \sigma_{r2} = 200$м, относительный интервал корреляции скорости ВС $1/\alpha_x T = 50$ [62, 73]. Координаты дальномерных радиомаяков заданы по данным реального МП в центрах УВД г. Иркутска и г. Улан-Уде, как показано на рисунке 4.1.

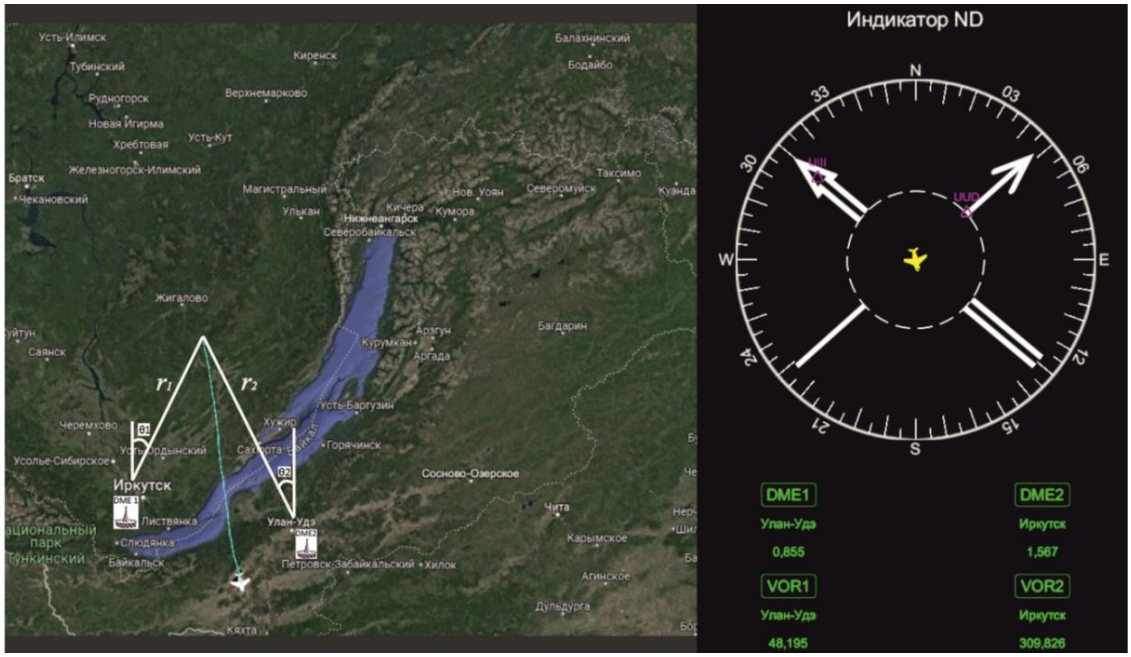


Рисунок 4.1 – Определение МП ВС при измерении дальностей до двух РМД

На рисунке 4.2 представлены реализация ошибки оценки δ_x графики и СКО σ_x координаты x, полученные в результате программной реализации алгоритма определения МП в системе DME на основе АРФК. На рис. 4.3 представлены реализация ошибки оценки δ_{Vx} и СКО σ_{V_x}, анализ которых показывает, что фактические ошибки оценки не превышают расчётных значений $2\sigma_x$ и $2\sigma_{V_x}$.

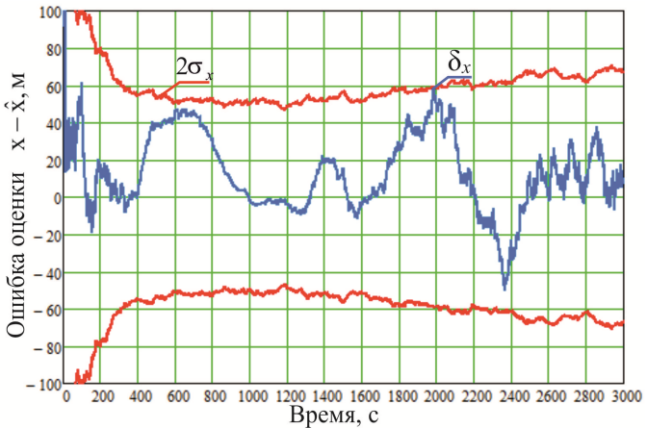


Рисунок 4.2 – Ошибка оценки координаты x и СКО в системе DME

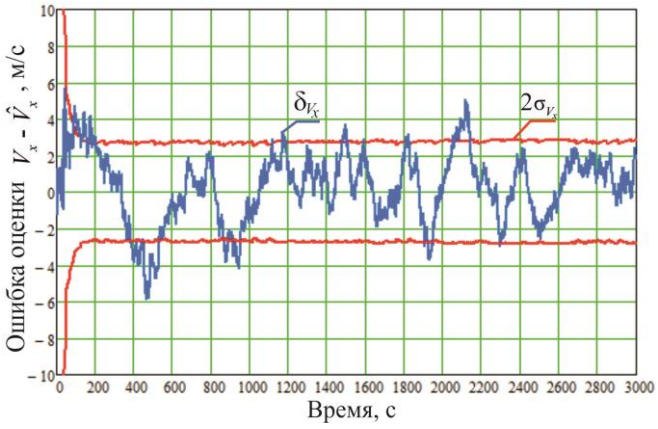


Рисунок 4.3 – Ошибка оценки составляющей скорости V_x и СКО

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод, что АРФК подходит для реализации в реальных динамических условиях определения параметров траекторного движения ВС на основе наземных РНС.

На рис. 4.4 и 4.5 представлены графики реализаций ошибок оценивания δ_y, δ_{Vy} и СКО $2\sigma_y$, $2\sigma_{Vy}$, соответственно полученные в результате программной реализации алгоритма определения местоположения в системе DME на основе АРФК. Анализ графиков показывает, что фактические ошибки оценки не превышают расчётных значений.

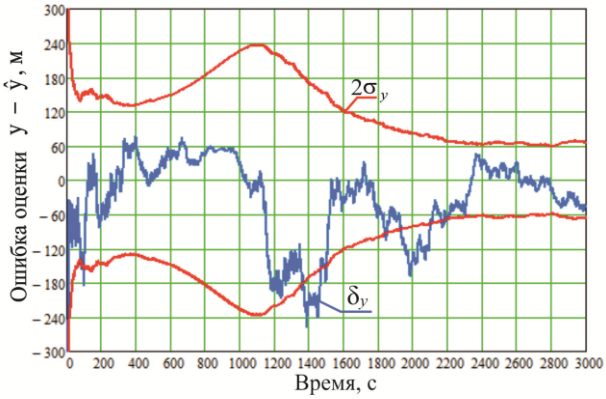


Рисунок 4.4 – СКО и ошибка оценки координаты y

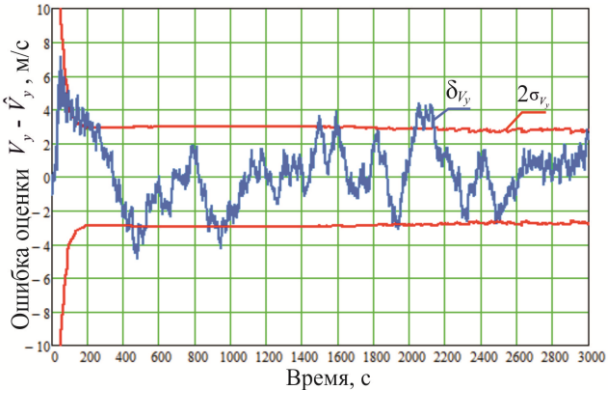


Рисунок 4.5 – СКО и ошибка оценки составляющей скорости V_y

Из анализа результатов представленных на рисунках 4.2-4.5 можно сделать вывод о том, что точность определения координат и составляющих скорости ВС в системе DME можно увеличить путем адаптации алгоритма стандартного РФК за счет вычисления матрицы шума измерении, зависящей от времени, тем самым эффективно осуществлять фильтрацию полезного сигнала на фоне шумов. Фактическая точность определения координат в работе определялась на основе выборочного значение СКП, которое рассчитывается по формуле:

$$\hat{\sigma}_x = \sigma_x^* = \sqrt{D_x^*} = \sqrt{\frac{1}{N-1}\sum_{k=1}^{N}[x_i - m_x^*]^2}\ .\ ,$$

где x_i – измеренное значение координаты в текущий момент времени, $m_x^* = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} x_i$ - оценка математического ожидания.

Результаты определения СКП плановых координат в системе DME приведены в таблице 4.1.

Таблица 4.1 – СКП определения плановых координат в системе DME

СКП		Классический алгоритм	Адаптивный алгоритм	Повышение точности, м
Система DME	Координата X	81,012 м	55,969 м	25,043
	Координата Y	116,425 м	84,563 м	31,862

На основе данных, представленных в таблице 4.1 определен выигрыш в точности определения плановых координат ВС в системе DME, который при заданных исходных данных составил для координаты x 25 м, для координаты y 31,9 м при использовании адаптивного алгоритма по сравнению с классическим.

Анализ динамики ошибок оценивания и СКО, представленный на рис. 4.2, 4.4, показывает их очевидную зависимость от взаимного расположения ВС относительно наземных радиомаяков DME, которая в работе оценивалась с помощью таких показателей как ГФ и мера наблюдаемости, приставленных на рис. 4.6, 4.7, соответственно.

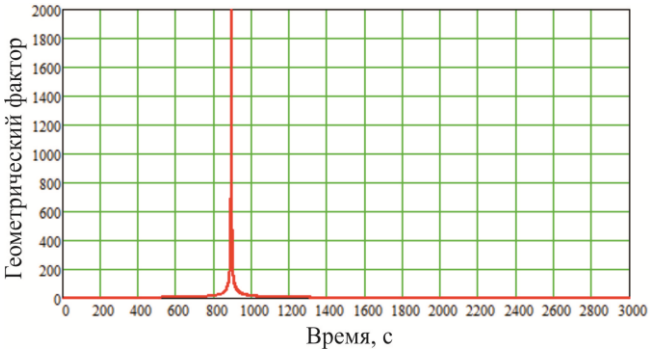


Рисунок 4.6 – Горизонтальный ГФ для моделируемой ситуации

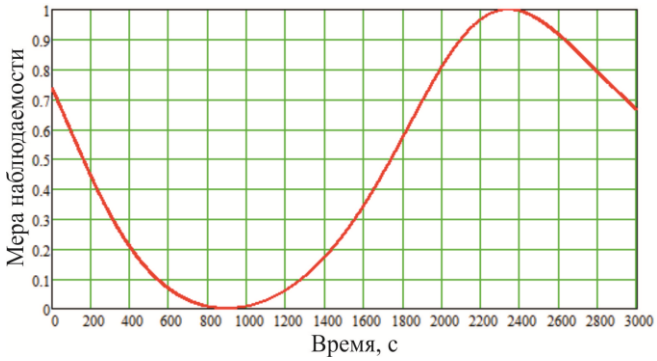


Рисунок 4.7 – Мера наблюдаемости для моделируемой ситуации

На рисунке 4.6 видно, что ВС достигает начала координат примерно за 900 с. Здесь проиллюстрировано классическое снижение точности оценок (значение ГФ стремится к бесконечности), когда линия визирования находится на 180 градусов относительно самолета. Пиковое значение является наибольшим по оси

у, при этом ошибка возникает из-за геометрических условий навигационных DME-измерений. Снижения точности определения местоположения ВС по двум радиомаякам объясняется снижением наблюдаемости переменных вектора состояния. Математический эффект данного явления хорошо описывается с помощью меры наблюдаемости, которая стремится к 0 при t≈900 с. Таким образом, ГФ и мера наблюдаемости хорошо описывают математическую сингулярность (особенность) – это точка, в которой математическая функция стремится к бесконечности или обнаруживает нерегулярность поведения.

Как видно на рисунках 4.2 и 4.4, ошибка оценки не стремится к бесконечности, когда траектория полета проходит через начало координат. Дело в том, что априорная информация о динамике полета ВС позволяет экстраполировать его положение на последующий момент времени, используя уравнение динамики процесса и с учетом возмущений, которые действуют на систему, что дает фильтру некоторую память, и апостериорная оценка координат формируется не только на основе текущего измерения. Это стало возможным благодаря тому, что для определения местоположения ВС по двум радиомаякам применяется алгоритм АРФК, уникальность которого заключается в принципе его работы: «прогноз-коррекция». Полученные результаты наглядно демонстрируют целесообразность применения методов Калмановской теории фильтрации для решения навигационных задач.

4.2 Алгоритм управления уровнем мощности излучения передатчика на основе оценки отношения сигнал/помеха в адаптивном фильтре Калмана

Проявление внутрисистемных помех характерно для всех систем с многостанционным доступом, особенно для систем с кодовым разделением

каналов, т.к. станции работают на одной частоте, при этом в системе автоматического зависимого наблюдения вещательного типа (АЗН-В) все транспондеры настроены на одну частоту 1090 МГц [18].

В современных алгоритмах управление мощностью осуществляется на основе оценки отношения сигнал/помехи (ОСП) [78, 86, 95, 101] Адаптируем предложенные в [78, 86, 95, 101] подходы к решению задачи управления мощностью приемо-передающей опорной станцией (ППОС) многопозиционной системы наблюдения (МПСН) «Мера», тогда ОСП при приеме сигнала от i-го ВС в зоне действия m-й наземной ППОС можно представить в виде:

$$q_{ki} = \frac{ZT_{mi}P_i}{\sum_{i \neq j} T_{kj}P_j + \sigma_{\text{ф}}^2} = \frac{ZT_{mi}P_i}{G_i} = \gamma_{mi}P_i, \qquad (4.12)$$

где T_{ki} и T_{kj} – коэффициенты усиления каналов связи между m-й ППОС с одной стороны и соответственно i -й и j -й ВС – с другой; Z – коэффициент, характеризующий расширение спектра сигнала; $\sigma_{\text{ф}}^2$ – дисперсия шума; P_i и P_j – уровни мощности сигналов ВС_i и ВС_j соответственно; $G_i = (\sum_{i \neq j} T_{kj}P_j + \sigma_{\text{ф}}^2)$ – величина, характеризующая уровень принимаемых помех; $\gamma_{ki} = ZT_{ki}/G_i$ - флуктуации канала связи.

Сделав допущение, что ППОС принимает сигнал только от одного ВС (k=1), вместо q_{Ki} можно принять q_i, в свою очередь за флуктуацию канала можно принять величину γ_i

$$\gamma_i = \frac{ZT_i}{G_i},$$

где G_i - величина, характеризующая уровень принимаемых помех.

В работе [95] предложен следующий алгоритм управления уровнем мощности излучения сигнала

$$\Delta P_{i,k} = \gamma_{i,k}\Delta q_{i,k},$$

$$P_{i,k+1} = P_{i,k} + \gamma_{i,k}(q_i^{TP} - q_{i,k}),$$

где $P_{i,k}$, $P_{i,k+1}$– уровни мощности излучения ППОС в моменты времени k и $k+1$; $\Delta q_{i,k}$ – разница между фактическим $q_{i,k}$ и требуемым q_i^{TP} ОСП, $\gamma_{i,k}$ – коэффициент усиления.

Уровень мощности излучения сигнала пропорционален разности между фактических и требуемых ОСП. Коэффициент усиления $\gamma_{i,k}$ выполняет функцию регулировочную функцию. Для определения $\gamma_{i,k}$ требуется система оценки и экстраполяции (прогноза), которая может быть реализована в виде:

$$\hat{\gamma}_{i,k+1} = \hat{\gamma}_{i,k} + K_i(y_i - \hat{\gamma}_{i,k}),$$

где K_i - коэффициент усиления ФК; $y_i = \gamma_{i,k} + n_{i,k}$ - наблюдение за параметром $\gamma_{i,k}$, $n_{i,k}$ - флуктуационный шум с нулевым математическим ожиданием с дисперсией D_i.

4.2.1 Постановка задачи

Формализуем задачу управления мощностью в постановке Летова-Калмана. Модели объекта управления и измерений можно представить уравнениями в пространстве состояний [42, 60]:

$$\boldsymbol{\lambda}_{k+1} = A_k\boldsymbol{\lambda}_k + B_k\mathbf{u}_k + \mathbf{w}_k,\ k = 0,1,...,N-1,\ \boldsymbol{\lambda}(0) = \boldsymbol{\lambda}_0,$$

$$\mathbf{y}_k = H_k\lambda_k + \mathbf{n}_k, \qquad (4.13)$$

где $\boldsymbol{\lambda}_k = \begin{bmatrix}\tau & V_\tau & q & P\end{bmatrix}^T$ - совместный вектор состояния; $\mathbf{y}_k$ - вектор наблюдений; $H_k = \begin{bmatrix}1 & 0 & 1 & 0\end{bmatrix}$ - матрица наблюдений; A_k - матрица динамики; B_k - матрица коэффициентов управляющих воздействий; $\mathbf{u}_k$ - вектор управления.

В задаче оптимизации локальный показатель качества имеет вид [78, 95]:

$$J_k = \min_{\mathbf{U}_1^{T-1}} M\{c_k(\boldsymbol{\lambda}_k, \mathbf{u}_k)\},$$

где $c_k(\boldsymbol{\lambda}_k, \mathbf{u}_k)$ – функция стоимости; $M[\ ]$ – символ математического ожидания.

Требуется по данным измерений определить управляющее воздействие $\mathbf{u}_k = \mathbf{u}(\mathbf{y}_1^{k-1})$, оптимальное по критерию [15, 42]:

$$\mathbf{u}_k = \arg\min_{\mathbf{u}_k \in \mathbf{U}} \{J_k\}. \qquad (4.14)$$

4.2.2 Синтез алгоритма

Оптимальное управление, обеспечивающее минимум функционала (4.14), имеет вид [15, 42]:

$$\mathbf{u}^*_k = \mathbf{u}^*(k, \mathbf{y}_0^k) = -L_k \hat{\boldsymbol{\lambda}}_k, \qquad (4.15)$$

где $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k = M\{\boldsymbol{\lambda}_k \mid \mathbf{y}_0^k\}$ - оптимальная оценка вектора состояния; $L_k = (B_k^T \tilde{Q}_k B_k + E_k)^{-1} B_k^T \tilde{Q}_k A_{\mathrm{k/k-1}}$ - матричный коэффициент усиления.

Алгоритм оценивания процесса $\boldsymbol{\lambda}_k$ на основе ФК представим в виде:

1. $\hat{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}_k = A_{k-1,k} \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{k-1}$ – экстраполяция оценки вектора состояния;

2. $\hat{R}_k = A_{k-1,k} R_{k-1} A_{k-1,k}^T + Q_k$ – экстраполяция корреляционной матрицы ошибок фильтрации;

3. $\hat{\mathbf{y}}_k = H_k \hat{\tilde{\boldsymbol{\lambda}}}_{k+1} = H_k A_{k-1,k} \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{k-1}$ – экстраполяция наблюдения;

4. $\mathbf{e}_k = \mathbf{y}_k - H_k A_{k-1,k} \hat{\boldsymbol{\lambda}}_{k-1}$ – невязка между экстраполированным и реальным наблюдениями (обновляющий процесс);

5. $K_k = \tilde{R}_k H_k^T \left[H_k \tilde{R}_k H_k^T + V_k \right]^{-1}$ – матричный коэффициент усиления ФК;

6. $\hat{\boldsymbol{\lambda}}_k = A_{k-1,k}\hat{\boldsymbol{\lambda}}_{k-1} + K_k \mathbf{e}_k$ – коррекция оценки вектора состояния $\boldsymbol{\lambda}_k$;

7. $R_k = \left[I - K_k H_k\right]\tilde{R}_k$ – коррекция оценки корреляционной матрицы ошибок фильтрации.

В данном алгоритме выполняется оценка и предсказание $\hat{q}_{i,k}$, на основе ФК, применение которого предполагает, что случайные возмущения аппроксимируются БГШ и для фильтрации нужна достоверная информация о статистических свойствах оцениваемого случайного процесса. Однако в реальных условиях флуктуации ОСП не является случайным процессом с нормальным распределением, поэтому, классический ФК не подходит, т.к. предназначен для решения задачи фильтрации случайного процесса с известными динамическими свойствами. Отсутствие достоверной априорной информации о вероятностных характеристиках полезного сигнала и шума приводит к появлению эффекта расходимости [28]. В таком случае требуется реализация адаптивного подхода к управлению мощностью, который определяет изменения шума наблюдения. В отличие от классического ФК, применение адаптивного фильтра не требуются знания априорных статистических характеристик сигналов и шумов [27, 100]. Поэтому разработка адаптивных алгоритмов фильтрации, параметры которых автоматически подстраиваются под характеристики возмущающих воздействий, является актуальным способом решения проблемы расходимости [61, 73].

В классическом ФК при формировании оценки стационарного случайного процесса диагональными элементами ковариационной матрицы шумов наблюдений являются постоянные величины $V(k)$=const. Для отслеживания изменения статистических характеристик шума наблюдений может использоваться фактическая ковариационная матрица, вычисляемая на основе обновляющего процесса, поэтому при использовании АФК отслеживаемым сигналом является обновляющий процесс.

Обновляющая последовательность, т.е. невязка измерений, которая представляет собой разницу между прогнозируемым и наблюдаемым сигналами (последовательность ошибок экстраполяции) представлена уравнением:

$$\mathbf{e}_k = \mathbf{y}_k - \hat{\mathbf{y}}_k .$$

Расчетная (теоретическая) ковариационная матрица e_k определяется по формуле:

$$C_k = H_k \tilde{R}_k H_k^T + V_k .$$

Фактическая ковариационная матрица S_{e_k} аппроксимируется выборочной ковариационной функцией обновляющей последовательности путем усреднения внутри скользящего окна оценки размера *N*:

$$\hat{S}_{e_k} = \frac{1}{N} \sum_{l=k-N+1}^{N} \mathbf{e}_k \mathbf{e}_k^T ,$$

где $l = k - N + 1$ - первый отсчет внутри окна оценки.

Затем фактическая ковариационная матрица S_{e_k} подставляется в выражение для вычисления матричного коэффициента усиления ФК.

Реализуемые на практике алгоритмы управления мощностью имеют вид:

1) $P_{k+1} = \beta(1 + \frac{1}{q_k})P_k$ – распределенная балансировка;

2) $P_{k+1} = \beta \frac{P_k}{q_k}$ – распределенное управление мощностью;

3) $P_{k+1} = \min(\frac{q_i^{TP}}{q_{i,k}} P_k, P^{\max})$ – распределенное управление ограниченной мощностью излучения сигнала.

В работе предлагается реализовать следующий алгоритм управления мощностью излучения сигнала:

$$P_{k+1} = \beta D_{qk} P_k ,$$

где D_{qk} – дисперсия ошибки оценки ОСП, которая является диагональным элементом ковариационной матрицы ошибок фильтрации, β – регулировочный коэффициент.

При этом величина изменения мощности излучения пропорциональна ошибке ОСП, которая определяется на выходе АФК. Структура стохастической

системы управления мощностью передатчика с адаптивной системой оценки ОСП продемонстрирована на рисунке 4.8.

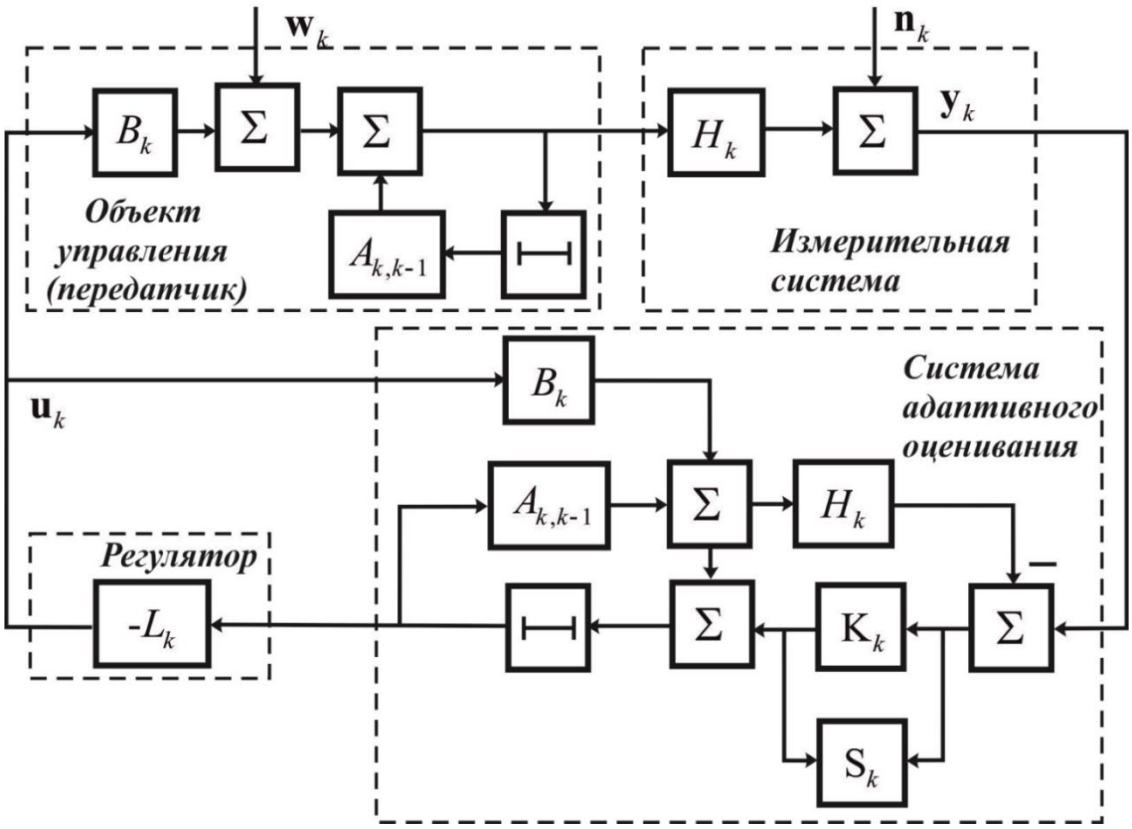


Рисунок 4.8 – Структура системы управления уровнем мощности излучения передатчика с адаптивной оценкой ОСП

Таким образом, обобщенная структура включает в свой состав систему адаптивного оценивания, и регулятор, вырабатывающий сигнал управления [32].

4.2.3 Исследование характеристик алгоритма

Исследование характеристик синтезированного алгоритма проводилось методами имитационного статистического моделирования. Математическая модель функционирования системы строилась на основе анализа линии передачи

данных автоматического зависимого наблюдения вещательного типа [56, 70] В качестве исходных принимался уровень мощности излучения передатчика, измеренный в полосе 25 кГц основного канала на согласованном нагрузочном сопротивлении 50 Ом при длине высокочастотного кабеля не более 1,5 м, который должен составлять 43 дБм ± 1дБ ≈ 20 Вт.

ППОС измеряет ОСП и формирует сигнал управления уровнем мощности излучения запросного сигнала. Результаты имитационного статистического моделирования помеховой обстановки, функционирования системы и алгоритмов оценивания на основе ФК приведены на рисунках 4.9 и 4.10. На рисунке 4.9 представлены реализация ошибки оценки δ_q графики и СКО σ_q ОСП, полученные в результате программной реализации алгоритма оценивания на основе классического ФК с постоянной во времени дисперсией шума наблюдений. На рисунке 4.10 представлена реализация помехи в линии передачи данных с динамически изменяющимся во времени СКО σ_n по треугольному закону.

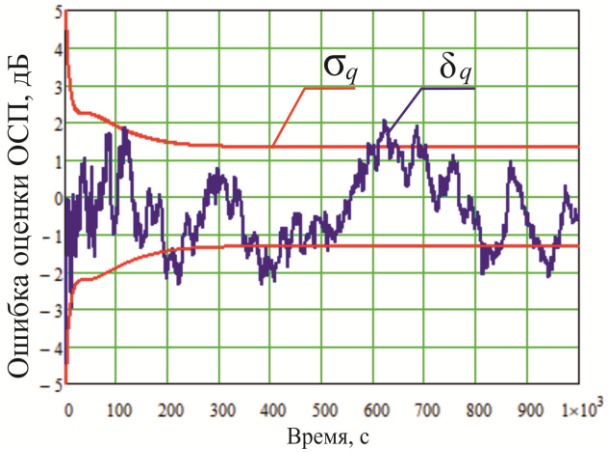


Рисунок 4.9 – Ошибка оценки ОСП и СКО

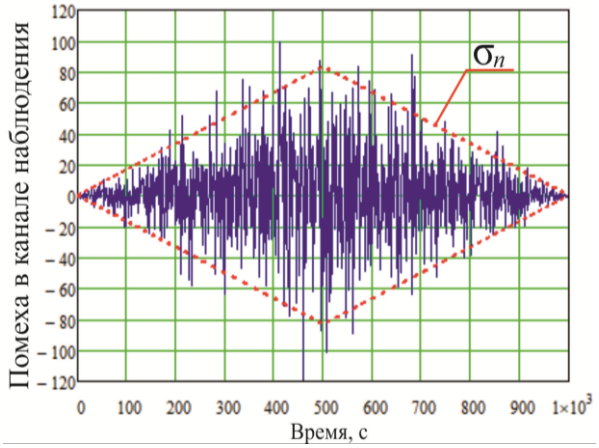


Рисунок 4.10 – Реализация шума наблюдений

На рисунке 4.11 представлены реализация ошибки оценки δ_q графики и СКО σ_q ОСП, полученные в результате программной реализации алгоритма оценивания на основе классического ФК при реализации шума наблюдения с динамически изменяющимся во времени СКО σ_n по треугольному закону. На рисунке 4.12 представлена реализация ошибки оценки δ_q графики и СКО σ_q ОСП при использовании АФК.

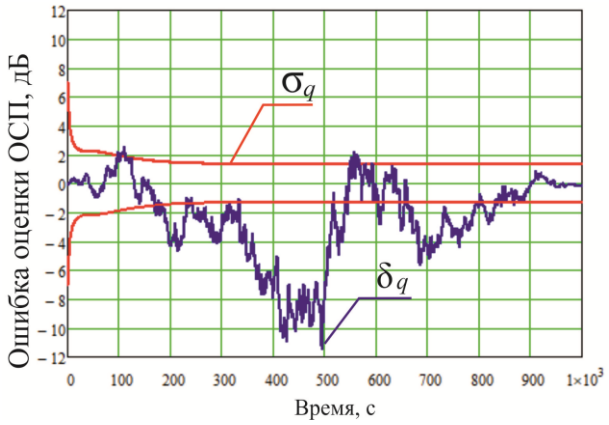


Рисунок 4.11 – СКО и ошибка оценки ОСП при расходимости ФК

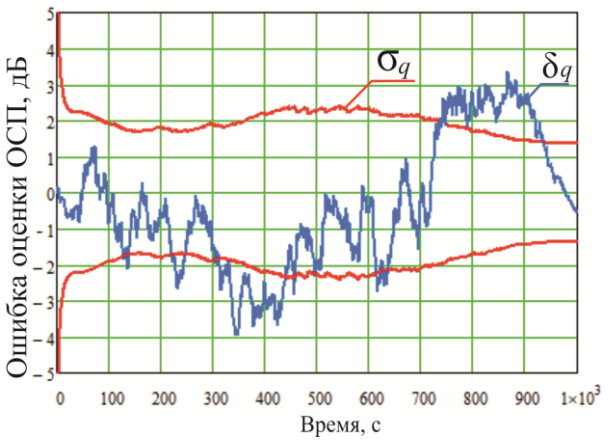


Рисунок 4.12 – СКО и ошибка оценки ОСП в АФК

Анализ полученных результатов позволяет сделать вывод, что изменение во времени вероятностных характеристик шума, на выходе классического алгоритма наблюдается расходимость. В то же время АФК подходит для реализации в реальных динамических условиях определения параметров.

На рисунке 4.13 приведены результаты сравнения классического и адаптивного ФК в виде графиков фактической ошибки оценки ОСП. На рисунке 4.14 представлены графики дисперсий ковариационных матриц ошибок фильтрации ОСП классического и адаптивного ФК.

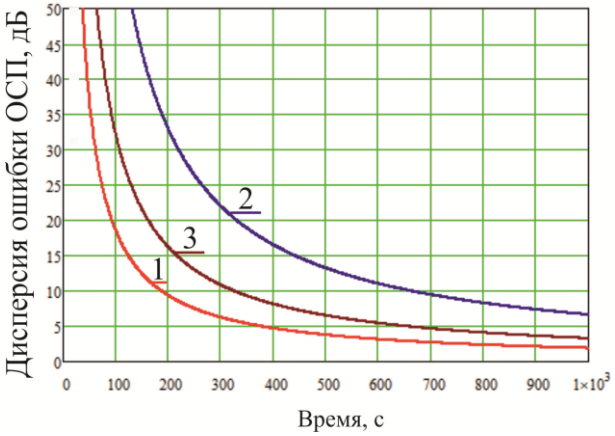


Рисунок 4.13 – Фактическая дисперсия ошибки оценки ОСП: 1 – классический ФК; 2 – классический ФК при расходимости; 3 – АФК.

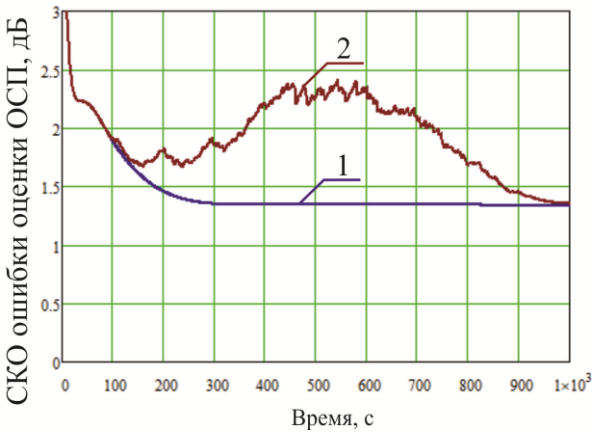


Рисунок 4.14 – СКО ошибки оценки ОСП: 1 – классический ФК; 2 –АФК

Сравнительный анализ результатов, представленных на рисунках 4.13 и 4.14 показывает, что СКО ошибки оценки ОСП увеличилось на 1 дБ по сравнению с классическим ФК, при этом уменьшается фактическая дисперсия оценки ОСП (рис. 4.13). На рисунке 4.15 представлены графики динамики ОСП в процессе моделирования и оценивания в адаптивном алгоритме. На рисунке 4.16 представлены графики выходной мощности передатчика в условиях изменения помеховой обстановки для прототипа с реализацией алгоритма управления.

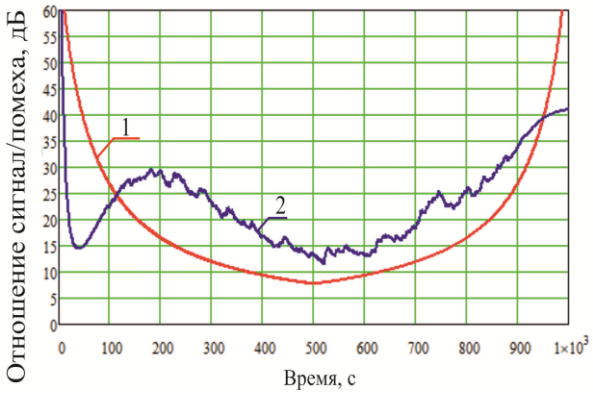


Рисунок 4.15 – Динамика ОСП:
1 – модель, 2 – оценка.

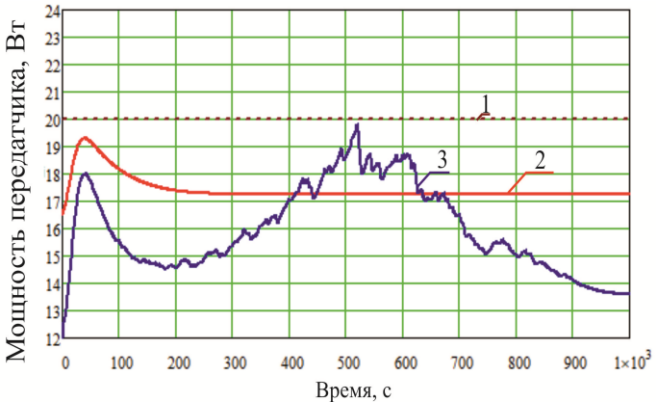


Рисунок 4.16 – Мощность передатчика:
1 – прототип; 2 – управление на основе классического ФК; 3 – управление на основе АФК.

Оценка ОСП на выходе АФК приближенно соответствует динамике модели ОСП, расхождение обусловлено присутствием шумов и помех. На выходе классического ФК дисперсия ошибки оценки постоянная в стационарном состоянии и не отслеживает изменение ОСП. В АФК динамика дисперсии ошибки оценки ОСП отлеживает изменение дисперсии шума помехи, что позволяет адаптировать параметры фильтра под статистические характеристики помехи.

4.3 Разработка практических рекомендаций по применению алгоритмов адаптивной фильтрации в локальной контрольно-корректирующей станции спутниковой системы посадки

Наземная система функционального дополнения ГНСС, в которой ВС принимает дополнительную информацию, обеспечивающую повышение навигационной точности, от наземного передатчика при маневрировании в районе аэродрома, заходе на посадку и выполнении посадки. ЛККС обеспечивает повышение точности НВО по данным ГНСС путем передачи по радиоканалу на борт ВС ДП к ПД НКА, а также информации о целостности сигналов. Бортовое оборудование принимает, обрабатывает и использует ДП в алгоритме НВО, с последующей выдачей экипажу информации для управления ВС в горизонтальной и вертикальной плоскостях. Шкаф с аппаратурой ЛККС, Передающие антенны УКВ (VDB) и антенны сигналов ГНСС представлены 4.17-4.19, соответственно.

Рисунок 4.17 – Внешний вид шкафа ЛККС

Рисунок 4.18 – Передающие антенны УКВ

Рисунок 4.19 – Антенны сигналов ГНСС

Программы, реализующие контроль целостности и качества спутниковой информации и функции мониторинга, расположенные в блоке вычислительно-контрольного устройства (БВКУ), производят комплексный анализ вычисленных СНП поправок ПД и скорости их изменения, и получают их оценки по каждому НС, формируют информацию для воздушных и наземных потребителей. При определении превышения заданного порога каким-либо из НС, поправки по этому НС помечаются признаком отбраковки спутника, в соответствии со стандартом SARPs. Если число не отбракованных НС станет менее 4, станция выдает предупреждение о недостоверности передаваемой информации. Это предупреждение автоматически снимается при восстановлении числа не отбракованных спутников до 4 и более.

Функциональная схема ЛККС представлена на рисунке 4.20 [33].

Вкладка «ГНСС» (рис. 4.21) предназначена для вывода детальной информации по состоянию подсистемы приема спутникового сигнала. Вкладка разделена на три части: общего состояния приемников (1), данных по видимым спутникам (2) и данных по отдельному спутнику (3). В первой части расположены кнопки выбора спутникового приемника (3) и индикаторы готовности приемников (4). Во второй части расположен список спутников (2), видимых выбранным приемником.

Спутник, помеченный в данном списке как исключенный, не обязательно также исключен и в главном списке. Список поддерживает возможность выбора конкретного спутника для отображения в третьей части вкладки детальных данных по нему.

Данные носят информационный характер и содержат номер спутника (5), угол возвышения в градусах (6), азимут в градусах (7), отношение сигнал/шум (8) в децибел-герцах и текущее значение дифференциальной поправки к псевдодальности (9), вычисленной по данным выбранного приемника, а также список (10) причин исключения данного спутника из навигационного решения.

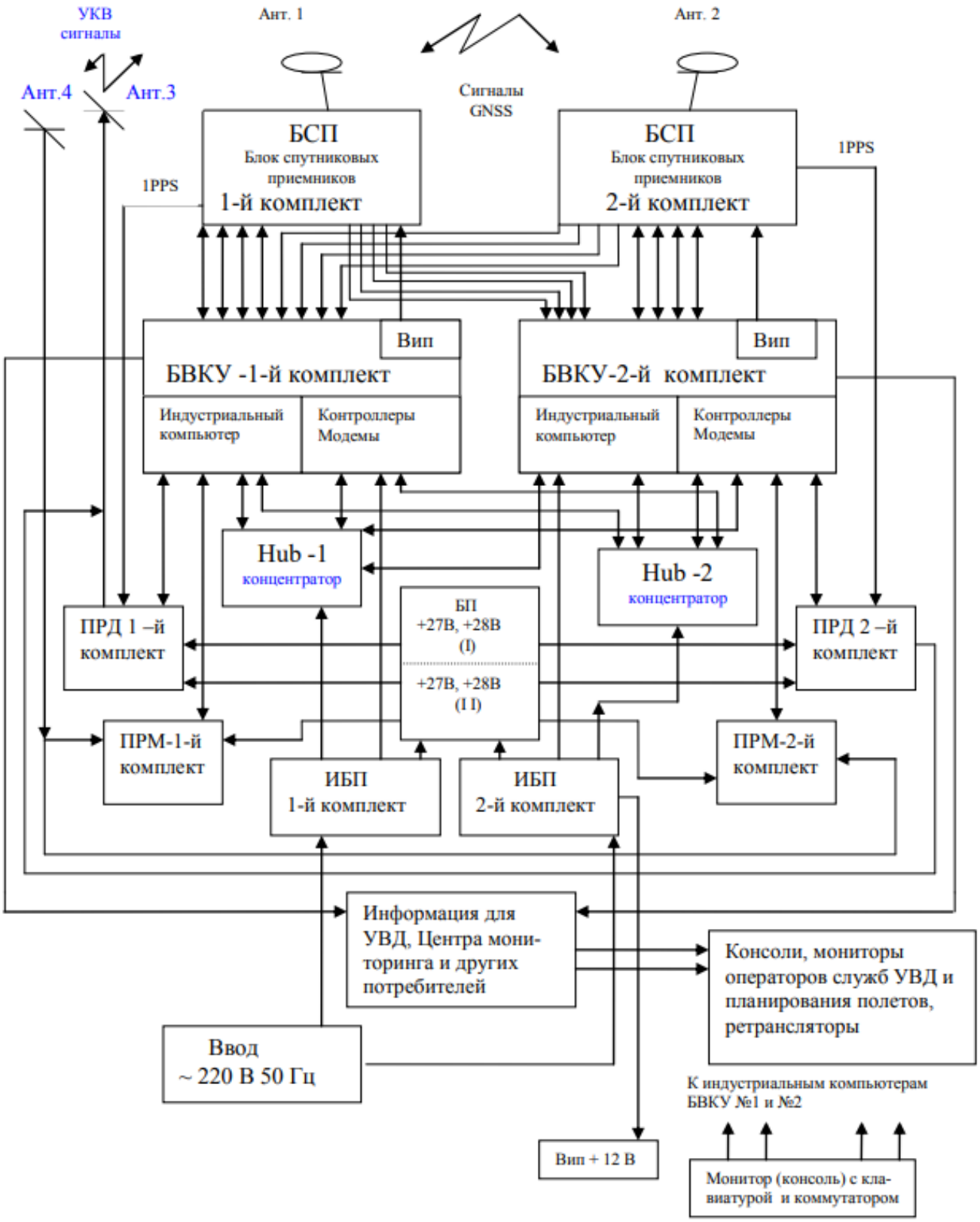


Рисунок 4.20 – Функциональная схема ЛККС.

Рисунок 4.21 – Вкладка «ГНСС»

Разработанные в диссертации алгоритмы адаптивной обработки информации предлагается реализовать на программном уровне СНП. Применение разработанных алгоритмов позволит уменьшить количество отбракованных спутников за счет адаптивного использования сигналов.

Кроме того, спутниковый приемник системы выходного контроля (ПСВК), работающий в дифференциальном режиме, использует поправки, вычисленные станцией, для определения своих координат и передает их в вычислительный блок для сравнения с истинными (геодезически точными) координатами антенны станции, хранящимися в памяти станции.

Вкладка «Отклонения» (рис. 4.22) информационная, она позволяет оценить текущую точность решения навигационной задачи, как в дифференциальном, так и в автономном режиме навигации. Режим отображения переключается с помощью дополнительных кнопок «АВТО» (2) и «ДИФФ» (1). В случае недоступности данных выводится текст «Н/О» («не определено»).

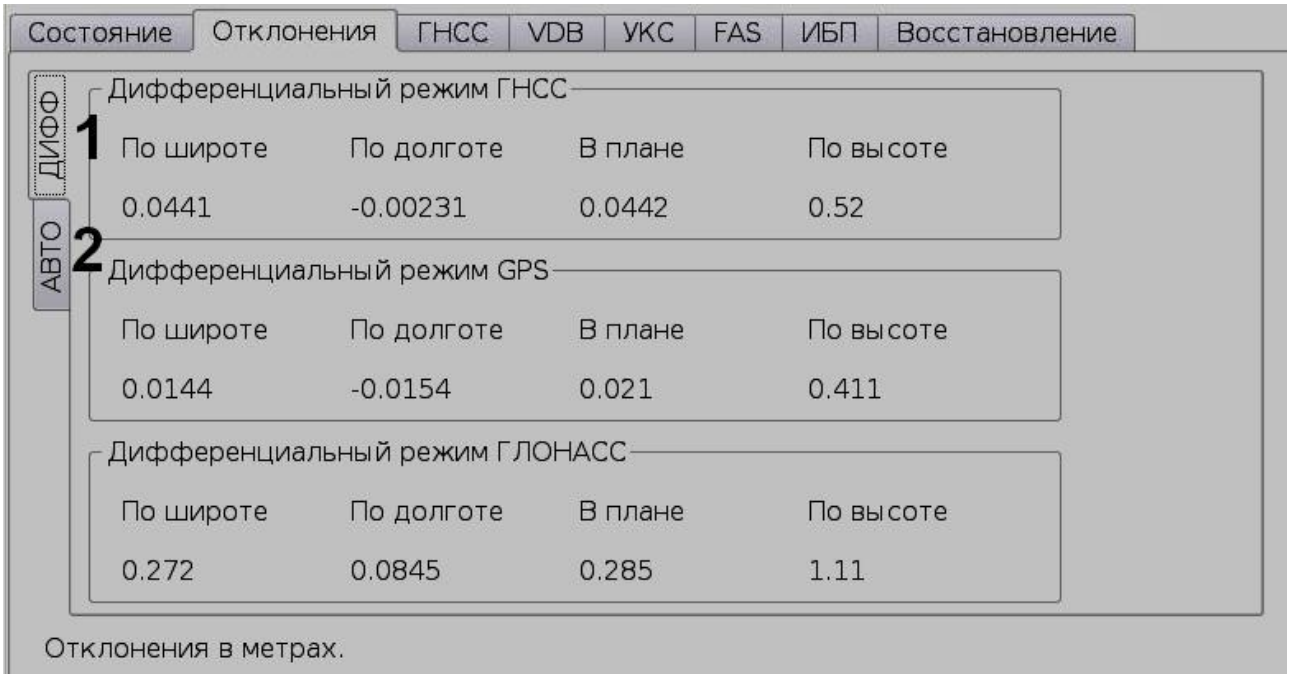


Рисунок 4.22 – Вкладка «Отклонения»

Если разности между полученными координатами и их истинными значениями превышают заданный порог (10 м по любому из параметров – широте, долготе и высоте), станция оценивает эту ситуацию как сбой и формирует оповещение о недостоверности передаваемой информации в соответствии с выбранным стандартом. Повышение точности определения координат СНП позволит уменьшить количество сбоев и формирования оповещений о недостоверности передаваемой информации.

Применение разработанных в диссертации алгоритмов адаптивной обработки информации в СНП ЛККС ЛКСС на основе данных мониторинга сигнально-помеховой обстановки позволит уменьшить погрешности определения отклонения ВС от линии глиссады при заходе на посадку и посадке (рис. 4.23).

Рисунок 4.23 – Индикатор основного пилотажного дисплея

На индикаторе основного пилотажного дисплея пространственного положения отображаются (рис. 4.23):

- источник данных об отклонении по вертикали (ILS / FMS / GLS);
- шкала и индекс отклонения по вертикали при посадке по ILS или GLS;
- шкала и индекс отклонения по горизонтали при посадке по ILS или GLS.

Выводы по главе 4

1. С учетом возможных проблем нарушения целостности и надежности функционирования ГНСС, важная роль в аэронавигационном обеспечении полетов отводится системе DME. С помощью, которой можно решать навигационную задачу по определению МП ВС методом линий положения путем измерения дальности до двух дальномерных радиомаяков. В условиях априорной неопределенности шумов измерений в работе предлагается применять адаптивный алгоритм для определения МП ВС. По сравнению с другими разновидностями РФК, адаптивный алгоритм может обрабатывать наблюдения, в которых реальные вероятностные характеристики отличаются от расчетных. Эффективность алгоритма достигается путем адаптации матрицы измерений на каждом шаге времени и обновления ковариационной матрицы ошибки оценивания. Данное обстоятельство делает целесообразным возможность реализации алгоритма в навигационных приложениях, требующих высокой точности, где надежность алгоритма является необходимым условием для выполнения критических операций. По сравнению с другими алгоритмами АРФК может обрабатывать ошибки округления, что важно для сингулярных систем.

2. Представлены результаты исследования алгоритма определения МП ВС в системе DME на основе АРФК. Показано, что применение адаптивного алгоритма приводит к повышению точности оценки координат за счет адаптивной оценки ковариационной матрицы шумов измерений. Приведенные результаты имитационного моделирования демонстрируют работоспособность предложенного алгоритма для решения задачи определения МП ВС по двум радиомаякам DME. Полученные результаты на примере системы DME позволяют продемонстрировать эффективность применения адаптивных методов обработки информации при решении задачи определения МП ВС применительно к реальным динамическим условиям для широкого класса радионавигационных систем.

3. Вследствие большого динамического диапазона мощности сигнала на входе приемника и, следовательно, величины ОСП, оценку последней осуществляет сама система по принимаемому сигналу. При этом величина изменения мощности излучения пропорциональна ошибке ОСП, которая определяется на выходе адаптивного фильтра Калмана. Синтезирован алгоритм оптимального управления уровнем сигнала передатчика на основе оценки отношения сигнал/шум в канале обмена данными.

4. Методами имитационного математического моделирования функционирования приемопередающей опорной станции в условиях изменения помеховой обстановки проведено сравнение точностных характеристик адаптивного и классического фильтра Калмана в условиях априорной неопределенности информации о статистических свойствах помехи. Сравнительный анализ полученных результатов показывает, применение адаптивных алгоритмов обработки информации оказывается более эффективным способом решения задачи идентификации состояния системы если ковариационная матрица шумов наблюдений не известна по сравнению с классическим алгоритмом.

5. Разработаны практические рекомендации по применению алгоритмов адаптивной фильтрации в средствах РТОП. Разработанные алгоритмы адаптивной обработки информации предлагается реализовать на программном уровне в СНП. Применение разработанных алгоритмов позволит уменьшить количество отбракованных спутников за счет адаптивного использования сигналов при решении навигационной задачи. Повышение точности определения координат СНП позволит уменьшить количество сбоев и формирования оповещений о недостоверности передаваемой информации. Применение разработанных алгоритмов адаптивной обработки информации в спутниковом навигационном приемнике локальной контрольно-корректирующей станции на основе данных мониторинга сигнально-помеховой обстановки позволит уменьшить погрешности определения отклонения ВС от линии глиссады при заходе на посадку.

Заключение

В результате работы достигнута цель диссертационного исследования, решена актуальная научная задача разработки технического облика перспективной системы дистанционного контроля параметров, методики радиомониторинга сигнально-помеховой обстановки в районе аэродрома для обеспечения защиты объектов воздушного транспорта от несанкционированного вмешательства в авиационную деятельность, а также алгоритмов адаптивной обработки информации для повышения эффективности функционирования средств РТОП.

Основные результаты и выводы:

1 Дистанционный контроль параметров обеспечивает оценку работоспособности средств РТОП. Кроме того, мониторинг РЭС осуществляется с целью контроля за помеховой обстановкой в районе аэропортов, а своевременное обнаружение и распознавание мешающих радиосигналов позволяет повысить безопасность полётов. Благодаря системам радиомониторинга можно минимизировать ущерб от потери или подмены данных при УВД путём обнаружения источника помех и нейтрализации его воздействия.

2. Представлен специализированный программно-аппаратный комплекс на основе SDR-технологии для проведения экспериментальных исследований электромагнитной совместимости АРЭС, на основании которых определено, что трассовый радиолокационный комплекс «Утес-Т» является источником помех приёмникам спутниковой навигации, т.к. они работают в одном частотном диапазоне, хотя расположены на достаточно большом удалении. В результате проведения исследований выявлено, как сигналы аппаратуры сотовой связи влияют на процессы функционирования бортового РЭО.

3. Предложены концепция радиомониторинга и технический облик перспективной системы дистанционного контроля параметров средств РТОП,

которые позволяют реализовать процесс мониторинга полностью в автоматическом режиме при контроле использования радиочастотного ресурса.

4. Предложена методика селекции радиосигналов на основе спектрального анализа радиодиапазона на основе метода “прозрачного обруча”, которая позволяет выявлять участки спектра, занятые одним радиосигналом, даже в случае со значительным разносом боковых лепестков по очи частот. Выполнена программная реализация и произведена апробация метода на сформированном участке спектра для сигналов с различными типами модуляции. Показано, что предложенный подход позволяет производить селекцию отдельных сигналов в сложной электромагнитной обстановке, что делает применение метода «прозрачного обруча» более предпочтительным для селекции сигналов.

5. Разработан автоматизированный программный комплекс обнаружения и селекции радиосигналов на основе спектрального анализа исследуемого диапазона с возможностью выделения разнесённых по частоте боковых составляющих. Комплекс предназначен для использования в автоматизированных системах радиоконтроля при проведении исследования электромагнитной обстановки с целью выявления помеховых сигналов и дистанционного контроля параметров средств РТОП.

6. Разработано алгоритмическое и программное обеспечение для автоматического обнаружения и селекции радиосигналов, их анализа и классификации по типам модуляции на основе анализа их синфазной и квадратурной компонент. Результаты тестирование и апробации разработанных программных продуктов применительно к моделям сигналов продемонстрировали работоспособность приведённых алгоритмов и возможность использования в системах радиоконтроля.

7. В реальных условиях функционирования средств РТОП характеристики интенсивности шумов и помех могут отличаться от расчетных, поэтому в работе выполнена оценка фактических значений отношения сигнал/шум в радионавигационных системах методами полунатурного моделирования. Предложен программно-аппаратный комплекс для экспериментальной оценки

фактических значений отношения сигнал/шум в радионавигационных системах. Анализ результатов исследований показывает, что отношение сигнал/шум ГНСС-приемниках изменяется в процессе работы существенно сильнее, чем в наземных системах радионавигации, работающих в УКВ-диапазоне.

8. Синтезирован алгоритм оптимальной фильтрации радионавигационных параметров ГНСС-приемника на основе адаптивного фильтра Калмана, отличие которого от традиционного заключается в том, что в нем взвешенная сумма выходных значений обновляющего процесса используется для оценки ковариационной матрицы шумов наблюдений в реальном времени. Определен выигрыш в точности определения радионавигационных параметров при использовании адаптивного алгоритма по сравнению с традиционным, который составил для времени задержки сигнала 0,409 нс, для частоты 0,244 Гц, что позволяет повысить точность НВО по данным ГНСС.

9. Синтезирован алгоритм адаптивной обработки псевдодальномерных измерений в спутниковом навигационном приемнике ЛККС на основе данных мониторинга сигнально-помеховой обстановки. Определен выигрыш в точности определения пространственного МП ВС при использовании адаптивного алгоритма, который составил 10,893 м или 67,7 % по сравнению с неадаптивным алгоритмом. Показано, что применение адаптивного алгоритма позволяет сохранить количество спутников, используемых для решения навигационной задачи, и повысить точность оценки координат путем адаптивного изменения коэффициента использования сигналов при НВО.

10. Предложен адаптивный алгоритм для определения местоположения ВС на основе измерения дальности до двух наземных радиомаяков системы DME, позволяющий обрабатывать наблюдения, в которых реальные вероятностные характеристики отличаются от расчетных. Показано, что применение адаптивного алгоритма приводит к повышению точности оценки координат за счет адаптивной оценки ковариационной матрицы шумов измерений. Определен выигрыш в точности определения координат ВС в системе DME, который при реализации

адаптивного алгоритма по сравнению классическим составил для координаты x 25 м, для координаты y 31,9 м.

11. Синтезирован алгоритм оптимального управления уровнем сигнала передатчика на основе оценки отношения сигнал/шум в канале обмена данными. Проведено сравнение точностных характеристик адаптивного и классического фильтра Калмана в условиях априорной неопределенности информации о статистических свойствах помехи. Сравнительный анализ полученных результатов показывает, применение адаптивных алгоритмов обработки информации по сравнению с классическим алгоритмом оказывается более эффективным способом идентификации параметров системы.

Полученные результаты предполагается внедрить в интеллектуальных транспортных системах на основе спутниковых технологий при решении задач навигации и посадки воздушных судов. Результаты могут быть использованы при разработке новых перспективных образцов систем дистанционного контроля параметров, аэронавигационного обеспечения полетов и модернизации существующих. Обобщение полученных результатов может быть применено для усовершенствования средств РТОП.

Список сокращений и условных обозначений

АЗН-В – радиовещательное автоматическое зависимое наблюдение

БГШ – белый гауссовский шум

ВС – воздушное судно

ГНСС – глобальная навигационная спутниковая система

ГФ – геометрический фактор

ДБГШ – дискретный белый гауссовский шум

ДК – дистанционный контроль

ДКП – дистанционный контроль параметров

МП – местоположение

НВО – навигационно-временные определения

НКА – навигационный космический аппарат

ОСП – отношение сигнал/помеха

ОСШ – отношение сигнал/шум

ПД – псевдодальность

РНП – радионавигационные параметры

РТОП – радиотехническое обеспечение полетов

РНС – радионавигационные системы

РЧС – радиочастотный ресурс

РЭС – радиоэлектронная система

СДКП – система дистанционного контроля параметров

СК – система координат

СКО – среднеквадратическое отклонение

СКП – среднеквадратическая погрешность

СНП – спутниковый навигационный приемник

СРМ – средство радиомониторинга

УВД – управление воздушным движением

УКВ – ультракороткие волны

ЭМО – электромагнитная обстановка

ЭМС – электромагнитная совместимость

ЭРТОС – эксплуатации радиотехнического обеспечения полётов и связи

DME – Distance Measurement Equipment

DVOR – Doppler VHF Omni Directional Range

GPS – Global Positioning System

ICAO – International Civil Aviation Organization

SDR – Software Defined Radio

VOR – VHF Omnidirectional Range

Список литературы

1. **Аджемов С. С., Кленов Н. В., Терешонок М. В., Чиров Д. С.** Методы распознавания видов цифровой модуляции сигналов в когнитивных радиосистемах // Вестник Московского университета. Серия 3: Физика. Астрономия. – 2015. – № 6. – С. 19-27. – EDN VNUIOX.

2. **Алексеев Д.А., Богданов А.Ю., Рембовский А.М.** Выявление несанкционированных радиоизлучений в контролируемых объектах // Спецтехника и связь, октябрь-ноябрь 2016

3. **Арефьев Р. О., Ерохин В. В., Караченцев В. А.** Исследование фактических точностных характеристик приемника спутниковой навигации БПЛА на основе натурного эксперимента// Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации: Сборник трудов XI Международной научно-практической конференции. посвященной празднованию 100-летия конструкторского бюро "Туполев", 55-летия Иркутского филиала МГТУ ГА, 75-летия Иркутского авиационного технического колледжа, Иркутск, 13–14 октября 2022 года. Том 2. Иркутск: Иркутский филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Московский государственный технический университет гражданской авиации", 2022. С. 8-14.

4. **Арефьев Р. О., Скрыпник О. Н., Арефьева Н. Г.** Методика экспериментальной оценки точности навигационного комплекса DJI MAVIC 2 ZOOM// Crede Experto: транспорт, общество, образование, язык. 2024. № 4. С. 127-139. DOI 10.51955/2312-1327_2024_4_127. EDN TJUDEL

5. **Арефьев Р. О., Скрыпник О. Н., Арефьева Н. Г.** Опыт использования программно-определяемых GNSS приёмников / // Crede Experto: транспорт, общество, образование, язык. – 2022. – № 1. – с. 88-100. – DOI: 10.51955/23121327_2022_1_88.

6. **Арефьев Р. О., Туринцев С. В., Туринцева М. С.** Применение помехоустойчивого кодирования при обработке сообщений локальной

корректирующей станции // Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации: сборник трудов X Международной научно-практической конференции, Иркутск, 14 - 15 октября 2021 года. Том 2. Иркутск: Иркутский филиал МГТУ ГА, 2021. С. 22–32.

7. **Ахмедов Р.М., Бибутов А.А., Васильев А.В.** Автоматизированные системы управления воздушным движением: Новые информационные технологии в авиации // СПб.: Политехника, 2004. – 446 с

8. **Болденков Е. Н.** Оптимальная траекторная фильтрация в задаче восстановления слежения // Радиотехника. 2013. № 3. С. 21–24.

9. **Болелов Э.А., Завалишин О.И., Козлов А.И., Кудинов А.Т., Колядов Д.В., Логачев В.П., Стукалов С.Б.** Радионавигационные системы воздушного транспорта. МГТУ ГА, 2018, – 258 с.

10. **Бондарай А. А., Лежанкин Б. В.** Системный анализ процесса измерения угла места воздушной цели трассовым многочастотным радиолокационным комплексом // Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации: Сборник трудов VIII Всероссийской с международным участием научно-практической конференции, Иркутск, 14–16 октября 2019 года. – Иркутск: Иркутский филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Московский государственный технический университет гражданской авиации", 2019. – С. 104-114. – EDN ESJMYF.

11. **Быховский М.А.** Управление радиочастотным спектром и электромагнитная совместимость радиосистем / М.: Эко-Трендз, 2006. –376с.

12. **Гайнутдинов Р. Р., Чермошенцев С. Ф.** Экспериментальные исследования электромагнитной стойкости технических систем при электромагнитных воздействиях от нескольких источников// Известия высших учебных заведений. Авиационная техника. – 2024. – № 1. – с. 172-176

13. **Гилев И. В., Терентьев А. А., Лукьянов А. С.** Алгоритм противодействия источнику мешающего радиоизлучения при определении его

местоположения комплексом радиомониторинга и радиоконтроля //Вестник Воронежского института МВД России. – 2022. – №. 3. – С. 160-170.

14. **ГЛОНАСС.** Принципы построения и функционирования / под ред. А. И. Перова, В. Н. Харисова. 4-е изд., перераб. и доп. М.: Радиотехника, 2010. 800 с.

15. **Дегтярев Г. Л., Ризаев И. С.** Синтез локально-оптимальных алгоритмов управления летательными аппаратами. – М.: Машиностроение, 1991. – 304 с.

16. **Дмитриева М. А**. Локальная контрольно-корректирующая станция как инновационное решение безопасности эксплуатации воздушных судов / М. А. Дмитриева, А. И. Тюменцева // АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ АВИАЦИИ И КОСМОНАВТИКИ. – Красноярск, 2016. – № 12. – Том 2. – С. 417-419.

17. **Дюндиков Е. Т., Чепелев А. В., Белов А. Н.** Адаптивные методы формализации и представления знаний о состоянии динамических систем // Информационные технологии и вычислительные системы. – 2016. – № 1. – С. 50-63. – EDN VTYTVZ.

18. **Ерохин В. В. и др.** Определение местоположения воздушного судна в многопозиционной системе наблюдения на основе мультилатерационной технологии // Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации : сборник трудов X Международной научно-практической конференции, Иркутск, 14–15 октября 2021 года. Том 2. – Иркутск: Иркутский филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Московский государственный технический университет гражданской авиации», 2021. – С. 92-105. – EDN QPUUJP.

19. **Ерохин В. В.** Оптимизация навигационного обеспечения воздушных судов при свободной маршрутизации полетов: специальность 05.22.13 "Навигация и управление воздушным движением": диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Ерохин Вячеслав Владимирович, 2019. 287 с.

20. **Ерохин В. В.** Экспериментальная установка для исследования приемников спутниковой навигации ГЛОНАСС/GPS на основе программно-аппаратного комплекса NATIONAL INSTRUMENTS // Гражданская авиация на современном этапе развития науки, техники и общества: Сборник тезисов

докладов участников Международной научно-технической конференции, посвященной 45-летию Университета, Москва, 18–20 мая 2016 года. М.: Академия имени Н.Е. Жуковского, 2016. С. 188-189. EDN XBAOXX.

21. **Ерохин В. В., Лежанкин Б. В., Болелов Э. А., Урбанский Д. Ю.** Оценка параметров многопозиционной системы наблюдения на основе адаптивного фильтра Калмана//Научный вестник ГосНИИ ГА, 2024.№46. С. 9–19.

22. **Ерохин В. В., Лежанкин Б. В., Портнова Т. Ю., Поваренкин Н. В.** Определение местоположения воздушного судна в многопозиционной системе наблюдения на основе мультилатерационной технологии // Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации: сборник трудов X Международной научно-практической конференции, Иркутск, 14–15 октября 2021 года. Том 2. Иркутск: Иркутский филиал МГТУ ГА, 2021. С. 92–105.

23. **Ерохин В. В., Лежанкин Б. В., Шалаев А. А. и др.** Траекторная фильтрация в задаче слежения за радионавигационными параметрами приёмника спутниковой навигации на основе адаптивных методов обработки информации// Научный вестник ГосНИИ ГА. – 2025. – № 50. – С. 9-19

24. **Ефименко В. С., Ворончихин Д. Н., Карутин А. Н.** Оптимальная фильтрация на основе метода Монте-Карло // Радионавигационные технологии. Выпуск 3. 2013. С. 25–28.

25. **Завалишин О. И.** Методы повышения целостности и непрерывности навигационных данных при точном заходе на посадку по приборам воздушных судов с использованием спутниковых радионавигационных систем: дис. канд. техн. наук: 05.22.13 / Завалишин Олег Иванович. – М., 2018. – 235 с.

26. **Завалишин О.И.** Оценка работоспособности наземной станции GBAS // Информатизация и связь. – 2017. - № 2. - С. 22-26.

27. **Калашников К. С., Шахтарин Б. И.** Адаптивный фильтр Калмана для оценки параметров канала при приеме OFDM-сигналов // Радиотехника и электроника. – 2014. – Т. 59, № 4. – С. 331–338.

28. **Колмогорова С. С., Бабурин Т. Д.** Применение программного обеспечения GNU Radio для разработки систем радиомониторинга на основе

программно-конфигурируемого радио // Приборостроение в XXI веке - 2024. Интеграция науки, образования и производства: Сборник материалов XX Всероссийской научно-технической конференции, Ижевск, 04–06 декабря 2024 года. – Ижевск: ИжГТУ имени М. Т. Калашникова, 2025. – С. 215-228.

29. **Конаков А. С., Шаврин В. В., Ноздреватых Д. О. и др.** Алгоритм адаптивного двухшагового расширенного фильтра Калмана в задаче совместной оценки навигационного вектора и смещения нулей датчика МЭМС в слабосвязанной комплексированной навигационной системе // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2013. – № 4(30). – С. 23-30. – EDN RWDYML.

30. **Кондрашов Я.В., Фиалкина Т.С., Рябец А.П.** Методы и средства измерения координат воздушных судов по временным запаздываниям сигналов в многопозиционных радиодальномерных аэронавигационно-посадочных системах. // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. – 2014. – № 201. – С. 23-30.

31. **КОНЦЕПЦИЯ** развития системы контроля за излучениями радиоэлектронных средств и (или) высокочастотных устройств гражданского назначения в РФ на период до 2025 года, №17-42-06 от 04.07.2017 г.

32. **Лежанкин Б. В., Ерохин В. В., Шалаев А. А., Федоров А. В.** Управление уровнем мощности излучения передатчика на основе оценки отношения сигнал/помеха в адаптивном фильтре Калмана // Вестник Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации. – 2025. – № 3. – С. 102-112. – EDN UMTYPB.

33. **Локальная** контрольно-корректирующая станция ЛККС-А-2000. Руководство по технической эксплуатации. КНТА.466539.005 РЭ. – М.: ООО «НППФ Спектр», 2011. – 52 с.

34. **Масалкин, А. А.** Методика планирования применения средств системы спутникового радиоконтроля / А. А. Масалкин, А. В. Колесник, П. А. Проценко // Труды МАИ. – 2019. – № 106. – С. 9. – EDN KFEDSM.

35. **Межетов М. А, Шалаев А. А.** Реализация алгоритма распознавания сигналов в системе мониторинга авиационных линий связи // Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации : Сборник трудов XI Международной научно-практической конференции. посвященной празднованию 100-летия конструкторского бюро "Туполев", 55-летия Иркутского филиала МГТУ ГА, 75-летия Иркутского авиационного технического колледжа, Иркутск, 13–14 октября 2022 года. Том 2. Иркутск: Иркутский филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования "Московский государственный технический университет гражданской авиации", 2022. С. 71-79. EDN WVIACD

36. **Межетов М. А., Лежанкин М. А., Тихова А. И., Вахрушева У. С.** Использование модуляции Lora в средствах радиосвязи, навигации и наблюдения для решения задач управления воздушным движением // Crede Experto: транспорт, общество, образование, язык. 2023. № 1. С. 77–97.

37. **Межетов М. А., Тихова А. И., Шалаев А. А.** Разработка виртуального прибора идентификации сигналов для системы мониторинга авиационных линий связи // Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации : сборник трудов X Международной научно-практической конференции, Иркутск, 14–15 октября 2021 года. Том 2. – Иркутск: Иркутский филиал федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего образования «Московский государственный технический университет гражданской авиации», 2021. – С. 194-201. – EDN RDGJAS.

38. **Межетов М. А., Шалаев А. А.** Алгоритм обнаружения внеполосных излучений для задач мониторинга частотного ресурса в системах когнитивного радио / // Актуальные проблемы и перспективы развития гражданской авиации : Сборник трудов XII Международной научно-практической конференции, посвященной празднованию 100-летия отечественной гражданской авиации, Иркутск, 12–13 октября 2023 года. – Иркутск: Московский государственный технический университет гражданской авиации, 2023. – С. 80-85. – EDN HESBLK.

39. **Межетов М. А., Шалаев А. А., Болелов Э. А.** Алгоритм селекции сигналов для решения задач радиоконтроля авиационных линий связи // Научный вестник ГосНИИ ГА. – 2023. – № 45. – С. 121-132. – EDN JIHWUH.

40. **Межетов М. А., Шалаев А. А., Федоров А. В.** Перспективная схема автоматизированной системы радиомониторинга в задачах организации воздушного движения // Вестник Санкт-Петербургского государственного университета гражданской авиации. – 2023. – № 4(41). – С. 74-85.

41. **Межетов М. А., Шалаев А. А., Чурбаков В. П.** Обнаружение и демодуляция сигналов с коэффициентами модуляции более единицы в задачах радиомониторинга авиационных линий связи / Crede Experto: транспорт, общество, образование, язык. – 2024. – № 2. – С. 119-133. – DOI 10.51955/2312-1327_2024_2_119. – EDN IZSQGM.

42. **Меркулов В.И., Верба В.С., Ильчук А.Р.** Автоматическое сопровождение целей в РЛС интегрированных авиационных комплексов. Теоретические основы. РЛС в составе интегрированного авиационного комплекса. Т. 1. Монография в 3-х томах / Под ред. В.С. Вербы. – М.: Радиотехника, 2018. – 320 с

43. **Набилков В. Д. и др.** Анализ алгоритмов автоматического определения типов модуляции радиосигналов // Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2019: Доклады 21-й Международной конференции, Москва, 27–29 марта 2019 года. Том Выпуск: XXI. Книга 2(2). – Москва: Московское НТО радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2019. – С. 223-228.

44. **Николаев А. А., Корнилов Г. П., Храмшин Т. Р. и др.** Экспериментальные исследования электромагнитной совместимости современных электроприводов в системе электроснабжения металлургического предприятия// Вестник Магнитогорского государственного технического университета им. Г.И. Носова. – 2016. – Т. 14, № 4. – с. 96-105

45. **Олевинская, Т. И.** Использование виртуальной глиссады для вычисления отклонений летательного аппарата на конечном участке посадки //

Известия Петербургского университета путей сообщения. – 2017. – Т. 14, № 2. – С. 381-391. – EDN YUALEF.

46. **Перов А. И.** Синтез оптимального алгоритма обработки сигналов в приёмнике спутниковой навигации при воздействии гармонической помехи // Радиотехника. 2005. № 7. С. 70–76.

47. **Перов А. И.** Статистическая теория радиотехнических систем. М.: Радиотехника, 2003. 400 с

48. **Поляков А. В., Студеникин А. Г., Токарев А. Б.** Поиск пакетных радиосигналов системами радиоконтроля в режиме панорамного спектрального анализА // Вестник Воронежского института МВД России. – 2020. – № 1. – С. 125-136. – EDN JFPAYF.

49. **Приемоответчик DME/NL 2700**. Руководство по эксплуатации АЕСФ.461511.004РЭ. – М.: Азимут. – 79 с.

50. **Приказ** министерства транспорта РФ №297 от 20.10.2014 г. об утверждении федеральный авиационных правил “Радиотехническое обеспечение полетов воздушных судов и авиационная электросвязь в гражданской авиации”

51. **Радиолокационный комплекс** “УТЁС”. Полное описание. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.almaz-antey.ru/osnovnaya-produktsiya-grazhdanskaya-naznacheniya/ radiolokatsionnyy-kompleks-utyes/?sphrase_id= 100836 (Дата обращения: 27.09.2024).

52. **Рембовский А. М., Ашихмин А. В., Козьмин В. А.** Автоматизированные системы радиоконтроля и их компоненты //М.: Горячая линия-Телеком. - 2017, с. 12.

53. **Рембовский А.М., Ашихмин А.В., Козьмин В.А.** Радиомониторинг: задачи, методы, средства. - М.: Горячая линия - Телеком, 2015. - 640 с.

54. **Ростокина Е. А., Межетов М. А., Ерохин В. В., Шалаев А. А.** Экспериментальное исследование электромагнитной совместимости авиационных радиоэлектронных систем с помощью специализированного программно-аппаратного комплекса на основе SDR-технологии // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и

инфокоммуникационные системы. – 2025. – № 3(67). – С. 6-22. – DOI 10.25686/2306-2819.2025.3.6. – EDN PGDZON.

55. **Рубцов В.Д.** Метод вычисления распределений помехи и еѐ смеси с сигналом с использованием экспериментальных кривых распределения огибающей помехи // Информатизация и связь. – 2015. - № 2. – С. 57-61.

56. **Рубцов Е. А., Калинцев А. С., Григорьева Е. И.** Анализ линии передачи данных автоматического зависимого наблюдения вещательного типа// Наукоемкие технологии в космических исследованиях Земли. – 2018. – Т.10. – № 6. – С. 19-27.

57. **Руководство** по глобальной спутниковой навигационной системе (GNSS). Монреаль: ИКАО, 2013. 100 с.

58. **Савин Д. А., Сгибнев А. К.** Определение спектров аналоговых и цифровых сигналов радиосвязи, при помощи RTL-SDR приемника // Современные проблемы лингвистики и методики преподавания русского языка в ВУЗе и школе. – 2022. – № 37. – С. 1475-1480. – EDN NVIDNZ.

59. **Сгибнев А. К., Савин Д. А.** Вариант схемотехнической доработки RTL-SDR и варианты алгоритмов распознавания типов модуляции сигналов / // Современные проблемы лингвистики и методики преподавания русского языка в ВУЗе и школе. – 2022. – № 37. – С. 1481-1487. – EDN JEKKKQ.

60. **Сейдж, Э.П., Уайт Ч.С.** Оптимальное управление системами: пер. с англ. / Э.П. Сейдж, / под ред. Б.Р. Левина. – М.: Радио и связь, 1982. – 392 с.

61. **Сергиенко А. Б.** Алгоритмы адаптивной фильтрации: особенности реализации в MATLAB / А. Б. Сергиенко // Математика в приложениях. – 2003.

62. **Соболев Е. В., Рубцов Е. А.** Определение формы и размеров рабочей области при навигации по двум маякам DME // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. – 2013. – № 193. – С. 59-62. – EDN RAULGP

63. **Соболев Е.В.** Организация радиотехнического обеспечения полетов. - Ч. 1. Основные эксплуатационные требования к авиационным комплексам навигации, посадки, связи и наблюдения: учеб. пособие. - СПб.: СПБГУ ГА, 2007.

64. **Солонина А. И., Улахович Д. А., Арбузов С. М., Соловьёва Е. Б.** Основы цифровой обработки сигналов: учебное пособие/2-е изд. испр. и пераб. СанктПетербург: БХВ-Петербург, 2005. 753 с.

65. Справочник. Контроль за использованием спектра // Международный союз электросвязи, 2021 год, с.112.

66. **Степанов А. В.** Методы компьютерной обработки сигналов систем радиосвязи / А. В. Степанов, С. А. Матвеев. Москва: СОЛОН-Пресс, 2003 (ООО Пандора-1), 206 с.

67. **Стратегия** развития Аэронавигационной системы Российской Федерации до 2030 года. Комплексная программа развития авиатранспортной отрасли Российской Федерации до 2030 года. Утв. Распоряжением Правительства РФ от 25.06.2022 г. № 1694-р.

68. **Студеникин А. Г., Крыжко И. Б., Токарев А. Б. и др.** Алгоритм предварительной идентификации радиосигналов по спектральным маскам / // Системы управления, связи и безопасности. – 2021. – № 4. – С. 10-39. – DOI 10.24412/2410-9916-2021-4-10-39. – EDN FACNUE.

69. **Т. Д. Бабурин, С. С. Колмогорова** Применение цифровой модели для SDR в системах мониторинга // Актуальные вопросы лесного хозяйства : Материалы VIII международной молодежной научно-практической конференции, Санкт-Петербург, 21–22 ноября 2024 года. – Санкт-Петербург: ООО "Реноме", 2024. – С. 151-158. – EDN PGMFZG.

70. **Татарчук И., Шаврин С.** Измерение взаимных расстояний между летательными аппаратами на основе АЗН-в VDL mode 4 // Первая миля. – 2021. – № 5(97). – С. 74-80. – DOI 10.22184/2070-8963.2021.97.5.74.79. – EDN GXRPFU.

71. **Тихонов В. И., Харисов В. Н.** Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем// Радио и связь, 1991. 608 с.

72. **Том 1.** Радионавигационные средства. Приложение 10 к Конвенции о международной гражданской авиации: Авиационная электросвязь. Международная организация гражданской авиации, 2006. – 616 с.

73. **Фомин В.Н.** Рекуррентное оценивание и адаптивная фильтрация. – М.: Наука, 1984. – 288 с.

74. **Харисов В. Н., Головин П. М.** Алгоритм оценки задержки BOC-сигнала на этапе обнаружения // Радиотехника. 2012. № 10. С. 9–14.

75. **Харисов В. Н., Перьков А. Е., Аникин А. Л.** Оптимальная оценка траекторий марковских процессов // Радиотехника. 2003. № 7. С. 35–49.

76. **Шалаев А. А.** Мониторинг радиосредств в районе аэропорта // Актуальные вопросы обеспечения комплексной безопасности на транспорте : Сборник статей Международной научно-практической конференции, Санкт-Петербург, 12–15 ноября 2024 года. – Санкт-Петербург: Санкт-Петербургский государственный университет гражданской авиации им. главного маршала авиации А.А. Новикова, 2025. – С. 143-147. – EDN IODRTA.

77. **Шалаев А. А.** Оценка фактических значений отношения сигнал/шум в радионавигационных системах на основе экспериментальных данных / А. А. Шалаев // Crede Experto: транспорт, общество, образование, язык. – 2025. – № 4. – С. 61-76. – DOI 10.51955/2312-1327_2025_4_61. – EDN YCGGCR.

78. **Шелухин О.И., Березенко С.В.** Управление мощностью мобильной станции в сетях с кодовым разделением каналов на основе оценки ошибки сигнал-помеха // Электротехнические и информационные комплексы и системы. – 2006. – Т. 2, № 2. – С. 27–29.

79. **Azzouz E.E., Nandi A.K.** Automatic Modulation Recognition of Communication Signals. Kluwer Academic Publishers, 1996

80. **Bermudez, Juan & Valdés, Rosa & Gomez Comendador, Victor.** (2020). Engineering Applications of Adaptive Kalman Filtering Based on Singular Value Decomposition (SVD). Applied Sciences. 2020. 10.3390/app10155168.

81. **Bruce. P., Gibbs. A** Advanced Kalman filtering, least-squares and modeling: a practical handbook JOHN WILEY & SONS, INC., PUBLICATION, 2011. –605 p.

82. **Deng, F.; Chen, J.; Chen, C.** Adaptive unscented Kalman filter for parameter and state estimation of nonlinear high-speed objects. J. Syst. Eng. Electron. 2013, 24, 655–665

83. **Dobre O.A., Abdi A., Bar-Ness Y., Su W.** Survey of Automatic Modulation Classification Techniques: Classical Approaches and New Trends // IET Communication. 2007. Vol. 1. № 2. P. 137-156. doi: 10.1049/iet-com:20050176

84. **Fan, R.; Huang, R.; Diao, R.** Gaussian mixture model-based ensemble Kalman filter for machine parameter calibration. IEEE Trans. Energy Convers. 2018, 33, 1597–1599.

85. **Fan, R.; Liu, Y.; Huang, R.; Diao, R.; Wang, S.** Precise fault location on transmission lines using ensemble Kalman filter. IEEE Trans. Power Del. 2018, 33, 3252–3255.

86. **Gatsis K., Ribeiro A., Pappas G.J.** Optimal power management in wireless control systems // American Control Conference (ACC) Washington, DC, USA. – 2013. – P. 1565–1572.

87. **Gillijns, S.; Mendoza, O.B.; Chandrasekar, J.; De Moor, B.L.R.; Bernstein, D.S.; Ridley, A.** What is the ensemble Kalman filter and how well does it work? In Proceedings of the IEEE American Control Conference, Minneapolis, MN, USA, 14–16 June 2006.

88. **Hatch R. R.** The synergism of GPS code and carrier measurements. Proc. Third Int. Geodetic Symp. on Satellite Doppler Positioni. New Mexico, February 1982. Vol. II, pp. 1213–1232.

89. **ICAO** GANP PORTAL [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www4.icao.int/ganpportal/ (Дата обращения: 15.05.2025)

90. **Kotecha, J.; Djuric, P.** Gaussian particle filtering. IEEE Trans. Signal Process. 2003, 51, 2592–2601.

91. **Kwang Hoon Kim, Jang Gyu Lee Chan Gook Park** Adaptive Two-Stage EKF for INS-GPS Loosely Coupled System with Unknown Fault Bias // Journal of Global Positioning Systems. – 2006. – Vol. 5, №1. – P. 62–69.

92. **Lee H. K. and Rizos C.** Position-domain Hatch filter for kinematic differential GPS/GNSS, in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 44, no. 1, pp. 30-40, January 2008.

93. **Lee H. K., Rizos C. and Ji G. I.** Design of kinematic DGPS filters with successive error covariance information. Proceedings of the IEE – Radar, Sonar and Navigation, 2004, vol. 151, no. 6, pp. 382–388.

94. **Li B., Bei S.** Estimation algorithm research for lithium battery SOC in electric vehicles based on adaptive unscented Kalman filter. Neural Comput & Applic, 31, 8171–8183 (2019).

95. **Lijun Qian, Zoran Gajic**. Joint Optimization of Mobile's Transmission Power and SIR Error in CDMA Systems. Department of Electrical and Computer Engineering Rutgers The State University of New Jersey 94 Brett Road, Piscataway. NJ – P. 8854–8058.

96. **Muñoz-Bañón, M.Á.; Del Pino, I.; Candelas-Herías, F.A.; Torres, F.** Framework for Fast Experimental Testing of Autonomous Navigation Algorithms. Appl. Sci. 2019.

97. **Nan, D., Wang, W., Wang, K., Mahfoud, R. J., Alhelou, H. H., & Siano,** P. (2019). Dynamic state estimation for synchronous machines based on adaptive ensemble square root Kalman filter. Applied Sciences, 9(23), Article 5200.

98. **Pan. W., Feng. Z., Wang. Y**. ADS-B data authentication based on ECC and X.509 Certificate. / J Electron Sci Technol. – 2012, 10(1): pp. 51–55.

99. **Thakur P.S., Madan S., Madan M.** Trends in Automatic Modulation Classification for Advanced Data Communication Networks // IJARCET. 2015. Vol. 4. № 2. P. 496-507.

100. **Wang., Y.; Sun, Y.; Dinavahi, V.; Cao, S.; Hou, D.** Adaptive robust cubature Kalman filter for power system dynamic state estimation against outliers. IEEE Access 2019, 7, 105872–105881.

101. **Z. Gajic, D. Skataric, and S. Koskie,** "Optimal SIR-based Power Updates in CDMA Wireless Communication Systems," in 2004 43rd IEEE Conference on Decision and Control (CDC) (IEEE Cat. No.04CH37601), Nassau, Bahamas, 2004, vol. 5, pp. 5146–5151.

102. **Zhang, C.; Yan, F.; Du, C.; Rizzoni, G.** An Improved Model-Based Self-Adaptive Filter for Online State-of-Charge Estimation of Li-Ion Batteries. Appl. Sci. 8(11), 2018.

103. **Zhu Z., Nandi A.K.** Automatic Modulation Classification: Principles, Algorithms, and Applications. – Wiley, Chichester, West Sussex, 2015. – 184 p.

Приложения

Приложение А

Программа обнаружения и селекции радиосигналов на основе спектрального анализа исследуемого диапазона с возможностью выделения разнесённых по частоте боковых составляющих

Интерфейс АПК, представленного лицевой панелью виртуального прибора, приведён на рисунках А.1, А.2 и А.3.

На рисунке А.1 представлена вкладка “Спектр” лицевой панели программного комплекса. На данной вкладке отображается спектральное представление исследуемого диапазона частот, а также находятся поля для ввода эмпирических коэффициентов, настраивающих работу блока формирователя функции признака излучения (рис. 2.10).

На рисунке А.2 представлена вкладка “Обруч” лицевой панели программного комплекса. На данной вкладке отображается инвертированная и неинвертированная часть исследуемого спектра, а также находятся поля ввода эмпирических коэффициентов блока поиска идентичных участков спектра (рис 2.10).

На рисунке А.3 представлена вкладка “Осциллограммы отфильтрованных сигналов” лицевой панели программного комплекса. На данной вкладке отображаются скелетированные из исследуемого диапазона радиосигналы при помощи идеального цифрового фильтра (рис. 2.4).

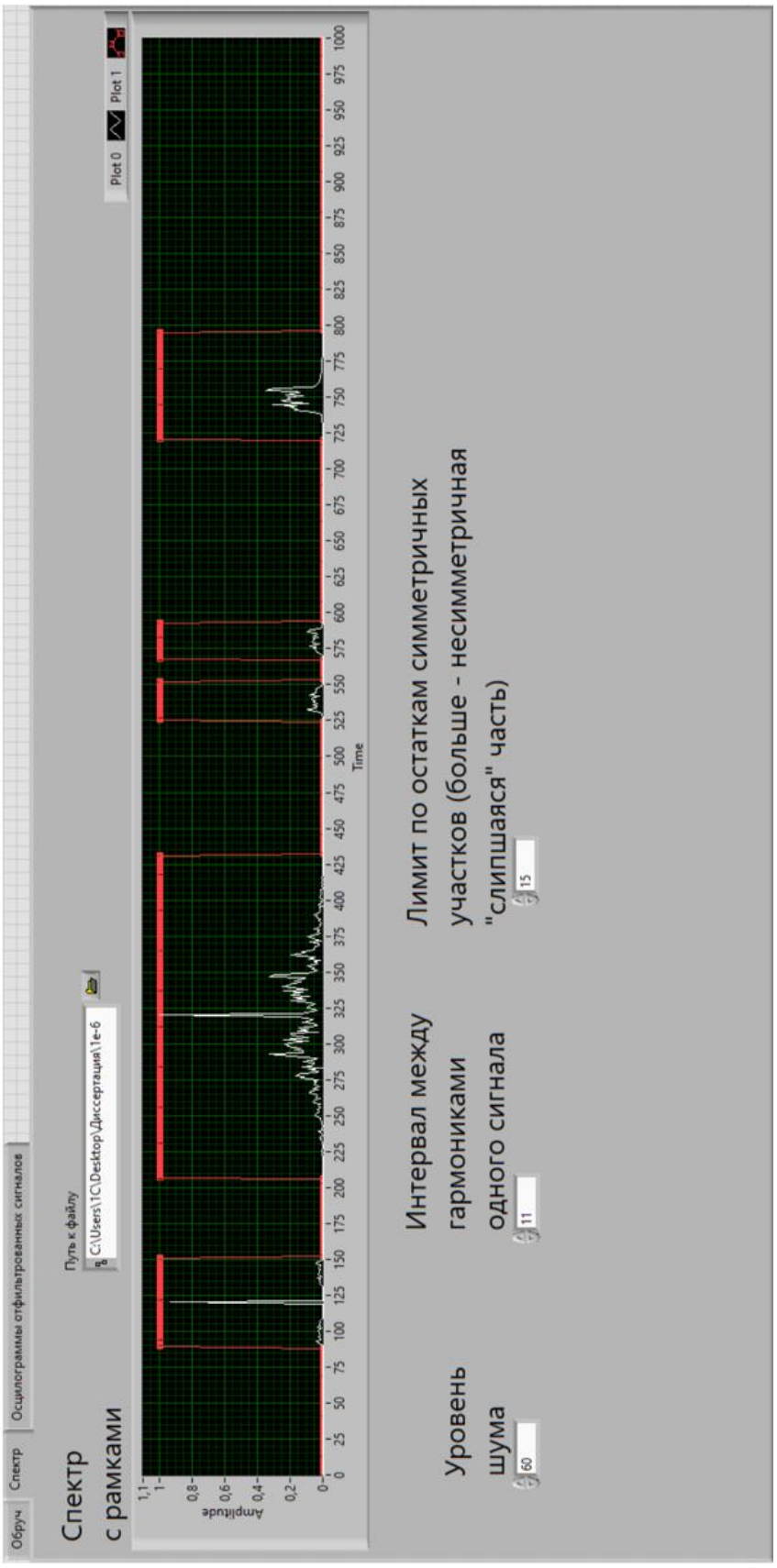


Рисунок А.1 – Вкладка “Спектр” лицевой панели программного комплекса обнаружения и селекции радиосигналов на основе спектрального анализа исследуемого диапазона с возможностью выделения разнесённых по частоте боковых составляющих.

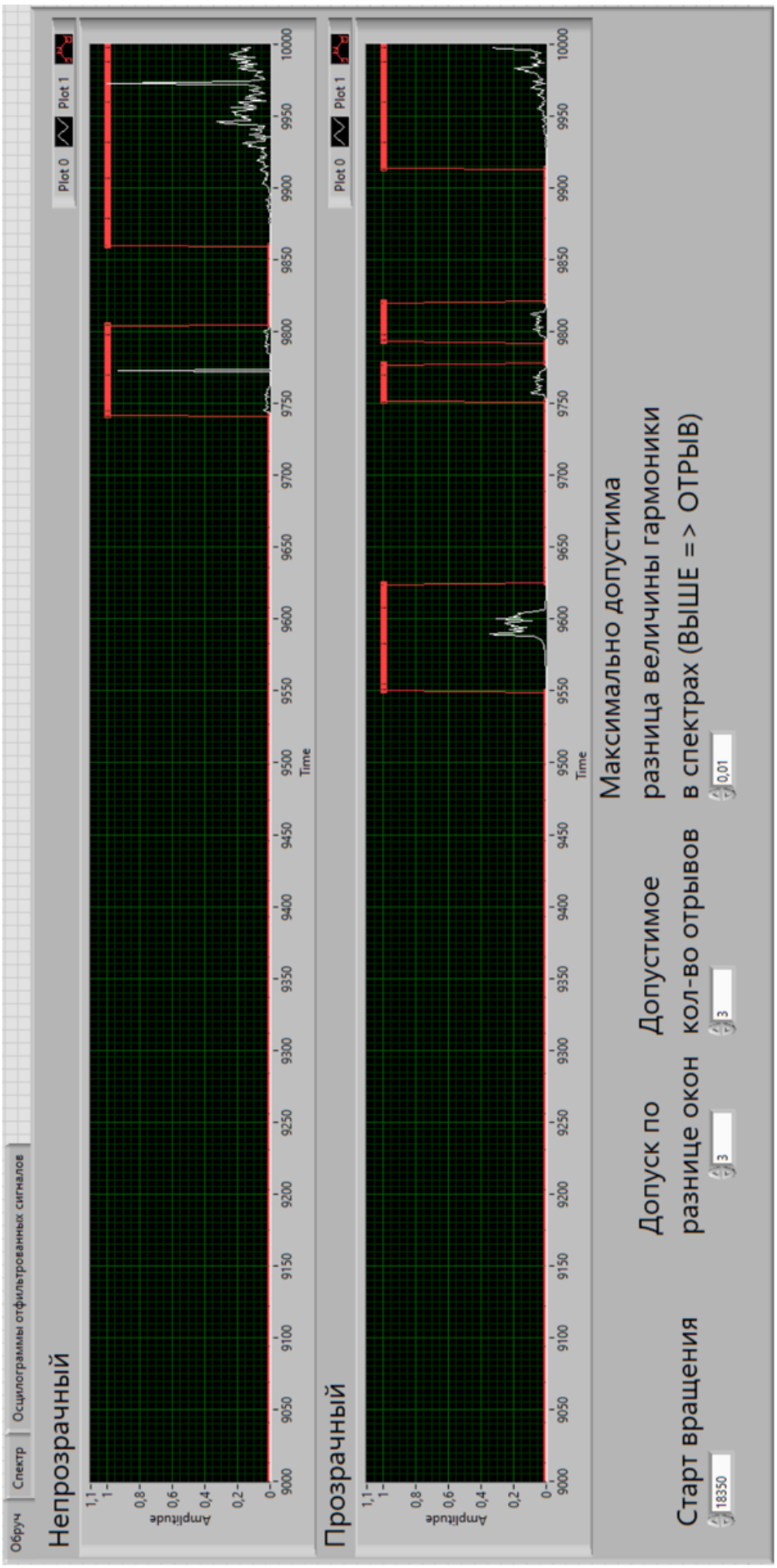


Рисунок А.2 – Вкладка “Обруч” лицевой панели программного комплекса обнаружения и селекции радиосигналов на основе спектрального анализа исследуемого диапазона с возможностью выделения разнесённых по частоте боковых составляющих.

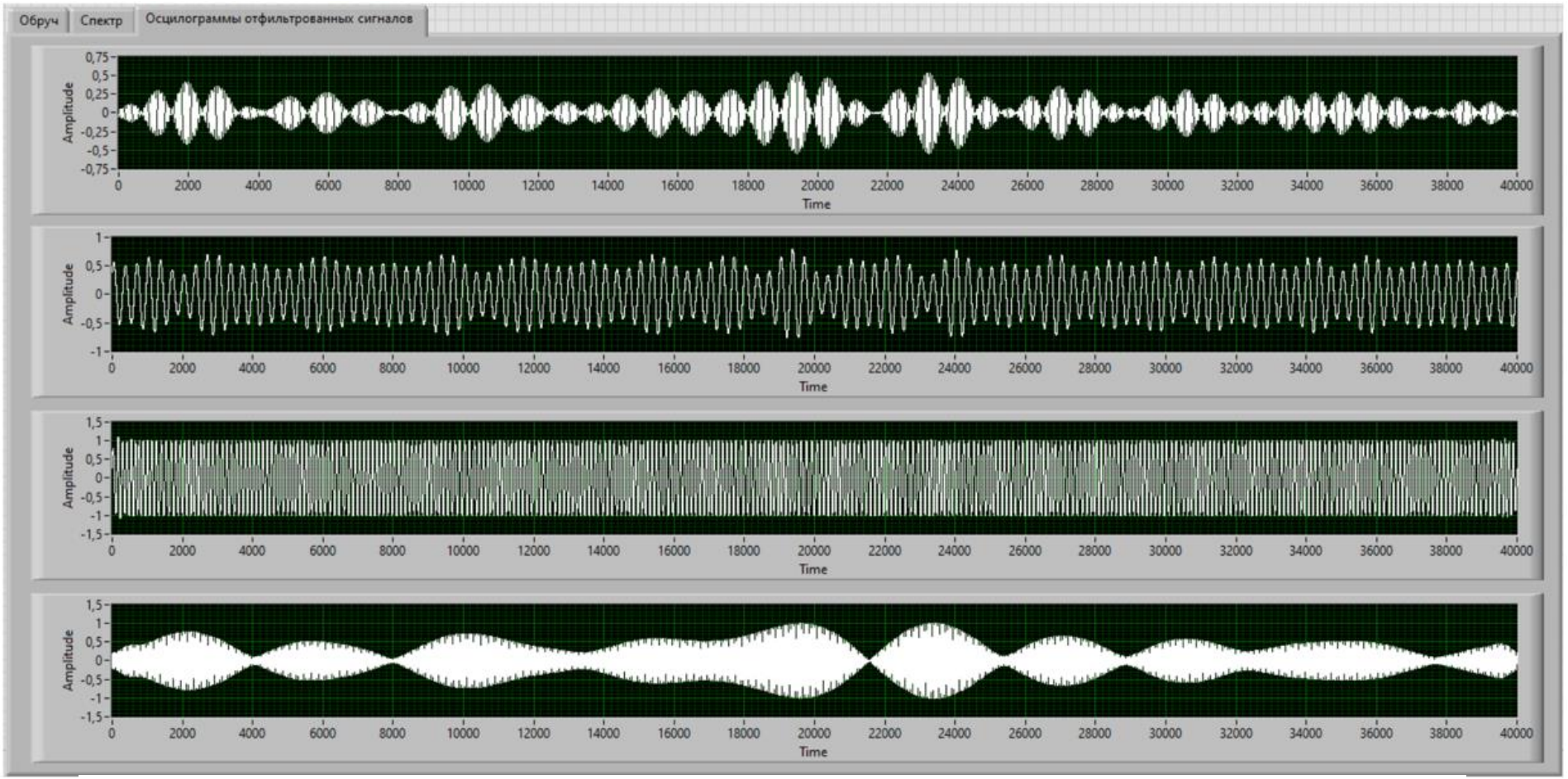


Рисунок А.3 – Вкладка “ Осциллограммы отфильтрованных сигналов” лицевой панели программного комплекса обнаружения и селекции радиосигналов на основе спектрального анализа исследуемого диапазона с возможностью выделения разнесённых по частоте боковых составляющих.

Листинг программного комплекса, написанного на языке графического программирования LabView, приведён на рисунке А.4. Приведённая программа работает по алгоритму, представленному в пункте 2.3 (рис. 2.10). В программе применяются разработанные специально для неё блоки: DFT.vi, A&N.vi, frames.vi, cyrcle_maker.vi, search_simm.vi, simFil.vi и UnSimFil.vi.

Листинг подпрограммы DFT.vi приведён на рисунке А.5. Данный блок выполняет ДПФ для поступающего сигнала и обрезает не имеющую смысла часть спектра после частоты Найквиста.

Подпрограмма A&N.vi представлена на рисунке А.6 производит удаление случайных флуктуаций из спектра пороговым методом, а также нормирует полученный спектр перед его дальнейшей обработкой.

Блок-диаграмма блока frames.vi изображена на рисунке А.7. Предназначен данный блок для формирования функции признака излучения пороговым способом.

Листинг подпрограммы cyrcle_maker.vi представлен на рисунке А.8. Подпрограмма разбивает спектр на два участка – прозрачный и непрозрачный, работая в цикле осуществляет их преобразование, создавая тем самым эффект вращения обруча.

Подпрограмма search_simm.vi изображена на рисунке А.9 и отвечает за поиск и обнаружение идентичных участков спектра на его прозрачной и непрозрачной частях.

Подпрограммы simFil.vi и UnSimFil.vi. представляют собой цифровые идеальные фильтры, формируемые по результатам работы блока search_simm.vi. Данные подпрограммы на выходе представляют набор массивов, которые представляют обнаруженные сигналы в исследуемом участке частотного диапазона. Листинг simFil.vi приведён на рисунке А.10, листинг UnSimFil.vi приведён на рисунке А.11.

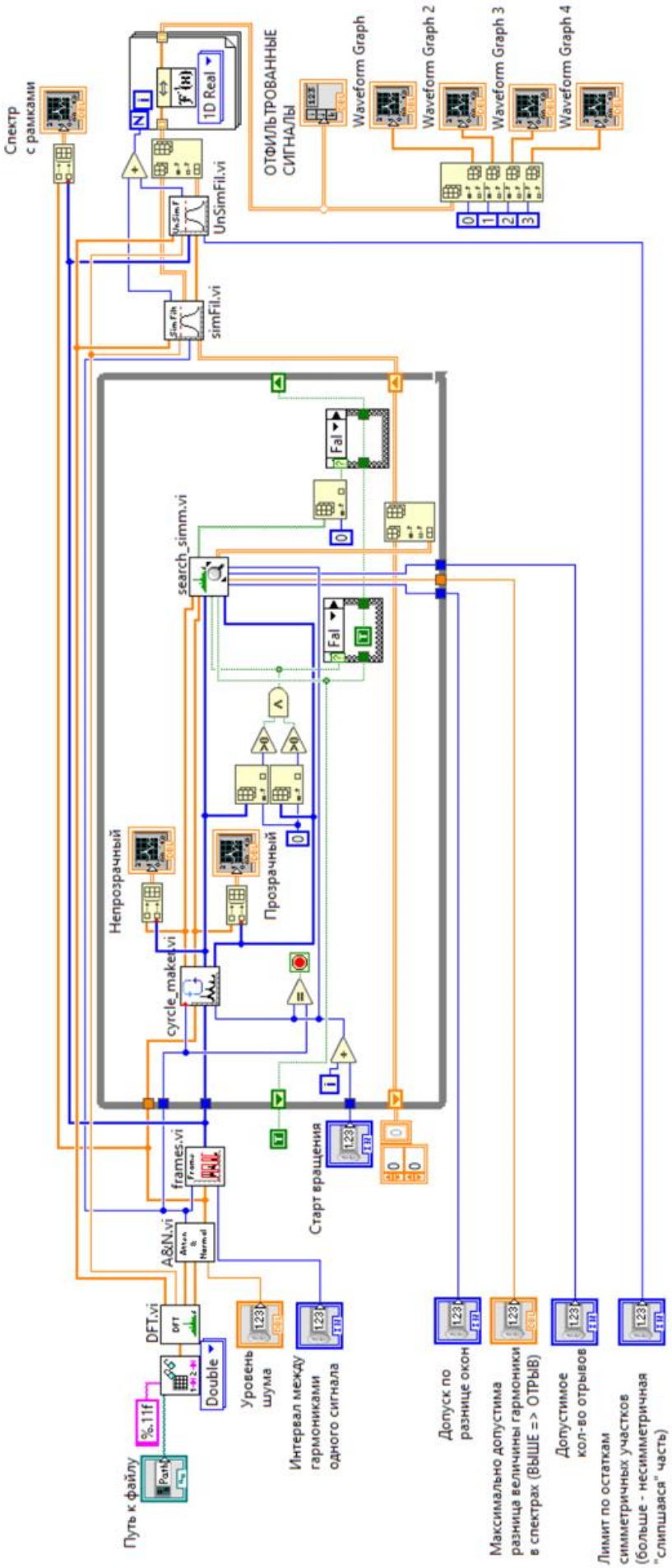


Рисунок А.4 – Листинг программного комплекса, написанного на языке графического программирования LabView.

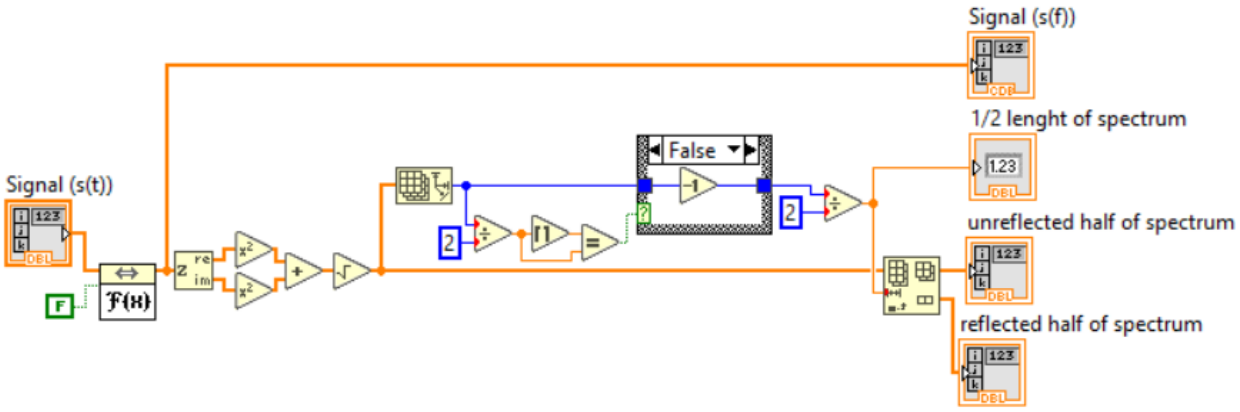


Рисунок А.5 – Листинг подпрограммы DFT.vi

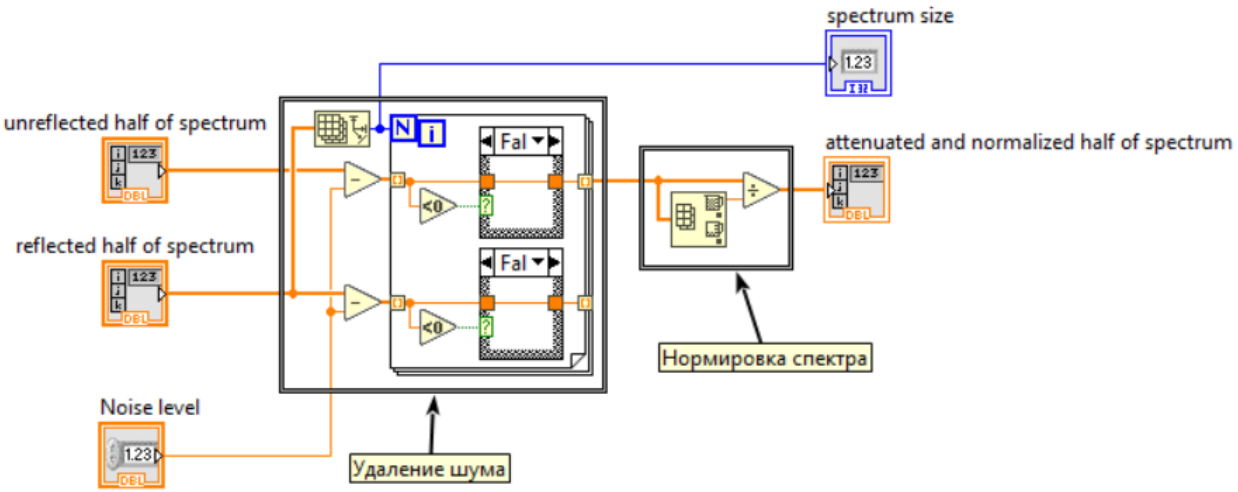


Рисунок А.6 – Листинг подпрограммы A&N.vi

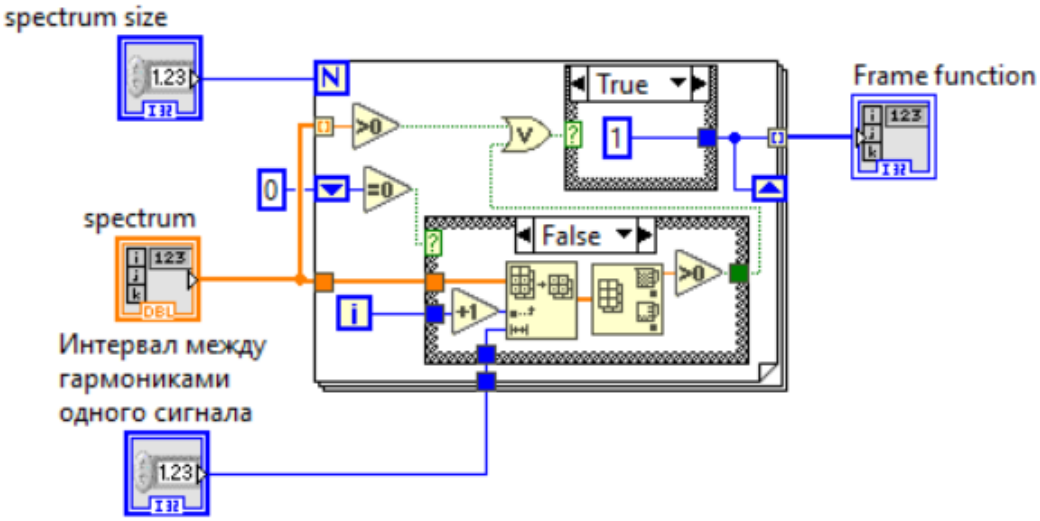


Рисунок А.7 – Листинг подпрограммы frames.vi

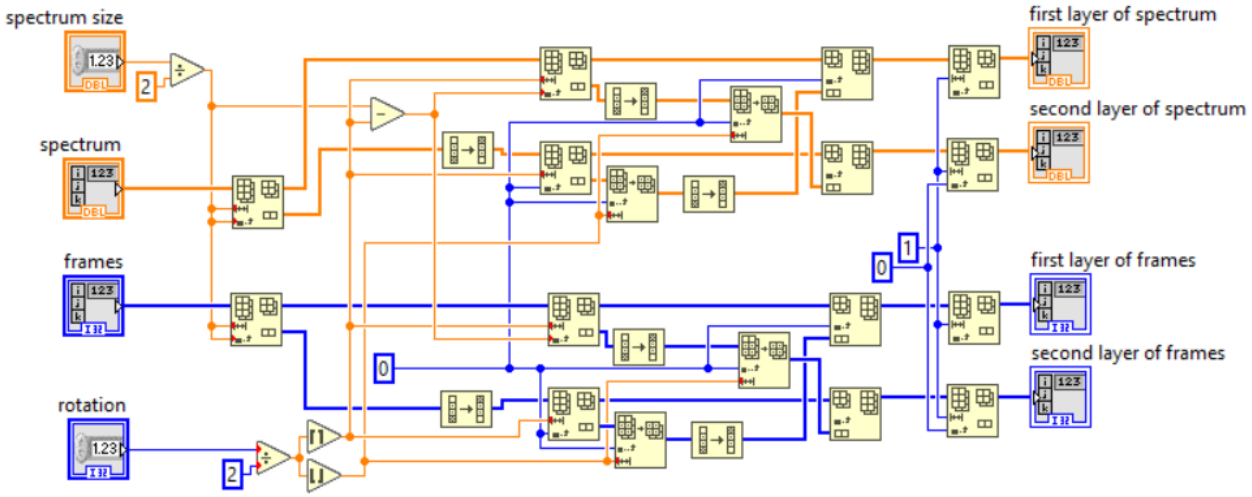


Рисунок А.8 – Листинг подпрограммы cyrcle_maker.vi

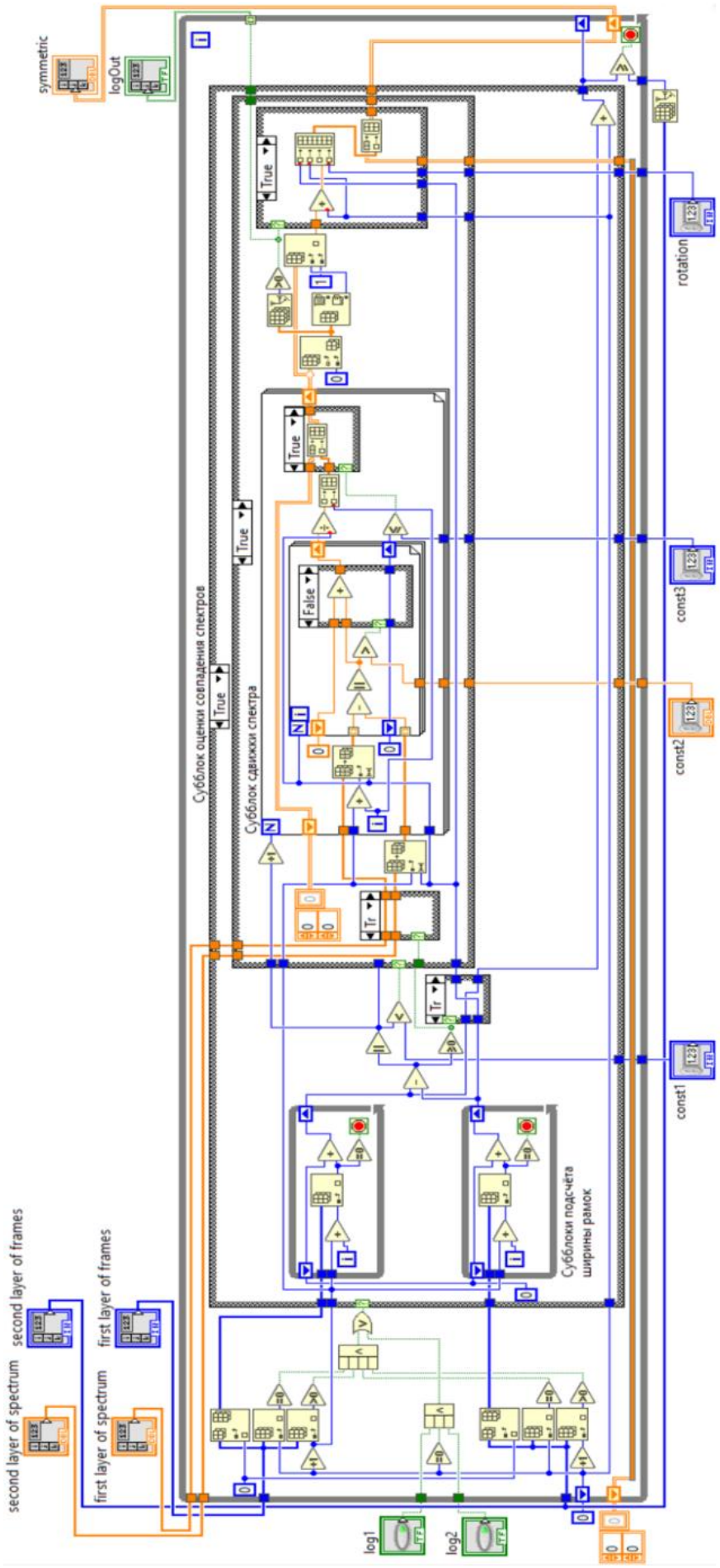


Рисунок А.9 – Листинг подпрограммы search_simm.vi.

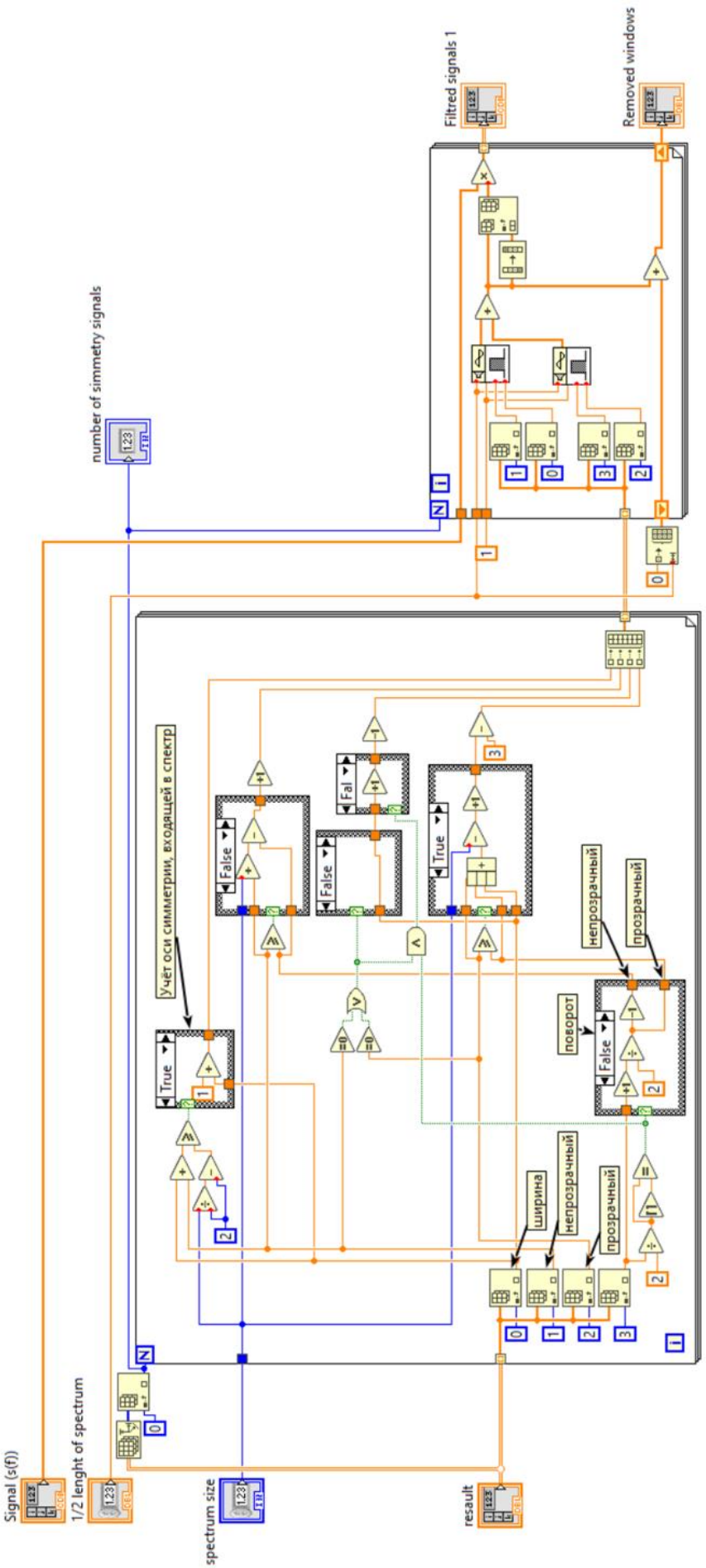


Рисунок А.10 – Листинг подпрограммы simFil.vi

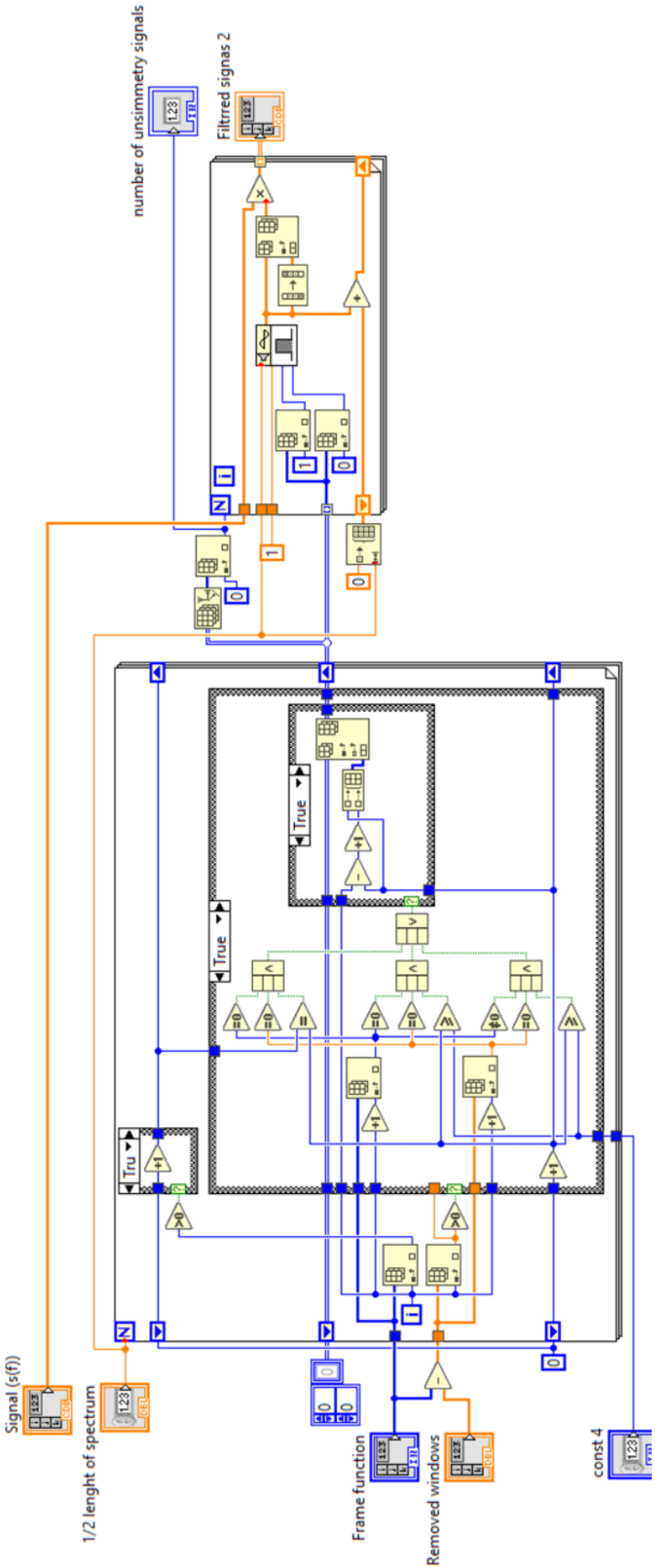


Рисунок А.11 – Листинг подпрограммы UnSimFil.vi

Приложение Б

Программа автоматического определения типа модуляции на основе анализа I/Q компонент радиосигналов

Интерфейс программного комплекса представлен на рисунке Б.1. На лицевой панели программного комплекса отображаются осциллограммы I/Q компонент исследуемого сигнала, осциллограмма самого сигнала, осциллограммы критериев распознавания (разница нормированных I/Q компонент и сумма квадратов нормированных I/Q компонент), а также находятся поля для ручной настройки квадратурного детектора и эмпирических коэффициентов распознавания типа модуляции (значений уровней порогов в логических схемах).

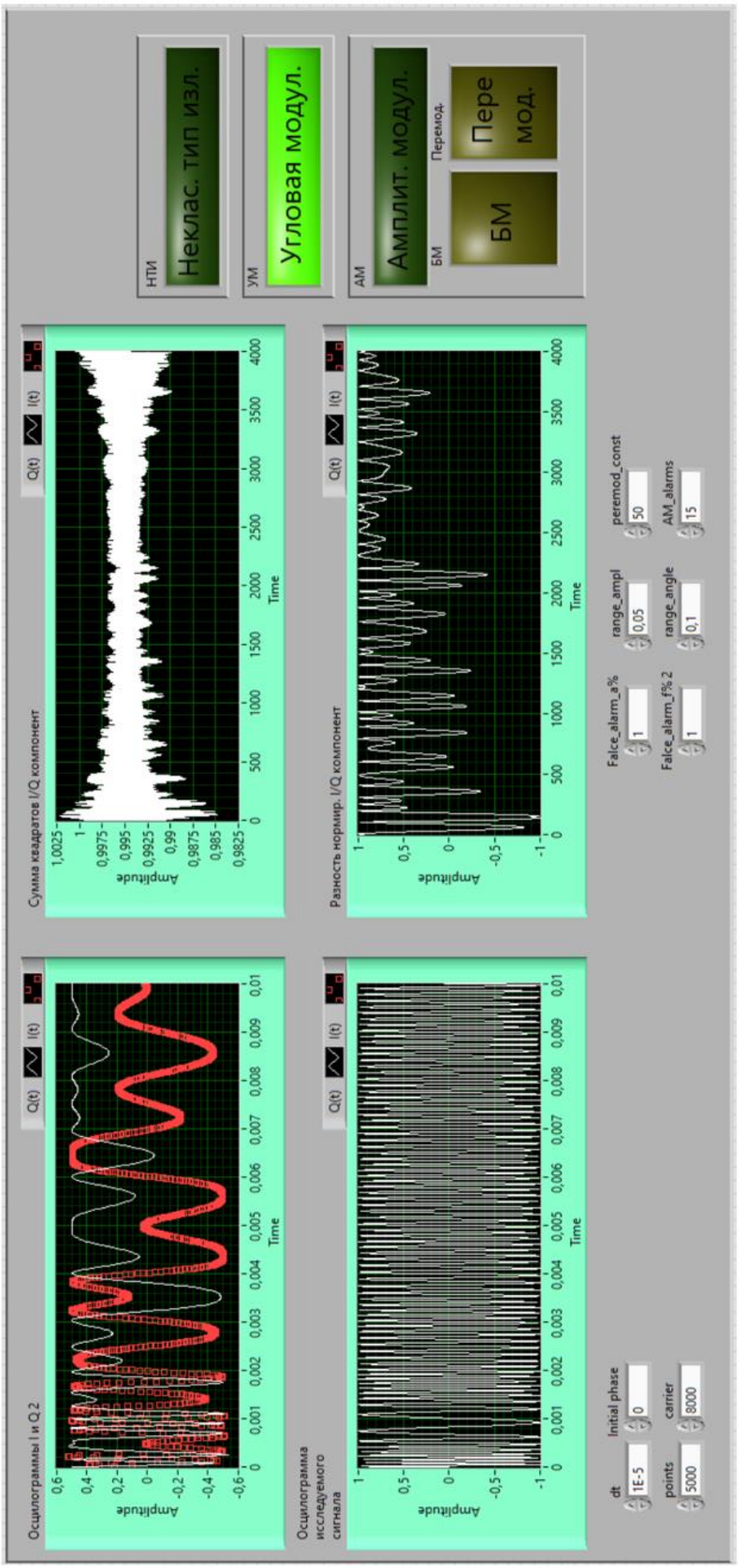


Рисунок Б.1 – Интерфейс программного комплекса автоматического определения типа модуляции на основе анализа I/Q компонент радиосигналов

На рисунке Б.2 приведён листинг программного комплекса автоматического определения типа модуляции на основе анализа I/Q компонент радиосигналов. Приведённая программа работает по алгоритму, описанному в пункте 2.2 (рис. 2.6). Для определения перемодуляции используются принципы, изложенные в работе [33].

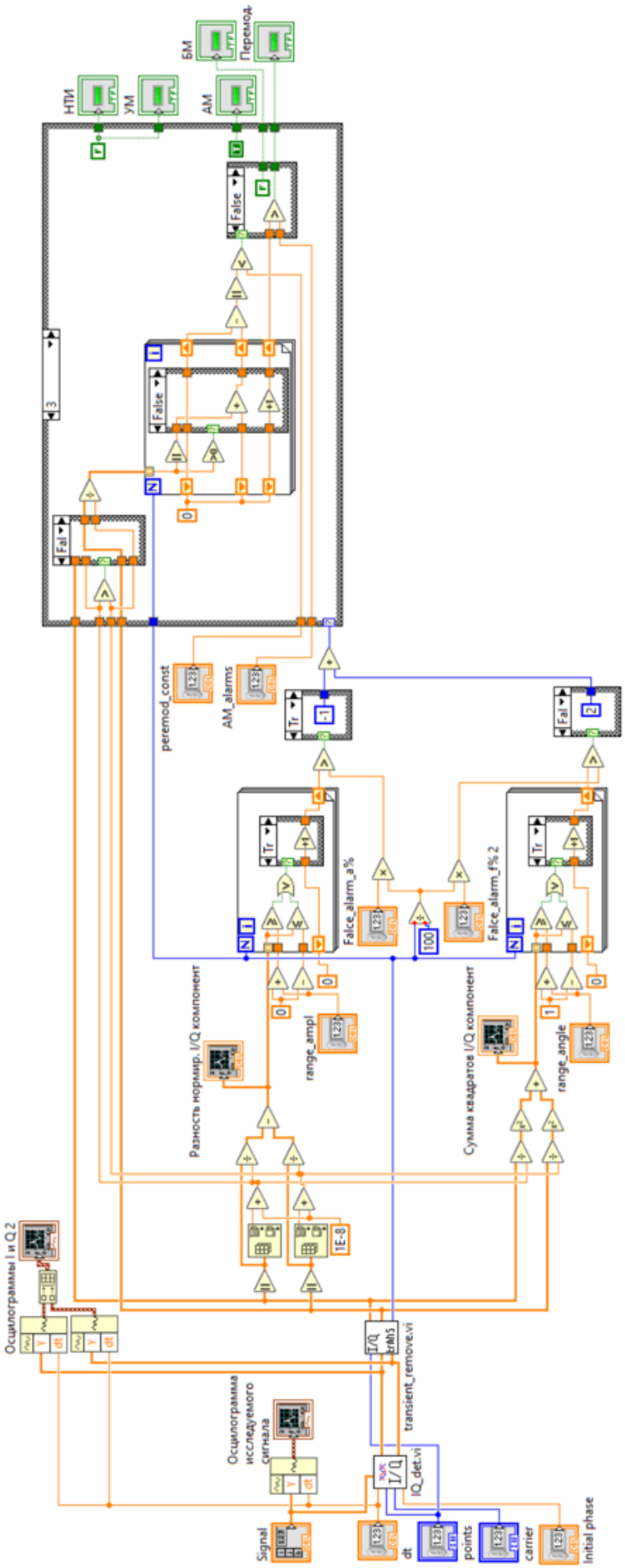


Рисунок Б.2 – Листинг программного комплекса, написанного на языке графического программирования LabView.

В программе применяются разработанные специально для неё блоки: IQ_det.vi и transient_remove.vi. Листинг подпрограммы IQ_det.vi приведён на рисунке Б.3. Данный блок осуществляет получение I/Q компонент из подаваемого на него сигнала во временной области. В блоке реализован принцип, изложенный в пункте 2.2 с демонстрацией на рисунке 2.4.

Подпрограмма transient_remove.vi представлена на рисунке Б.4 и предназначена для удаления набора точек из начала и конца массивов, представляющих синфазную и квадратурную компоненты соответственно. Их удаление обусловлено необходимостью исключить из анализа краевые эффекты на I/Q сигнале, существенно влияющие на точность работы алгоритма.

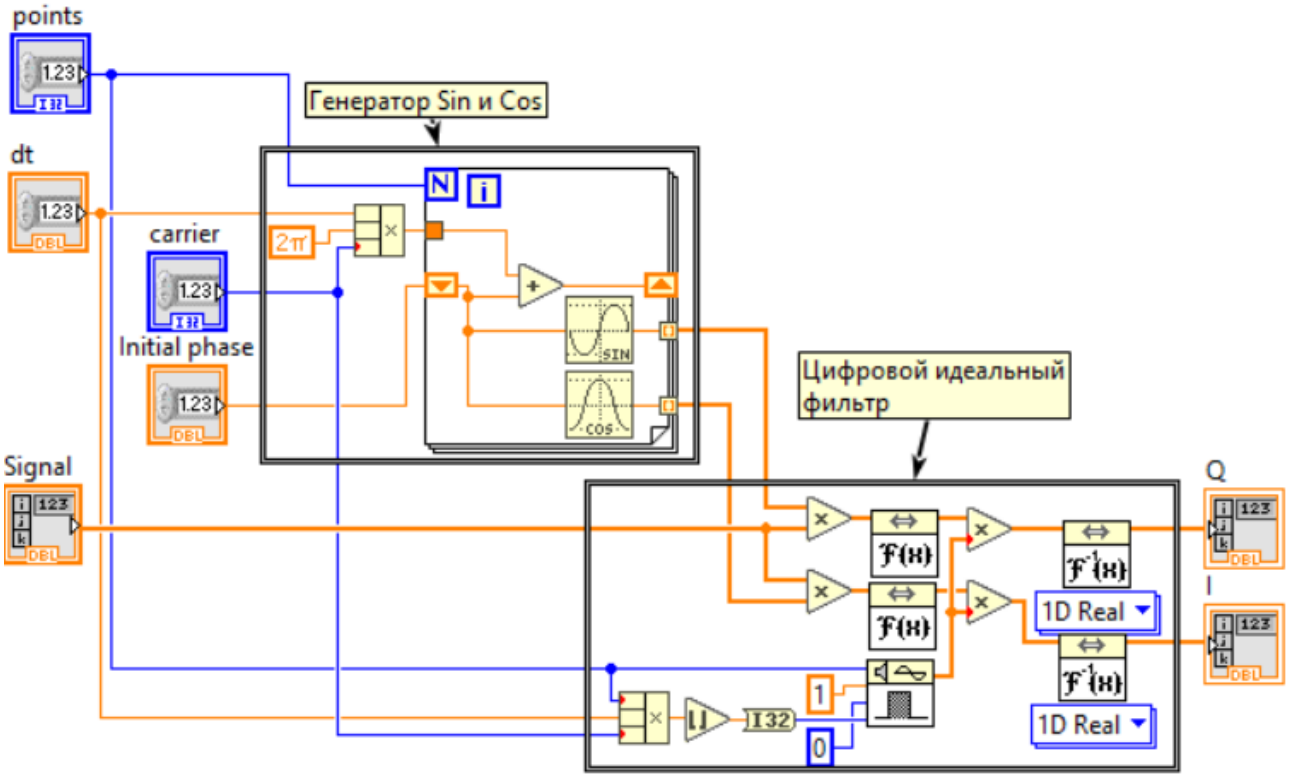


Рисунок Б.3 – Листинг подпрограммы IQ_det.vi

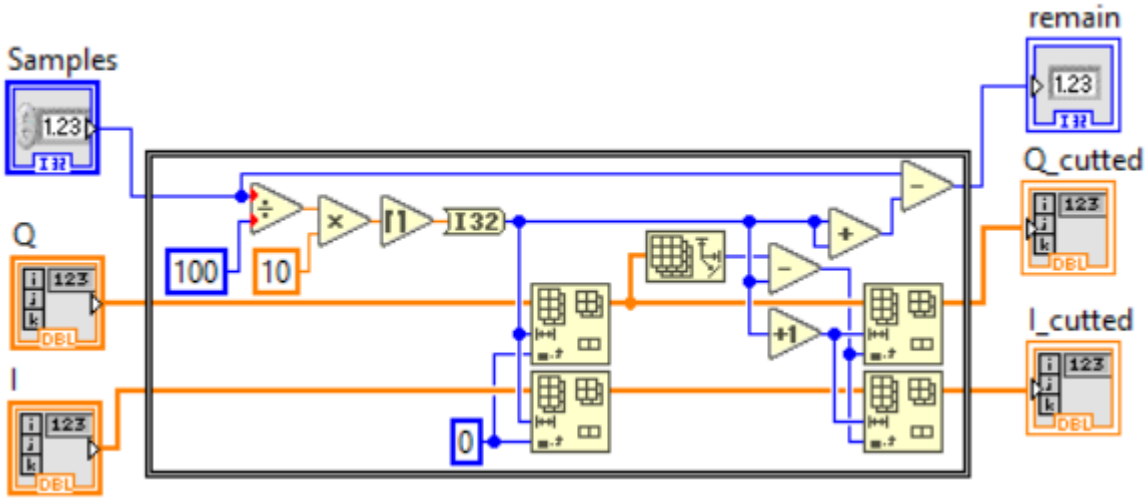


Рисунок Б.4 – Листинг подпрограммы transient_remove.vi

Приложение В

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ

СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2025619556

Программа обнаружения и селекции радиосигналов на основе спектрального анализа исследуемого диапазона с возможностью выделения разнесённых по частоте боковых составляющих

Правообладатель: ***Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Иркутский государственный университет путей сообщения» (RU)***

Авторы: ***Демьянов Владислав Владимирович (RU), Ерохин Вячеслав Владимирович (RU), Межетов Муслим Амирович (RU), Шалаев Алексей Александрович (RU)***

Заявка № **2025617524**

Дата поступления **03 апреля 2025 г.**

Дата государственной регистрации в Реестре программ для ЭВМ ***16 апреля 2025 г.***

Руководитель Федеральной службы по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов