

Федеральное государственное бюджетное учреждение науки
Институт прикладной астрономии Российской академии наук

На правах рукописи

Векшин Юрий Вячеславович

**АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС И МЕТОДЫ ИССЛЕДОВАНИЯ
СТАБИЛЬНОСТИ ПРИЕМНЫХ СИСТЕМ РАДИОТЕЛЕСКОПОВ КОМПЛЕКСА
«КВАЗАР-КВО»**

Специальность 01.03.02 — «Астрофизика и звездная астрономия»

Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат физико-математических наук
Иванов Дмитрий Викторович

Санкт-Петербург — 2021

Оглавление

| | |
|--|-----------|
| Введение | 6 |
| Глава 1. Приемные системы радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО» и обзор методов измерения и анализа стабильности..... | 15 |
| 1.1 Чувствительность и стабильность радиометра | 15 |
| 1.2 Методы анализа стабильности..... | 20 |
| 1.3 Методы измерения стабильности характеристик приемных систем..... | 22 |
| 1.4 Приемные системы радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО» | 26 |
| 1.4.1 Приемная система радиотелескопа РТ-32..... | 26 |
| 1.4.2 Трехдиапазонная приемная система радиотелескопа РТ-13..... | 29 |
| 1.4.3 Широкополосная приемная система радиотелескопа РТ-13 | 31 |
| 1.5 Основные требования к характеристикам аппаратно-программного комплекса для исследования стабильности приемных систем радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО»..... | 34 |
| 1.6 Выводы..... | 40 |
| Глава 2. Методики исследования стабильности приемных систем радиотелескопов | 42 |
| 2.1 Методики анализа стабильности сигналов..... | 42 |
| 2.1.1 Методика анализа стабильности сигналов с применением дисперсии Аллана..... | 42 |
| 2.1.2 Методика анализа стабильности сигналов, регистрируемых с «мертвым временем» | 47 |
| 2.1.3 Методика оценки влияния на стабильность возмущающих факторов с применением корреляционного анализа | 50 |
| 2.2 Методика исследования амплитудной стабильности приемной системы радиотелескопа | 51 |
| 2.3 Методика исследования фазовой стабильности приемной системы радиотелескопа | 54 |
| 2.4 Методика исследования стабильности групповой задержки приемной системы радиотелескопа | 57 |
| 2.5 Методика исследования стабильности групповой задержки приемных систем радиотелескопов в составе радиоинтерферометра | 61 |
| 2.5.1 Методика исследования стабильности групповой задержки приемных систем в составе лабораторного макета радиоинтерферометра | 61 |
| 2.5.2 Методика исследования стабильности групповой задержки приемных систем радиотелескопов в РСДБ-наблюдениях | 66 |
| 2.6 Выводы..... | 67 |

| | |
|---|------------|
| Глава 3. Аппаратно-программный комплекс для исследования стабильности приемных систем радиотелескопов | 69 |
| 3.1 Состав аппаратно-программного комплекса..... | 69 |
| 3.2 Измерительные приборы и программы для управления приборами в составе аппаратно-программного комплекса, регистрации потока данных измерений и их последующей обработки | 71 |
| 3.2.1 Программы расчета дисперсии Аллана, спектральной плотности мощности и взаимно-корреляционных функций | 71 |
| 3.2.2 Измеритель мощности и программа для управления и регистрации мощности..... | 72 |
| 3.2.3 Анализатор спектра и программа для управления и спектрально-селективной регистрации мощности | 77 |
| 3.2.4 Векторный анализатор цепей и программа для управления, регистрации амплитуды, фазы коэффициента передачи и групповой задержки..... | 82 |
| 3.3 Многоканальное устройство радиометрического контроля для регистрации выходной мощности приемных систем | 86 |
| 3.4 Устройство контроля параметров приемных систем на радиотелескопе | 90 |
| 3.4.1 Состав и основные характеристики устройства контроля параметров | 90 |
| 3.4.2 Схемы контроля параметров приемных систем | 94 |
| 3.4.3 Результаты испытаний устройства контроля параметров | 100 |
| 3.5 Выводы..... | 103 |
| Глава 4. Стабильность приемных систем радиотелескопов | 105 |
| 4.1 Амплитудная стабильность приемных систем радиотелескопов | 105 |
| 4.1.1 Амплитудная стабильность приемных систем <i>S</i> -, <i>X</i> - диапазонов радиотелескопа РТ-32 | 106 |
| 4.1.2 Амплитудная стабильность трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа РТ-13 | 107 |
| 4.1.3 Амплитудная стабильность широкополосной приемной системы радиотелескопа РТ-13 | 110 |
| 4.2 Фазовая стабильность приемных систем радиотелескопов..... | 112 |
| 4.2.1 Фазовая стабильность приемных систем <i>S</i> -, <i>X</i> - диапазонов радиотелескопа РТ-32 | 112 |
| 4.2.2 Фазовая стабильность трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа РТ-13 | 113 |
| 4.2.3 Фазовая стабильность широкополосной приемной системы радиотелескопа РТ-13 | 114 |
| 4.3 Стабильность групповой задержки приемных систем радиотелескопов..... | 116 |
| 4.4 Стабильность криогенных приемных фокальных блоков | 119 |

| | | |
|--|--|------------|
| 4.4.1 | Влияние температуры на характеристики трехдиапазонного криогенного приемного фокального блока | 120 |
| 4.4.2 | Влияние стабильности напряжений на электродах транзисторов на стабильность трехдиапазонного криогенного приемного фокального блока.. | 130 |
| 4.4.3 | Влияние настройки рабочей точки транзисторов на стабильность широкополосного криогенного приемного фокального блока..... | 135 |
| 4.5 | Стабильность блоков преобразования частот. Влияние температур, гетеродинов и напряжений питания..... | 138 |
| 4.6 | Температурная стабильность трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа РТ-13 | 141 |
| 4.7 | Сравнение стабильности приемной системы радиотелескопа в режимах полной мощности и модуляционном | 149 |
| 4.8 | Стабильность групповой задержки приемных систем радиотелескопов в составе лабораторного макета радиоинтерферометра | 150 |
| 4.9 | Влияние амплитудной и фазовой нестабильностей приемной системы на отношение сигнал-шум корреляционного отклика радиоинтерферометра | 154 |
| 4.10 | Влияние неточности установки частоты и фазовой нестабильности гетеродина на групповую задержку корреляционного отклика радиоинтерферометра с нулевой базой | 157 |
| 4.11 | Выводы..... | 163 |
| Глава 5. Исследование параметров приемных систем в составе радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО» и проведение тестовых наблюдений с применением разработанных аппаратно-программного комплекса и методик | | 166 |
| 5.1 | Исследование параметров радиотелескопа РТ-13 с трехдиапазонной приемной системой | 166 |
| 5.2 | Исследование параметров радиотелескопа РТ-13 с широкополосной приемной системой | 173 |
| 5.3 | Сравнение измеренных параметров РТ-13 с параметрами зарубежных РСДБ- радиотелескопов | 178 |
| 5.4 | Чувствительность разработанных устройств радиометрического контроля по тестовым радиометрическим наблюдениям на радиотелескопах РТ-13 и РТ-32.. | 180 |
| 5.5 | РСДБ-наблюдения на радиотелескопах РТ-13 с применением разработанной методики исследования стабильности групповой задержки радиоинтерферометра | 185 |
| 5.6 | Выводы..... | 192 |
| Заключение..... | | 193 |
| Список сокращений и условных обозначений | | 196 |

| | |
|---|------------|
| Приложение А. Расчет корреляционного отклика радиоинтерферометра при неточности установки частоты гетеродина и наложении спектров зеркальных зон Найквиста АЦП | 200 |
| Список литературы..... | 203 |

Введение

Актуальность темы исследования и степень её разработанности

Одной из задач радиоастрономических исследований является регистрация излучения космических источников с высокими чувствительностью, угловым, временным разрешением. На радиотелескопах комплекса «Квазар-КВО» проводятся наблюдения как на одиночном радиотелескопе в режиме радиометрии по астрофизическим программам, так и наблюдения в режиме радиоинтерферометрии со сверхдлинной базой (РСДБ) в интересах фундаментальных астрономических и прикладных задач по высокоточному определению параметров вращения Земли [1]. Наблюдения слабых источников на пределе чувствительности в радиометрии и возрастающая необходимость высокоточного измерения задержки сигнала при РСДБ-наблюдениях предъявляют высокие требования к амплитудной и фазовой стабильности приемной аппаратуры радиотелескопов. Флуктуации параметров приемника маскируют информацию, получаемую в процессе наблюдений, и они представляют собой шум с различной спектральной плотностью мощности. Помимо белого шума на временных интервалах от единиц до сотен секунд проявляются шумы вида $1/f^\alpha$, временные дрейфы, что ограничивает возможность улучшения чувствительности путем увеличения времени накопления выходного сигнала приемника.

Для наблюдений в радиометрическом и радиоинтерферометрическом режимах применяются разные подходы к регистрации сигналов. Приемник совместно с радиометрической системой регистрации, позволяющей измерить мощность радиоизлучения источника, образуют радиометр. Для уменьшения влияния нестабильности коэффициента усиления применяются модуляционные радиометры, в которых используется переключение между сигналом космического источника и эталонного генератора шума [2]. Однако это снижает время наблюдения и потенциальную чувствительность радиометра. Приемники комплекса «Квазар-КВО» в радиометрическом режиме работают по схеме модуляционного радиометра с пилот-сигналом [3]. В настоящее время развитие компонентной базы электроники, совершенствование измерительных приборов, компьютеризация как самих измерений, так и анализа получаемых данных, позволяет вновь обратиться к радиометру полной мощности, имеющему потенциально наилучшую чувствительность, с целью выявления источников нестабильности и их устранения. В РСДБ-наблюдениях измеряется задержка прихода сигнала источника на удаленные радиотеле-

скопы, поэтому важно обеспечить фазовую стабильность аппаратуры, приемники используются в безмодуляционном режиме.

На радиотелескопах комплекса «Квазар-КВО» объединение приемника с облучателем называется приемной системой [4], на радиотелескопе РТ-13 облучатель помещен в криостат вместе с усилителями [5]. Приемная система — многокаскадное устройство с преобразованием частоты сигналов с большим коэффициентом усиления около 90 дБ и с существенно разными уровнями мощности на выходе каскадов. Сложность при анализе стабильности приемной системы представляет то, что в выходном сигнале приемной системы все факторы, на него влияющие, «свернуты» воедино и выделить тот или иной крайне сложно. Обычно амплитудную стабильность приемника определяют по изменению его выходного сигнала, пропорциональному изменению мощности [6], а стабильность фазы и групповой задержки — с помощью пикосекундного импульса, пропускаемого через весь тракт приемника [7]. Для выявления источников нестабильности актуальным представляется создание методик и аппаратуры, позволяющих измерить нестабильность не только приемной системы в целом, но и отдельных её частей. Для этого необходимо проводить регистрацию сигнала не только в полосах промежуточных частот, в которой работают выходные штатные системы регистрации комплекса «Квазар-КВО» [8, 9], но и непосредственно в полосах частот входных каскадов приемников, т.е. на сверхвысоких частотах (СВЧ), при этом уровни сигналов и рабочие диапазоны частот приемников сильно различаются.

Методы исследования стабильности радиоастрономических приемников частично освещаются в зарубежных публикациях [10], [11], однако, как разработки комплекса измерительной аппаратуры и его применения (методики и аппаратные средства), они не изложены, кроме этого требуется учет отечественных особенностей комплектования и конструктивного исполнения приемников комплекса «Квазар-КВО». Для проведения исследований стабильности параметров приемных систем и составляющих их отдельных каскадов необходимы специальная аппаратура и программное обеспечение, позволяющее автоматизировать процесс одновременного измерения разных сигналов в разных каскадах приемников на разных временных интервалах и проводить их обработку, в том числе и совместную.

Идентификация и устранение источников нестабильности (или уменьшение их влияния) позволяют повысить чувствительность радиоастрономической приемной аппа-

ратуры и дадут возможность наблюдать более слабые источники, а также снизить погрешность определения поправок всемирного времени в РСДБ-наблюдениях.

Цели и задачи исследования

Диссертационная работа направлена на решение важной научной задачи повышения чувствительности приемных систем радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО» и повышения точности определения поправок всемирного времени в интересах радиоастрономии, астрофизики и космической геодезии.

Цель диссертационной работы — создание аппаратно-программного комплекса и методик, позволяющих определить основные источники нестабильностей приемных систем радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО» и пути повышения их чувствительности.

Для достижения цели необходимо решить следующие **задачи**:

1. Разработать методики исследования стабильности приемных систем радиотелескопов.
2. Создать аппаратно-программный комплекс для проведения исследований амплитудной и фазовой стабильности приемных систем радиотелескопов и их отдельных каскадов.
3. Исследовать амплитудную и фазовую стабильность приемных систем как целого, так и их отдельных каскадов радиотелескопов РТ-32 и РТ-13 комплекса «Квазар-КВО», определить основные источники нестабильностей и пути повышения чувствительности.
4. Для проверки в реальных условиях созданных аппаратно-программного комплекса и методик провести с их применением исследование характеристик приемных систем в составе радиотелескопов РТ-13 комплекса «Квазар-КВО» и тестовые наблюдения космических источников.

Краткое содержание основных разделов диссертации

В **первой главе** рассматривается влияние стабильности на чувствительность и основные схемы построения радиометров. Приведен обзор методов анализа и измерения стабильности. Рассмотрены структура и компоновка приемных систем радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО». Сформулированы основные требования к аппаратно-программному комплексу для исследования амплитудной и фазовой стабильности при-

емных систем радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО» с учетом блочной — много-каскадной структуры построения приемных систем.

Вторая глава посвящена методикам анализа и исследования стабильности. Приведены: известная высокоинформационная методика анализа стабильности сигналов с применением дисперсии Аллана и проверка её реализации на модельных сигналах, методика анализа стабильности сигналов, зарегистрированных с «мертвым» временем, методика оценки влияния возмущающих факторов на стабильность с применением корреляционного анализа. Представлены методики исследования амплитудной стабильности: выходной мощности и коэффициентов передачи приемной системы в целом и выделения вклада флюктуаций отдельных каскадов. Приведены методики исследования фазовой стабильности и стабильности групповой задержки приемных систем, методики исследования стабильности групповой задержки приемных систем в составе радиоинтерферометра как на лабораторном макете радиоинтерферометра, так и в РСДБ-наблюдениях.

В третьей главе описан созданный аппаратно-программный комплекс исследования стабильности приемных систем. Приведены: состав комплекса, назначение его частей, описание программ управления измерительными приборами, регистрации потока данных измерений и их последующей обработки, достигаемые характеристики стабильности самих приборов. Представлены результаты разработки аппаратной части комплекса для исследований стабильности приемных систем на радиотелескопе: многоканального устройства радиометрического контроля и устройства контроля параметров приемных систем, схемы измерений основных характеристик приемных систем с помощью устройства контроля параметров и результаты испытаний устройств.

В четвертой главе приводятся результаты лабораторных исследований амплитудной, фазовой стабильности и стабильности групповой задержки трех типов приемных систем радиотелескопа комплекса «Квазар-КВО»: приемных систем S/X диапазонов радиотелескопа РТ-32, трехдиапазонной и широкополосной приемных систем радиотелескопа РТ-13. Отмечены основные источники нестабильностей приемных систем и пути повышения стабильности. Исследовано влияние температуры и напряжений питания на стабильность блоков приемных систем. Проведено сравнение чувствительности приемной системы в режиме полной мощности и в модуляционном режиме. Представлены результаты исследований стабильности групповой задержки приемных систем в составе

лабораторного макета радиоинтерферометра с т.н. «нулевой базой». Проанализировано влияние неточности установки частоты и фазовых флуктуаций гетеродина на стабильность задержки корреляционного отклика макета радиоинтерферометра с нулевой базой, а также влияние амплитудной и фазовой нестабильностей приемных систем на отношение сигнал-шум радиоинтерферометра.

В **пятой главе** представлены результаты измерений характеристик приемных систем в составе радиотелескопов с применением разработанных методик и аппаратно-программного комплекса. Приведены результаты измерений параметров радиотелескопов РТ-13 с трехдиапазонной и широкополосной приемными системами, результаты сопоставлены с расчетными характеристиками и характеристиками, достигнутыми на зарубежных радиотелескопах этого же типа. Представлены результаты оценки чувствительности разработанных устройств радиометрического контроля по тестовым радиометрическим наблюдениям космических радиоисточников на РТ-13 и РТ-32, результаты сопоставлены с полученными с помощью штатных систем регистрации. Методика исследования стабильности групповой задержки радиоинтерферометра применена для определения оптимального времени накопления корреляционного отклика радиоинтерферометра. Представлены результаты измерений погрешности определения поправок всемирного времени при оптимальном времени накопления сигнала источника.

В **заключении** кратко сформулированы результаты работы и рассмотрены основные итоги проведенных исследований и разработок.

Научная новизна работы

1. Разработаны: а) методики исследования амплитудной и фазовой стабильности много-каскадной приемной системы с преобразованием частоты; б) методика расчета дисперсии Аллана сигналов, зарегистрированных с «мертвым временем»; в) методика оценки влияния возмущающих факторов на стабильность с помощью корреляционного анализа.
2. Разработан метод измерения и компенсации нестабильности коэффициента усиления приемной системы, позволяющий повысить чувствительность радиометра на интервалах усреднения от 1 секунды.
3. Разработан метод определения оптимального интервала накопления корреляционного отклика радиоинтерферометра, позволяющий достичь минимальную погрешность

измерения групповой задержки и обеспечивающий снижение погрешности определения поправок всемирного времени.

Практическая значимость работы

1. Разработанные методики и аппаратно-программный комплекс позволяют проводить исследования стабильности выходной мощности, коэффициента передачи и его фазы, шумовой температуры, групповой задержки приемных систем радиотелескопов, как в целом, так и их отдельных каскадов, в том числе непосредственно на радиотелескопе.
2. Определен вклад нестабильности отдельных блоков приемных систем радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО» и показано, что преобладающим источником амплитудной нестабильности на интервалах до 100 секунд являются криогенные блоки, а нестабильности фазы и задержки — блоки преобразования частоты.
3. Определены пути повышения чувствительности приемных систем: настройка режимов транзисторов малошумящих криогенных усилителей с оптимизацией по чувствительности (учитывающей как шумовую температуру, так и стабильность), стабилизация напряжений на электродах транзисторов усилителей, улучшение термостабилизации блока преобразования частот.
4. Установлено, что при тестировании работы комплекта аппаратуры радиоинтерферометра в лабораторных условиях (т. н. «нулевая база») неточность установки частоты или нестабильность фаз гетеродинов при наложении спектров зеркальных зон Найквиста аналого-цифрового преобразователя приводят к увеличению среднеквадратичного отклонения групповой задержки корреляционного отклика.
5. С применением созданного аппаратно-программного комплекса проведены настройка и измерение характеристик (шумовая температура, эквивалентная плотность потока системы (SEFD), коэффициент использования поверхности антенны, диаграмма направленности) радиотелескопов РТ-13 обсерваторий «Бадары», «Зеленчукская», «Светлое» при работе с трехдиапазонной и широкополосной приемными системами, что позволило ввести РТ-13 в эксплуатацию.
6. Использование созданного аппаратно-программного комплекса повысило (приблизило к теоретической) чувствительность радиотелескопа РТ-13, что позволило точнее проводить фокусировку радиотелескопа, а на радиотелескопе РТ-32 позволило

реализовать потенциальное преимущество по чувствительности радиометра полной мощности по сравнению с модуляционным на интервалах усреднения до 10 секунд.

7. Применение метода определения оптимального интервала накопления корреляционного отклика радиоинтерферометра позволяет снизить погрешность определения поправок всемирного времени.

Методы исследования

В работе применяются экспериментальные методы исследования с комплексированием нескольких радиоизмерительных приборов ведущих фирм, методы статистического и корреляционного анализа случайных процессов, численного моделирования, методы программирования в средах LabVIEW и MathCAD.

Положения, выносимые на защиту:

1. Аппаратно-программный комплекс и методики, позволяющие исследовать амплитудную и фазовую стабильность приемных систем радиотелескопов и их отдельных каскадов.
2. Метод измерения и компенсации нестабильности коэффициента усиления приемной системы, позволяющий повысить чувствительность радиометра на интервалах усреднения от 1 секунды.
3. Метод определения оптимального времени накопления корреляционного отклика радиоинтерферометра, позволяющий достичь минимальную погрешность измерения групповой задержки и обеспечивающий снижение погрешности определения поправок всемирного времени.
4. Результаты исследований стабильности трех типов приемных систем радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО» с выделением вклада каждого из блоков, показавшие, что на интервалах до 100 секунд преобладающим источником амплитудной нестабильности являются криогенные блоки, а нестабильности фазы и задержки — блоки преобразования частоты.
5. Результаты измерений характеристик (шумовая температура, эквивалентная плотность потока системы (SEFD), коэффициент использования поверхности антенны, диаграмма направленности) радиотелескопов РТ-13 комплекса «Квазар-КВО» с трехдиапазонной и широкополосной приемными системами, впервые полученные с при-

менением созданного аппаратно-программного комплекса, показавшие соответствие РТ-13 лучшим мировым образцам радиотелескопов такого типа.

Публикации по теме работы и личный вклад автора

По теме исследований опубликованы 18 работ, из них 12 статей в рецензируемых журналах из списка ВАК, 4 статьи, входящие в международную реферативную базу данных Scopus, 15 статей в рецензируемых журналах, 3 работы в материалах конференций.

В работах [A1–A2], [A9–A11], [A13–A16] личный вклад автора состоит в постановке задач, создании аппаратно-программного комплекса и методик для исследований, подготовке и проведении исследований, обработке и анализе результатов. В работах [A4–A5], [A8], [A12] вклад автора состоит в постановке задач, разработке методик исследования, проведении исследований, анализе результатов, частично в обработке результатов. В работах [A3], [A6–A7], [A17–A18] вклад автора состоит в создании аппаратно-программного комплекса для исследований, проведении исследований, обработке и анализе результатов.

Степень достоверности и апробация результатов:

Основные положения и результаты работы обсуждались на научных семинарах ИПА РАН, на 7 всероссийских и 6 международных научных конференциях:

1. Всероссийская астрономическая конференция «Многоликая Вселенная» (ВАК-2013), Санкт-Петербург, 23–27 сентября 2013.
2. Всероссийская радиоастрономическая конференция «Радиотелескопы, аппаратура и методы радиоастрономии» (ВРК-2014), Санкт-Петербург, 22–26 сентября 2014.
3. Шестая Всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное и навигационное обеспечение» (КВНО-2015), Санкт-Петербург, 20–24 апреля 2015.
4. 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2015), Севастополь, 6–12 сентября 2015.
5. 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016), Севастополь, 4–10 сентября 2016.
6. 13th European VLBI Network Symposium and Users Meeting, St. Petersburg, September 20–23, 2016.

7. The 16th International Conference on Next Generation Wired/Wireless Advanced Networks and Systems (NEW2AN 2016), St. Petersburg, September 26–28, 2016.
8. Седьмая Всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное и навигационное обеспечение» (КВНО-2017), Санкт-Петербург, 17–21 апреля 2017.
9. The 17th International Conference on Next Generation Wired/Wireless Advanced Networks and Systems (NEW2AN 2017), St. Petersburg, August 28–30, 2017.
10. Всероссийская радиоастрономическая конференция «Радиотелескопы, аппаратура и методы радиоастрономии» (ВРК-2018), Санкт-Петербург, 17–21 сентября 2018.
11. 14th European VLBI Network Symposium & Users Meeting, Granada, Spain, October 8–11, 2018.
12. Восьмая Всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное и навигационное обеспечение» (КВНО-2019), Санкт-Петербург, 15–19 апреля 2019.
13. Девятая Всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное и навигационное обеспечение» (КВНО-2021), Санкт-Петербург, 13–17 сентября 2021.

Структура и объем диссертации

Диссертационная работа состоит из введения, пяти глав, заключения, списка сокращений и условных обозначений, списка литературы и одного приложения. Диссертация содержит 215 страниц, 143 рисунка, 28 таблиц. Список используемой литературы включает 116 наименований.

Глава 1. Приемные системы радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО» и обзор методов измерения и анализа стабильности

Приемная система радиотелескопа предназначена для приема электромагнитного излучения от космических радиоисточников, сфокусированного антенной радиотелескопа, усиления и преобразования сигналов к полосе промежуточных частот для их передачи на систему регистрации. Приемная система совместно с системой регистрации, позволяющей измерить мощность радиоизлучения источников, образуют радиометр.

Стабильность приемной системы отражает неизменность во времени её характеристик, в качестве количественной оценки стабильности служит нестабильность – изменение характеристик за установленный интервал времени [12]. Нестабильность параметров приемной системы радиотелескопа ограничивает возможность регистрации слабых радиоастрономических сигналов и ухудшает точность радиоастрономических наблюдений.

В первой главе рассматривается влияние нестабильности приемных систем на чувствительность радиометра, основные схемы радиометров, применяемые для уменьшения влияния нестабильности их коэффициентов усиления (передачи). Приведен обзор методов анализа и измерения стабильности, рассмотрены структура и компоновка приемных систем радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО», а также сформулированы требования к аппаратно-программному комплексу для исследования стабильности приемных систем комплекса «Квазар-КВО».

1.1 Чувствительность и стабильность радиометра

Радиометр измеряет мощность P_s радиоизлучения источника с шумовой температурой T_s в заданной полосе частот Δf [2]:

$$P_s = k \cdot T_s \cdot \Delta f, \quad (1.1)$$

где $k = 1.38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К — постоянная Больцмана, P_s — в «Вт», T_s — в «Кельвин», Δf — в «Гц».

Шумовая температура системы радиотелескоп-радиометр $T_{\text{сист}}$ определяется шумовой температурой антенны (T_a) и собственной шумовой температурой приемной системы ($T_{\text{пр}}$), $T_{\text{сист}} = T_{\text{пр}} + T_a$. Шумовая температура T_a учитывает все компоненты шума ан-

тенны, включая космическое излучение, излучение атмосферы, излучение окружающей земной поверхности, принимаемое по боковым лепесткам диаграммы направленности.

Наиболее простым радиометром является радиометр полной мощности, он измеряет полную, суммарную мощность шумового сигнала, включающего сигнал источника, шумы антенны и приемника [2]. Схема радиометра полной мощности с супергетеродинным приемником представлена на рисунке 1.1.

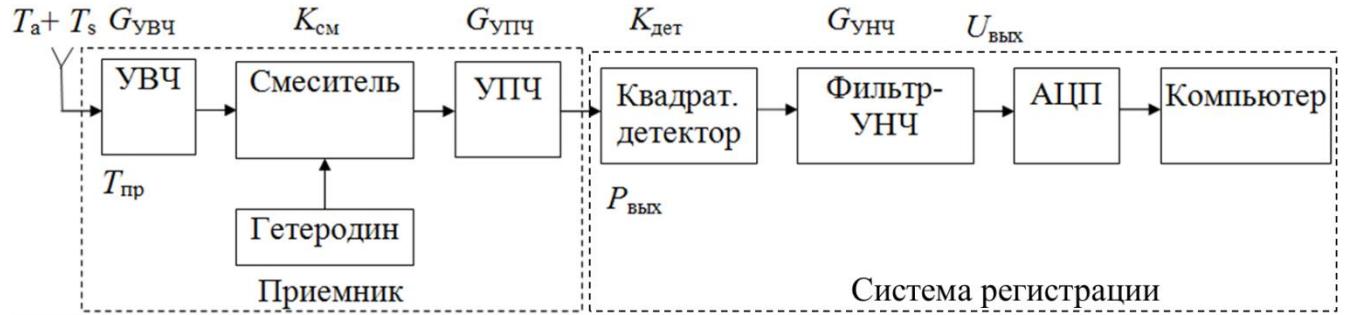


Рисунок 1.1 — Радиометр полной мощности

Мощность шума $P_{\text{вых}}$ на выходе приемника с коэффициентом усиления $G_{\text{пр}}$ равна

$$P_{\text{вых}} = k \cdot (T_s + T_{\text{сист}}) \cdot G_{\text{пр}} \cdot \Delta f \quad (1.2)$$

Выходное напряжение квадратичного детектора, пропорциональное мощности $P_{\text{вых}}$, усиливается и измеряется с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Напряжение на выходе радиометра:

$$U_{\text{вых}} = k \cdot (T_s + T_{\text{сист}}) \cdot G_{\text{пр}} \cdot K_{\text{пер}} \cdot \Delta f = k \cdot (T_s + T_{\text{сист}}) \cdot G \cdot \Delta f, \quad (1.3)$$

где $K_{\text{пер}}$ — коэффициент передачи системы регистрации, G — коэффициент передачи радиометра, определяется произведением коэффициентов усиления и передачи отдельных каскадов радиометра: усилителя высокой частоты $G_{\text{увч}}$, смесителя $K_{\text{см}}$, усилителя промежуточной частоты $G_{\text{упч}}$, а также коэффициентами передачи детектора $K_{\text{дет}}$ и усилителя низкой частоты (УНЧ) $G_{\text{унч}}$

$$G = \prod_{i=1}^N G_i = G_{\text{увч}} \cdot K_{\text{см}} \cdot G_{\text{упч}} \cdot K_{\text{дет}} \cdot G_{\text{унч}}. \quad (1.4)$$

Чувствительностью радиометра называется минимально обнаруживаемое приращение антенной температуры, при котором среднее значение приращения выходного сигнала равно среднеквадратичному отклонению его флуктуаций [2]:

$$\Delta T = \frac{\alpha \cdot T_{\text{сист}}}{\sqrt{\Delta f \cdot \tau}}, \quad (1.5)$$

где τ — время накопления (усреднения) выходного сигнала, α — коэффициент, зависящий от схемы радиометра, $\alpha \geq 1$. Для идеального радиометра полной мощности коэффициент $\alpha = 1$.

На практике может происходить изменение коэффициента передачи радиометра ΔG из-за влияния температуры, напряжений источников питания, старения элементов и др. Изменение полной мощности $\Delta P_{\text{вых}}$ из-за изменения ΔG в радиометре полной мощности невозможно отличить от изменения полезного сигнала ΔT :

$$P_{\text{вых}} + \Delta P_{\text{вых}} = k \cdot (\Delta T + T_{\text{сист}}) \cdot (G + \Delta G) \cdot \Delta f \quad [13]. \quad (1.6)$$

Раскрывая выражение (1.6) и считая $\Delta T \cdot \Delta G$ малой величиной, получим:

$$\frac{\Delta P_{\text{вых}}}{P_{\text{вых}}} = \frac{\Delta T}{T_{\text{сист}}} + \frac{\Delta G}{G} \quad (1.7)$$

Реальная чувствительность радиометра полной мощности зависит от нестабильности коэффициента передачи ΔG [2]:

$$\Delta T = T_{\text{сист}} \cdot \sqrt{\frac{1}{\Delta f \cdot \tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2}. \quad (1.8)$$

Характер флюктуаций коэффициента передачи подобен фликкер-шуму, спектр флюктуаций имеет вид $1/f^\alpha$, $\alpha=1\div 2$ (f — частота) [6].

К преимуществам радиометров полной мощности следует отнести простоту схемы и потенциальную чувствительность, которая выше, чем у любых других типов радиометров. Однако её достижение ограничено нестабильностью коэффициента усиления приемника. Для устранения этого недостатка предложен ряд схемных решений, значительно усложняющих радиометр и снижающих его потенциальную чувствительность.

В модуляционном радиометре флюктуации коэффициента передачи уменьшаются за счет непрерывного переключения входа приемника с антенны на эталонный источник шумового сигнала с шумовой температурой T_s (или рупора, направленного в небо). Частота переключения должна быть достаточно высокой, чтобы коэффициент усиления не мог измениться в течение одного периода, на практике она составляет от 10 до 1000 Гц [2]. С помощью синхронного детектора вычитаются полупериоды модуляции, соот-

ветствующие подключению антенны и эквивалента, в результате чего выходное напряжение радиометра будет пропорционально разности температур ($T_s - T_a$). Чувствительность модуляционного радиометра [6]

$$\Delta T = \sqrt{\frac{\alpha^2 \cdot T_{\text{сист}}^2}{\Delta f \cdot \tau} + (T_a - T_s)^2 \cdot \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2}. \quad (1.9)$$

Если $T_s = T_a$, то флуктуации выходного напряжения за счет нестабильности коэффициента усиления исчезнут, и чувствительность радиометра будет определяться только шумами системы. Чувствительность модуляционного радиометра падает в $\sqrt{2}$ раз из-за потери половины времени накопления сигнала (при модуляции меандром) и в $\sqrt{2}$ раз увеличивается среднеквадратичное отклонение (СКО) выходного шума при синхронном детектировании, когда вычтываются шумовые напряжения с почти равными СКО [14]. Поэтому чувствительность модуляционного радиометра в 2 раза хуже, чем радиометра полной мощности (коэффициент $\alpha = 2$ в формуле (1.5)).

Модулятор во входном тракте модуляционного радиометра, обеспечивающий по-переменное переключение входа на антенну и эталонный источник шумового сигнала, вносит дополнительные шумы в систему. Шумовая температура радиометра с модулятором определяется

$$T_{\text{ш}} = (L - 1) \cdot T_{\phi} + L \cdot T_{\text{пп}}, \quad (1.10)$$

где L — потери модулятора, T_{ϕ} — физическая температура модулятора, $T_{\text{пп}}$ — шумовая температура приемника без модулятора, как правило, $T_{\phi} \gg T_{\text{пп}}$.

Поэтому разработаны схемы, исключающие модулятор из входной цепи радиометра, одной из которых является радиометр с шумовым пилот-сигналом. По такой схеме построены приемники комплекса «Квазар-КВО» [3].

В радиометре с шумовым пилот-сигналом (рисунок 1.2) информацию о флуктуациях коэффициента усиления несет пилот-сигнал, подаваемый на вход приемника через направленный ответвитель (НО) от генератора шума (ГШ) [6].

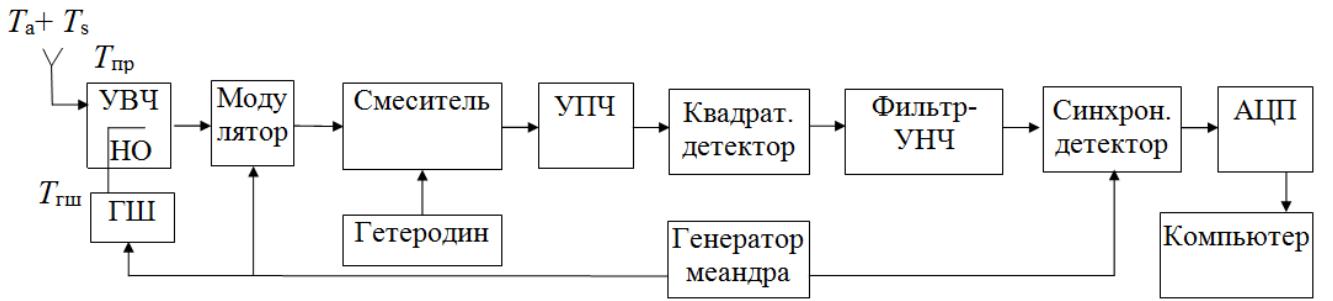


Рисунок 1.2 — Радиометр с шумовым пилот-сигналом

В течение одного полупериода модуляции на вход радиометра подается сигнал от антенны, в течение другого полупериода к этому сигналу добавляется шум от генератора шума с температурой $T_{\text{гш}}$ и одновременно с помощью переключаемого аттенюатора (модулятора) в M раз ($M \gg 1$) уменьшается усиление радиометра. Шумовая температура $T_{\text{гш}}$ подбирается с помощью управляемого аттенюатора таким образом, чтобы компенсировать шумы системы $T_{\text{сист}}$ при вычитании полупериодов модуляции на синхронном детекторе. Если исходного сигнала нет ($T_s=0$), то среднее значение напряжения на выходе синхронного детектора равно нулю. При появлении измеряемого сигнала наблюдается приращение среднего значения выходного напряжения, пропорциональное шумовой температуре сигнала T_s . Приращение выходного напряжения, создаваемое измеряемым сигналом, уменьшается в $M/(M-1)$ раз по сравнению с коммутируемым модуляционным радиометром, но СКО выходного шума остается прежним, поэтому чувствительность радиометра с шумовым пилот-сигналом [14]:

$$\Delta T = \frac{2 \cdot M}{M-1} \cdot \frac{T_{\text{сист}}}{\sqrt{\Delta f \cdot \tau}}. \quad (1.11)$$

Недостатком данной схемы радиометра является её относительная сложность и появление новых источников нестабильности в виде генератора шума и аттенюатора компенсации, что приводит к неточности компенсации в соответствии с формулой (1.9).

Для исключения модулятора из входного тракта в модуляционном радиометре также может применяться установка перед облучателем обтюратора, высокоскоростное вращение лопастей которого обеспечивает переключение между небом и калибровочным сигналом [15].

В настоящее время развитие компонентной базы электроники, совершенствование измерительных приборов, компьютеризация как самих измерений, так и анализа получаемых данных, позволяет вновь обратиться к радиометру полной мощности, имеюще-

му потенциально наилучшую чувствительность, с целью выявления источников нестабильности и их устранения. И в радиоинтерферометрических наблюдениях приемники используются именно в безмодуляционном режиме.

Возможные направления решения этой задачи: а) стабилизация физической температуры всех блоков радиометра с высокой точностью [16], б) выявление и устранение технических помех и шумов (питание [17], паразитные связи блоков); в) широкое использование компенсационных приемов и коррекции выходного сигнала радиометра при использовании цифровых методов [18]; г) применение прецизионных систем регистрации сигналов [19].

1.2 Методы анализа стабильности

Флуктуации выходных сигналов приемных систем представляют собой шум с различной спектральной плотностью мощности. Помимо белого шума с равномерной спектральной плотностью мощности (СПМ) — $\text{const}(f)$ практически в любых электронных устройствах проявляется и шум вида $\langle 1/f \rangle$, также называемый фликкер-шумом. СПМ фликкер-шума пропорциональна $1/f$. Фликкер-шум связан с относительно медленными (единицы–десятки секунд) флуктуациями тока в вакуумных и полупроводниковых приборах. Присутствуют и другие шумы вида $1/f^\alpha$, где показатель α не обязательно равен 1, такие как шум случайного блуждания с СПМ вида $1/f^2$ [20]. Такие нестационарные шумы ограничивают снижение флуктуаций при увеличении времени усреднения выходного сигнала радиометра.

Для понимания реализуемых характеристик радиометра регистрируемые данные должны анализироваться методами, позволяющими идентифицировать типы шумов (флуктуаций), их источники и определить их величины (уровни).

Обычно для характеристики чувствительности радиометра используется среднеквадратичное отклонение (выходной сигнал радиометра можно представить как временной ряд отсчетов). Однако СКО не позволяет различить тип шума или дрейфа. При флуктуациях вида $1/f^\alpha$ шум нестационарен, и применение при анализе среднеквадратичного отклонения не имеет смысла (оценки расходятся при увеличении числа отсчетов) [21].

Необходимо определение временной или частотной зависимости шумовых и дрейфовых компонент, присутствующих в значении измеряемой величины.

При анализе флюктуаций в частотной области используется расчет спектральной плотности мощности флюктуаций $S(f)$, которая может быть представлена в виде степенных функций вида

$$S(f) = h_\alpha / f^\alpha, \quad (1.12)$$

где показатель α характеризует тип шума, а коэффициент h_α — его мощность.

Расчет СПМ позволяет кроме определения шумовых компонент легко обнаруживать гармонические компоненты. Расчет СПМ применяется для исследования радиометров в работах [11], [22]. Однако отличить характер шума и дрейфа не всегда просто при наложении нескольких компонент на графике СПМ.

Во временной области удобной характеристикой для исследования флюктуаций сигналов является дисперсия Аллана (Allan Variance) [23]. Дисперсия Аллана позволяет идентифицировать различные типы шума и дрейфа по их наклону на графике в логарифмическом масштабе. Изначально дисперсия Аллана применялась для анализа стабильности стандартов частоты [24], в том числе стандартов частоты для РСДБ [25] и хронометрирования пульсаров [26, 27]. В статьях [28–32] рассматривается использование дисперсии Аллана при исследованиях стабильности радиометров. Широко дисперсия Аллана используется и в других системах, например, в исследованиях стабильности гироскопов [33]. Анализ с применением дисперсии Аллана позволяет определить интервал стабильности характеристик радиометра — оптимальное время накопления его выходного сигнала [29], при котором достигается минимальный уровень дисперсии шума (и, соответственно, значение наилучшей чувствительности), характер и уровень флюктуаций вида $1/f^\alpha$ [28]. Помимо этого, дисперсия Аллана характеризует и дрейфы сигналов, спектральной плотности мощности в этом случае не существует.

Дисперсия Аллана $\sigma_A^2(\tau)$ — это дисперсия первых разностей усредненных на временном интервале τ значений обрабатываемого ряда данных y , полученного с периодом взятия отсчетов T , $\tau = n \cdot T$, $n = 1, 2, \dots$:

$$\sigma_A^2(\tau) = \frac{1}{2(N-1)} \cdot \sum_{j=1}^{N-1} (\bar{y}_{j+1}(\tau) - \bar{y}_j(\tau))^2 \quad (1.13)$$

Дисперсия Аллана связана со спектральной плотностью мощности (СПМ) $S(f)$ шума, в общем виде эта связь выражается формулой [24]:

$$\sigma_A^2(\tau) = \int_0^\infty S(f) \cdot \frac{2 \sin^4(\pi f \tau)}{(\pi f \tau)^2} df \quad (1.14)$$

Для шумов с СПМ вида (1.12) дисперсия Аллана описывается степенными функциями [28]:

$$\sigma_A^2(\tau) = K_\alpha \tau^{\alpha-1}, \quad (1.15)$$

где коэффициенты K_α связаны с коэффициентами мощности шума h_α . Для суммы шумов с СПМ в виде белого, фликкер-шума ($1/f$), шума $1/f^2$

$$S(f) = h_0 + h_1/f + h_2/f^2, \quad (1.16)$$

$$\sigma_A^2(\tau) = \frac{h_0}{2\tau} + 2\ln(2)h_1 + \frac{2}{3}\pi^2 h_2 \tau [32]. \quad (1.17)$$

Для линейного дрейфа с зависимостью от времени в виде $y = pt$, $\sigma_A^2(\tau) = p^2\tau^2/2$.

Для гармонического сигнала зависимость $\sigma_A^2(\tau)$ имеет максимумы на временах усреднения τ , кратных нечетному числу полупериодов сигнала, и нули на временах, кратных четному числу полупериодов сигнала [34].

По виду рассматриваемой зависимости $\sigma_A^2(\tau)$ можно судить о преимущественном характере шума на разных временных интервалах в длинном анализируемом ряду отсчетов.

При исследованиях стабильности радиоастрономических приемников информативен также и корреляционный анализ. Корреляционный анализ сигналов двух каналов или блоков приемника позволяет выявить общие источники нестабильности, он также важен при исследованиях влияния на стабильность внешних факторов, таких как температура, напряжения питания и др. Например, в работе [35] исследуется корреляционная связь коэффициентов усиления малошумящего усилителя и изменение напряжений на электродах транзисторов усилителей.

1.3 Методы измерения стабильности характеристик приемных систем

Изменение мощности на выходе приемника $P_{\text{вых}}$ в соответствии с формулой (1.2) может быть связано с изменением коэффициента передачи приемника G , шумовой температуры приемника $T_{\text{пр}}$ или входного сигнала источника T_s . Поэтому под измерением амплитудной стабильности приемника понимается: 1) измерение стабильности выход-

ной мощности приемника, 2) измерение стабильности коэффициента передачи приемника; 3) измерение стабильности шумовой температуры приемника.

Измерение выходной мощности для исследования стабильности приемника обычно проводят при подключении на его вход согласованной нагрузки. В качестве измерителя используют как специализированные измерители мощности, как в работе [36], так и выходные каскады радиометра полной мощности (квадратичный детектор, УНЧ, АЦП — схема измерений представлена на рисунке 1.3) — в работах [22], [31], [32], что, по сути, также представляет измеритель мощности. К преимуществам данного метода относится его простота, к недостаткам — невозможность отделить флюктуации коэффициента передачи от флюктуаций шумовой температуры, а также ограничение чувствительности шумом в соответствии с полосой пропускания Δf и временем накопления τ по формуле (1.5). Для исследования стабильности отдельных блоков приемника таким методом для обеспечения необходимого уровня сигнала на входе измерителя мощности требуются дополнительные усилители, которые должны иметь высокую стабильность. Для регистрации выходной мощности приемника также можно применить универсальное программно-определяемое SDR (software define radio) устройство [37].

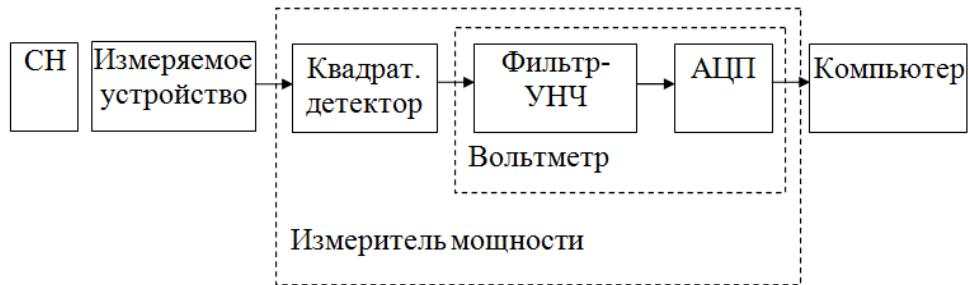


Рисунок 1.3 — Схема измерения стабильности выходной мощности

Одним из способов измерения коэффициента усиления $G_{\text{пр}}$ приемных устройств согласно ГОСТ 20271.1-91 является подача сигнала от генератора СВЧ на вход приемного устройства и измерение отношения выходной мощности устройства к входной [38] по схеме, представленной на рисунке 1.4. Стабильность коэффициента передачи можно отслеживать по изменению этого отношения. Генератор и измерители мощности могут быть заменены векторным анализатором цепей. Таким методом пользуются в работах [11, 35]. К преимуществам метода относится возможность измерения отдельных каскадов приемника, высокая точность измерения при малых временах накопления, возмож-

нность измерения на разных частотах [35], меньшая чувствительность к помехам при подаче входного сигнала. К недостаткам метода относится измерение на фиксированной частоте, либо появление «мертвого времени» при сканировании полосы частот, что ведет к ухудшению точности измерений.

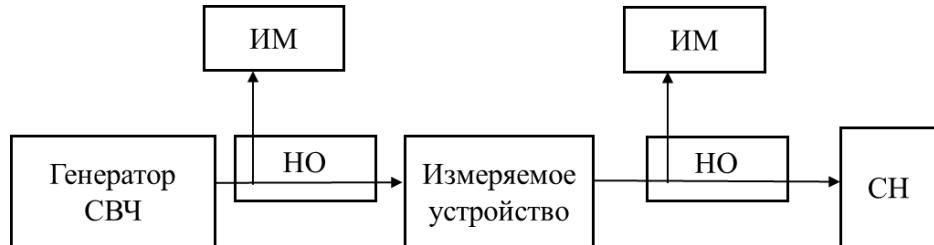


Рисунок 1.4 — Схема измерения коэффициента усиления (НО — направленный ответчик, ИМ — измеритель мощности)

Измерение шумовой температуры $T_{ш}$ согласно ГОСТ 20271.1-91 основано на сравнении в заданной полосе частот мощности шума P_t и P_x на выходе изделия СВЧ при двух различных уровнях мощности шума калиброванного генератора шума с эквивалентными температурами T_t и T_x , подключенного ко входу изделия СВЧ («метод Y-фактора» [38]) по схеме, представленной на рисунке 1.5.

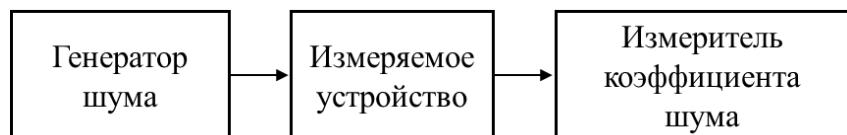


Рисунок 1.5 — Схема измерения шумовой температуры

$$T_{ш} = \frac{T_t - \frac{P_t}{P_x} \cdot T_x}{\frac{P_t}{P_x} - 1} \quad (1.18)$$

Также широко используется понятие коэффициента шума NF (дБ) приемного устройства, он связан с шумовой температурой $T_{ш}$ формулой

$$NF = 10 \cdot \log \left(1 + \frac{T_{ш}}{290} \right). \quad (1.19)$$

Исследование фазовых характеристик усилительных каскадов приемника можно проводить путем регистрации показаний измерителя разности фаз [38] (фазового детектора) по схеме, представленной на рисунке 1.6, что позволяют реализовывать специализированные измерительные приборы — векторные анализаторы цепей (ВАЦ).

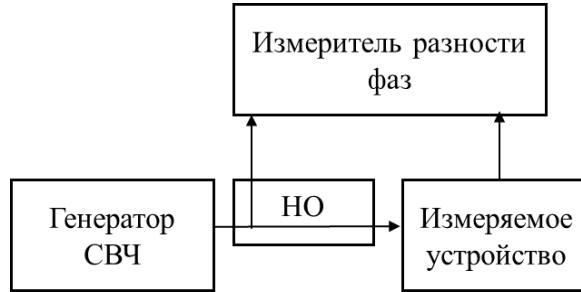


Рисунок 1.6 — Схема измерения фазы

Генератор СВЧ перестраивается в выбранном диапазоне частот, измеряется фазочастотная характеристика устройства. Групповое время задержки (ГВЗ) $t_{\text{гр}}$ определяется как производная фазы ϕ по частоте f :

$$t_{\text{гр}} = -\frac{1}{360^\circ} \cdot \frac{\partial \phi}{\partial f} \quad (1.20)$$

Измерение ГВЗ в векторных анализаторах цепей основано на измерении приращения т. н. «развернутой» фазы $\Delta\phi$, линейной в выбранном для измерений диапазоне частот Δf_a , называемом (условно) «апертурой» [39]:

$$t_{\text{гр}} = -\frac{1}{360^\circ} \cdot \frac{\Delta\phi}{\Delta f_a} \quad (1.21)$$

Для процедуры развертывания фазы (изменение $\Delta\phi$ на апертуре превышает 360°) сдвиг фаз между двумя соседними частотными точками (в измерительной трассе) не должен превышать 180° .

Для измерения фазовой стабильности устройств с преобразованием частоты применяется метод измерения фазового шума [40]. Для этого с помощью анализатора спектра измеряется фазовый шум сигнала от генератора до и после прохождения сигнала через устройство. Однако этот метод измерения фазового шума позволяет измерить только кратковременную фазовую стабильность, обычно на интервале менее 1 секунды (частоты более 1 Гц).

Для исследования стабильности параметров приемных систем на разных временных интервалах, в том числе и многочасовых, с помощью рассмотренных методов, необходима непрерывная регистрация показаний одного или нескольких измерительных приборов, что можно достичь только с помощью автоматизации проведения измерений.

1.4 Приемные системы радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО»

Радиоинтерферометрический комплекс «Квазар-КВО» — специализированный комплекс для решения задач фундаментального координатно-временного обеспечения страны в интересах фундаментальной и прикладной науки: астрономии, геодинамики, астрофизики, космологии, геодезии, космической навигации и метеорологии. Комплекс представляет собой систему, состоящую из трех радиообсерваторий: «Светлое» (Ленинградская область), «Зеленчукская» (Карачаево-Черкесская Республика), «Бадары» (Республика Бурятия), а также центра управления и обработки данных, расположенного в Санкт-Петербурге [1].

В диссертации исследованы три типа приемных систем радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО»: 1) приемная система *S/X*-диапазонов радиотелескопа РТ-32, 2) трехдиапазонная приемная система радиотелескопа РТ-13, 3) широкополосная приемная система радиотелескопа РТ-13.

1.4.1 Приемная система радиотелескопа РТ-32

Радиотелескопы РТ-32 содержат в своем составе пять (по числу частотных диапазонов) двухканальных (каналы сигналов правой RCP и левой LCP круговых поляризаций) приемных систем в следующих диапазонах длин волн: 18-21 см (*L*-диапазон), 6 см (*C*-диапазон), 13 см (*S*-диапазон), 3.5 см (*X*-диапазон), 1.35 см (*K*-диапазон) [3]. Приемные системы построены по схеме с шумовым пилот-сигналом (см. п.1.1). Структурная схема приемной системы *S/X*-диапазонов радиотелескопа РТ-32 приведена на рисунке 1.7.

Принимаемые облучателем СВЧ-сигналы поступают по входному тракту в криогенный приемный блок (криоблок), реализующий функции усиления слабых СВЧ-сигналов с помощью малошумящего усилителя (МШУ) [3]. Для охлаждения входных каскадов использованы микрокриогенные системы замкнутого цикла охлаждения водородного уровня (15 K). С помощью встроенного в криоблок направленного ответвителя (НО) на вход МШУ подается сигнал амплитудной калибровки от блока генераторов шума (БГШ) и сигнал фазовой калибровки от генератора пикосекундных импульсов (ГПИ). Усиленный СВЧ-сигнал с выхода криоблока подается по короткому коаксиальному кабелю на вход блока преобразования частот (БПЧ).

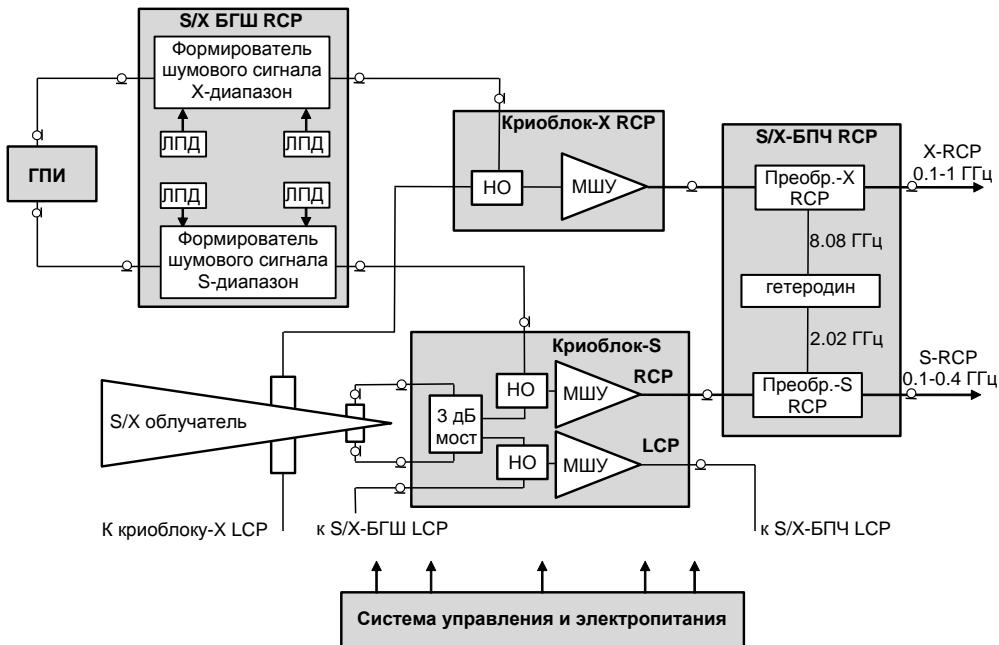


Рисунок 1.7 — Структурная схема приемной системы S/X диапазонов длин волн радиотелескопа РТ-32 [41]

Блок преобразования частот (БПЧ) предназначен для дальнейшего усиления и фильтрации сигналов, поступающих с выходов МШУ, и преобразования их к базовой полосе (100–1000 МГц) промежуточных частот (ПЧ), в которой работают современные радиоастрономические системы регистрации сигналов [41]. Все функциональные узлы БПЧ (ферритовые вентили, фильтр, усилители высокой и промежуточной частот, модуляторы, смесители и аттенюаторы) выполнены по интегрально-гибридной технологии и размещены в одной для каждого диапазона волн микросборке [42]. Двухчастотный гетеродин (2.02 ГГц / 8.08 ГГц) размещен в отдельной микросборке.

Блок генераторов шума (БГШ) предназначен для формирования сравнительно слабого сигнала (с шумовой температурой единицы–десятки К) для амплитудной калибровки приемной системы, а также и относительно мощного сигнала, компенсирующего собственные шумы приемной системы, при ее использовании в радиометрическом (модуляционном) режиме [43], см. также выше п.1.1. Генераторы шума выполнены на лавинно-пролетных диодах.

Для обеспечения работы в режиме радиометра с пилот-сигналом модулятор в БПЧ и компенсационный генератор шума модулируются в противофазе управляющим сигналом от внешнего генератора, сигнал «мейндр», частота модуляции 1 кГц.

Фотография приемной системы X -диапазона РТ-32 представлена на рисунке 1.8. Отметим многокаскадность (здесь видна многоблочность) в реализации приемных систем радиотелескопа РТ-32.

Основные параметры приемных систем S/X -диапазонов радиотелескопа РТ-32 приведены в таблице 1.1. Эти параметры — уровни выходной мощности $P_{\text{вых}}$, коэффициенты усиления G , полосы частот сигналов Δf — и их отличие друг от друга в разных каскадах (блоках) приемных систем необходимо учитывать при решении сформулированных задач исследования.

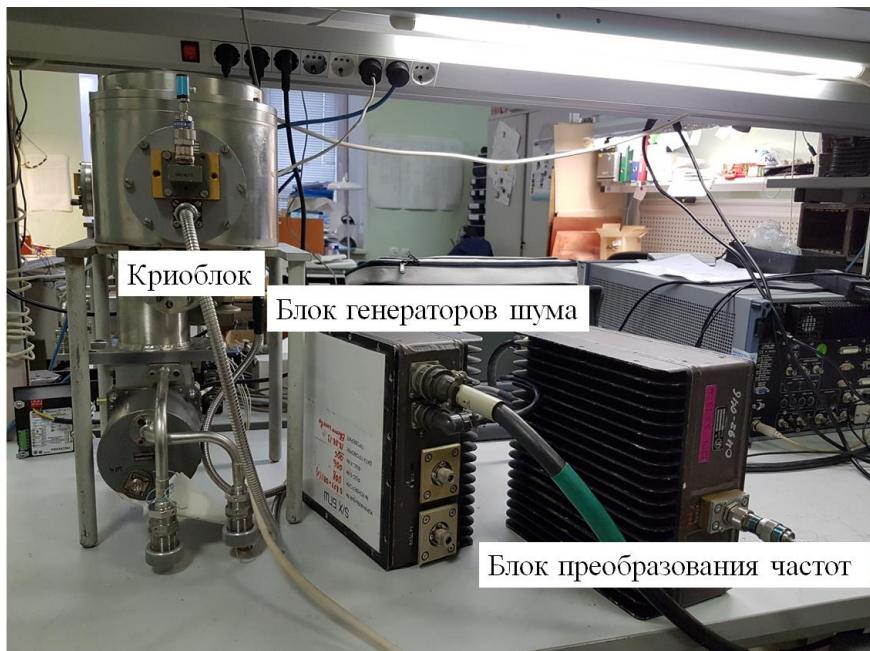


Рисунок 1.8 — Фотография блоков приемной системы X -диапазона РТ-32 в лаборатории

Таблица 1.1 — Основные параметры приемных систем S/X -диапазонов РТ-32

| Параметр | S -диапазон | X -диапазон |
|---|---------------|---------------|
| Δf (СВЧ), ГГц | 2.15–2.50 | 8.18–9.08 |
| Δf (ПЧ), ГГц | 0.13–0.48 | 0.1–1 |
| $T_{\text{пр}}$, К | 10 | 12 |
| $G_{\text{пр}}$, дБ | 65 | 65 |
| $G_{\text{крио}}$, дБ | 30 | 30 |
| $P_{\text{вых крио}}$ (300 К на входе), дБм | −59 | −55 |
| $G_{\text{БПЧ}}$, дБ | 35 | 35 |
| $P_{\text{вых БПЧ}}$ (300 К на входе пр), дБм | −24 | −20 |

1.4.2 Трехдиапазонная приемная система радиотелескопа РТ-13

Радиоинтерферометр нового поколения на основе радиотелескопов РТ-13 предназначен для определения поправок всемирного времени UT1 [44]. Радиотелескопы РТ-13, согласно проекту, оснащены трехдиапазонными приемными системами (ТПС) [45], работающими в *S*-диапазоне (2.2–2.6 ГГц), *X*-диапазоне (7.0–9.5 ГГц) и *Ка*-диапазоне (28–34 ГГц) на двух круговых (LCP и RCP) поляризациях. Приемная система реализована в виде нескольких каскадно соединенных функциональных блоков (рисунки 1.9 и 1.10), которые размещены в корпусе специальной конструкции — фокальном контейнере, расположенном во вторичном фокусе двухзеркальной антенны с кольцевым фокусом с диаметром главного зеркала 13.2 м.

Криогенный приемный фокальный блок (КПФБ) содержит облучатель и 6 малошумящих усилителей (МШУ), охлаждаемые до температур менее 20 К с помощью микрохладителя микрокриогенной системы. Разделенные по поляризациям сигналы после КПФБ в соответствии с диапазонами поступают на один из трех блоков преобразования частот (БПЧ). БПЧ-*S* имеют по одному каналу преобразования частот для сигналов с LCP и RCP поляризациями. БПЧ-*X* и БПЧ-*Ка* диапазонов имеют на выходе по три частотных поддиапазона в каждой из двух поляризаций (LCP и RCP) [5]. БПЧ имеют сложную структуру: они содержат усилители, фильтры, смесители, гетеродины и преобразуют выбранный участок входного рабочего диапазона частот в полосу промежуточных частот 1–2 ГГц. Блоки коммутации осуществляют дополнительное усиление и коммутацию сигналов для их передачи на систему РСДБ-регистрации. Синхронизация гетеродинов приемных каналов осуществляется от системы частотно-временной синхронизации радиотелескопа.

Основные параметры трехдиапазонной приемной системы РТ-13 приведены в таблице 1.2. Эти параметры — уровни выходной мощности $P_{\text{вых}}$, коэффициенты усиления G , полосы частот сигналов Δf — отличаются от параметров приемной системы РТ-32 (см. п.1.4.1), и это обстоятельство увеличивает требуемые диапазоны функционирования аппаратно-программного комплекса, необходимого для проведения исследований по стабильности приемных систем (разработка такового сформулирована выше — как задача 2 диссертации).

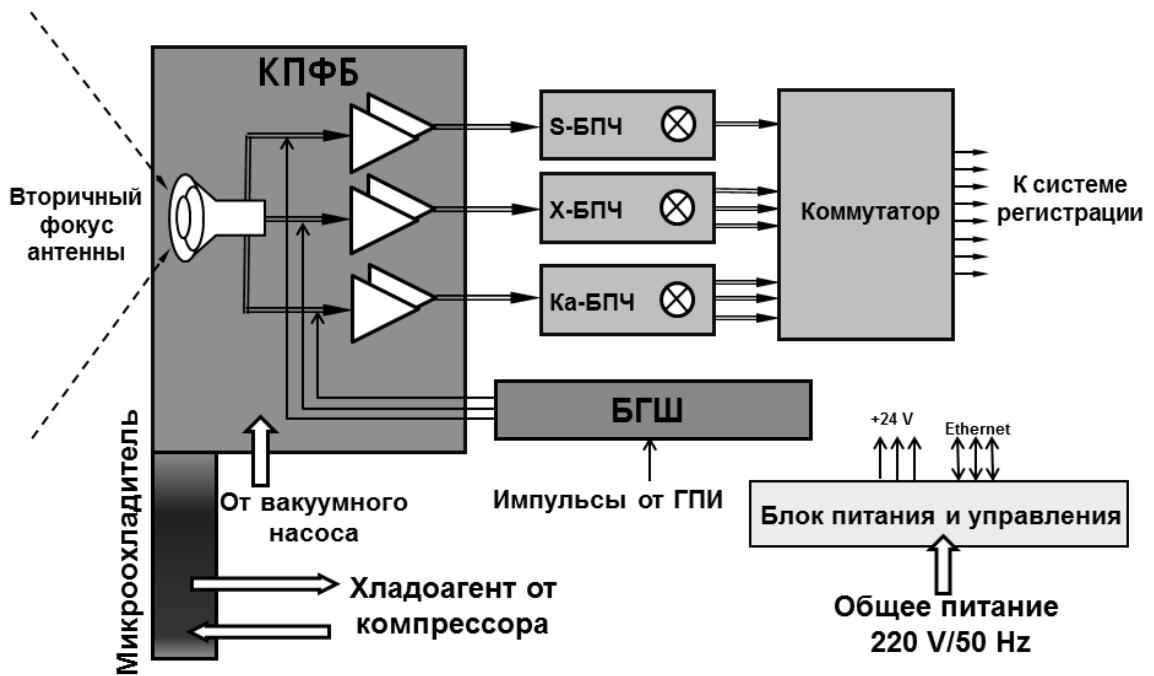


Рисунок 1.9 — Структурная схема трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа РТ-13: КПФБ — криогенный приемный фокальный блок, БПЧ — блок преобразования частот, БГШ — блок генераторов шума [46]. Каждый из диапазонов имеет два параллельных канала — для левой и правой поляризаций.



Рисунок 1.10 — Фотография трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа РТ-13

Таблица 1.2 — Основные параметры трехдиапазонной приемной системы РТ-13

| Параметр | S-диапазон | X-диапазон | Ka-диапазон |
|---|------------|------------|-------------|
| Δf (СВЧ), ГГц | 2.2–2.6 | 7.0–9.5 | 28–34 |
| Δf (ПЧ), ГГц | 1.0–1.4 | 1.0–2.0 | 1.0–2.0 |
| $T_{\text{пр}}$, К | 20 | 17 | 48 |
| $G_{\text{пр}}$, дБ | 100 | 98 | 94 |
| $G_{\text{КПФБ}}$, дБ | 30 | 30 | 29 |
| $P_{\text{вых КПФБ}}$ (300 К на входе, $\Delta f=1$ ГГц), дБм | –58 | –54 | –55 |
| $G_{\text{БПЧ}}$, дБ | 48 | 46 | 42 |
| $P_{\text{вых БПЧ}}$ (300 К на входе пр), дБм | –10 | –8 | –13 |
| $G_{\text{БК}}$, дБ | 23 | 23 | 23 |
| $P_{\text{вых пр}}$ (300 К на входе пр), дБм | 12 | 14 | 9 |
| Регулируемый аттенюатор ПЧ, дБ | 0–31 | 0–31 | 0–31 |

1.4.3 Широкополосная приемная система радиотелескопа РТ-13

В настоящее время международная РСДБ-сеть VGOS (VLBI Global Observing System) [47] является наиболее современным инструментом для оперативного определения параметров вращения Земли и решения важнейших глобальных геодезических и геофизических задач. Для обеспечения возможности работы радиотелескопов РТ-13 в сети VGOS в ИПА РАН разработана широкополосная приемная система (ШПС) с рабочим диапазоном частот 3–16 ГГц на ортогональных линейных поляризациях [48]. ШПС существенно отличается от трехдиапазонной системы, рассмотренной выше в п.1.4.2.

Пояснение конструкции и работы ШПС (см. рисунок 1.11). Электромагнитное излучение от космических источников, сфокусированное антенной, проходит через радиопрозрачное укрытие в широкополосный криогенный приемный фокальный блок (ШКПФБ), где оно собирается облучателем и разделяется по поляризациям (горизонтальная и вертикальная линейные). Выходные СВЧ-сигналы облучателя суммируются с сигналами фазовой и амплитудной калибровки (они формируются широкополосным блоком генератора шума (ШБГШ)) и усиливается с помощью МШУ. При этом вся аппаратура ШКПФБ, включая и облучатель, и МШУ, расположена в криостате и охлаждается до температур менее 20°К с помощью вакуумной и микрокриогенной систем, что значительно снижает собственные шумы приемной системы [49].

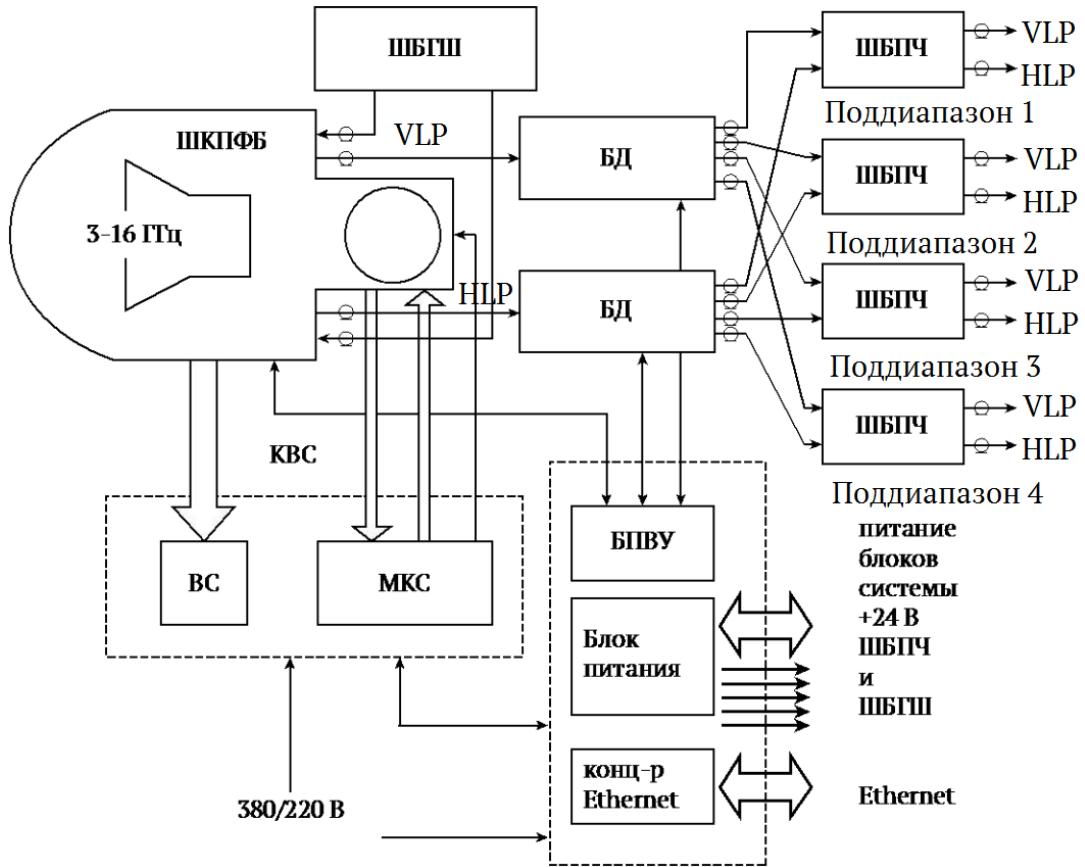


Рисунок 1.11 — Структурная схема широкополосной приемной системы радиотелескопа РТ-13: ШКПФБ — широкополосный криогенный приемный фокальный блок, ШБПЧ — широкополосный блок преобразования частот, ШБГШ — широкополосный блок генератора шума, БД — блок делителей, МКС — микрокриогенная система, ВС — вакуумная система, БПВУ — блок питания входных усилителей [49]

Выходные СВЧ-сигналы ШКПФБ усиливаются и разделяются на четыре частотных поддиапазона с помощью двух блоков делителей (БД) — свой блок для каждого из двух каналов горизонтальной и вертикальной линейных поляризаций (HLP и VLP). Затем разделенные по частоте СВЧ-сигналы поступают на входы четырех широкополосных блоков преобразования частоты (ШБПЧ). В этих блоках осуществляется усиление, фильтрация и преобразование выбиравшего с помощью перестраиваемого гетеродина участка (4 поддиапазона) частот, каждый из них шириной 1 ГГц, из полного входного диапазона 3–16 ГГц к промежуточной полосе частот (ПЧ) штатной системы РСДБ-регистрации: 1–2 ГГц. Синхронизация приемных каналов осуществляется от системы высокоточной синхронизации РСДБ радиотелескопа. На выходе широкополосной приемной системы имеется 8 каналов: по 4 частотных канала с полосой 1 ГГц для каждой — горизонтальной и вертикальной линейных поляризаций. Концентратор Ethernet объ-

единяет блоки с Ethernet-интерфейсами в единую сеть. Фотография широкополосной приемной системы представлена на рисунке 1.12. Основные параметры широкополосной приемной системы РТ-13 приведены в таблице 1.3.



Рисунок 1.12 — Широкополосная приемная система радиотелескопа РТ-13

Таблица 1.3 — Основные параметры широкополосной приемной системы РТ-13 (на частоте 7.5 ГГц)

| Параметр | Значение |
|---|----------|
| Δf (СВЧ), ГГц | 3–16 |
| Δf (ПЧ), ГГц | 1–2 |
| $T_{\text{пр}}$, К | 25 |
| $G_{\text{пр}}$, дБ | 95 |
| $G_{\text{ШКПФ}}$, дБ | 40 |
| $P_{\text{вых ШКПФ}}$ (300 К на входе, $\Delta f=1$ ГГц), дБм | –43 |
| $G_{\text{БД}}$, дБ | 5 |
| $P_{\text{вых БД}}$ (300 К на входе пр), дБм | –38 |
| $G_{\text{БПЧ}}$, дБ | 50 |
| $P_{\text{вых пр}}$ (300 К на входе пр), дБм | 12 |
| Регулируемый аттенюатор ПЧ, дБ | 0–31 |

Поскольку задачей исследования является измерение как всей приемной системы в целом, так и отдельных её каскадов, необходима регистрация сигналов, как на промежуточных частотах, так и по СВЧ — в полосах частот входных каскадов приемных систем. Следовательно, существующие штатные системы регистрации (радиометрический измерительный модуль ПРМ-2 [8] для РТ-32, широкополосная система преобразования сигналов [9] для РТ-13), имеющие входные сигналы только в диапазоне используемых ПЧ, не могут обеспечить решения поставленных в диссертации задач. Необходимо применение других и во многом специальных средств измерения и регистрации сигналов в различных блоках приемных систем.

1.5 Основные требования к характеристикам аппаратно-программного комплекса для исследования стабильности приемных систем радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО»

Исходя из представленных в п. 1.4 данных о приемных системах радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО», аппаратно-программный комплекс для исследования стабильности должен позволять регистрировать сигналы в диапазонах входных частот приемных систем (по СВЧ) и на их промежуточных частотах (в диапазоне 100 МГц – 34 ГГц) и измерять следующие параметры каскадов приемных систем:

- Выходную мощность $P_{\text{вых}}$
- Коэффициент передачи G
- Шумовую температуру $T_{\text{ш}}$
- Фазу коэффициента передачи ϕ
- Групповое время задержки $t_{\text{гр}}$
- Напряжения питания $U_{\text{пит}}$ блоков приемных систем.

Следует учитывать, что в приемных системах нового радиотелескопа РТ-13 облучатель находится внутри криостата вместе с входными усилителями. Поэтому нельзя измерить шумовую температуру приемной системы по стандартной методике с помощью измерителя коэффициента шума. Для этой цели в ВНИИФТРИ разработан широко-апертурный низкотемпературный генератор шума [50]. Для измерения шумовой температуры приемной системы необходимо измерять мощность на выходе при «теплом» и охлажденном состояниях генератора шума.

При такой конструкции криогенного приемного фокального блока (облучатель не отделяем от входного усилителя) возрастает влияние электромагнитных помех, присутствующих в основном в L -, S -диапазонах (помехи от систем мобильной связи и WI-FI). Поэтому при исследованиях стабильности необходима частотная фильтрация таких «динамично изменяющихся» помех на выходе криогенного блока.

Требования к точности измерения амплитудной стабильности формулируются из достигаемой в радиометрах чувствительности ΔT . Отношение чувствительности ΔT радиометра к шумовой температуре системы $T_{\text{сист}}$ идеального радиометра для заданной полосы рабочих частот Δf в соответствии с формулой (1.5) в теории зависит только от времени усреднения τ выходного сигнала радиометра.

Ширина полосы частот для большинства приемных систем комплекса «Квазар-КВО» составляет $\Delta f = 1$ ГГц, типичное время усреднения τ выходного сигнала радиометра составляет 0.1 с. Тогда теоретически достижимое (в случае $\Delta G = 0$) $\Delta T/T = 10^{-4}$. Для оценки влияния амплитудной нестабильности $\Delta G/G$ на чувствительность её необходимо измерять с погрешностью, не меньшей чем 10^{-4} . На рисунке 1.13 представлен расчет $\Delta T/T$ радиометра с шириной полосы частот $\Delta f = 1$ ГГц от времени усреднения τ (эта зависимость используется как «теоретический ориентир» при оценках результатов измерений).

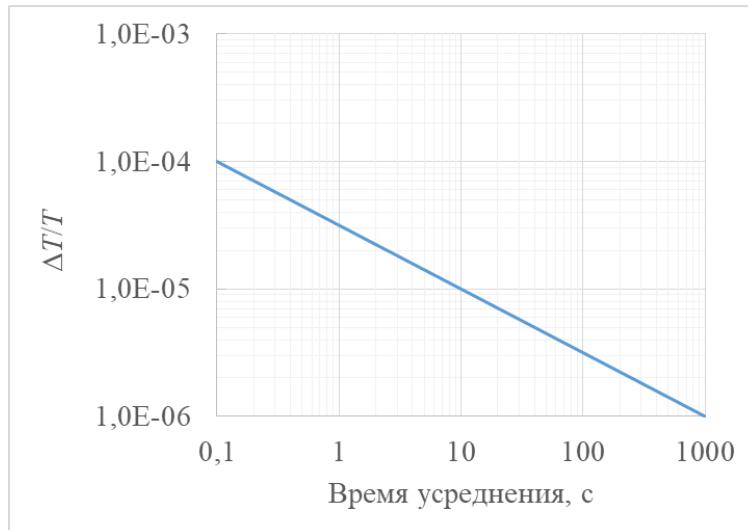


Рисунок 1.13 — Теоретический предел отношения $\Delta T/T$ для радиометра с шириной полосы $\Delta f = 1$ ГГц

Следовательно, для измерения амплитудной нестабильности приемной системы с погрешностью не хуже 10^{-4} на интервале усреднения 0.1 с, относительная погрешность

измерительного прибора должна быть в 3 раза лучше — $3 \cdot 10^{-5}$, при этом вклад измерительного прибора в измеряемое СКО составит не более 5%, что приемлемо. Таким образом, для измерения мощности с относительной погрешностью менее $\Delta P/P = 3 \cdot 10^{-5}$ на интервале 0.1 с измеряемое значение мощности $P_{\text{изм}}$ должно быть на 45 дБ больше уровня собственного шума измерителя $P_{\text{ш}}$. Тогда динамический диапазон измерителя (DRM), в котором достигается такая погрешность, определяется отношением максимально возможной измеряемой мощности $P_{\text{макс}}$ (характеризующей верхнюю границу линейности передаточной характеристики измерителя) и значением мощности $P_{\text{изм}}$ по формуле:

$$DRM = P_{\text{макс}} - P_{\text{изм}} = P_{\text{макс}} - P_{\text{ш}} - 45 \text{ (дБ).} \quad (1.22)$$

Требования к точности измерения фазовой стабильности и стабильности групповой задержки сигнала исходят из задач, решаемых с помощью РСДБ. Задачей двухэлементного радиоинтерферометра на базе новых радиотелескопов РТ-13 комплекса «Квазар-КВО» [44] является оперативное определение поправок всемирного времени со среднеквадратической погрешностью не более 20 мкс (относительно апостериорных данных международных служб, ОКР «Квазар М-1» [51]). Всемирное время UT определяется по измерению групповой задержки $t_{\text{гр}}$ прихода волнового фронта сигнала космического источника между двумя радиотелескопами, расположенными на расстоянии (базе) b [25]:

$$t_{\text{гр}} = \frac{b}{c} \cdot \cos \theta = \frac{b}{c} \cdot (\sin \delta_b \sin \delta + \cos \delta_b \cos \delta \cdot \cos(S_0 - \alpha - \Lambda)), \quad (1.23)$$

где θ — угол между направлением базы и направлением на источник, c — скорость света, δ и α — склонение и прямое восхождение источника, δ_b — склонение базы, Λ — западная долгота меридиана базы, S_0 — гринвичское звездное время.

Всемирное время UT — среднее солнечное время гринвичского меридиана. Связь изменения звездного времени (в угловых единицах) с изменением UT (в секундах) выражается соотношением $S_0 = K \cdot \omega \cdot UT$, ω — угловая скорость вращения Земли, $K = 0.997$ [52].

Уравнение (1.23) можно представить в виде

$$t_{\text{tp}} = \frac{p}{c} \sin \delta + \frac{e}{c} \cdot \cos \delta \cdot \cos(\omega \cdot K \cdot UT - \alpha - \Lambda) \quad (1.24)$$

где p и e — полярная и экваториальная проекция базы интерферометра.

Для определения связи точности определения всемирного времени с точностью определения задержки найдем частную производную $\partial t_{\text{tp}} / \partial UT$ из уравнения (1.24).

$$\frac{\partial t_{\text{tp}}}{\partial UT} = -\frac{e}{c} \cdot \omega \cdot K \cdot \cos \delta \cdot \sin(\omega \cdot K \cdot UT - \alpha - \Lambda) \quad (1.25)$$

Тогда погрешность определения всемирного времени Δ_{UT} связана с погрешностью определения задержки $\Delta_{t_{\text{tp}}}$ следующим соотношением:

$$\Delta_{\text{UT}} = \frac{c \cdot \Delta_{t_{\text{tp}}}}{e \cdot \omega \cdot K \cdot \cos \delta \cdot \sin(\omega \cdot K \cdot UT - \alpha - \Lambda)} \quad (1.26)$$

Таким образом, максимальная точность определения UT единичным наблюдением достигалась бы при наблюдении экваториального источника ($\delta=0^\circ$) на часовом угле, перпендикулярном экваториальной проекции базы ($\omega \cdot K \cdot UT - \alpha - \Lambda \approx \pi/2$). Тогда

$$\Delta_{\text{UT}} = \frac{c \cdot \Delta_{t_{\text{tp}}}}{e \cdot \omega \cdot K} \quad (1.27)$$

Разумеется, всемирное время не определяется по единичному наблюдению. Проводится сессия наблюдений разных (не только экваториальных) источников на разных часовых углах для определения разности хода стандартов времени станций и влажной тропосферной задержки в зените [53]. Однако формула (1.27) дает оценку необходимой точности определения задержки $\Delta_{t_{\text{tp}}}$.

Проекция базы обсерваторий «Бадары» – «Зеленчукская» на экваториальную плоскость $e = 4434$ км, угловая скорость вращения Земли $\omega = 2\pi/(3600 \cdot 24) = 7.3 \cdot 10^{-5}$ рад/с, тогда $\Delta_{\text{UT}} = 10^6 \cdot \Delta_{t_{\text{tp}}}$. Для определения поправок всемирного времени с СКО не более 20 мкс для базы «Бадары» – «Зеленчукская» СКО определения задержки корреляционного отклика интерферометра должно быть не более 20 пс.

Теоретическое СКО задержки $\sigma_{t_{\text{SNR}}}$ радиоинтерферометра зависит от отношения сигнал-шум SNR корреляционного отклика [54]:

$$SNR = 0.88 \cdot \frac{F_s}{\sqrt{SEFD_1 \cdot SEFD_2}} \cdot \sqrt{2 \cdot \Delta f \cdot \tau}, \quad (1.28)$$

$$\sigma_{t_{SNR}} = \frac{\sqrt{12}}{2\pi \cdot \Delta f \cdot SNR}. \quad (1.29)$$

где F_s — поток радиоисточника, $SEFD_i$ — эквивалентная плотность потока мощности радиотелескопа, Δf — полоса принимаемых частот, τ — время накопления, 0.88 — коэффициент потерь от двухбитового квантования сигналов.

Среднее значение SNR на выходе коррелятора по результатам наблюдений космических радиоисточников на РТ-13 составляет около 100, тогда $\sigma_{t_{SNR}} = 10$ пс.

Реальная погрешность определения задержки σ_t зависит от нестабильности аппаратных задержек интерферометра $\sigma_{t_{ap\ i}}$ (двух приемных систем $\sigma_{t_{pr\ i}}$, двух систем регистрации сигнала $\sigma_{t_{per\ i}}$, двух систем частотно-временной синхронизации $\sigma_{t_{cvs\ i}}$, кабелей $\sigma_{t_{kab\ i}}$, коррелятора $\sigma_{t_{kor}}$), а также от флюктуаций атмосферы $\sigma_{t_{atm\ i}}$ и структуры источника $\sigma_{t_{ist}}$.

$$\sigma_t = \sqrt{\sigma_{t_{SNR}}^2 + \sum_{i=1}^{N=12} \sigma_{t_{hc\ i}}^2} = \sqrt{\sigma_{t_{SNR}}^2 + \sigma_{t_{kor}}^2 + \sigma_{t_{ist}}^2 + \sum_{i=1}^{N=2} (\sigma_{t_{pr\ i}}^2 + \sigma_{t_{per\ i}}^2 + \sigma_{t_{cvs\ i}}^2 + \sigma_{t_{kab\ i}}^2 + \sigma_{t_{atm\ i}}^2)} \quad (1.30).$$

Полагая нестабильности задержек $\sigma_{t_{hc\ i}}$ одинаковыми и независимыми и учитывая расчетное значение $\sigma_{t_{SNR}}$, для достижения требования σ_t не более 20 пс, из выражения (1.30) нестабильность задержки ПС $\sigma_{t_{pr}}$ должна быть не более 5 пс, а нестабильность аппаратурной задержки интерферометра $\sigma_{t_{ap}}$ (без учета атмосферы и источника) — не более 15 пс. Погрешность измерения групповой задержки $\sigma_{t_{pr}}$ измерительным прибором должна быть в 3 раза лучше — не более 1.5 пс, при этом вклад измерительного прибора в измеряемое СКО составит не более 5%. Такая точность соответствует рекомендациям по стабильности инструментальной задержки для РСДБ — не более 1 пс [55].

Погрешность измерения групповой задержки σ_t согласно формуле (1.21) определяется погрешностью измерения $\sigma_{\Delta\phi}$ разности фаз и шириной полосы частот («апertureы») Δf_a , на которой определяется задержка (пренебрегая малой погрешностью измерения частоты):

$$\sigma_t = -\frac{1}{360^\circ} \cdot \frac{\sigma_{\Delta\phi}}{\Delta f_a}. \quad (1.31)$$

Поскольку исследуется стабильность задержки, абсолютная погрешность измерения фазы не так важна, как её стабильность σ_ϕ . Ширина апертуры, на которой измеряется задержка, не может быть больше ширины рабочей полосы частот приемных систем комплекса «Квазар-КВО» (от 0.4 до 1 ГГц). Тогда для достижения $\sigma_t = 1.5$ пс, при $\Delta f_a = 1$ ГГц $\sigma_\phi = 0.5^\circ$, при $\Delta f_a = 400$ МГц $\sigma_\phi = 0.2^\circ$.

Отношение сигнал-шум измеряемого корреляционного отклика ухудшается в зависимости от фазовой нестабильности приемных систем. Для среднеквадратичного отклонения разности фаз двух приемных систем $\sigma_{\Delta\phi 12}$, отношение сигнал-шум SNR уменьшается (в соответствии с [54]) как

$$SNR \propto 1 - \frac{1}{2} \sigma_{\Delta\phi 12}^2 \quad (1.32)$$

Допустимое снижение SNR на 1% (согласно [54]) происходит при $\sigma_{\Delta\phi 12} = 8^\circ$, для одной приемной системы $\sigma_{\phi \text{ пр}} = 5.7^\circ$. Требуемая погрешность измерения фазы $\sigma_\phi = 0.2^\circ$ достаточна для измерения этой величины.

Типичное время усреднения τ выходного сигнала радиометра составляет не менее 0.1 с, поэтому частота взятия отсчетов f_d в режиме полной мощности должна составлять не менее 10 отс/с. В модуляционном режиме работы радиометра частота модуляции приемных систем комплекса «Квазар-КВО» составляет 1 кГц, поэтому частота взятия отсчетов сигнала должна составлять не менее 10000 отсчетов/с.

Для проверки влияния температур и напряжений питания на стабильность приемной системы необходимо регистрировать напряжение питания с погрешностью не хуже стабильности приемной системы — $3 \cdot 10^{-5}$ на интервале усреднения 0.1 с.

Основные требования к аппаратно-программному комплексу для исследования стабильности приемных систем радиотелескопов сведены в таблицу 1.4.

Таблица 1.4 — Требования, предъявляемые к аппаратно-программному комплексу для исследования стабильности приемных систем радиотелескопов

| Параметр | Требование |
|---|-------------------|
| Диапазон частот измеряемых сигналов Δf | 0.1–34 ГГц |
| Погрешность измерения выходной мощности $\Delta P/P$ на интервале 0.1 с (СКО), не более | $3 \cdot 10^{-5}$ |
| Погрешность измерения коэффициента передачи $\Delta G/G$ на интервале 0.1 с (СКО), не более | $3 \cdot 10^{-5}$ |
| Погрешность измерения фазы коэффициента передачи σ_ϕ на интервале 0.1 с (СКО), не более | 0.2° |
| Погрешность измерения групповой задержки σ_t на интервале 0.1 с (СКО), не более | 1.5 пс |
| Частота взятия отсчетов f_d | |
| в режиме полной мощности, не менее | 10 отс/с |
| в модуляционном режиме, не менее | 10000 отс/с |
| Погрешность измерения напряжения $\Delta U/U$ на интервале 0.1 с, не более | $3 \cdot 10^{-5}$ |

1.6 Выводы

1. В состав радиоинтерферометрического комплекса «Квазар-КВО» входят два поколения радиотелескопов: РТ-32 и новые РТ-13. Приемные системы РТ-32 и РТ-13 представляют собой малошумящие приемники супергетеродинного типа с входными каскадами, охлаждаемыми до криогенных температур. Они значительно отличаются друг от друга: по структуре (число и диапазоны частотных каналов, полосы рабочих частот, полосы частот систем регистрации сигналов), по конструкции. Приемные системы РТ-32 и РТ-13 реализованы в виде нескольких последовательно включаемых функциональных блоков (многокаскадные приемники). Приемная система РТ-32 построена по схеме модуляционного радиометра с пилот-сигналом. Модуляционный режим используется для радиометрических наблюдений, для радиоинтерферометрических наблюдений приемная система используется без модуляции. Для РТ-13 есть два варианта приемной системы — трехдиапазонная и широкополосная, предназначенные для работы по разным программам. Обе приемные системы РТ-13 без модуляционного режима.

2. Для приемных систем и составляющих их функциональных блоков составлены сводные таблицы основных параметров: уровни (мощность) сигнала, коэффициенты усиления, шумовые температуры, полосы частот на входе и выходе. Данные из таблиц необходимы для оценки требований к аппаратуре, используемой для измерения нестабильности приемных систем и их отдельных блоков. Приведенные параметры характеризуются большим диапазоном изменения их значений, что делает задачу их измерения для исследования их стабильности непростой.

3. Для исследования стабильности приемных систем целесообразно использовать расчет дисперсии Аллана для зарегистрированных на длительных интервалах сигналов на входах и выходах блоков, а также и взаимнокорреляционный анализ сигналов.

4. Для выполнения исследований стабильности приемных систем и их отдельных каскадов в лаборатории и непосредственно на действующем радиотелескопе, необходимы разработка методик исследования и соответствующего им аппаратно-программного комплекса.

5. Определены требования по точности, стабильности аппаратно-программного комплекса, необходимого для проведения исследований, — лучше, чем: $3 \cdot 10^{-5}$ для амплитудной стабильности, 0.2° для фазовой стабильности, 1.5 пс для стабильности групповой задержки.

Глава 2. Методики исследования стабильности приемных систем радиотелескопов

Для проведения исследований стабильности приемных систем радиотелескопов разработаны следующие методики: методики анализа стабильности регистрируемых сигналов, методика оценки влияния на стабильность возмущающих факторов, методики исследования стабильности амплитуды, фазы, групповой задержки приемных систем радиотелескопа и их отдельных каскадов, методика исследования стабильности задержки приемных систем радиотелескопа в составе радиоинтерферометра.

2.1 Методики анализа стабильности сигналов

Основным методом исследования стабильности приемных систем в работе является расчет дисперсии Аллана от времени усреднения для зарегистрированной записи флюктуаций сигналов приемных систем. (Запись — это временной ряд (массив) отсчетов измеряемой в эксперименте величины; часто ряд весьма большой размерности — до 10^6). Приведены методики анализа стабильности с применением дисперсии Аллана и её коррекции при наличии в сигнале «мертвого времени», методики выделения нестабильности отдельных каскадов приемной системы.

2.1.1 Методика анализа стабильности сигналов с применением дисперсии Аллана

Исследуемый сигнал $y(t)$ приемной системы регистрируется в память ПК с периодом — постоянной времени $\tau_0 = 0.1$ с (или 1 с), получается массив данных y_n длиной N . По массиву строится график изменения сигнала y во времени. Производится расчет дисперсии Аллана по формуле (1.13) для времени накопления τ_0 (первая (начальная) точка). Запись усредняется на времени $\tau = m \cdot \tau_0$, $m = 1, 2 \dots N/16$ и для уже полученного ряда усредненных значений \bar{y}_j производится расчет дисперсии Аллана на интервалах τ (см. рисунок 2.1). Для сохранения статистической устойчивости результата расчет производится не менее, чем по 16 точкам (актуально при больших временах накопления τ). Строится график зависимости $\sigma_A^2(\tau)$ в двойном логарифмическом масштабе. Значение дисперсии Аллана в первой (начальной) точке характеризует дисперсию «шумовой дорожки» сигнала. Для белого шума дисперсия Аллана совпадает с обычной дисперсией.

По минимуму графика $\sigma_A^2(\tau)$ определяется оптимальное время накопления сигнала, а по наклону графика на разных временных интервалах τ выявляется тип шума (белый шум, фликкер-шум, шум $1/f^2$, дрейф).

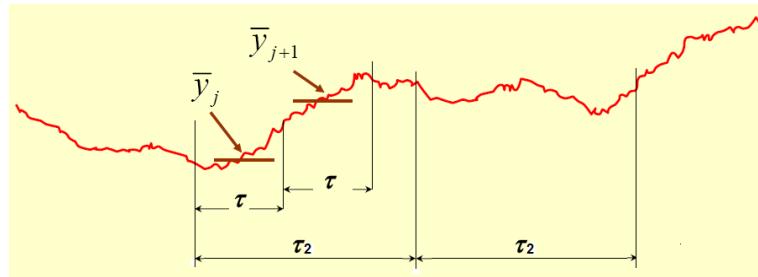


Рисунок 2.1 — Усреднение шумового сигнала по разным временным промежуткам τ

Для отработки методики анализа стабильности с применением дисперсии Аллана в среде LabVIEW [56] было проведено моделирование (генерация) шумов с различной СПМ $S(f) = h_\alpha/f^\alpha$ с помощью виртуального прибора “Inverse f Noise Waveform” (рисунок 2.2) [A13].

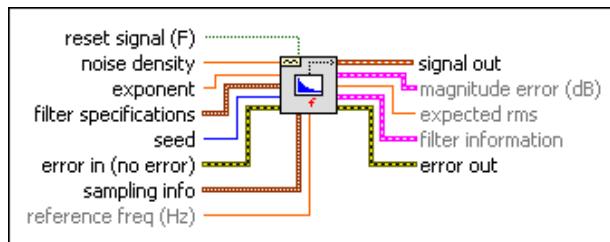


Рисунок 2.2 — Виртуальный прибор “Inverse f Noise Waveform”

Применяемый виртуальный прибор (это термин среди LabVIEW) генерирует шум вида $1/f^\alpha$, пропуская белый гауссовский шум через цифровой фильтр, у которого квадрат его амплитудно-частотной характеристики $|H_{\text{ЦФ}}(f)|^2$ изменяется по закону $1/f^\alpha$. Спектральная плотность мощности шума пропорциональна $1/f^\alpha$ в заданном (выбранном) диапазоне частот $f_H \dots f_B$, а вне диапазона — шум белый (рисунок 2.3).

Для применяемого виртуального прибора возможно варьирование ряда параметров генерируемого шума. Нижняя (f_H , Гц) и верхняя (f_B , Гц) частоты среза фильтра задают диапазон частот, в котором спектральная плотность мощности шума имеет вид $1/f^\alpha$ (см. рисунок 2.3). Параметр “плотность шума” (S_a) определяет спектральную плотность ($\text{В}/\sqrt{\text{Гц}}$) идеального $1/f^\alpha$ шума на “опорной частоте” (f_0 , Гц), которая должна находиться в диапазоне между нижней и верхней частотами среза фильтра. Порядок фильтра (m) определяет число последовательных каскадов первого порядка $1/f^\alpha$ фильтра.

тра. Увеличение *порядка* приводит к улучшению формы частотной характеристики фильтра $1/f^a$, однако при этом возрастают и вычислительные затраты (*порядок* может изменяться в пределах от 1 до 32). Также имеется возможность задавать *частоту дискретизации* (f_d) и *число отсчетов* (N) генерируемого шума (до 2^{20}). Параметр “*показатель*” позволяет генерировать шум вида $1/f^{\text{показатель}}$. “*Показатель*” a может изменяться в пределах от -3 до 3 , принимая не только целочисленные значения [A13].

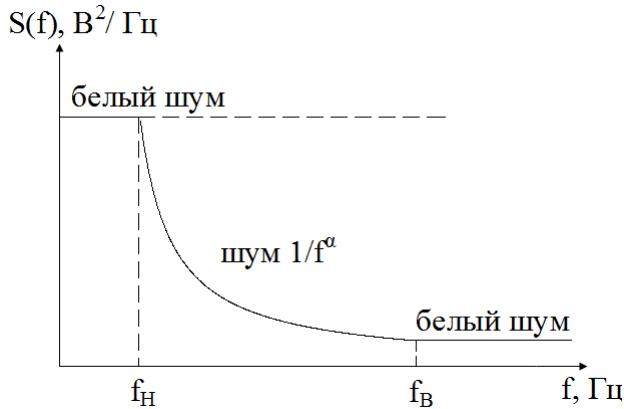


Рисунок 2.3 — Вид спектральной плотности мощности шума, реализуемой с помощью виртуального прибора “Inverse f Noise Waveform” (среда LabVIEW)

Пример реализации смоделированных шумов (длина рядов $N = 262144$, коэффициенты мощности $h_0 = 1$, $h_1 = 0.02$, $h_2 = 0.0004$) приведены на рисунке 2.4, а их СПМ и зависимости дисперсии Аллана от времени усреднения τ — на рисунке 2.5. В двойном логарифмическом масштабе для различных типов шумов зависимости имеют разный наклон. На рисунке 2.5 зависимость 1 соответствует белому шуму: $\sigma_A^2(\tau)$ имеет спад 10 дБ/декада; зависимость 2 — шуму $1/f$: $\sigma_A^2(\tau)$ — константа; зависимость 3 — шуму $1/f^2$: $\sigma_A^2(\tau)$ имеет подъём 10 дБ/декада; зависимость 4 — сумме белого шума и $1/f$ шума: $\sigma_A^2(\tau) = K_0/\tau + K_1$; зависимость 5 — сумме белого шума и шума $1/f^2$: $\sigma_A^2(\tau) = K_0/\tau + K_2\tau$, зависимость 6 — линейному дрейфу $p \cdot \tau$, $p = 0.01$: $\sigma_A^2(\tau)$ имеет подъём 20 дБ/декада. Полученные численные значения СПМ и дисперсии Аллана для смоделированных шумов на графиках на рисунке 2.5 удовлетворяют формуле (1.17).

При совместном (аддитивном) действии шумов с различной СПМ на зависимости $\sigma_A^2(\tau)$ есть минимум (например, кривая 5 на рисунке 2.5, δ), дающий оптимальную величину интервала усреднения $\tau_{\text{опт}}$ такого шумового сигнала. На интервале $0 \dots \tau_{\text{опт}}$ система «проявляет» себя как стабильная, и усреднение сигнала приводит к снижению дисперсии шума и увеличению точности определения измеряемой величины [A10].

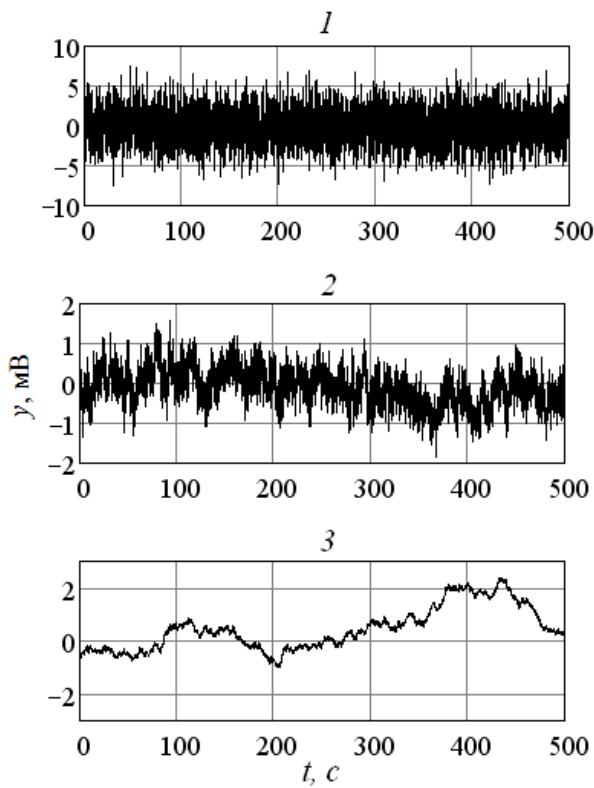


Рисунок 2.4 — Реализации различных шумов: 1 — белый шум; 2 — шум с СПМ $1/f$; 3 — шум с СПМ $1/f^2$

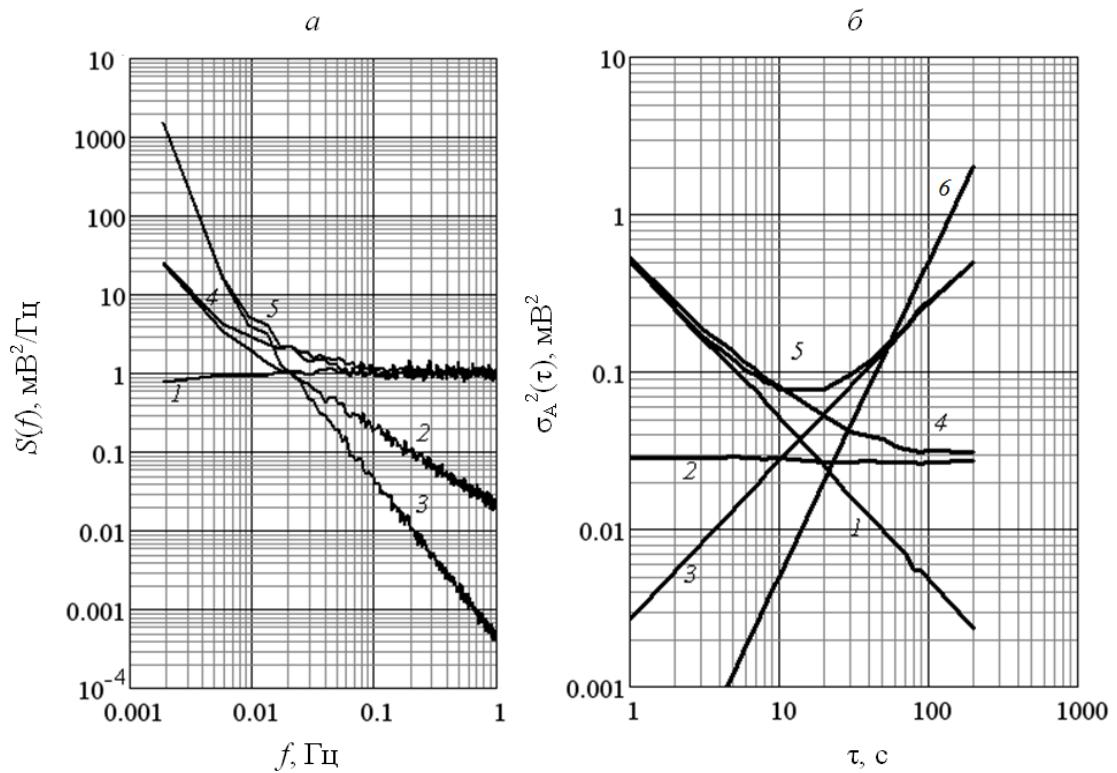


Рисунок 2.5 — Связь спектральной плотности мощности (а) и дисперсии Аллана (б) для различных шумов. Обозначения: 1 — белый шум; 2 — шум $1/f$; 3 — $1/f^2$; 4 — сумма белого шума и шума $1/f$; 5 — сумма белого шума и шума $1/f^2$; 6 — линейный дрейф [A10]

Для проверки правильности вычисления дисперсии Аллана в разработанной автором программе проведено сравнение с вычислением, произведенным в бесплатно распространяемой программе Alavar 5.2 [57]. В Alavar возможно построить только один график, что не очень удобно для этой данной работы, в которой на одном рисунке размещаются и сравниваются сразу несколько графиков. В программе Alavar рассчитывается отклонение Аллана $\sigma_A(\tau)$ (корень из дисперсии Аллана) не по примыкающим, а по пересекающимся промежуткам (overlapping Allan deviation) — см. рисунок 2.6, что позволяет улучшить статистическую устойчивость получаемых результатов [20]. На рисунке 2.7 приведены результаты сравнения расчета отклонения Аллана суммы белого шума и шума $1/f^2$ (график 5 рисунка 2.5) в программе Alavar по пересекающимся промежуткам и разработанной автором программе по примыкающим промежуткам. Поскольку в разработанной программе расчет отклонения Аллана производится минимум по 16 точкам, статистическая устойчивость результата сохраняется, отклонение от результатов программы Alavar в этом случае не превышает 5 %. В программе Alavar производится также расчет доверительного интервала $\pm\Delta$ по формуле

$$\Delta(\sigma_A(\tau)) = \frac{K_n}{\sqrt{N}} \sigma_A(\tau) \quad (2.1)$$

где N — число точек, по которым вычислено $\sigma_A(\tau)$, K_n — коэффициент, зависящий от типа шума, для белого шума $K_n = 0.87$, для фликкер-шума $K_n = 0.77$, для шума $1/f^2$ случайных блужданий $K_n = 0.75$ [20].

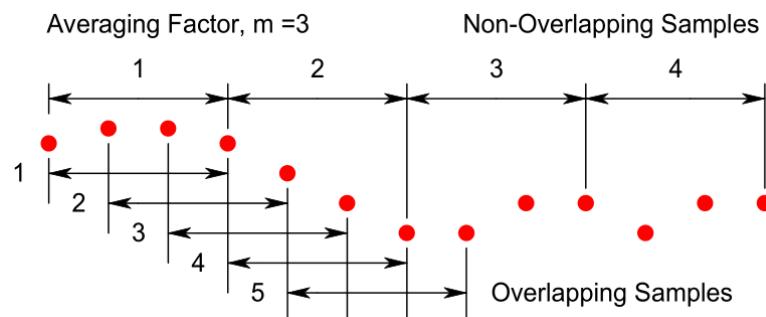


Рисунок 2.6 — Вычисление дисперсии Аллана по пересекающимся и примыкающим промежуткам усреднения [20]

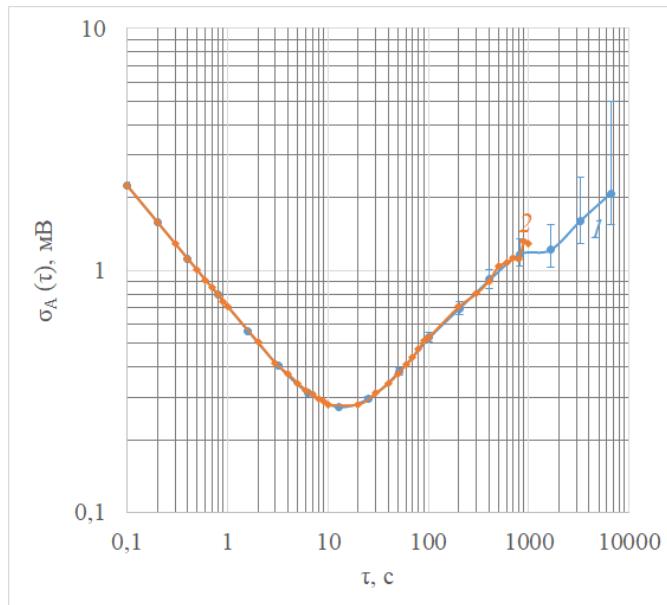


Рисунок 2.7 — Отклонение Аллана, рассчитанное в двух программах:

- 1 — в программе Alavar по пересекающимся промежуткам;
- 2 — в разработанной автором программе по примыкающим промежуткам

Таким образом, представленные результаты верификации свидетельствуют о правильности реализации автором методики анализа стабильности с помощью дисперсии Аллана.

2.1.2 Методика анализа стабильности сигналов, регистрируемых с «мертвым временем»

Анализ с расчетом дисперсии Аллана $\sigma^2_A(\tau)$ по формуле (1.13) предполагает, что обрабатываемый ряд отсчетов (запись) не содержит «мертвого времени» DT между отсчетами, то есть время усреднения τ при получении каждого отсчета равно периоду взятия отсчетов T (рисунок 2.8). Однако на практике во многих измерительных приборах существует инструментальная задержка DT (время усреднения τ меньше периода регистрации отсчетов T : $DT=T-\tau$), что необходимо учитывать при расчете дисперсии Аллана по зарегистрированному в таких условиях ряду отсчетов.

Для коррекции результатов расчетов, полученных по записи с «мертвым временем», Барнсом были предложены специальные функции [58] (весьма сложные для их практического применения). В статье [31] отмечается, что процедура их применения ведет к потере информации на длительных временных интервалах, и предлагается другая

функция корректировки расчетов. Но приведенное в [31] математическое выражение не сопровождается необходимыми пояснениями, и поэтому не может быть применено.

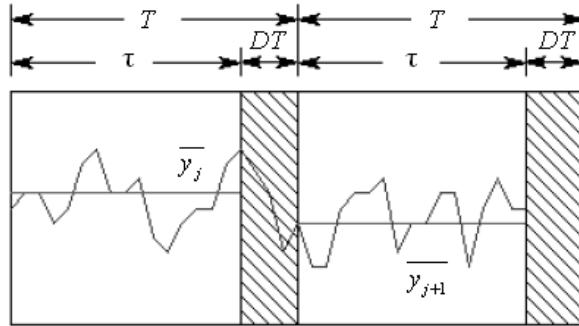


Рисунок 2.8 — Регистрация сигнала с «мертвым временем»

Автором предлагается иная методика корректировки расчетов дисперсии Аллана $\sigma_{ADT}^2(\tau)$ для сигналов, регистрируемых с «мертвым временем» DT [A10], суть которой состоит в следующем:

- 1) Дисперсия Аллана с «мертвым временем» («dead time») $\sigma_{ADT}^2(\tau)$ рассчитывается на интервалах, кратных периоду регистрации сигнала T ($\tau = m \cdot T$), по обычной процедуре.
- 2) Зависимость $\sigma_{ADT}^2(\tau)$ аппроксимируется линейной комбинацией степенных функций, соответствующих основным компонентам шума: белому, $1/f$, $1/f^2$, а также линейному дрейфу

$$\sigma_{ADT}^2(\tau) = K_0/\tau + K_1 + K_2\tau + K_3\tau^2, \quad (2.2)$$

весовые коэффициенты K_i определяются с помощью функции аппроксимации *linfit* — аппроксимация линейной комбинацией произвольных функций по методу наименьших квадратов в среде MathCAD.

- 3) Найденные весовые коэффициенты K_i корректируются множителями B_i — таким образом вычисляется корректированная дисперсия Аллана $\sigma_{AC}^2(\tau)$

$$\begin{aligned} \sigma_{AC}^2(\tau) &= B \cdot \sigma_{ADT}^2(\tau) = B_0 K_0/\tau + B_1 K_1 + B_2 K_2 \tau + B_3 K_3 \tau^2, \\ B_0 &= \tau/T, B_1 = B_2 = B_3 = 1. \end{aligned} \quad (2.3)$$

Отметим, что в [31] приводятся следующие итоговые корректирующие коэффициенты: $B_0 = \tau/T$, $B_2 = 1$, $B_1 \approx 1$ (когда отношение τ/T не слишком мало), и эти коэффициенты совпадают со значениями, найденными и используемыми автором, см. (2.2).

Предлагаемая методика коррекции дисперсии Аллана проверена в вычислительных экспериментах с моделями сигналов, содержащих флуктуации с различными СПМ вида $1/f^\alpha$. Результаты приведены для сигнала Y длиной $N = 262144$ отсчетов с периодом следования отсчетов $\tau = 0.1$ с, представляющего сумму разных шумов: белого Y_0 , шума $1/f Y_1$, шума $1/f^2 Y_2$, линейного дрейфа Y_3 , $Y = C_0 Y_0 + C_1 Y_1 + C_2 Y_2 + C_3 Y_3$, где коэффициенты C_i равны СКО, $C_0 = C_1 = C_2 = 1$, $C_3 = 4$. На рисунке 2.9 приведены: 1 — дисперсия Аллана для исходного сигнала Y без «мертвого времени», т. е. время усреднения совпадает с периодом следования отсчетов $\tau = T = 0.1$ с; 2 — дисперсия Аллана для сигнала Y_{DT} с «мертвым временем», полученного прореживанием исходного ряда, $\tau = 0.1$ с, $T = 1$ с («мертвое время» $DT = 0.9$ с, что составляет 90 % периода); 3 — скорректированная по формуле (2.3) дисперсия Аллана. Коэффициенты аппроксимации: $K_0 = 2.424$, $K_1 = 0.182$, $K_2 = 6.356 \cdot 10^{-4}$, $K_3 = 7.672 \cdot 10^{-8}$, $B_0 K_0 = 0.242$. Как видно, результат корректировки ложится на «истинную» кривую для сигнала без «мертвого времени», СКО разности $\Delta\sigma_A^2 = \sigma_{ADT}^2 - \sigma_{AC}^2$ не превышает 5% при усреднении по всем значениям τ .

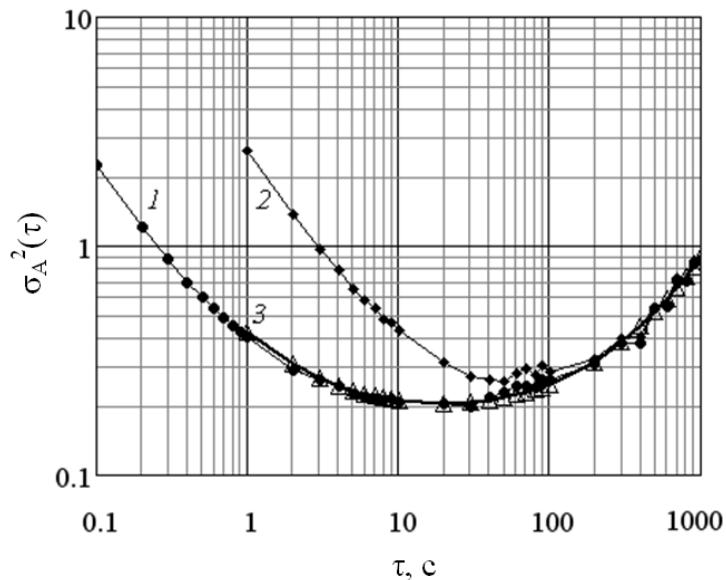


Рисунок 2.9 — Проверка методики корректировки дисперсии Аллана для сигналов, зарегистрированных с «мертвым временем», на модельном сигнале: 1 — дисперсия Аллана исходного сигнала (регистрация без «мертвого времени»); 2 — дисперсия Аллана для сигнала, зарегистрированного с «мертвым временем»; 3 — скорректированная дисперсия Аллана

Таким образом, разработанная методика анализа стабильности сигналов, регистрируемых с «мертвым временем», дает верные результаты.

2.1.3 Методика оценки влияния на стабильность возмущающих факторов с применением корреляционного анализа

Для выявления причин нестабильности коэффициентов передачи каскадов приемной системы необходимо исследование влияния возмущающих факторов, таких как температура T , напряжение питания $U_{\text{пит}}$, мощность гетеродина $P_{\text{гет}}$. Предложена следующая методика оценки влияния возмущающих факторов.

Пусть коэффициент передачи приемной системы есть функция от указанных возмущающих факторов $G = G(T, U_{\text{пит}}, P_{\text{гет}})$. Тогда полный дифференциал ΔG можно расписать через частные производные от факторов в номинальном режиме (н.р.) работы приемной системы:

$$\Delta G = \frac{\partial G}{\partial T} \Big|_{\text{н.р.}} \Delta T + \frac{\partial G}{\partial U_{\text{пит}}} \Big|_{\text{н.р.}} \Delta U_{\text{пит}} + \frac{\partial G}{\partial P_{\text{гет}}} \Big|_{\text{н.р.}} \Delta P_{\text{гет}}, \quad (2.4)$$

где частные производные могут быть определены (названы) как соответствующие коэффициенты влияния $K_{\text{вл}}$.

$$\Delta G = K_{\text{вл}, T} \Delta T + K_{\text{вл}, U_{\text{пит}}} \Delta U_{\text{пит}} + K_{\text{вл}, P_{\text{гет}}} \Delta P_{\text{гет}} \quad (2.5)$$

При рассмотрении относительных флюктуаций коэффициентов передачи $\Delta G/G$ вводятся относительные коэффициенты влияния $K_{\text{вл.о}}$ возмущающих факторов:

$$\frac{\Delta G}{G_{\text{ном.}}} = K_{\text{вл.о}, T} \frac{\Delta T}{T} + K_{\text{вл.о}, U_{\text{пит}}} \frac{\Delta U_{\text{пит}}}{U_{\text{пит}}} + K_{\text{вл.о}, P_{\text{гет}}} \frac{\Delta P_{\text{гет}}}{P_{\text{гет}}} \quad (2.6)$$

Коэффициенты влияния $K_{\text{вл}, i}$ вычисляются по измеренным зависимостям коэффициента передачи от возмущающего фактора (в соответствии с (2.4)). Для оценки влияния возмущающих факторов на стабильность коэффициентов передачи для относительных флюктуаций возмущающих факторов ($\Delta T/T$, $\Delta U_{\text{пит}}/U_{\text{пит}}$, $\Delta P_{\text{гет}}/P_{\text{гет}}$) вычисляются графики зависимости отклонения (корень из дисперсии) Аллана $\sigma_A(\tau)$ и затем полученные значения умножаются на коэффициенты влияния $K_{\text{вл.о}}$.

При исследовании влияния возмущающих факторов непосредственное изменение возмущающего фактора бывает затруднено, но при этом имеется средство его мониторинга (измерения). В этом случае для оценки влияния можно воспользоваться корреляционным анализом. Для этого по одновременно выполненным записям (массивам отсче-

тов) вычисляются относительные флуктуации коэффициента передачи $\Delta G/G$ и возмущающего фактора, например, $\Delta U/U$, затем вычисляется коэффициент корреляции $K_{\text{кор}}$ между флуктуациями, и коэффициент влияния оценивается по формуле

$$K_{\text{вл.о.}} = K_{\text{кор}} \cdot \text{СКО}\left(\frac{\Delta G}{G}\right) / \text{СКО}\left(\frac{\Delta U}{U}\right), \quad (2.7)$$

где СКО — среднее квадратическое отклонение.

2.2 Методика исследования амплитудной стабильности приемной системы радиотелескопа

Амплитудная стабильность приемной системы определяется путем регистрации выходной мощности приемной системы $P_{\text{вых}}$ при согласованной нагрузке на его входе с последующим анализом флуктуаций зарегистрированного сигнала. Измеренную дисперсию относительных флуктуаций выходной мощности $\Delta P_{\text{вых}}/P_{\text{вых}}$ приемной системы можно представить в виде (исходя из формулы (1.6)):

$$\left(\frac{\Delta P_{\text{вых}}}{P_{\text{вых}}}\right)^2 = \frac{1}{\Delta f \cdot \tau} + \left(\frac{\Delta G}{G}\right)^2 + \left(\frac{\Delta T_{\text{сист}}}{T_{\text{сист}}}\right)^2 + \left(\frac{\Delta P_{\text{изм}}}{P_{\text{изм}}}\right)^2, \quad (2.8)$$

где $T_{\text{сист}}$ — шумовая температура системы ($T_{\text{сист}} = T_{\text{пр}} + T_{\text{н}}$, $T_{\text{пр}}$ — шумовая температура приемной системы, $T_{\text{н}}$ — шумовая температура согласованной нагрузки); Δf — полоса частот; τ — время накопления выходного сигнала; G — общий коэффициент усиления (КУ) приемной системы, равный произведению КУ её каскадов $G = G_1 G_2 G_3$ (случай 3-х каскадов), ΔG — флуктуации КУ, $\Delta T_{\text{сист}}$ — флуктуации шумовой температуры, $\Delta P_{\text{изм}}/P_{\text{изм}}$ — относительная погрешность измерителя мощности.

Относительные (нормированные на среднее значение) флуктуации общего КУ определяются суммой относительных флуктуаций КУ (например, [31]) отдельных каскадов:

$$\left(\frac{\Delta G}{G}\right) = \left(\frac{\Delta G_1}{G_1}\right) + \left(\frac{\Delta G_2}{G_2}\right) + \left(\frac{\Delta G_3}{G_3}\right), \quad (2.9)$$

Флуктуации шумовой температуры $\Delta T_{\text{пр}}$ приемной системы определяются в основном флуктуациями шумовой температуры $T_{\text{пр1}}$ первого каскада (формула Фрииса):

$$\Delta T_{\text{пп}} = \Delta T_{\text{пп1}} + \frac{\Delta T_{\text{пп2}}}{G_1} + \frac{\Delta T_{\text{пп3}}}{G_1 \cdot G_2}. \quad (2.10)$$

Дисперсия относительных флюктуаций общего КУ определяется суммой дисперсий относительных флюктуаций каскадов и взаимных ковариаций K_{XY} их флюктуаций [A1]. В случае трех каскадов:

$$\sigma^2 = \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \sigma_3^2 + 2K_{12} + 2K_{23} + 2K_{13}. \quad (2.11)$$

Ковариация двух выборок случайных процессов X и Y определяется следующим образом [59]

$$K_{XY} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (X_i - \bar{X}) \cdot (Y_i - \bar{Y}), \quad (2.12)$$

где N — длина выборки, \bar{X} и \bar{Y} обозначают математические ожидания выборок X и Y . Результаты для каждого слагаемого в формуле (2.11) удобно представлять в виде графика дисперсии Аллана от времени усреднения τ , при этом коэффициенты ковариации K_{XY} рассчитываются для рядов попарных разностей сигналов, усредненных по τ (как и при расчете дисперсии Аллана) [A16].

Соотношение (2.10) было проверено в вычислительном эксперименте на модельных флюктуациях. В среде LabVIEW генерировались флюктуации с различной спектральной плотностью мощности и рассчитывались их дисперсии и ковариации. На рисунке 2.10 представлены расчеты дисперсии Аллана суммарных флюктуаций при отсутствии корреляции (слева) и при наличии корреляции между флюктуациями каскадов (справа). Слева графики 1 и 2 — независимые флюктуации, имеющие характер белого шума, их ковариация 5 незначительна и график суммарной дисперсии 6 совпадает с суммой дисперсий 4. Справа к каждой флюктуации 1 и 2 добавляется коррелированная компонента 3 в виде фликкер-шума. В этом случае ковариация 5 уже значительна (коэффициент корреляции 0.1) и график суммарной дисперсии 6 отличается от суммы дисперсии 4 и определяется по формуле (2.11).

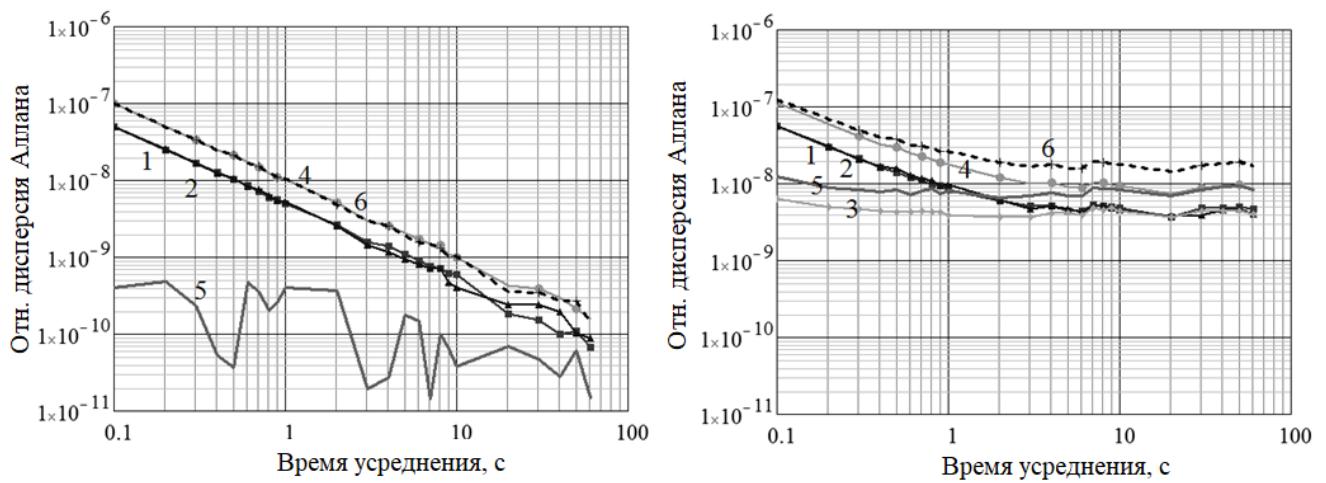


Рисунок 2.10 — Моделирование флюктуаций суммы двух шумов (здесь белый шум):
отсутствие у них корреляции (слева), с наличием малой корреляции (справа)

Таким образом, в результате моделирования было выяснено, что наличие коррелированного шума изменяет вид суммарного графика дисперсии Аллана. Вид суммарного графика дисперсии Аллана и графика ковариации приближается к графику дисперсии Аллана коррелированной компоненты с ростом коэффициента корреляции.

Рассмотрим экспериментальное применение методики исследования стабильности многокаскадной приемной системы для трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа РТ-13. Исследования флюктуаций коэффициентов усиления (КУ) блоков приемной системы проведены по схеме, приведенной на рисунке 2.11. Гармонический сигнал от генератора Agilent 8257D подавался на малошумящие усилители КПФБ через встроенный направленный ответвитель (НО), служащий в штатном режиме работы для подачи сигнала генератора шума калибровки. При этом на облучатель КПФБ устанавливалась специальная согласованная нагрузка — низкотемпературный генератор шума (НГШ). На выходе каждого блока мощность гармонического сигнала измерялась с помощью внешних НО и датчиков мощности (ДМ) Keysight 8487D двух измерителей мощности Keysight N1914A. КУ каскадов G_i вычислялись как отношение мощностей на их выходах $P_{i, \text{out}}$ и входах $P_{i, \text{in}}$: $G_i = P_{i, \text{out}}/P_{i, \text{in}}$. Таким образом, данная схема позволяет измерять флюктуации КУ всех блоков одновременно и определить корреляционные связи K_{ij} между блоками.

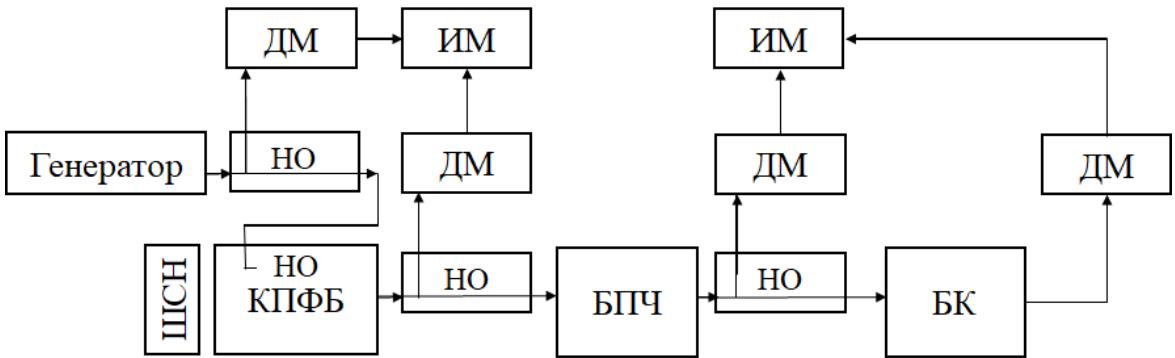


Рисунок 2.11 — Схема измерений амплитудной стабильности трехдиапазонной приемной системы РТ-13: ДМ — датчик мощности, ИМ — измеритель мощности, НО — направленный ответвитель, КПФБ — криогенный приемный фокальный блок, БПЧ — блок преобразования частот; БК — блок коммутации [A1]

Таким образом, относительная нестабильность общего коэффициента усиления приемной системы радиотелескопа определяется суммой дисперсий относительных нестабильностей отдельных каскадов и ковариаций их флюктуаций. В качестве сравнительной характеристики флюктуаций коэффициентов усиления каскадов приемной системы целесообразно использовать график отклонения Аллана относительных флюктуаций от времени усреднения. Это позволяет выявить каскады с большей нестабильностью и определить характер их флюктуаций на разных временных интервалах.

2.3 Методика исследования фазовой стабильности приемной системы радиотелескопа

Дисперсия флюктуаций фазы общего коэффициента передачи приемной системы определяются суммой дисперсий флюктуаций фазы коэффициентов передачи отдельных каскадов:

$$\sigma_{\phi}^2 = \sigma_{\phi 1}^2 + \sigma_{\phi 2}^2 + \sigma_{\phi 3}^2. \quad (2.13)$$

Фазовая стабильность коэффициентов передачи усилительных каскадов приемной системы исследовалась с помощью векторного анализатора цепей (ВАЦ) R&S ZVA по схеме, приведенной на рисунке 2.12 на выбираймой фиксированной частоте по непрерывному измерению параметра S_{21} в течение заданного интервала времени (режим «Time mode» анализатора). ВАЦ измеряет комплексную величину $S_{21} = |S_{21}| \cdot \exp(j \cdot \arg(S_{21}))$.

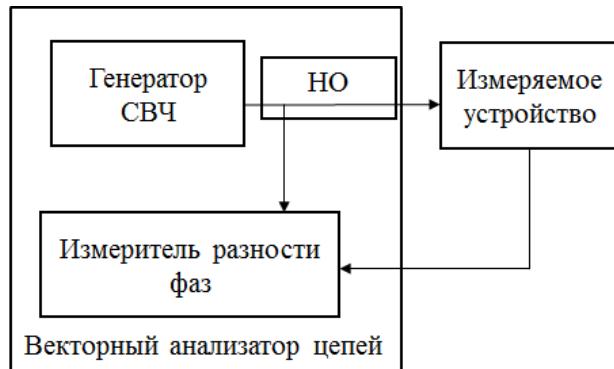


Рисунок 2.12 — Схема измерений фазовой стабильности усилителей

Для измерения фазовой стабильности устройств с преобразованием частоты обычно применяется метод измерения вносимого фазового шума [60]. Однако типовой измерительный прибор анализатор спектра, например, Keysight N9030A, позволяет проводить измерения фазового шума (в виде СПМ $S_\phi(f)$) при отстройке частоты f от несущей не менее, чем на 1 Гц [60], что позволяет измерить только кратковременную стабильность (времена флюктуаций — менее 1 с).

Для исследования долговременной фазовой стабильности устройств с преобразованием частоты разработана следующая методика с использованием возможностей 4-х портового ВАЦ R&S ZVA. Используются три порта анализатора (рисунок 2.13): порт 1 генерирует входной сигнал высокой частоты для исследуемого устройства, по порту 2 измеряется выходной сигнал устройства на промежуточной частоте $f_{\text{ПЧ}}$, порт 3 используется в качестве «эталонного» генератора с частотой $f_{\text{ПЧ}}$. На выход порта 3 подключается согласованная нагрузка. Измеряется разность фаз $\Delta\phi_{23}$ между портами 2 и 3 во временной области на заданной (выбранной) частоте [A11]. В этой методике используется особенность ВАЦ: все генерируемые на его портах сигналы синхронизированы одним генератором опорной частоты. БПЧ и ВАЦ синхронизируются едиными сигналами 100 МГц и 10 МГц от водородного стандарта частоты. При использовании синхронизации портов векторного анализатора от его внутреннего опорного генератора, сигнал синхронизации 100 МГц для БПЧ генерируется по 4-му порту анализатора.

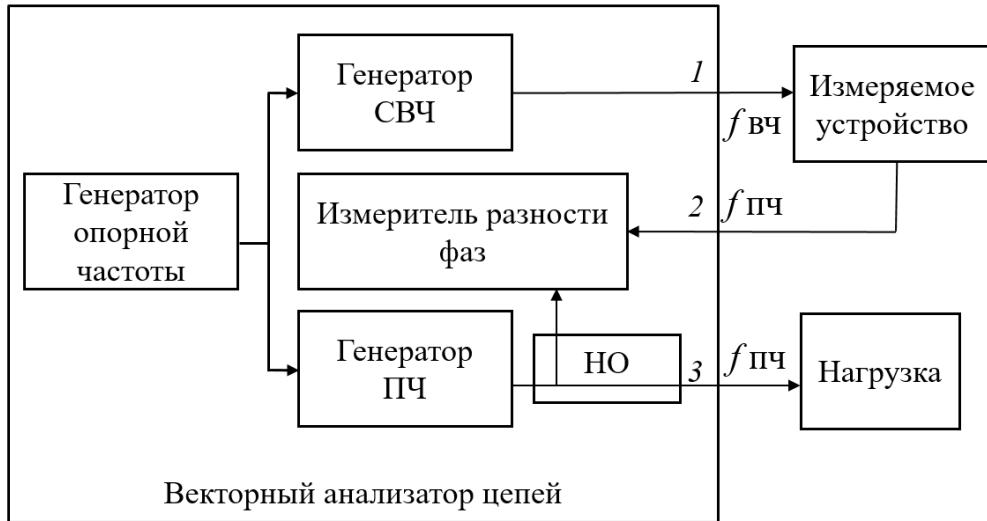


Рисунок 2.13 — Схема измерений фазовой стабильности преобразователей частоты

Для проверки правильности методики проведено сравнение полученных с помощью неё результатов и результатов, полученных с помощью стандартной методики измерения вносимых фазовых шумов в диапазоне отстроек частоты 1 Гц – 10 кГц от несущей. Для этого на вход широкополосной приемной системы подавался сигнал на частоте 7.2 ГГц от векторного анализатора цепей и измерялся выходной сигнал приемной системы на частоте 1.3 ГГц двумя способами.

В частотной области фазовая нестабильность определяется по односторонней спектральной плотности мощности фазовых флуктуаций $S_\phi(f)$, $f > 0$ [61]. Размерность $S_\phi(f)$ — рад²/Гц. Анализатор спектра Keysight N9030A с помощью специальной опции «измерение фазовых шумов» измеряет спектральную плотность мощности фазового шума в одиночной боковой полосе $L(f)$. $L(f) = P_{SSB}/P$, P_{SSB} — спектральная плотность шума на заданной отстройке f от несущей в одиночной боковой полосе для ширины полосы 1 Гц; P — мощность сигнала [62]. Размерность $L(f)$ — дБн/Гц.

Согласно [61]

$$L(f) = \frac{1}{2} S_\phi(f). \quad (2.14)$$

Результаты сравнения двух методик представлены на рисунке 2.14. График $L(f)$ был измерен непосредственно анализатором спектра. График $S_\phi(f)$ получен в результате преобразования Фурье ряда измеренных векторным анализатором во временной области значений флуктуаций фазы $\Delta\phi_{23}(t)$ с полосой пропускания $BW=10$ кГц и временем измерения $t_{изм} = 1$ с (10000 точек в ряде), на рисунке 2.14 спектр усреднен по 8 отсчетов.

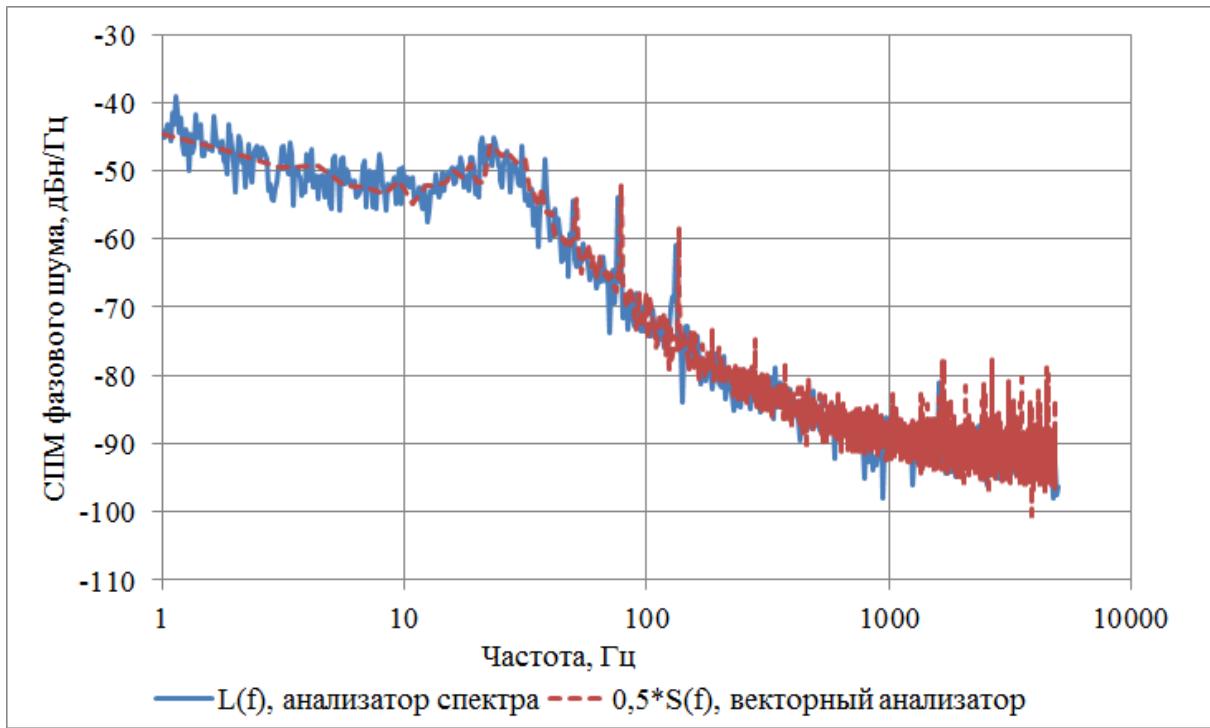


Рисунок 2.14 — Спектральная плотность мощности фазовых шумов широкополосной приемной системы, измеренная анализатором спектра и векторным анализатором цепей

Как видно из рисунка 2.14, результаты измерений флюктуаций фазы двумя разными способами практически совпадают, что свидетельствует о правильности предложенной методики измерения фазовой стабильности устройств с преобразованием частоты.

2.4 Методика исследования стабильности групповой задержки приемной системы радиотелескопа

Групповое время задержки $t_{\text{гр}}$ усилительных каскадов приемной системы измеряется с помощью векторного анализатора цепей R&S путем измерения разности фаз на двух частотах в соответствии с формулой (1.20) и схемой рисунка 2.12 по методике [39].

Погрешность измерения задержки векторным анализатором в соответствии с формулой (1.31) определяется погрешностью измерения фазы σ_ϕ и шириной полосы частот Δf_a (апертурой), на которой задержка определяется. При увеличении апертуры возрастает точность измерения задержки, но при этом фазовый сдвиг в её пределах не должен превышать 180° для правильного измерения задержки. Таким образом, апертуру Δf_a необходимо выбирать исходя из значений измеряемой задержки $t_{\text{гр}}$,

$$\Delta f_a < 0.5 / t_{rp}. \quad (2.15)$$

В анализаторе R&S применяется метод «шаговой апертуры» [39], в котором апертура Δf_a задается целым числом M шагов s между двумя точками измерений по частоте, связанных с полосой обзора Δf и количеством точек N .

$$\Delta f_a = M \cdot s = M \cdot \Delta f / (N - 1). \quad (2.16)$$

Функция развертывания фазы анализатора R&S устраняет скачки (неопределенность) фазы на 360° и, таким образом, позволяет измерить фазовый сдвиг до $M \cdot 180^\circ$, что позволяет увеличить апертуру в M раз и увеличить точность измерения задержки [39]. При этом шаг по частоте s по-прежнему должен быть меньше $0.5/t_{rp}$ для правильного определения задержки.

Измерялись групповые задержки t_{rp} на частотах f_i , вычислялось среднее значение задержки $t_{rp} = \sum t_{rp} (f_i) / N$ в измеряемой полосе частот и исследовалась стабильность во времени ряда значений t_{rp} с расчетом дисперсии Аллана на разных интервалах усреднения.

Для измерения задержки криогенного приемного фокального блока (с облучателем) использовался стенд, схема которого приведена на рисунке 2.15, а фотография — на рисунке 2.16.

Испытуемый криоблок (1) устанавливается на подставку (2) и, используя уровень, при помощи регулировочных винтов подставки выставляется горизонтально. На треногу (3) устанавливается передающая антенна (4). С помощью лазерного построителя плоскостей и компактного оптического зеркала автоколлимационным методом продольная ось передающей антенны совмещается с продольной осью испытуемого криоблока. Сигнал СВЧ в диапазоне 7–8 ГГц от векторного анализатора цепей (6) подается на передающую антенну (4). Выходной сигнал криоблока измеряется векторным анализатором цепей.

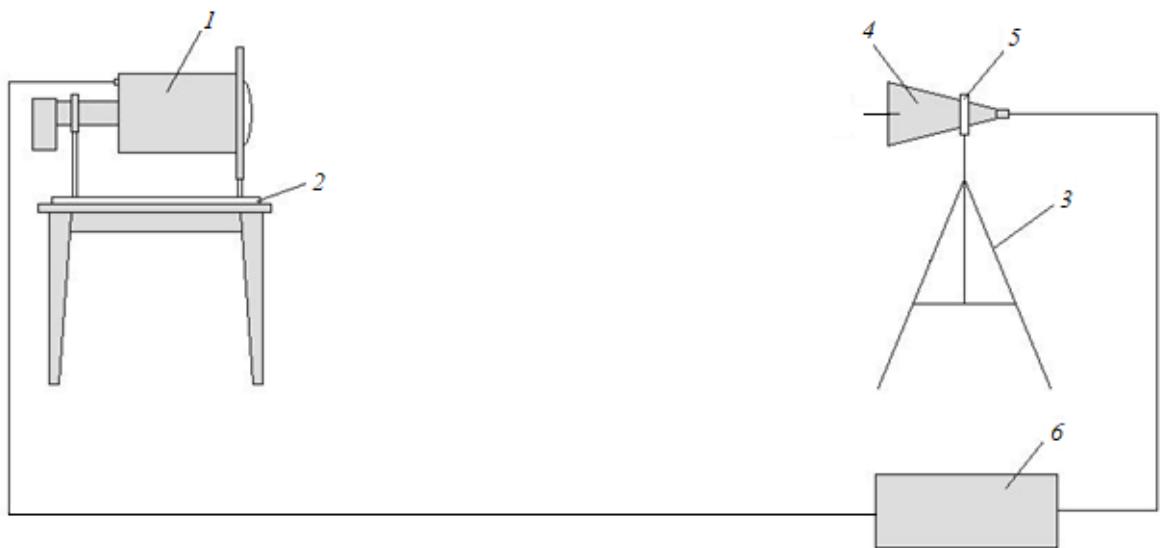


Рисунок 2.15 — Схема стенда для измерения для измерения групповой задержки криогенного приемного фокального блока: 1 — испытуемый криоблок; 2 — подставка; 3 — тренога; 4 — поворотный механизм; 5 — передающая антенна; 6 — векторный анализатор цепей



Рисунок 2.16 — Фотография стенда для измерения групповой задержки криогенного приемного фокального блока

Для измерения групповой задержки, вносимой приемной системой с преобразованием частоты, использовался подход двухчастотного измерения группового времени за-

паздывания (ГВЗ), реализуемый в векторном анализаторе цепей R&S ZVA с использованием опции измерения параметров преобразователей частоты со встроенным (недоступным) гетеродином (опция K9, запатентованный метод R&S) [63].

В данном методе на вход испытуемого устройства подается двухтональный сигнал и измеряется разность фаз $\Delta\phi_{12}$ между обеими несущими f_1 и f_2 на входе и выходе испытуемого устройства по схеме, приведенной на рисунке 2.17:

$$\Delta\phi_{12} = (\varphi_{2\text{вых}} + \varphi_{\text{рет}} - \varphi_{1\text{вых}} - \varphi_{\text{рет}}) - (\varphi_{2\text{вх}} - \varphi_{1\text{вх}}). \quad (2.17)$$

Затем вычисляется ГВЗ на апертуре Δf_a (здесь «апертура» — это разность частот между несущими). Частотная и фазовая нестабильность гетеродина $\Delta\phi_{\text{рет}}$ при этом методе измерения компенсируется. Для измерения разности фаз между двумя несущими в приборе R&S ZVA для каждого аналогового канала приемника используются два цифровых приемника, с помощью которых оба сигнала измеряются одновременно. Время задержки $t_{\text{р}}\text{p}$ определяется из соотношения $\Delta\phi_{12} = 2\pi \cdot \Delta f_a \cdot t_{\text{р}}\text{p}$. Прибор R&S ZVA позволяет использовать максимальное значение апертуры в этом методе $\Delta f_a = 15$ МГц.

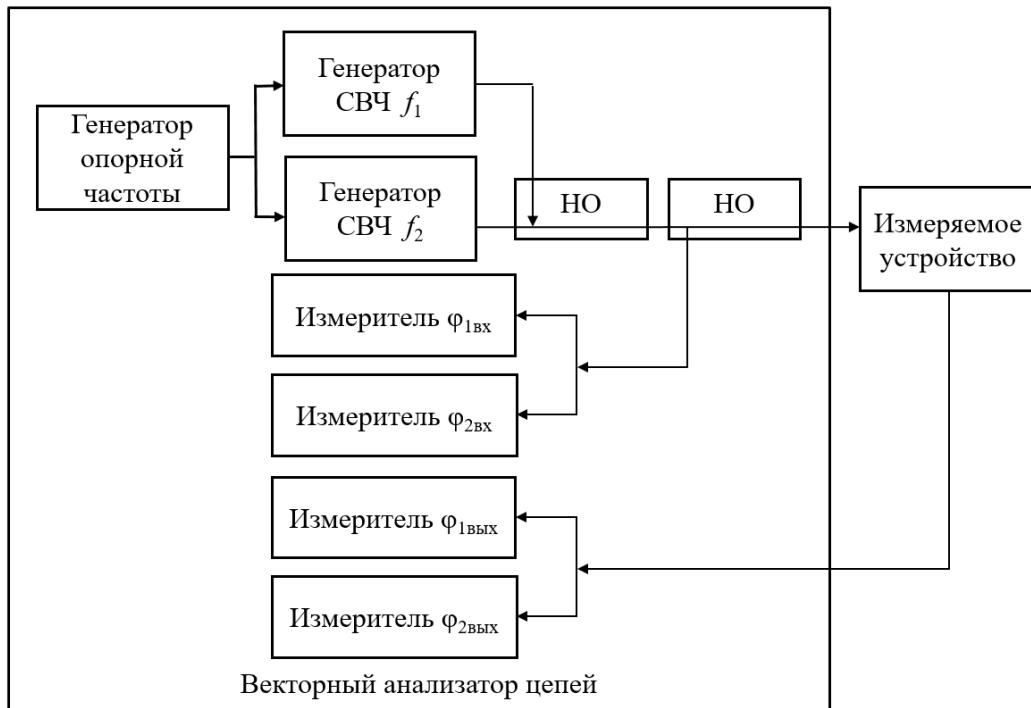


Рисунок 2.17 — Схема измерений стабильности задержки преобразователей частоты

Измерялись групповые задержки $t_{\text{р}i}$ на частотах f_i , вычислялось среднее значение задержки $t_{\text{р}} = \sum t_{\text{р}i} (f_i)/N$ в измеряемой полосе частот и исследовалась стабильность во

времени ряда значений $t_{\text{тр}}$ с расчетом дисперсии Аллана на разных интервалах усреднения [A4].

2.5 Методика исследования стабильности групповой задержки приемных систем радиотелескопов в составе радиоинтерферометра

При работе радиотелескопов РТ-13 в обсерваториях в их штатном режиме выделить погрешности, влияющие на точность определения задержки σ_t , крайне сложно из-за множества факторов, присутствующих в месте расположения радиотелескопов (погодные условия, помехи и др.). Для обеспечения стабильности и воспроизводимости условий при измерениях точности определения задержки σ_t радиоинтерферометром их целесообразно проводить в лабораторных условиях. На стабильность задержки корреляционного отклика радиоинтерферометра влияет стабильность групповой задержки сигнала в приемной системе и системе преобразования сигналов. Необходимы методики измерения, позволяющие проверить стабильность задержки в системах радиотелескопа. При этом измерения характеристик систем по отдельности с целью оценки параметров радиоинтерферометра в целом, как правило, недостаточно, так как при этом не учитывается их взаимодействие. Для этого необходимо создание лабораторного макета радиоинтерферометра [A4], включающего приемные системы и систему преобразования сигналов.

2.5.1 Методика исследования стабильности групповой задержки приемных систем в составе лабораторного макета радиоинтерферометра

Структурная схема макета радиоинтерферометра приведена на рисунке 2.18, а фотография — на рисунке 2.19. В состав макета входят две трехдиапазонные приемные системы радиотелескопа [A17] (ТПС 1 и ТПС 2). Сигнал от генератора шума (ГШ), имитирующий сигнал космического радиоисточника, с помощью делителей подается на входы приемных систем через направленные ответвители (НО) входных криогенных приемных фокальных блоков (КПФБ). В состав КПФБ включены трехдиапазонный облучатель и малошумящие усилители, которые охлаждаются до температур менее 20 К. В макете на входы приемной системы устанавливаются широкоапertureные согласованные нагрузки (СН), они перекрывают всю входную апертуру облучателей. Уровень сигнала ГШ, за-

дающий отношение сигнал-шум SNR на выходе приемной системы, регулируется с помощью управляемого аттенюатора. Мощность сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$ приемных систем на их выходах в каналах макета устанавливается одинаковой (примерно на уровне -9 дБм) с помощью управляемых аттенюаторов. ТПС являются супергетеродинными приемниками, преобразующими входные диапазоны частот в полосу промежуточных частот (ПЧ) в диапазоне $1\text{--}2$ ГГц. Выходные сигналы приемных систем поступают на широкополосную систему преобразования сигналов (ШСПС) с рабочей полосой $1024\text{--}1536$ МГц, оцифровывающей сигналы с частотой дискретизации 1024 МГц в третьей зоне Найквиста с двухбитовым квантованием [9]. Синхронизация гетеродинов приемных систем ТПС 1, ТПС 2 и ШСПС осуществляется сигналами частоты 100 МГц от стандарта частоты Ч1-1007. С помощью системы буферизации и передачи данных (СБПД) [64] цифровые потоки данных передаются на коррелятор.

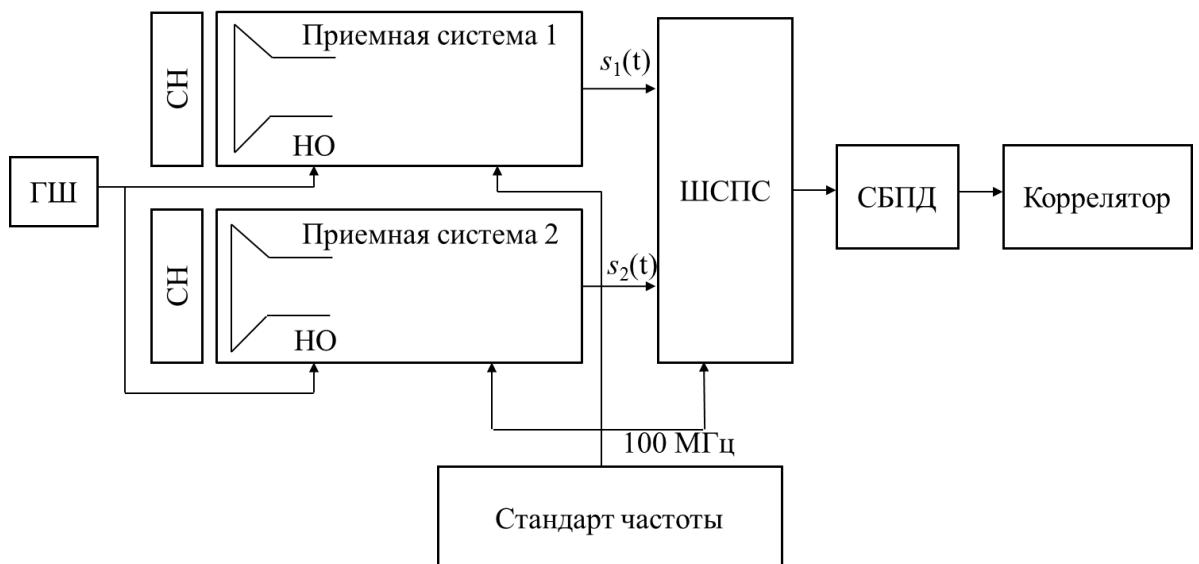


Рисунок 2.18 — Структурная схема макета радиоинтерферометра: ШСПС — широкополосная цифровая система преобразования сигналов, ГШ — генератор шума, НО — направленный ответвитель, СН — согласованная нагрузка, СБПД — система буферизации и передачи данных [A4]

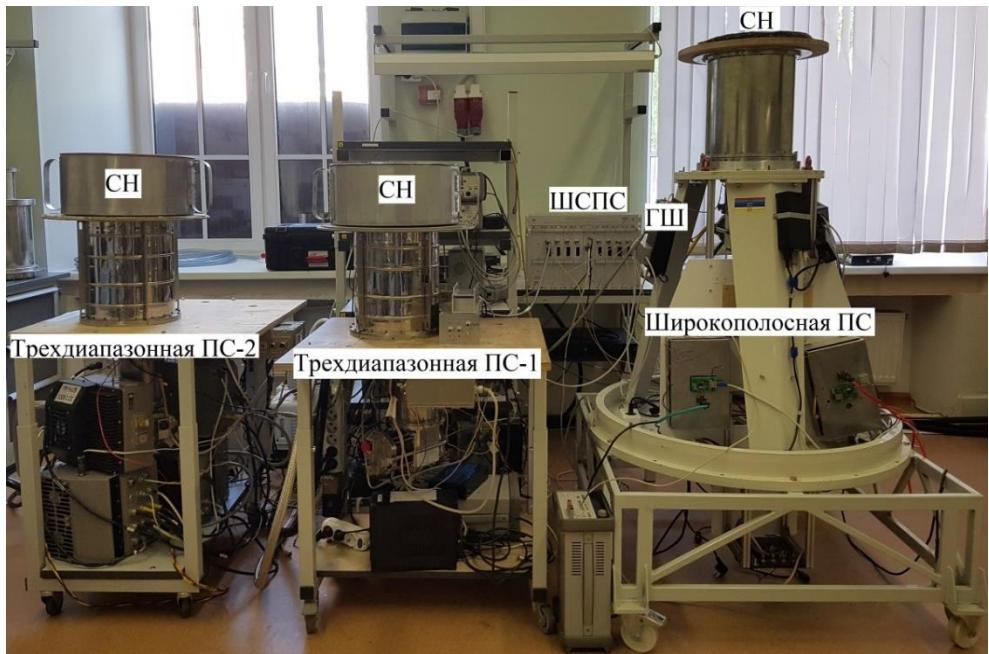


Рисунок 2.19 — Макет радиоинтерферометра

Под коррелятором понимается устройство, вычисляющее взаимную корреляционную функцию (ВКФ):

$$B(t_{\text{рп}}) = \int_{\tau} s_1(t) \cdot s_2(t + t_{\text{рп}}) dt, \quad (2.18)$$

где τ — период накопления, s_1 и s_2 — сигналы, зарегистрированные на радиотелескопах интерферометра, $t_{\text{рп}}$ — групповая задержка прихода фронта волны между двумя радиотелескопами. В случае дискретных сигналов T (и $t_{\text{рп}}$) определяется шагом дискретизации t_d , $t_d = 1/f_d$, f_d — частота дискретизации; $T = M \cdot t_d$, M — число используемых в вычислении отсчетов дискретных сигналов. При этом преобразование Фурье $F\{C(t_{\text{рп}})\}$ соответствует взаимному корреляционному спектру мощности сигналов $s_1(t)$ и $s_2(t)$.

Разработанный в ИПА РАН программный коррелятор RASFX [65] является коррелятором FX-типа. Это означает, что рассчитывается частотный спектр входного потока отсчетов от каждого радиотелескопа посредством БПФ, после чего вычисляется взаимный корреляционный спектр $S_{12}(f)$ путем перемножения комплексного $S_1(f)$ и комплексно-сопряженного $S_2^*(f)$ спектров каналов. БПФ выполняются по массивам отсчетов конечной длины, на которые «нарезаются» входные потоки. Поэтому итоговый $S_{12}(f)$ за выбранный период накопления вычисляется как среднее по K (числу массивов, число парциальных ВКС).

$$S_{12}(f) = \left[\sum S_{1K}(f) \cdot S_{2K}^*(f) \right] / K, \quad (2.19)$$

С выхода коррелятора данные поступают на постпроцессорную обработку, в ходе которой вычисляется $B(t_{\text{тр}})$ и ее основные параметры.

$$B(t_{\text{тр}}) = F^{-1}\{S_{12}(f)\}, \quad (2.20)$$

где F^{-1} — символ обратного преобразования Фурье.

Пример работы коррелятора — вычисляемая корреляционная функция приведена на рисунке 2.20. По отношению максимума корреляционной функции к СКО шума вне максимума определяется отношение сигнал-шум SNR. По смещению максимума ВКФ (относительно $t = 0$) определяется временная задержка сигналов.

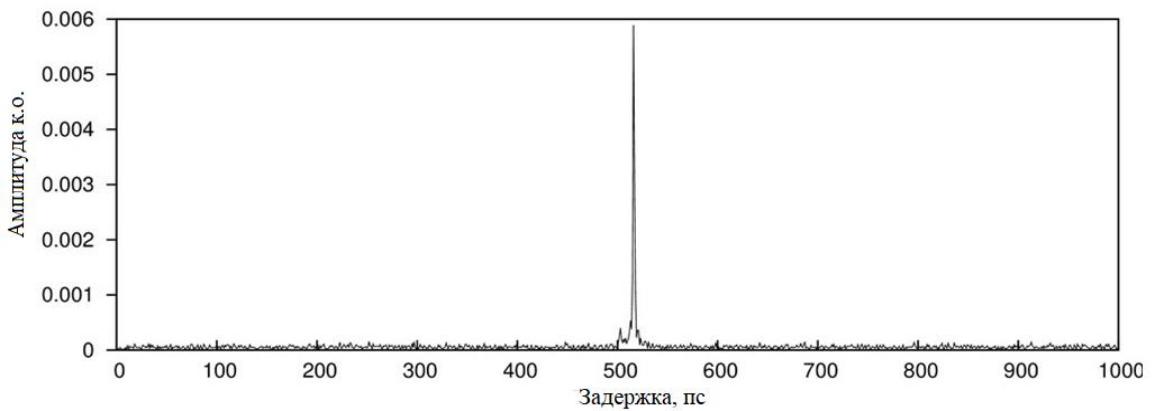


Рисунок 2.20 — Пример корреляционного отклика $B(t_{\text{тр}})$

Заметим, что при обработке сигналов, зарегистрированных на разнесенных на большое расстояние радиотелескопах, необходимо компенсировать эффект Доплера, возникающий из-за вращения Земли в процессе наблюдения источника излучения. Это достигается применением специальных предвычисленных задержек — эфемеридных моделей. Нескомпенсированной (остаточной) разницей доплеровских частот каналов интерферометра является частота интерференции F_i (единицы миллигерц), соответствующая скорости изменения фазы корреляционного отклика от времени:

$$F_i = \frac{1}{360^\circ} \cdot \frac{\partial \varphi}{\partial t}. \quad (2.21)$$

При обработке на нулевой базе ненулевая частота интерференции свидетельствует о несовпадении частот гетеродинов приемных систем и равна их разнице.

В процессе обработки данных коррелятор формирует выходной двумерный массив, содержащий по одной координате спектральные каналы, а по другой — периоды накопления τ (для RASFX типичное значение τ составляет 1/16 с [65]). Для вычисления двумерной корреляционной функции $B(t_{\text{тр}}, F_i)$ в процессе постпроцессорной обработки производится операция обратного двумерного БПФ, в результате чего определяются два основных параметра — групповая задержка $t_{\text{тр}}$ и частота интерференции F_i [A4].

Для оценки нестабильности приемных системы радиотелескопа в составе радиоинтерферометра производилось сравнение расчетных и фактически полученных значений отношения сигнала-шум и задержки корреляционного отклика. Согласно [54], отношение сигнал-шум (SNR) в корреляционном отклике может быть рассчитано по формуле (0.88 — это снижающий коэффициент из-за двухбитового квантования сигналов):

$$SNR = 0.88 \cdot \sqrt{\frac{T_{\text{сиг1}}}{T_{\text{сист1}}} \cdot \frac{T_{\text{сиг2}}}{T_{\text{сист2}}}} \cdot \sqrt{2 \cdot \Delta f \cdot \tau}, \quad (2.22)$$

где $T_{\text{сиг}i}$ — шумовая температура полезного сигнала (в лабораторных экспериментах это не сигнал от космического источника радиоизлучения, а сигнал от ГШ, вводимый через НО во входной каскад КПФБ), $T_{\text{сист}i}$ — шумовая температура системы «приемник+входная нагрузка», Δf — полоса частот системы регистрации, τ — время накопления.

Ожидаемое значение СКО определения задержки корреляционного отклика $\sigma_{t_{\text{расч}}}$ рассчитывается по формуле (1.29) при подстановке фактически измеренного значения SNR.

Постпроцессорное программное обеспечение коррелятора в используемом режиме работы позволяет определять положение пика корреляционной функции с дискретом 1 пс [65], а само значение задержки определяется с погрешностью σ_t . Расчет параметров корреляционного отклика на заданном времени накопления τ осуществлялся с помощью пакета постпроцессорной обработки WOPS [66].

Для определения погрешности измерения задержки проводились эксперименты по записи длинных массивов выходных данных (сессий) и последующим расчетом (по этим массивам) ВКФ сигналов двух каналов радиоинтерферометра. Запись массива содержит $1.024 \cdot 10^9$ отсчетов сигналов (на каждую 1 с времени) по каждому из 2-х каналов макета радиоинтерферометра.

Измеряное СКО задержки корреляционного отклика σ_t зависит от расчетного СКО $\sigma_{t_{SNR}}$, определяемого SNR и СКО задержки $\sigma_{t_{an}}$, обусловленного нестабильностью задержки сигнала в аппаратуре (случай независимых друг от друга нестабильностей):

$$\sigma_t = \sqrt{\sigma_{t_{SNR}}^2 + \sigma_{t_{an}}^2}. \quad (2.23)$$

Записывались сигналы при проведении экспериментов (сеансов) двух типов: 1) непрерывный 15-минутный сеанс для определения характера изменения во времени параметров корреляционного отклика с временем накопления $\tau = 1$ с (900 точек, точка — это одна ВКФ $B(t_{rp})$, одна ВКФ — это результат обработки $1.024 \cdot 10^9$ отсчетов сигналов; 2) часовой (60-минутный) интервал, имитирующий реальную РСДБ-сессию интерферометра (сессия — это последовательная регистрация сигналов от многих «опорных» космических радиоисточников): 120 записей с временем накопления $\tau = 10$ с и паузами между записями по 20 с (одна «запись» дает после обработки одну «точку» — одну корреляционную функцию $B(t_{rp})$).

Значения SNR задавались с помощью управляемого аттенюатора генератора шума для получения значений близких к получаемым значениям в реальных РСДБ-наблюдениях (100–300).

Для полученных рядов значений задержки производился расчет дисперсии Аллана для определения характера нестабильности [A12], а также оптимального времени накопления корреляционного отклика радиоинтерферометра, при котором достигается минимальное СКО задержки.

2.5.2 Методика исследования стабильности групповой задержки приемных систем радиотелескопов в РСДБ-наблюдениях

Стабильность групповой задержки приемных систем радиотелескопа в РСДБ-наблюдениях определяется путем долговременной записи выходных сигналов радиотелескопов при непрерывном сопровождении космического радиоисточника и определением на корреляторе фактических значений задержки корреляционного отклика [A8].

Для оценки инструментальной нестабильности задержки аппаратуры радиотелескопов производилось сравнение расчетных и фактических значений отношения сигнал-шум и СКО задержки σ_t . Отношение сигнал-шум в корреляционном отклике при РСДБ-

наблюдениях рассчитывалось по формуле (1.28), СКО задержки σ_t — по формуле (1.29).

На радиотелескопах РТ-13 РСДБ-комплекса “Квазар-КВО” проводились длительные (до 1 часа) тестовые сеансы с непрерывной регистрацией сигнала в частотных диапазонах $S/X/Ka$. РСДБ-сеансы были обработаны коррелятором и посчитаны значения SNR и задержки при времени накопления $\tau = 8$ с. С помощью входящей в состав коррелятора утилиты CreateNGS посчитаны полные геометрические задержки и сформированы файлы формата NGS, которые далее обрабатывались пакетом вторичной обработки Quasar [53]. По результатам вторичной обработки получены файлы O–C (Observed minus Calculated), содержащие разности наблюдаемой и посчитанной задержек. По этим разностям сделаны оценки нестабильностей задержек сигналов в приемно-регистрирующей аппаратуре радиотелескопов на внутричасовых интервалах с устранением линейного тренда [A8]. Линейный тренд аппаратуры при наблюдении одного источника невозмож но отделить от хода часов станций и влажной составляющей тропосферной задержки, при вторичной обработке в пакете Quasar он исключается.

2.6 Выводы

1. Реализована методика анализа стабильности сигналов с применением дисперсии Аллана, которая позволяет определять характер флюктуаций выходных сигналов приемной системы, что было проверено на смоделированных шумах вида $1/f^\alpha$.
2. Разработана и проверена на модельных сигналах методика коррекции величины дисперсии Аллана сигналов, регистрируемых с «мертвым временем» между отсчетами.
3. Использование корреляционного анализа позволяет исследовать влияние возмущающих стабильность факторов, непосредственное изменение которых затруднено.
4. Разработана методика исследования амплитудной нестабильности приемной системы с помощью расчета дисперсии Аллана относительных (нормированных) флюктуаций коэффициентов усиления каскадов и учета их ковариаций.
5. Разработана методика измерения долговременной фазовой стабильности приемной системы с преобразованием частоты с применением трех портов векторного анализатора цепей. Показано совпадение получаемых с помощью методики результатов на частотах выше 1 Гц (времена менее 1 с) со стандартной методикой измерения фазовых

шумов с применением анализатора спектра (где минимальная частота ограничена — только 1 Гц).

6. Для исследования стабильности групповой задержки приемной системы с преобразованием частоты целесообразно применение двухчастотного метода, реализованного в векторном анализаторе цепей.

7. Разработана методика исследования стабильности групповой задержки приемных систем в составе радиоинтерферометра, позволяющая оценить вклад нестабильности групповой задержки аппаратуры, а также определить оптимальное время накопления корреляционного отклика радиоинтерферометра для достижения минимального СКО групповой задержки.

Глава 3. Аппаратно-программный комплекс для исследования стабильности приемных систем радиотелескопов

Для проведения комплексных исследований стабильности приемных систем радиотелескопов с целью решения задач диссертации с учетом основных требований п.1.5 был разработан аппаратно-программный комплекс. Приведены состав комплекса, назначение его частей, описание программ управления и регистрации сигналов для измерительных приборов и характеристики стабильности приборов. Представлены результаты разработки двух специализированных аппаратных устройств: многоканального устройства радиометрического контроля и устройства контроля параметров для исследования стабильности приемных систем на радиотелескопе и результаты их испытаний.

3.1 Состав аппаратно-программного комплекса

Самым простым способом измерения стабильности приемника является регистрация его выходной мощности $P_{\text{вых}}$ при согласованной нагрузке на входе с последующим анализом данных по разработанной методике. Для этой цели можно использовать специализированные измерители мощности. Но при измерении мощности на выходе отдельных блоков приемника для обеспечения достаточного уровня мощности на входе измерителя требуется дополнительное усиление и выделение нужных полос частот.

При воздействии помех (в основном в L - и S -диапазонах) необходимо использование спектрально-селективной регистрации с отфильтровыванием помех. В этом случае целесообразно применять сканирующий анализатор спектра (практически это — супергетеродинный приемник).

Для измерения коэффициента усиления G можно использовать генератор сигналов и измеритель мощности или векторный анализатор цепей в режиме измерения коэффициента передачи S_{21} . Для измерения фазы коэффициента передачи $\arg(S_{21})$ и групповой задержки $t_{\text{тр}}$ необходимо использовать векторный анализатор цепей [39].

Для проведения измерений сигналов в разных каскадах были проанализированы рабочие характеристики лабораторных приборов, выпускаемые ведущими мировыми производителями, и выбраны приборы, удовлетворяющие сформулированным требованиям (см. п.1.5).

Для исследования стабильности приемных систем с помощью указанных измерительных приборов необходимо разработать программы, обеспечивающие непрерывную долговременную регистрацию результатов измерений и их последующую обработку на компьютере.

Трехдиапазонная и широкополосная приемные системы радиотелескопов РТ-13 имеют 8 выходов по промежуточной частоте (см. рисунки 1.9–1.10). Для измерения выходной мощности одновременно всех каналов необходимо специальное 8-канальное устройство радиометрического контроля. Это особенно актуально при измерениях на радиотелескопе, когда при движении антенны нет возможности подключаться к разным каналам приемной системы последовательно.

Для проведения исследований стабильности приемных систем на радиотелескопах необходимо создание устройства контроля параметров, позволяющего определить выходную мощность $P_{\text{вых}}$, коэффициент передачи G , шумовую температуру $T_{\text{ш}}$ приемной системы и её отдельных блоков и нестабильность во времени этих параметров. Компенсация измеряемой нестабильности коэффициента передачи позволит повысить чувствительность приемных систем.

Разработан аппаратно-программный комплекс для исследования стабильности приемных систем радиотелескопа. В аппаратно-программный комплекс «встроены» измерительные приборы ведущих фирм и используются их уникальные возможности. Для автоматизации измерений разработаны программы, обеспечивающие визуализацию, непрерывную долговременную регистрацию результатов измерений сигналов в памяти ПК и их последующую обработку. Кроме того, в аппаратно-программный комплекс входят два специально разработанных аппаратных устройства: многоканальное устройство радиометрического контроля и устройство контроля параметров.

Аппаратно-программный комплекс предназначен для измерения мощности выходного сигнала приемной системы (в том числе по высокой частоте) в широкой полосе частот и со спектральной селекцией, шумовой температуры, коэффициентов передачи и его фазы, групповой задержки как отдельных каскадов приемной системы радиотелескопа, так и всей системы в целом.

Состав аппаратно-программного комплекса:

- 1) Измерительные приборы и программы для управления приборами, регистрации потока данных их измерений и последующей обработки данных:
 - Программы расчета дисперсии Аллана, спектральной плотности мощности и корреляционных функций в среде MathCAD;
 - Измеритель мощности Keysight N1914A с выносными диодными датчиками 8487D, программа управления и регистрации мощности;
 - Анализатор спектра Keysight N9030A, программа управления и спектрально-селективной регистрации мощности при наличии помех в анализируемой полосе частот;
 - Векторный анализатор цепей Rohde&Schwarz ZVA 40, программа управления и регистрации амплитуды, фазы коэффициента передачи и групповой задержки каскадов приемной системы.
- 2) Многоканальное устройство радиометрического контроля для регистрации выходной мощности восьми каналов приемных систем.
- 3) Устройство контроля параметров для проведения исследований стабильности приемных систем на радиотелескопе.

3.2 Измерительные приборы и программы для управления приборами в составе аппаратно-программного комплекса, регистрации потока данных измерений и их последующей обработки

3.2.1 Программы расчета дисперсии Аллана, спектральной плотности мощности и взаимно-корреляционных функций

В среде MathCAD разработаны программы расчета дисперсии Аллана $\sigma_A^2(\tau)$, спектральной плотности мощности $S(f)$ и корреляционных функций $B(t)$ по файлу записи сигнала приемной системы. Программы позволяют визуализировать запись, выбирать участок записи, по которому ведется расчет, рассчитывать и вычитать линейный (и квадратичный) дрейфы при необходимости, проводить усреднение сигнала на заданном временном интервале, рассчитывать дисперсию Аллана $\sigma_A^2(\tau)$ от времени усреднения, рассчитывать спектральную плотность мощности СПМ $S(f)$ и проводить её усреднение,

рассчитывать взаимную корреляционную функцию $B(t)$ двух сигналов в зависимости от временного сдвига t между сигналами.

3.2.2 Измеритель мощности и программа для управления и регистрации мощности

Радиометр полной мощности, по сути, представляет собой измеритель мощности шумового сигнала в заданной полосе частот. Поэтому для выполнения исследований стабильности приемных систем в режиме полной мощности был проведен анализ имеющихся на рынке измерителей и датчиков мощности, удовлетворяющих требованиям п. 1.5 измерения выходного сигнала в полосе 100 МГц – 34 ГГц. По результатам анализа был выбран двухканальный измеритель мощности Keysight N1914A с диодными датчиками 8487D (рисунок 3.1) (рабочая полоса частот 10 МГц – 50 ГГц, диапазон измерения мощности от –70 дБм до –20 дБм, частота взятия отсчетов до 40 отсчетов/с). Для проведения измерений использовались до 3 таких измерителей с двумя датчиками мощности каждый, что позволило получить 6 измерительных каналов.



Рисунок 3.1 — Измеритель мощности Keysight N1914A с датчиками мощности 8487D

Исходя из представленных в спецификации [67] данных на измеритель мощности, собственный шум измерителя $P_{\text{ш}}$ на интервале 0.1 с составляет –75 дБм. Тогда динамический диапазон измерения мощности с относительной погрешностью менее $\Delta P/P=3\cdot10^{-5}$ на интервале 0.1 с по формуле (1.22) составляет $DRM = -20 \text{ дБм} - (-75 \text{ дБм}) - 45 \text{ дБ} = 10 \text{ дБ}$. Частота взятия отсчетов для измерителя мощности составляет 40 отсчетов/с, что не позволяет использовать его в модуляционном режиме с частотой модуляции 1 кГц, но достаточно для исследований стабильности приемных систем в режиме

полной мощности. Основные характеристики измерителя мощности Keysight N1914A с датчиками 8487D, важные для исследования стабильности, сведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 — Характеристики измерителя мощности Keysight N1914A с датчиками 8487D

| Параметр | Значение |
|--|----------------------------|
| Диапазон частот Δf | 0.01–50 ГГц |
| Динамический диапазон DR | 50 дБ (−70 дБм...−20 дБм) |
| Уровень собственного шума $P_{\text{ш}}$ на интервале усреднения $\tau = 0.1$ с | < −75 дБм |
| Максимальный уровень мощности по входу $P_{\text{макс}}$ | −20 дБм |
| Динамический диапазон измерения мощности с относительной погрешностью менее $\Delta P/P = 3 \cdot 10^{-5}$ DRM, на интервале усреднения $\tau = 0.1$ с | 10 дБ (−30 дБм ...−20 дБм) |
| Дрейф нуля ΔP , 1 час | < −84 дБм |
| Частота взятия отсчетов $f_{\text{д}}$ | ≤ 40 отсчетов/с |

Все программы для управления измерительными приборами и регистрации данных разработаны в среде LabVIEW на основе протокола VISA [56]. Пример блок-схемы такой программы представлен на рисунке 3.2. Вначале происходит инициализация прибора по указанному интерфейсу и адресу, затем настройка параметров прибора (например, частота, скорость измерений). После этого в циклечитываются данные с прибора, они визуализируются и записываются в файл. Параллельно работает блок обработки данных, позволяющий произвести моментальные расчеты по визуализированному графику данных (например, среднее и СКО временного ряда). Участок для анализа выбирается курсором на экране. По окончании работы цикла происходит закрытие сессии работы с прибором и файла записи.

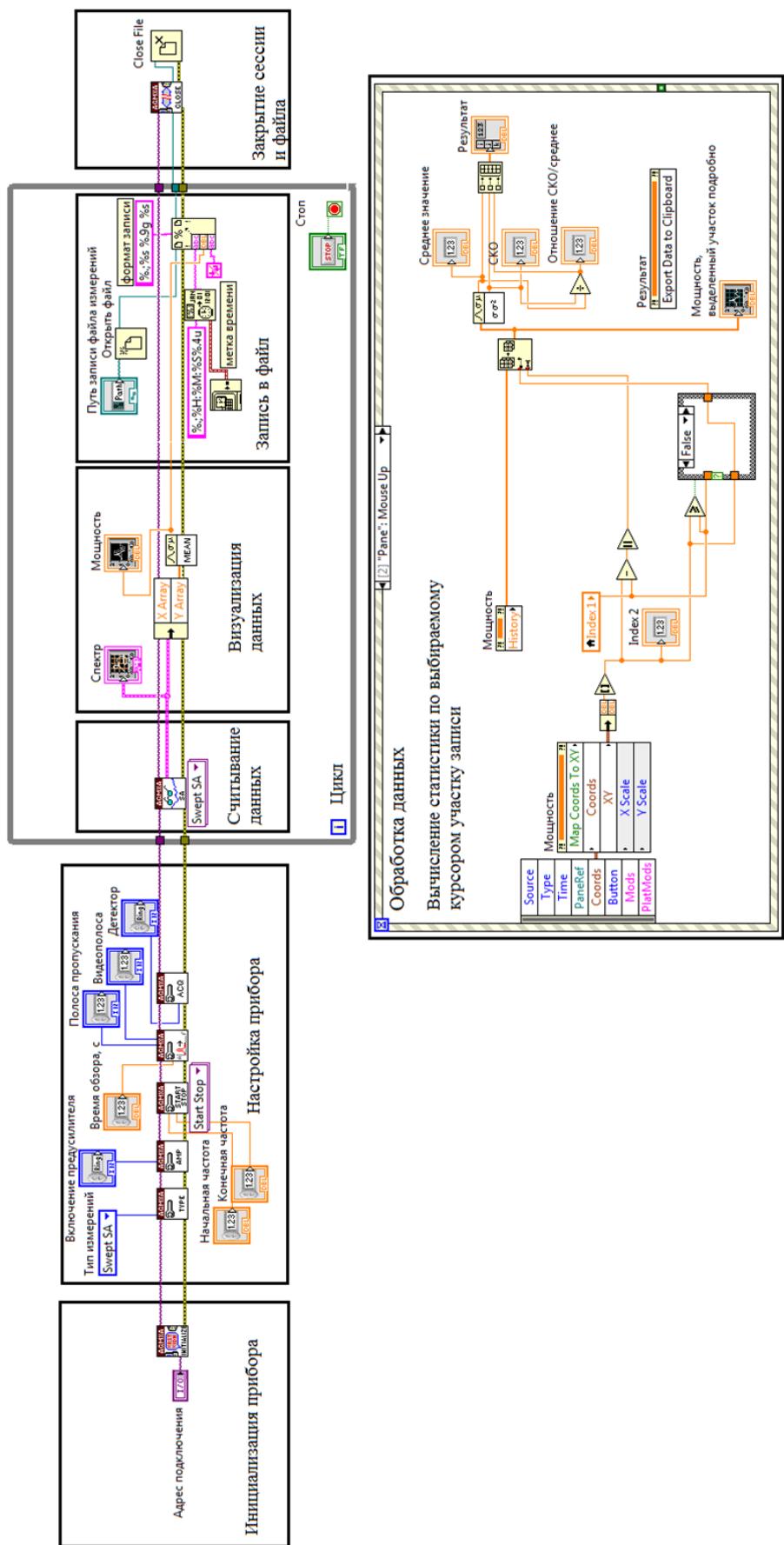


Рисунок 3.2 — Пример блок-схемы программы управления измерительным прибором и регистрации данных в LabVIEW

Интерфейс пользователя программы для управления измерителем мощности Keysight N1914A представлен на рисунке 3.3. В интерфейсе предусмотрена визуализация регистрируемых сигналов в виде графика (во временной области, в реальном масштабе времени). В программе предусмотрен выбор типа подключения измерителя мощности к компьютеру, ввод пути записи файла измерений, ввод частоты измеряемого сигнала (для определения калибровочного коэффициента датчика мощности). Интерфейс позволяет выбирать функцию измерения (измерение мощности в каждом канале, измерение отношения или разности мощностей в двух каналах), единицу измерения (Вт или дБм). Время усреднения измеряемого сигнала задается либо автоматически (в зависимости от уровня сигнала и задаваемого разрешения), либо вручную. В интерфейсе реализована возможность оперативного вычисления и индикации среднего значения (в Вт или дБм), СКО сигнала и их отношения по участку графика, выбирамому курсором.

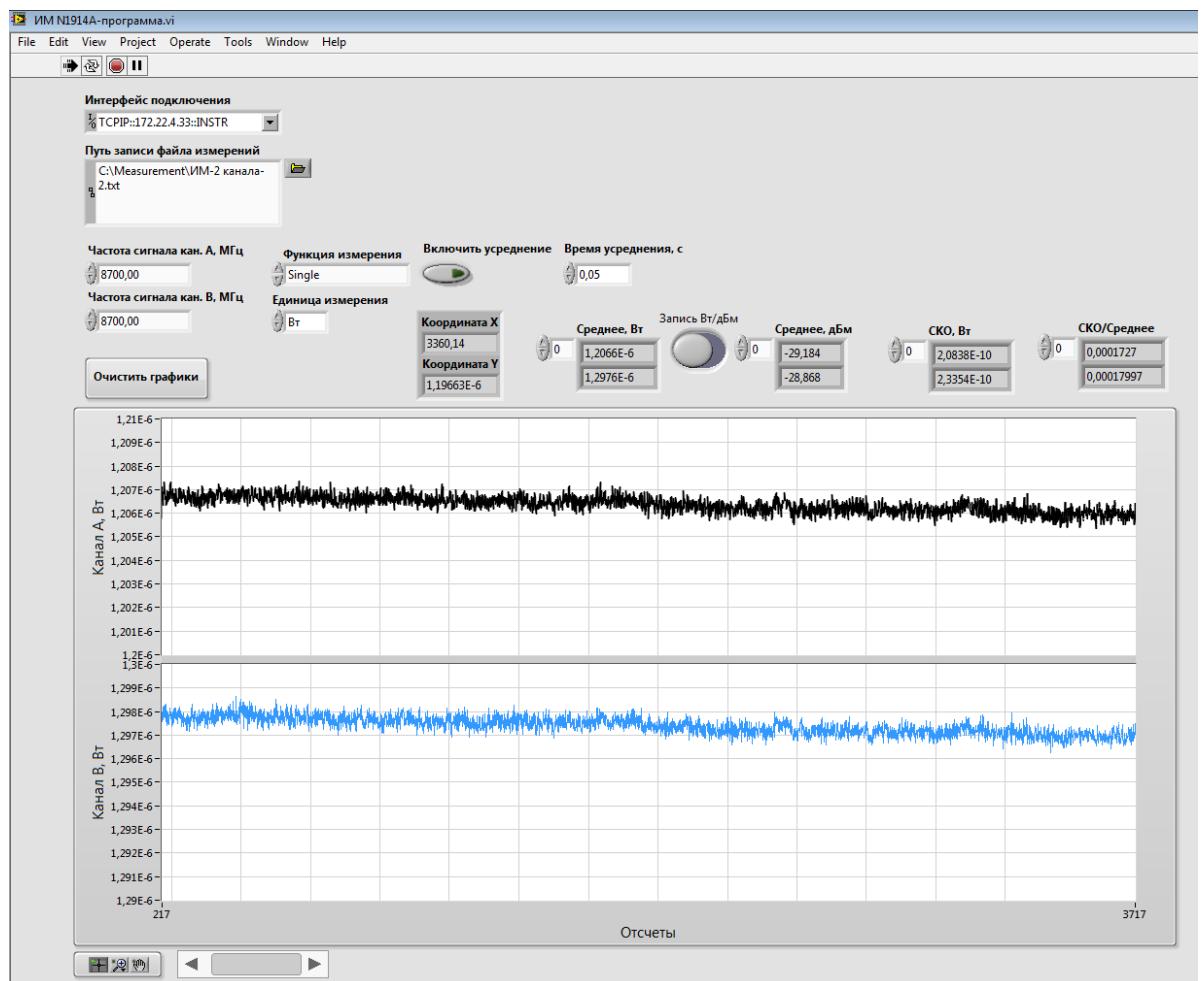


Рисунок 3.3 — Интерфейс пользователя программы управления и регистрации данных измерителя мощности Keysight N1914A

Собственная нестабильность измерителя мощности для оценки возможности измерения нестабильности коэффициентов усиления приемной системы определялась при подаче гармонического сигнала от генератора Keysight 8257D на два датчика мощности и вычисления отклонения Аллана для отношения зарегистрированных рядов данных этих двух каналов. Результаты вычисления представлены на рисунке 3.4. Коэффициент корреляции двух датчиков, подключенных к одному измерителю мощности, составляет 0.16.

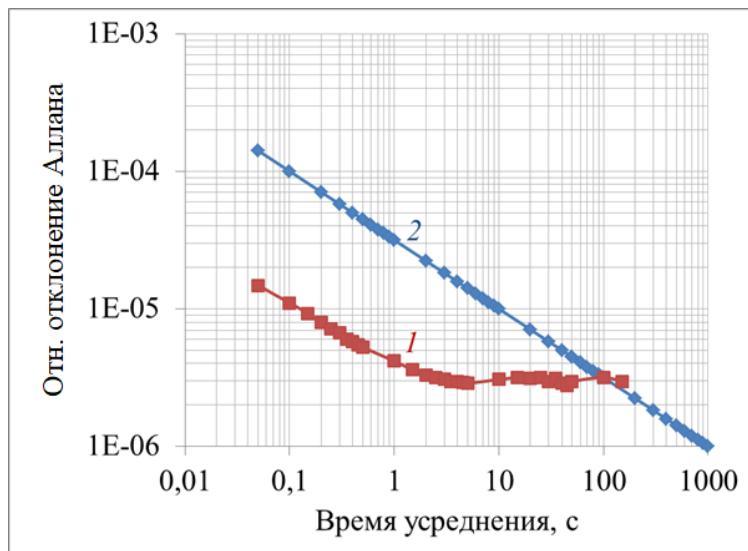


Рисунок 3.4 — Нестабильность отношения показаний двух датчиков мощности при подаче гармонического сигнала — 1; теоретическое отношение $\Delta T/T$ для шума с шириной полосы частот 1 ГГц — 2

По рисунку 3.4 видно, что нестабильность измерителя мощности достаточна для измерения нестабильности коэффициентов передачи приемной системы — кривая лежит ниже теоретического отношения $\Delta T/T$ для шума с шириной полосы частот 1 ГГц до 100 секунд времени усреднения.

Исследована собственная нестабильность измерителя мощности при подаче одного шумового сигнала на оба датчика. Шумовой сигнал мощностью -25 дБм в полосе частот 8.2–9.2 ГГц был сгенерирован с помощью разработанного устройства контроля параметров приемных систем (см. п. 3.4). На рисунке 3.5 представлены расчеты отклонения Аллана для: 1 — первого датчика, 2 — второго датчика, 3 — их отношения. На малых временах усреднения отклонения Аллана для датчиков совпадает с теоретической зависимостью 4 для шума с шириной полосы частот 1 ГГц. При делении двух сигналов

исключается нестабильность входного шумового сигнала и остается отношение нестабильностей двух датчиков зависимость 3 лежит ниже теоретической до интервала усреднения 20 с. Результаты измерения стабильности датчиков мощности не отличаются при разнице измеряемой мощности на датчиках в пределах указанного динамического диапазона $-30 \dots -20$ дБм (в котором собственный шум датчиков составляет не более $3 \cdot 10^{-5}$ от измеряемой мощности).

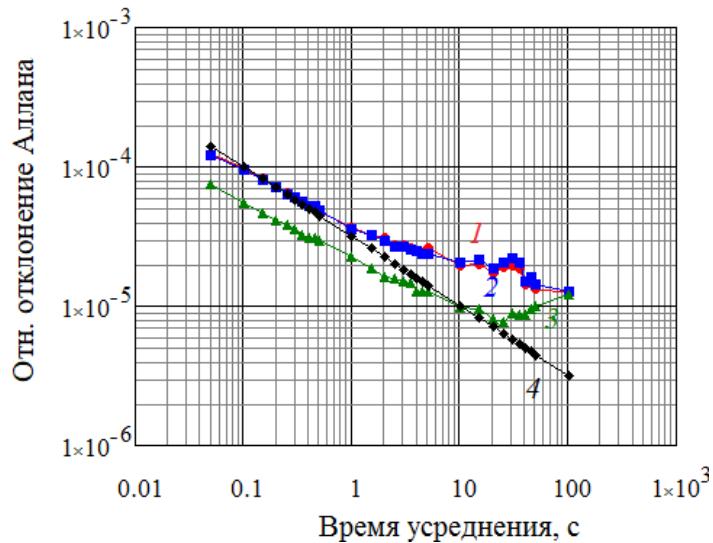


Рисунок 3.5 — Нестабильность измерителя мощности при подаче шумового сигнала:
 1 — первого датчика; 2 — второго датчика, 3 — отношения второго и первого датчиков,
 4 — теоретическая зависимость для шума с шириной полосы частот 1 ГГц

3.2.3 Анализатор спектра и программа для управления и спектрально-селективной регистрации мощности

Измерение полной мощности выходных сигналов в *L*- и *S*-диапазонах приемных систем затруднено наличием помех от мобильной связи и беспроводной сети Wi-Fi. В связи с этим, измерения мощности выходного сигнала следует проводить не во всем диапазоне, а в выбранном диапазоне частот, не содержащем помех. Для решения этой задачи выбран анализатор спектра Keysight N9030A (рисунок 3.6) с диапазоном работы до 44 ГГц, разработана программа управления и регистрации данных анализатора спектра в среде LabVIEW, интерфейс программы представлен на рисунке 3.7.

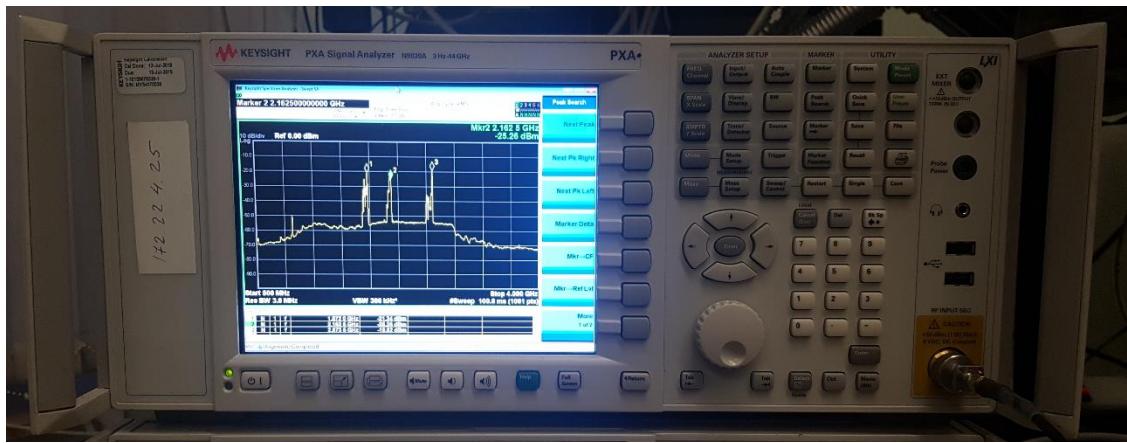


Рисунок 3.6 — Анализатор спектра Keysight N9030A

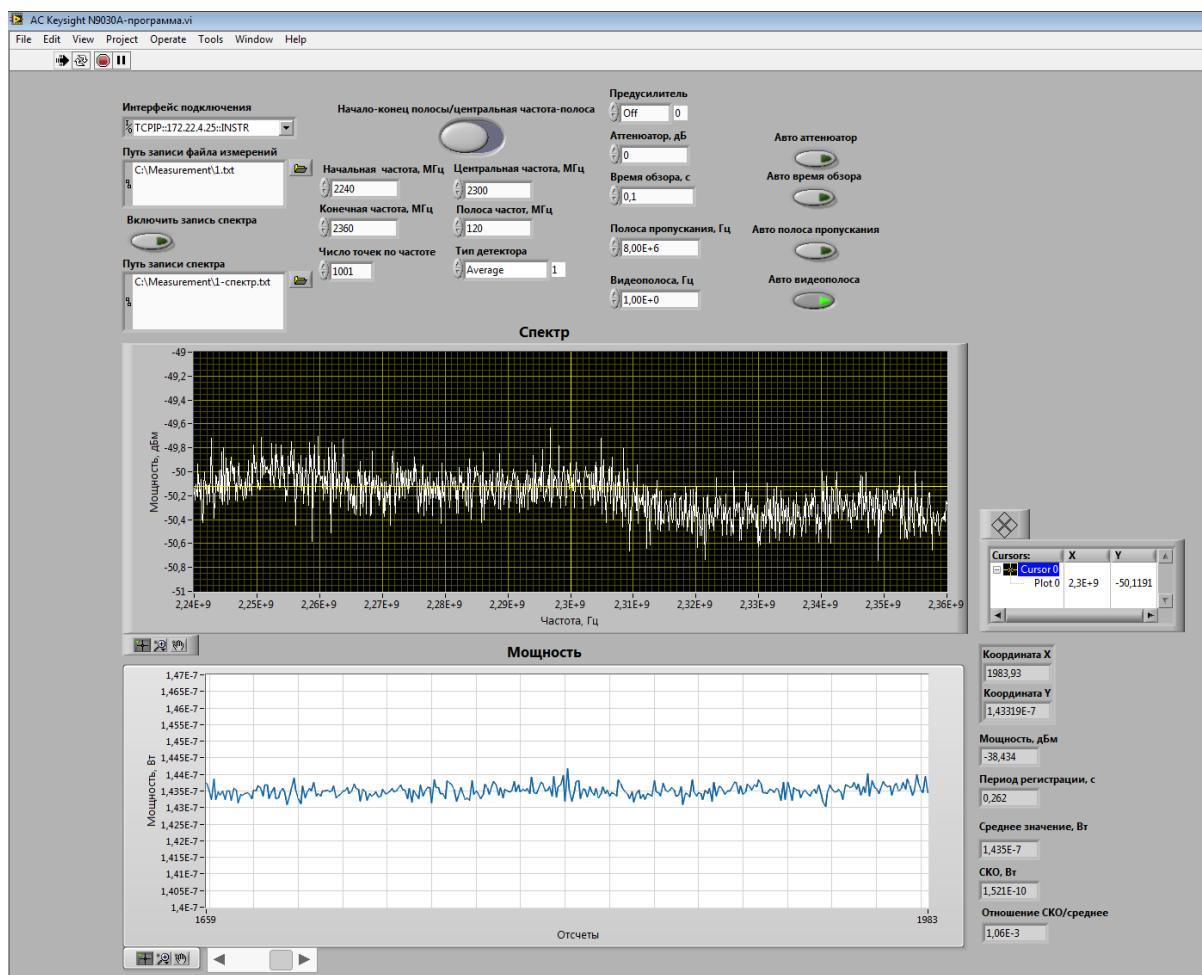


Рисунок 3.7 — Интерфейс пользователя программы управления и спектрально-селективной регистрации для анализатора спектра Keysight N9030A

Программа позволяет визуализировать спектр измеряемого сигнала во времени (график «Спектр» на рисунке 3.7). После анализа спектра задается полоса частот Δf , не содержащая помех, в которой измеряется мощность сигнала (график «Мощность» на рисунке 3.7). В программе предусмотрен выбор интерфейса подключения анализатора

спектра к компьютеру, ввод пути записи файла измерений, ввод полосы частот обзора Δf , числа точек N по частоте. Программа позволяет производить автоматическое или ручное регулирование параметров анализатора спектра: время сканирования выбранной полосы анализируемых частот ST , полоса пропускания фильтра ПЧ (до детектора) RBW , полоса пропускания ФНЧ (после детектора) VBW . Созданная программа позволяет пользователю вариативное управление входными трактами прибора: осуществлять включение (автоматическое или задаваемое) встроенного аттенюатора и предусилителя, влияющие на реализуемые в измерении диапазон и шум регистрации. В интерфейсе реализована возможность оперативного вычисления среднего значения и СКО сигнала по выби-раемому курсором участку графика «Мощность».

Основные характеристики анализатора спектра Keysight N9030A (на основе его спецификации [68]), важные для проведения исследований стабильности, сведены в таблице 3.2. Из-за ограниченной максимальной полосы пропускания фильтра $RBW = 8$ МГц, и «мертвого времени», появляющегося при сканировании широкой полосы приемной системы $\Delta f = 1$ ГГц, относительная погрешность измерения мощности $\Delta P/P$ для данного анализатора спектра составляет 10^{-3} .

Таблица 3.2 — Характеристики анализатора сигналов Keysight N9030A

| Параметр | Значение |
|--|--------------------------------|
| Диапазон частот Δf | 3 Гц – 44 ГГц |
| Полоса пропускания фильтра RBW | 1 Гц – 8 МГц |
| Уровень собственного шума $P_{\text{ш}}$ (0.1–34 ГГц), $RBW=1$ Гц | |
| предусилитель выключен | –155...–137 дБм |
| предусилитель включен | –165...–155 дБм |
| Максимальный уровень мощности $P_{\text{макс}}$, $RBW=1$ Гц | |
| предусилитель выключен | –1...+3 дБм |
| предусилитель включен | –14...–30 дБм |
| Динамический диапазон DR ($f=8$ ГГц, $RBW=8$ МГц, преду- силитель включен) | –94 дБм ... –20 дБм (74 дБ) |
| Погрешность показаний маркера (в дистанционном режиме) | 0.001 дБ |

При использовании анализатора спектра существуют некоторые особенности ре-
гистрации мощности широкополосных сигналов. Регистрируется полная мощность в
широкой полосе, равной задаваемой полосе обзора Δf , которую анализатор сканирует за

время ST фильтром с полосой пропускания RBW . Мощность в каждом участке полосы (канале) шириной RBW измеряется в течение времени усреднения τ (рисунок 3.8).

Отношение СКО флюктуаций к среднему значению мощности $\Delta P_i/P_i$ в каждом канале определяется соотношением:

$$\frac{\Delta P_i}{P_i} = \frac{1}{\sqrt{RBW \cdot \tau}} \quad (3.1)$$

При измерениях в широкой полосе $\Delta f = RBW \cdot N$ регистрируется полная мощность

всех каналов $P = \sum_{i=1}^N p_i$ за время сканирования $ST = \tau \cdot N$,

$$\frac{\Delta P}{P} = \frac{1}{\sqrt{\Delta f \cdot \tau}} = \frac{1}{\sqrt{RBW \cdot N \cdot \tau}} = \frac{1}{\sqrt{RBW \cdot ST}} \quad [A14] \quad (3.2)$$

Исходя из этого, обеспечение наилучшей чувствительности достигается выбором максимально большой полосы RBW (в анализаторе N9030A это 8 МГц), а также выбором типа детектора среднего значения, при котором полоса VBW не задается.

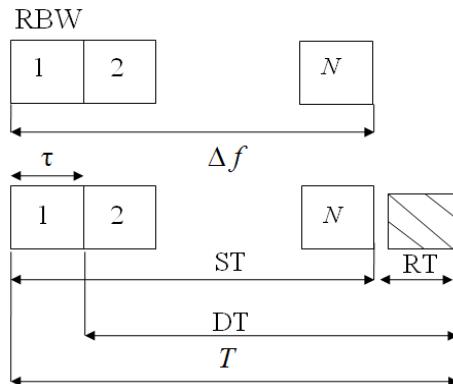


Рисунок 3.8 Сканирование в анализаторе спектра

Реальный период регистрации отсчетов T получается больше за счет инструментальных задержек RT (в том числе затраты на перестройку анализатора при многократном сканировании, передачу данных на ПК). Таким образом, время усреднения (сигнала детектора) τ и период регистрации T сигнала не совпадают, появляется «мертвое время» $DT = T - \tau$. Пример: для регистрации сигналов в полосе частот $\Delta f = 1$ ГГц с временем обзора $ST = 0.1$ с и $RBW = 1$ МГц, время усреднения выходного сигнала по каждому из частотных каналов составляет $\tau = 0.1$ мс, а реальный период регистрации отсчетов $T = 0.15$ с, что приводит к появлению «мертвого времени» $DT = 0.149$ с, $DT \gg \tau$.

При расчете дисперсии Аллана для зарегистрированного таким образом сигнала с «мертвым временем» необходимо применять корректировку по формуле (2.3) для редукции результатов ко всей полосе приема (обзора) и непрерывной регистрации, при этом коэффициент B_0 определяется следующим образом [A14]

$$B_0 = \frac{\tau}{T} = \frac{RBW}{\Delta f} \cdot \frac{ST}{T} \quad (3.3)$$

Альтернативным способом спектрально-селективного измерения мощности в условиях помех является использование высокоскоростных АЦП с полосой, соответствующей полосе выходных частот приемника. В этом случае вся полоса захватывается одновременно, и потери времени на сканирование отсутствуют. Такие цифровые анализаторы спектра применяются в ПРАО АКЦ ФИАН, однако полоса частот у них ограничена 60 МГц [69] или 500 МГц [70].

В ИПА РАН также разработано цифровое спектрально-селективное выходное устройство радиометра с полосой 1 ГГц [71], и нами проведен эксперимент с таким устройством для сравнения с анализатором спектра [A14]. Была зарегистрирована выходная мощность $P_{\text{вых}}$ приемной системы S -диапазона в полосе $\Delta f = 84$ МГц, не содержащей помех. На рисунке 3.9 представлены расчеты отклонения Аллана для относительных флюктуаций мощности $\Delta P_{\text{вых}}/P_{\text{вых}}$: 1 — $\sigma_A(\tau)$ сигнала анализатора спектра Keysight N9030A ($RBW = 8$ МГц; $ST = 0.1$ с; $T = 0.2$ с; $\tau = 9.5$ мс; $DT = 0.19$ с); 2 — скорректированное по методике п.2.1.2 отклонение Аллана $\sigma_{AK}(\tau)$ сигнала анализатора спектра; 3 — $\sigma_A(\tau)$ сигнала, зарегистрированного с помощью спектрально-селективного выходного устройства радиометра; 4 — теоретическая зависимость СКО от времени усреднения для ширины полосы частот 84 МГц, соответствующая белому шуму. Как видно из рисунка 3.9, стабильность спектрально-селективного устройства 3 лучше, чем анализатора спектра 1, но скорректированная зависимость 2 для анализатора спектра совпадает с измеренной с помощью спектрально-селективного устройства 3, что подтверждает правильность методики корректировки сигнала с «мертвым временем» на реальном сигнале. Кривая 2 совпадает с теоретической (отклонение Аллана снижается соответственно белому шуму) до времени усреднения 5 с, а после 10 с проявляется нестабильность выходного сигнала приемной системы S -диапазона (отклонение Аллана возрастает).

Спектрально-селективное выходное устройство радиометра в единственном экземпляре используется для регистрации сигнала в полосе ПЧ на радиотелескопе РТ-32 в обсерватории «Светлое», поэтому для измерений в лаборатории и на радиотелескопах РТ-13, в том числе по СВЧ, в качестве спектрально-селективной системы регистрации использовался анализатор спектра. Как показали измерения, приведенные в главе 5, для измерения характеристик радиотелескопа погрешности анализатора спектра достаточно.

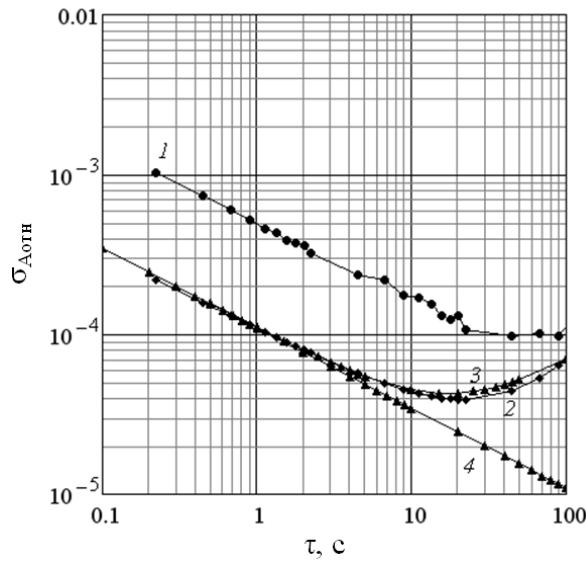


Рисунок 3.9 — Нестабильность выходной мощности приемной системы S-диапазона:
 1 — $\sigma_A(\tau)$ сигнала, измеренного анализатором спектра; 2 — скорректированное $\sigma_{AK}(\tau)$ сигнала, измеренного анализатором спектра; 3 — $\sigma_A(\tau)$ сигнала, измеренного спектрально-селективным выходным устройством радиометра; 4 — $\sigma_A(\tau)$ теоретического случая белого шума для полосы 84 МГц [A14]

3.2.4 Векторный анализатор цепей и программа для управления, регистрации амплитуды, фазы коэффициента передачи и групповой задержки

Для исследований стабильности фазы и задержки приемных систем выбран 4-х портовый векторный анализатор цепей R&S ZVA 40 (рисунок 3.10) с диапазоном его рабочих частот 10 МГц – 40 ГГц (перекрывающим требуемый диапазон частот 0.1–34 ГГц). Разработана программа управления и регистрации данных ВАЦ. Программа позволяет одновременно регистрировать коэффициент передачи, его фазу и групповую задержку блоков приемной системы для исследования их стабильности во времени, а также измерять амплитудно- и фазо-частотные характеристики блоков приемной системы.

В программе задаются центральная частота, мощность сигнала на выходе порта SP , полоса пропускания BW , количество точек трассы N .

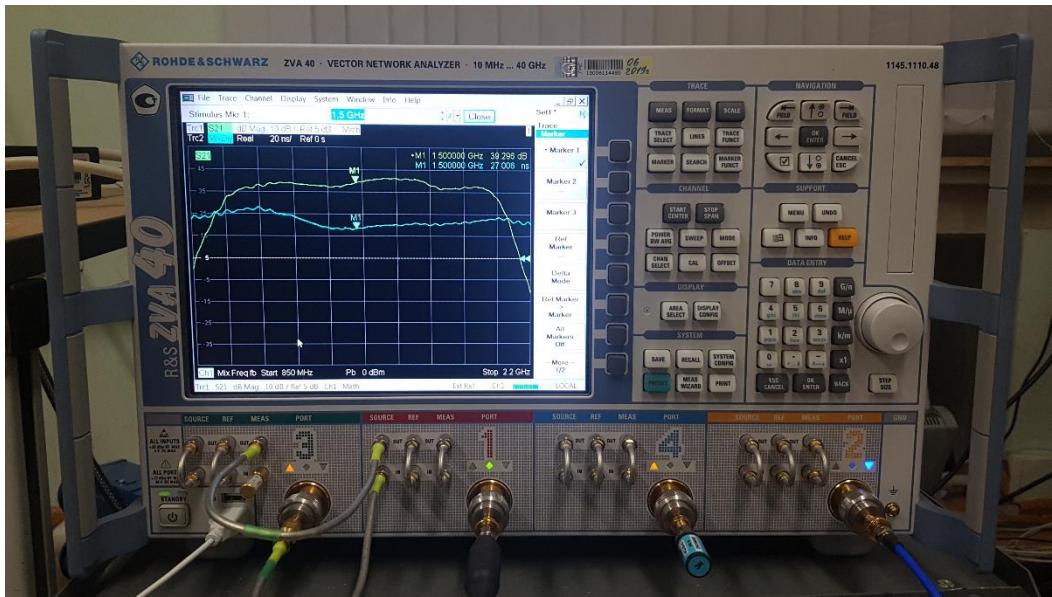


Рисунок 3.10 — 4-х портовый векторный анализатор цепей R&S ZVA 40

В таблице 3.3 приведены основные технические характеристики 4-х портового ВАЦ R&S ZVA 40. Стабильность $\Delta G/G$ и фазы σ_ϕ коэффициента передачи ВАЦ можно оценить по заявленному в спецификации шуму трассы для полосы пропускания $BW=1$ кГц. Необходимо экспериментально проверить стабильность для полосы $BW=10$ Гц с целью проверки соответствия требованиям п.1.5 — $\Delta G/G \leq 3 \cdot 10^{-5}$ и $\Delta\phi \leq 0.2^\circ$ на интервале 0.1 с.

На рисунках 3.11 и 3.12 приведены результаты измерений собственной нестабильности векторного анализатора цепей R&S ZVA 40, сигнал с первого порта ВАЦ с помощью кабеля подавался на второй порт. Амплитудная нестабильность анализатора (рисунок 3.11, а) на частотах 1 ГГц и 7 ГГц удовлетворяет требованию $\Delta G/G \leq 3 \cdot 10^{-5}$ на интервале 0.1 с, однако она хуже, чем для измерителя мощности (рисунок 3.4), поэтому для исследования амплитудной нестабильности коэффициентов передачи блоков приемной системы использовался измеритель мощности [A11]. Фазовая нестабильность анализатора (рисунок 3.11, б) на всех частотах удовлетворяет требованию $\sigma_\phi \leq 0.2^\circ$ на интервале 0.1 с (см. п. 1.5).

Таблица 3.3 — Характеристики векторного анализатора цепей R&S ZVA 40

| Параметр | Значение |
|---|-------------|
| Диапазон частот Δf | 0.01–40 ГГц |
| Динамический диапазон DR ($\Delta f = 2$ –20 ГГц, $BW = 10$ Гц) | > 130 дБ |
| Уровень собственного шума $P_{\text{ш}}$ ($\Delta f = 2$ –20 ГГц, $BW = 10$ Гц) | < -115 дБм |
| Максимальный уровень мощности по входу $P_{\text{макс}}$ (0.01–13 ГГц) | 10 дБм |
| Погрешность измерения коэффициента передачи $\Delta G/G$ ($BW = 1$ кГц, $SP = 0$ дБм) | |
| 0.7–24 ГГц | < 0.001 дБ |
| 24–40 ГГц | < 0.004 дБ |
| Погрешность измерения фазы коэффициента передачи $\delta\Delta\varphi$ ($BW = 10$ Гц, $SP = -10$ дБм) | |
| 0.7–24 ГГц | < 1° |
| 24–40 ГГц | < 2° |
| Нестабильность фазы коэффициента передачи σ_{φ} ($BW = 1$ кГц, $SP = 0$ дБм) | |
| 0.7–24 ГГц | < 0.01° |
| 24–40 ГГц | < 0.04° |
| Температурная зависимость амплитуды $\Delta G/\Delta T$ ($BW = 1$ кГц, $SP = 0$ дБм) | < 0.05 дБ/К |
| Температурная зависимость фазы $\Delta\varphi/\Delta T$ ($BW = 1$ кГц, $SP = 0$ дБм) | < 0.4°/К |

Погрешность измерения групповой задержки σ_t с помощью анализатора определяется погрешностью фазы $\Delta\varphi$ и апертурой в соответствии с формулой (1.31). При измерении усилительных каскадов с применением метода шаговой апертуры (см. п.2.4), апертуру можно задать равной рабочей полосе частот $\Delta f = 1$ ГГц, при этом для правильного измерения групповой задержки $t_{\text{гр}}$ необходимо, чтобы шаг между частотными точками составлял менее $0.5/t_{\text{гр}}$. Значения количества точек N и полосы пропускания BW задаются исходя из необходимой постоянной времени $\tau = 0.1$ с (см. таблицу 1.4 с требованиями). Например, для полосы $\Delta f = 1$ ГГц $BW = 1$ кГц и $N = 91$. При этом шаг между частотными точками составляет 11 МГц и позволяет измерить задержку не более 45 нс, что не превышает реальную задержку в приемных системах. Согласно спецификации

производителя (таблица 3.3) для $BW=1$ кГц $\sigma_\phi < 0.01^\circ$, измеренное значение $\sigma_\phi = 0.004^\circ$. Тогда по формуле (1.31) для апертуры 1 ГГц погрешность определения задержки $\sigma_t = 0.01$ пс. Это соответствует результатам измерений для частоты 1 ГГц (рисунок 3.12, график 1). На рисунке 3.12 также представлена погрешность измерения нестабильности задержки анализатором для частот 7 ГГц и 28 ГГц при тех же настройках.

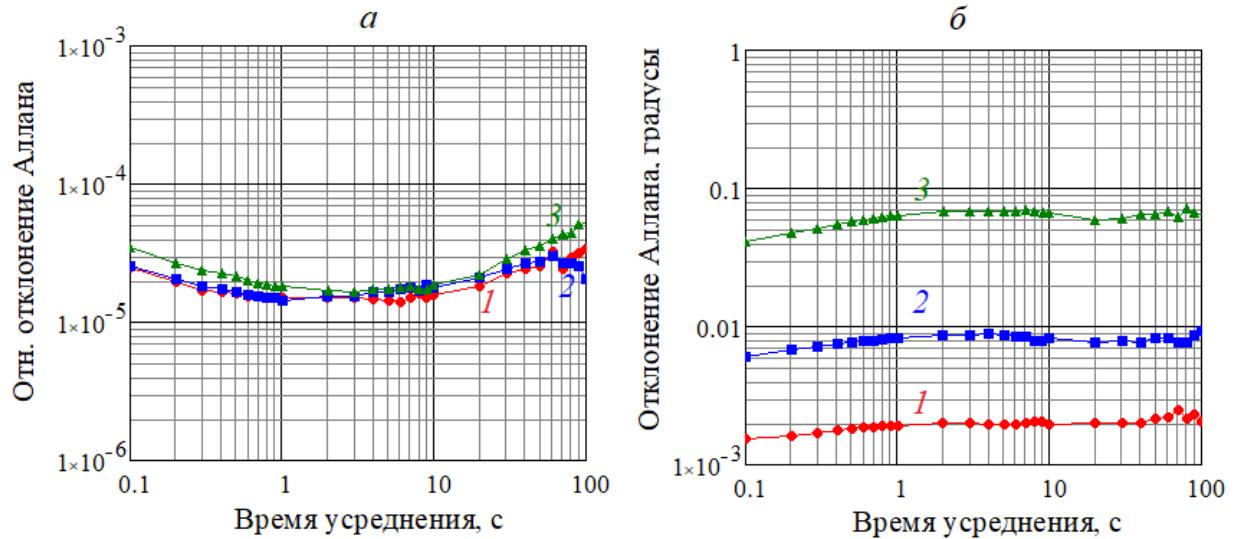


Рисунок 3.11 — Нестабильность векторного анализатора цепей R&S ZVA 40: а) амплитудная; б) фазовая на частотах 1 — 1 ГГц, 2 — 7 ГГц, 3 — 28 ГГц

При измерении устройств с преобразованием частоты двухчастотным методом максимальное значение апертуры $\Delta f_a = 15$ МГц, что для частоты 1 ГГц при $\sigma_\phi = 0.004^\circ$ даст погрешность измерения стабильности групповой задержки $\sigma_t = 0.7$ пс на интервале усреднения $\tau = 0.1$ с, что удовлетворяет сформулированному требованию $\sigma_t \leq 1.5$ пс.

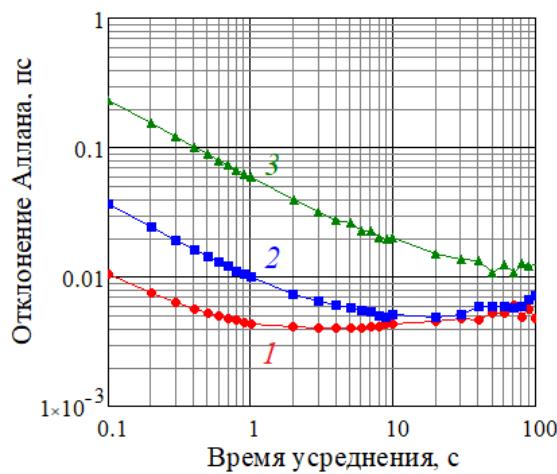


Рисунок 3.12 — Нестабильность групповой задержки векторного анализатора цепей R&S ZVA 40 на частотах 1 — 1 ГГц, 2 — 7 ГГц, 3 — 28 ГГц

Таким образом, векторный анализатор цепей R&S ZVA 40 удовлетворяет требованиям по точности измерения стабильности фазы и групповой задержки приемных систем, сформулированным в п. 1.5.

3.3 Многоканальное устройство радиометрического контроля для регистрации выходной мощности приемных систем

Для одновременного измерения мощности 8 каналов приемных систем радиотелескопа РТ-13 разработано многоканальное устройство радиометрического контроля (МУРК). Автором разработаны структурная схема, принцип работы, выбраны элементы и разработано программное обеспечение устройства. Оно позволяет контролировать работоспособность, проводить измерения шумовой температуры с помощью широкоапertureного низкотемпературного генератора шума и стабильность выходных сигналов приемной системы. Устройство состоит из 8 диодных датчиков мощности R&S типа NRP8SN с LAN интерфейсом, интегрированные в единую систему PoE-коммутатором с передачей данных на удаленный ПК по сети Ethernet. Питание датчиков обеспечивается PoE-коммутатором. Программа управления для устройства написана в среде LabVIEW и интерфейс пользователя программы представлена на рисунке 3.13. Фотография устройства со снятой крышкой представлена на рисунке 3.14, а фотография устройства, установленного в надзеркальной кабине радиотелескопа РТ-13, представлена на рисунке 3.15.

Регистрация мощности одновременно всех каналов приемной системы позволяет быстро локализовать источник нестабильности при тестировании приемной системы. На рисунке 3.16 представлены графики изменения мощности каналов широкополосной приемной системы при ее выходе на рабочий температурный режим. Каналы 1...4 — каналы горизонтальной поляризации, регистрируемые четырьмя разными блоками преобразователей частоты (см. схему приемной системы, представленную на рисунке 1.11), а каналы 5...8 — каналы вертикальной поляризации. Видно, что в канале 4 проявляется нестабильность, которой нет в других каналах, поэтому источник нестабильности находится в четвертом блоке преобразования частоты в канале горизонтальной поляризации. Если бы нестабильность возникла в канале криоблока, это было бы видно сразу на всех четырех каналах, регистрирующих одну поляризацию.

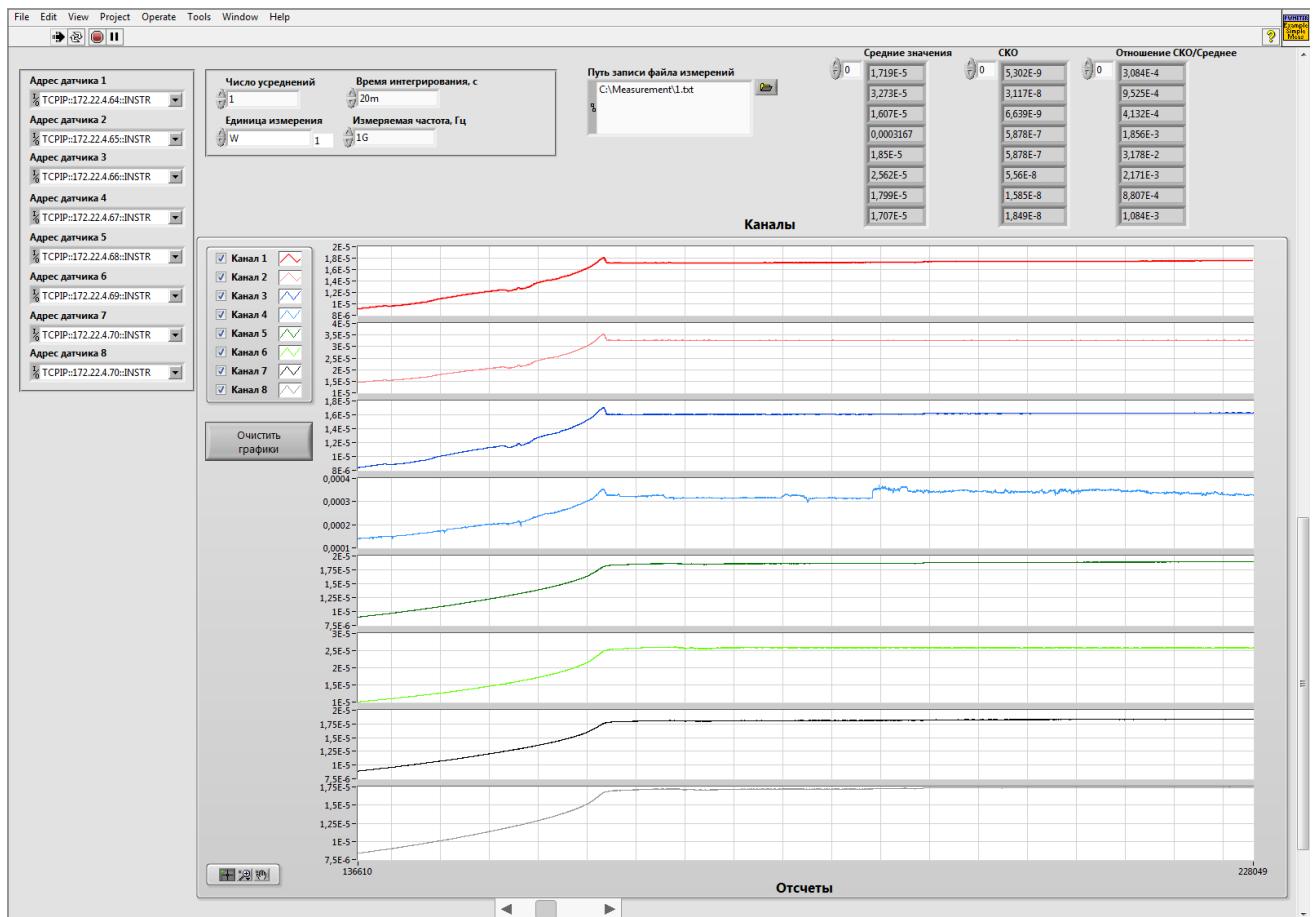


Рисунок 3.13 — Интерфейс пользователя программы управления многоканальным устройством радиометрического контроля



Рисунок 3.14 — Многоканальное устройство радиометрического контроля

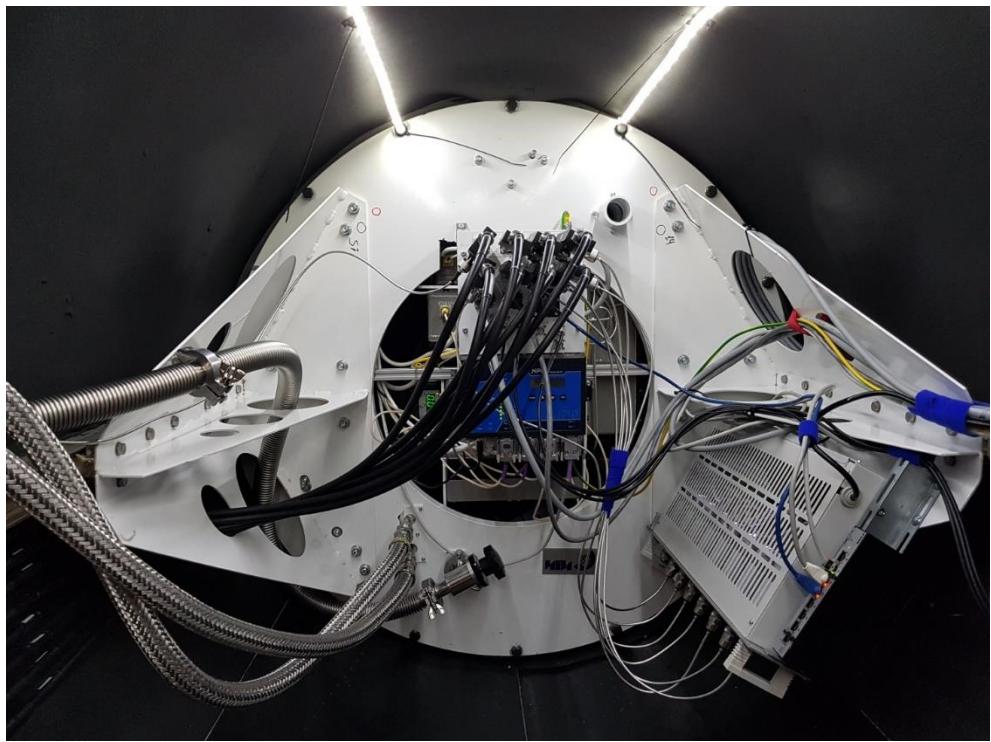


Рисунок 3.15 — Многоканальное устройство радиометрического контроля, установленное в надзеркальной кабине радиотелескопа РТ-13

Метрологические характеристики устройства радиометрического контроля определяются метрологическими характеристиками датчиков мощности NRP8SN [72]. Основные характеристики датчиков мощности NRP8SN сведены в таблице 3.4. Датчик имеет три поддиапазона (переключаемых — управляемых) для работы при разных уровнях измеряемой мощности.

Из таблицы 3.4 видно, что для измерения мощности с относительной погрешностью $\Delta P/P \leq 3 \cdot 10^{-5}$ наибольший динамический диапазон достигается для поддиапазона 3 датчика мощности, однако на выходе приемных систем радиотелескопа нельзя обеспечить такой высокий уровень мощности. Поэтому оптимальным является использование поддиапазона 1.

Собственная нестабильность каналов устройства для оценки возможности измерения нестабильности коэффициентов усиления приемной системы определялась при подаче гармонического сигнала от генератора Keysight 8257D на два канала устройства и вычисления отклонения Аллана для отношения зарегистрированных рядов данных этих двух каналов. Результаты вычисления представлены на рисунке 3.16.

Таблица 3.4 — Характеристики датчика мощности NRP8SN

| Характеристики | Значение |
|---|-----------------------------|
| Диапазон частот FR | 10 МГц – 8 ГГц |
| Динамический диапазон DR | –70 дБм ... +23 дБм |
| Поддиапазон 1 | –70 дБм ... –15 дБм |
| Поддиапазон 2 | –53 дБм ... +5 дБм |
| Поддиапазон 3 | –33 дБм ... +23 дБм |
| Собственный шум $P_{ш}$, 1 ГГц, при времени усреднения $\tau = 0.1$ с | |
| Поддиапазон 1 | –70 дБм |
| Поддиапазон 2 | –54 дБм |
| Поддиапазон 3 | –34 дБм |
| Динамический диапазон измерения мощности с относительной погрешностью менее $3 \cdot 10^{-5} DRM$, 1 ГГц, на интервале усреднения $\tau = 0.1$ с | |
| Поддиапазон 1 | –25 дБм ... –15 дБм (10 дБ) |
| Поддиапазон 2 | –9 дБм ... +5 дБм (6 дБ) |
| Поддиапазон 3 | +11 дБм ... +23 дБм (12 дБ) |
| Дрейф нуля, 1 час | |
| Поддиапазон 1 | –87 дБм |
| Поддиапазон 2 | –70 дБм |
| Поддиапазон 3 | –51 дБм |

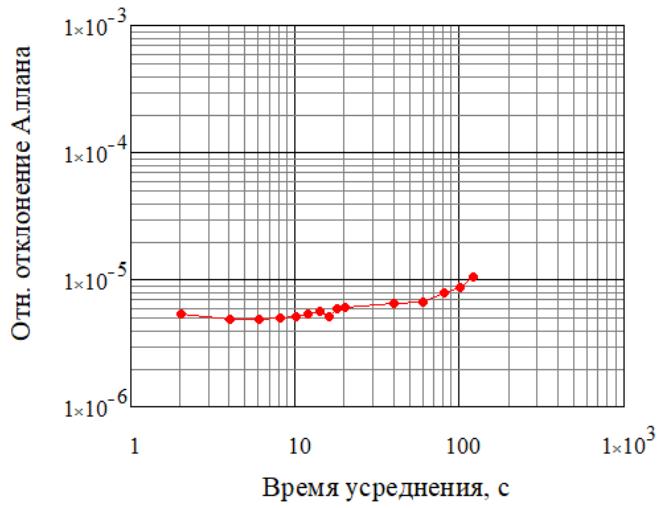


Рисунок 3.16 — Собственная нестабильность многоканального устройства радиометрического контроля

Таким образом, многоканальное устройство радиометрического контроля удовлетворяет требованиям амплитудной стабильности п.1.5. С применением устройства проведены измерения шумовой температуры, SEFD, КИП, диаграммы направленности радиотелескопа РТ-13, о чём подробнее будет изложено в главе 5.

3.4 Устройство контроля параметров приемных систем на радиотелескопе

3.4.1 Состав и основные характеристики устройства контроля параметров

Для контроля выходной мощности, коэффициента передачи, шумовой температуры и стабильности перечисленных параметров приемных систем *S/X*-диапазонов и их отдельных блоков, осуществляющего непосредственно на рабочих приемных системах, установленных на радиотелескопах в обсерваториях ИПА РАН, разработано устройство контроля параметров [A9]. Автором разработаны структурная схема, принцип работы, выбраны элементы и разработано программное обеспечение для управления, регистрации и визуализации данных. Структурная схема устройства контроля параметров представлена на рисунке 3.17, а фотография — на рисунке 3.18.

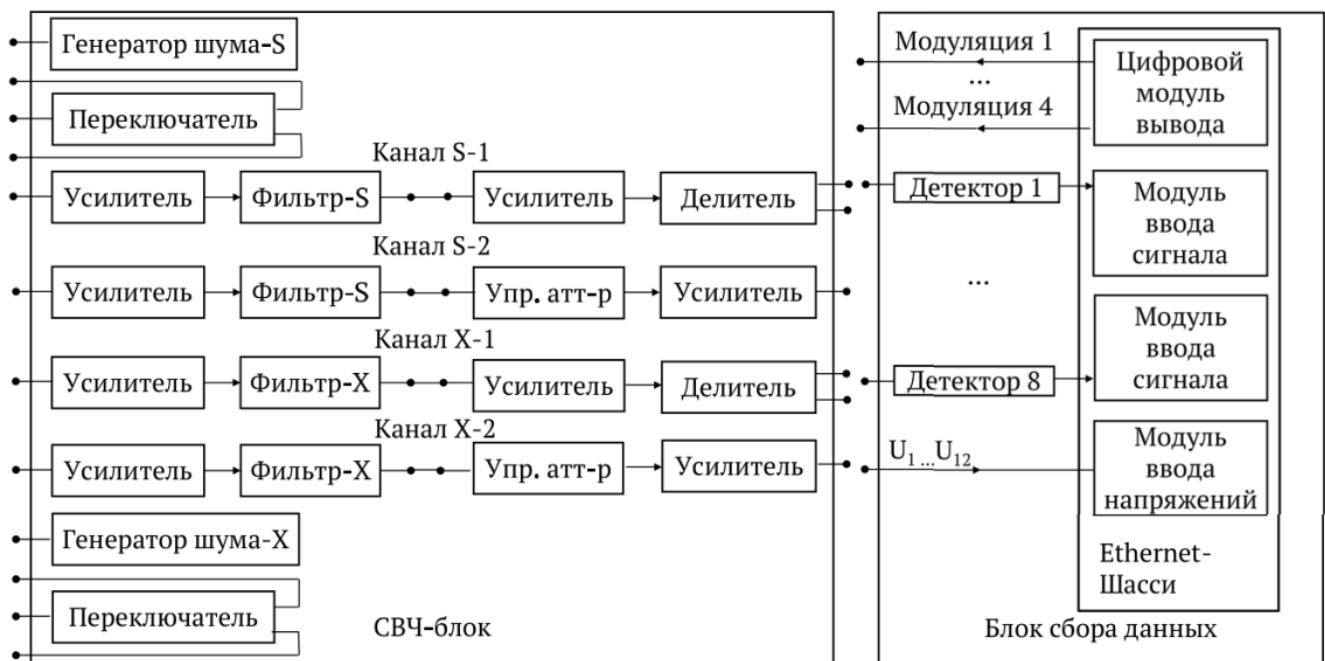


Рисунок 3.17 — Структурная схема устройства контроля параметров приемных систем радиотелескопа S/X-диапазонов

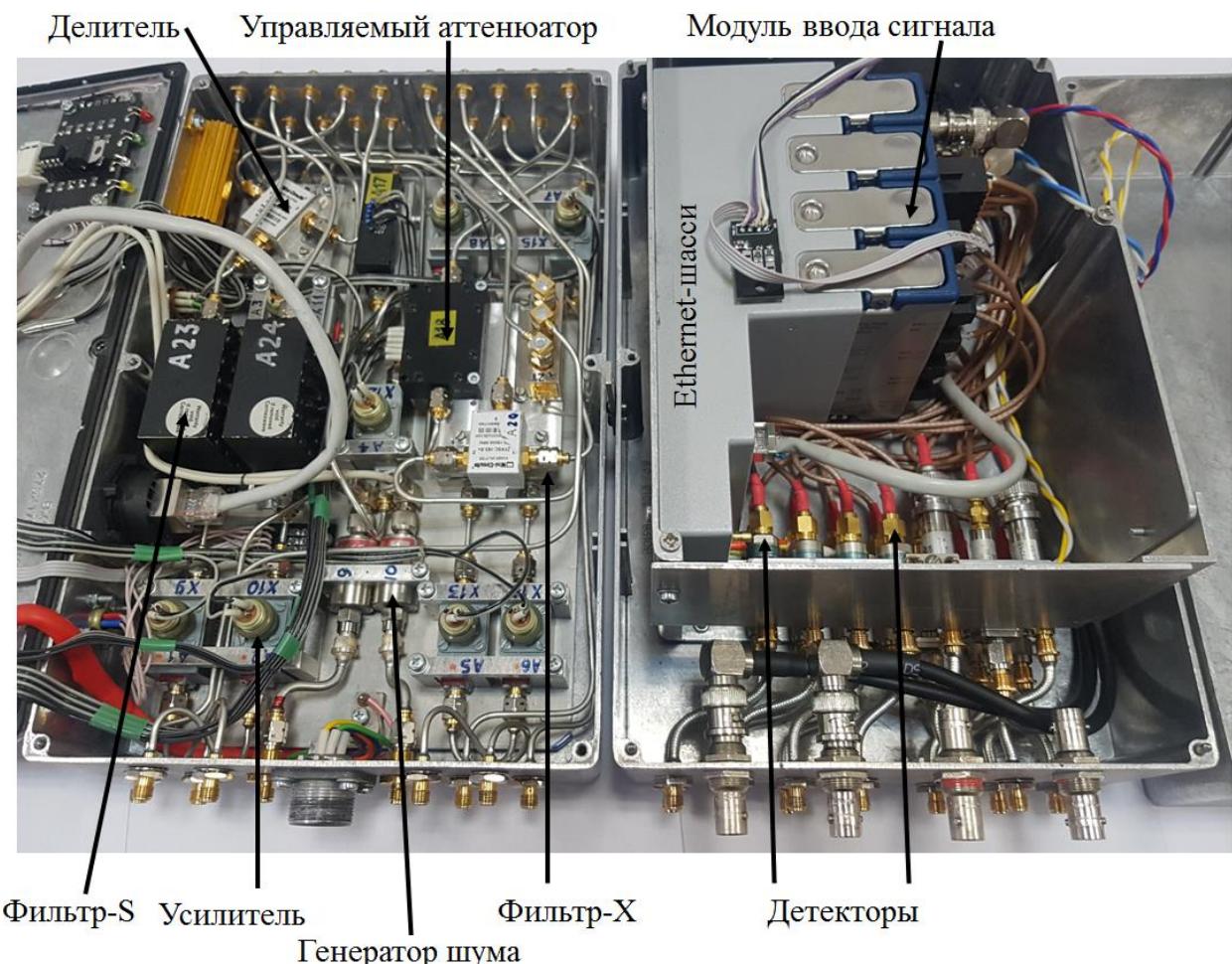


Рисунок 3.18 — Устройство контроля параметров приемных систем:
слева — СВЧ-блок, справа — блок сбора данных

Устройство спроектировано и реализовано как состоящее из 2-х частей: СВЧ-блока и блока сбора данных. СВЧ-блок реализует в каждом из двух рабочих частотных диапазонов (S , X) усиление и формирование полосы частот сигналов, необходимые при независимом измерении параметров отдельных блоков приемной системы, и генерацию тестового шумового сигнала. А блок сбора данных осуществляет квадратичное детектирование выходной мощности $P_{\text{вых}}$ восьми широкополосных сигналов и оцифровку выходных сигналов $U_{\text{вых}}$ этих 8 детекторов, позволяет генерировать сигнал модуляции (для реализации модуляционного режима работы приемной системы), а также дополнительно контролировать и ряд напряжений питания блоков ПС (12 каналов контроля).

В СВЧ-блоке установлены усилители для обеспечения достаточного уровня сигнала при измерении характеристик отдельных блоков приемной системы. Для формирования полосы частот в канале S -диапазона установлены фильтры в диапазоне 2.3–2.4 ГГц, не содержащем помех, в канале X -диапазона — фильтры 8.2–9.2 ГГц, соответствующие рабочей полосе приемной системы. Генераторы шума необходимы для подачи входного шумового сигнала при измерениях коэффициента передачи и шумовой температуры приемной системы. Термостабилизация узлов СВЧ-блока обеспечивается с помощью элементов Пельтье. Управление СВЧ-блоком реализовано по интерфейсу Ethernet с помощью платы управления, расположенной в блоке, и программы управления, установленной на ПК. Возможно дистанционное включение усилителей и генераторов шума, регулировка ослабления аттенюаторов. Основные характеристики СВЧ-блока (разработанного и реализованного) для каналов 1 (см. рисунок 3.17), содержащих делители, и каналов 2, содержащих управляемые аттенюаторы, а также генератора шума, приведены в таблице 3.5.

Таблица 3.5 — Основные характеристики СВЧ-блока устройства контроля параметров

| | S -диапазон (2.3–2.4 ГГц) | | X -диапазон (8.2–9.2 ГГц) | |
|----------------|--------------------------------|--------------------|--------------------------------|--------------------|
| | G , дБ | $T_{\text{ш}}$, К | G , дБ | $T_{\text{ш}}$, К |
| Канал–1 | 52 | 392 | 47 | 224 |
| Канал–2 | 55 | 383 | 50 | 237 |
| Генератор шума | – | 181000 | – | 101000 |

В блоке сбора данных детекторы и модули ввода выходных сигналов детекторов позволяют регистрировать мощность 8 каналов приемной системы, цифровой модуль вывода используется для создания сигнала модуляции F_m для управления переключателем (для реализации модуляционного режима работы радиометра, а также для измерения шумовой температуры при переключении «теплой» и «холодной» нагрузок), модуль ввода напряжений используется для мониторинга напряжений питания блоков приемной системы (12 каналов). Управление блоком сбора данных осуществляется с помощью Ethernet-шасси NI CDAQ-9185, регистрация и визуализация данных на ПК осуществляется в разработанной в среде LabVIEW программе, на рисунке 3.19 представлен её интерфейс пользователя.

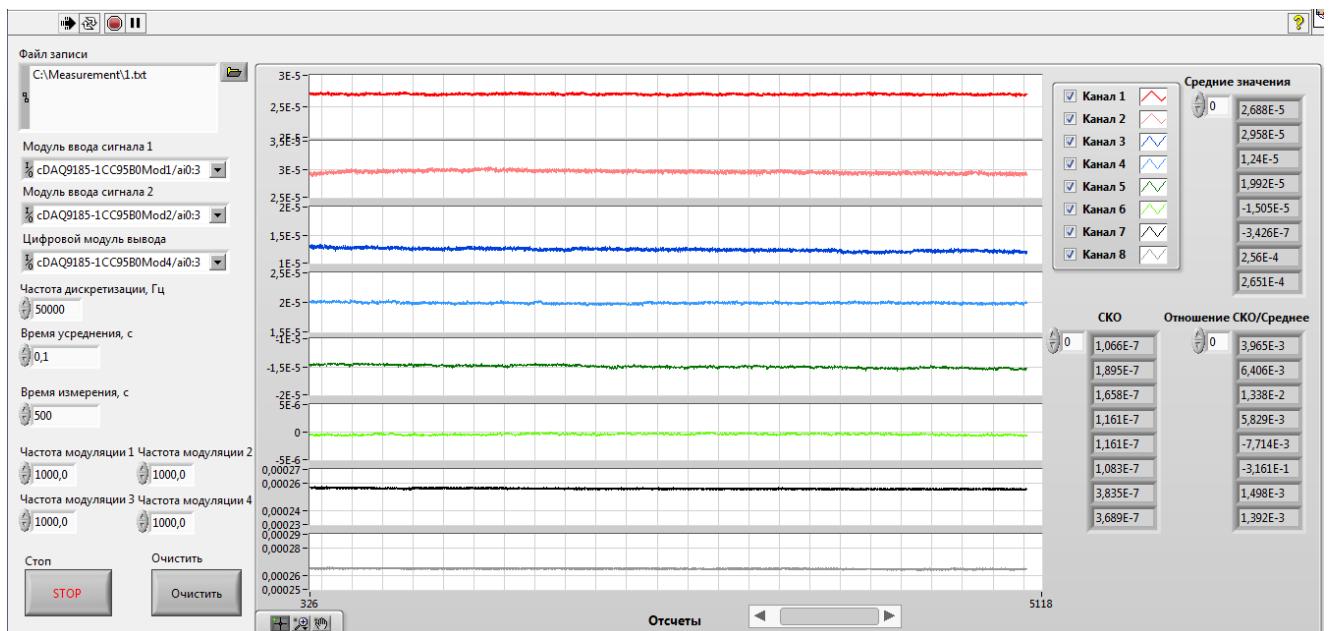


Рисунок 3.19 — Интерфейс пользователя программы сбора данных устройства контроля параметров приемных систем

В качестве квадратичных детекторов в блоке сбора данных выбраны коаксиальные детекторы Микран Д5Б-20-13-13Р с диапазоном частот 0.01–20 ГГц и коэффициентом передачи 500 мВ/мВт. В диапазоне $-42 \dots -21$ дБм отклонение передаточной характеристики от квадратичной составляет менее 2%. В качестве АЦП для измерения выходного сигнала детектора после проведенного анализа выбраны два модуля ввода NI 9238 (диапазон входных напряжений ± 500 мВ, разрядность 24 бит, частота дискретизации $f_d = 50$ кГц, 4 независимых канала в модуле). СКО собственного шума канала этого модуля NI при усреднении на интервале $\tau = 0.1$ с составляет 70 нВ. СКО собственного

шума блока сбора данных с учетом коэффициента передачи детектора составляет -69 дБм на интервале усреднения $\tau = 0.1$ с. Для контроля напряжений питания блоков приемной системы используется модуль ввода NI 9220 (диапазон измеряемых напряжений ± 10 В, разрядность 16 бит, $f_d=100$ кГц, 16 независимых каналов), собственный шум канала модуля NI 9238 на интервале $\tau = 0.1$ с составляет 5 мкВ. Для генерации сигналов модуляции используется цифровой модуль вывода NI 9402 (на выходах TTL уровни, 4 канала, время обновления 55 нс для каждого канала). В модуляционном режиме происходит оцифровка сигнала с частотой $f_d=50$ кГц, синхронизируемая по фронту сигнала модуляции, а потом запись сигналов двух полупериодов и их разности в отдельные массивы (цифровое синхронное детектирование [73]).

Основные характеристики блока сбора данных приведены в таблице 3.6.

Таблица 3.6 — Основные характеристики блока сбора данных устройства контроля параметров

| Параметр | Значение |
|--|-------------------------|
| Диапазон частот FR | 10 МГц – 20 ГГц |
| Динамический диапазон DR | -42 дБм ... -21 дБм |
| Собственный шум $P_{ш}$, на интервале усреднения $\tau = 0.1$ с | -69 дБм |
| Динамический диапазон измерения мощности с относительной погрешностью менее $3 \cdot 10^{-5}$ DRM , на интервале усреднения $\tau = 0.1$ с | -25 дБм ... -21 дБм |

3.4.2 Схемы контроля параметров приемных систем

Устройство может использоваться в трех режимах: 1) контроль выходной мощности, 2) контроль коэффициента передачи, 3) контроль шумовой температуры приемной системы. Изменение режима контроля устройства осуществляется установкой перемычек на СВЧ-блоке.

Контроль выходной мощности $P_{вых}$ приемной системы необходим как для измерения её стабильности, так и для измерения шумовой температуры приемной системы с помощью нагрузки, охлаждаемой жидким азотом, а также для радиометрических измерений параметров радиотелескопа. Блок сбора данных позволяет контролировать мощ-

ность 8 каналов приемной системы в динамическом диапазоне от -42 дБм до -21 дБм. При контроле стабильности мощности относительная погрешность на интервале усреднения $\tau = 0.1$ с составляет от $2 \cdot 10^{-5}$ при мощности -22 дБм до $2 \cdot 10^{-3}$ при мощности 42 дБм на входе блока.

Для контроля выходной мощности $P_{\text{вых}}$ отдельных блоков приемной системы (входных криогенных приемных блоков и блоков преобразования частоты) дополнительное усиление и фильтрация осуществляется в СВЧ-блоке устройства. Сигнал с выходов блоков (рисунки 3.20 и 3.21) подается на входы усилителей СВЧ-блока, а с выходов СВЧ-блока передается на блок сбора данных. Устройство позволяет одновременно контролировать выходные сигналы 4 каналов: левой и правой поляризации S - и X -диапазонов приемной системы. При использовании СВЧ-блока динамический диапазон устройства составляет от -84 дБм до -35 дБм, при этом мощность на входе детектора с помощью внешнего аттенюатора устанавливается не более -21 дБм. Мощность шума на выходе криоблока в зависимости от его режима («теплый» или «холодный») и сигнала на входе («небо» или согласованная нагрузка 300 К) составляет от -68 дБм до -53 дБм, что попадает в динамический диапазон устройства.

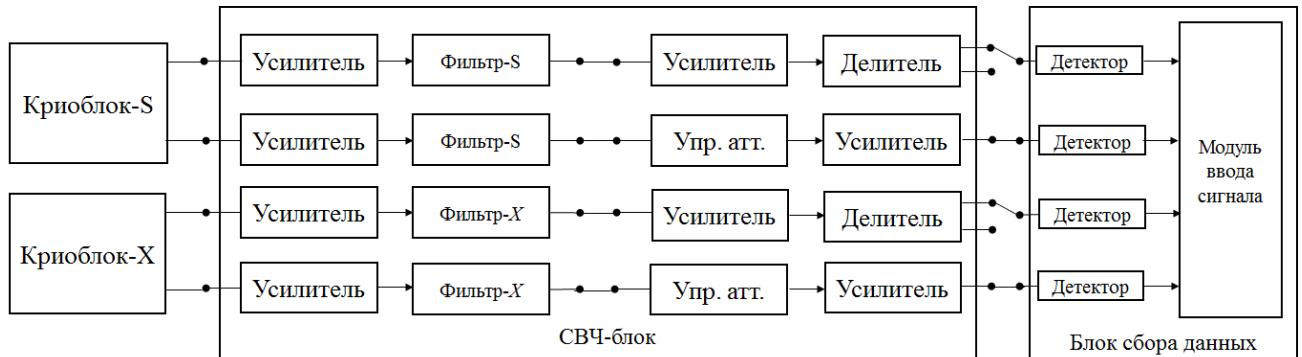


Рисунок 3.20 — Схема контроля выходной мощности двух каналов криоблока в S/X-диапазонах с помощью устройства контроля параметров

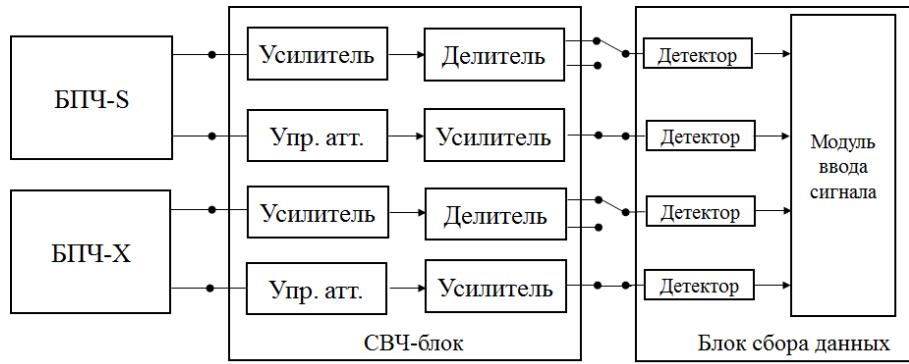


Рисунок 3.21 — Схема контроля выходной мощности двух каналов БПЧ в S/X-диапазонах с помощью устройства контроля параметров

В режиме контроля коэффициента передачи G (и его стабильности) измеряются мощности шумовых сигналов на входе $P_{\text{вх}}$ и на выходе измеряемого устройства $P_{\text{вых}}$ (рисунок 3.22). Опорный сигнал генератора шума фильтруется (в требуемом частотном диапазоне) и усиливается до уровня, необходимого для его измерения. Далее сигнал разделяется и измеряется на входе и после прохода через измеряемое устройство. Динамический диапазон измерения коэффициента передачи определяется динамическим диапазоном блока сбора данных (от -42 дБм до -21 дБм). Мощность опорного сигнала $P_{\text{вх}}$ с помощью аттенюатора устанавливается на верхнюю границу динамического диапазона детектора (-21 дБм) для увеличения точности измерений. Динамический диапазон расширяется за счет установки внешних аттенюаторов до и после измеряемого устройства (рисунок 3.22), суммарное ослабление аттенюаторов $L_{\text{att}} = L_{\text{att1}} \cdot L_{\text{att2}}$ выбирается приблизительно равным коэффициенту передачи G устройства для обеспечения близких уровней мощности сигналов на выходах детекторов. Коэффициент передачи G вычисляется по формуле

$$G = P_{\text{вых}} \cdot L_{\text{att1}} \cdot L_{\text{att2}} / P_{\text{вх}}. \quad (3.4)$$

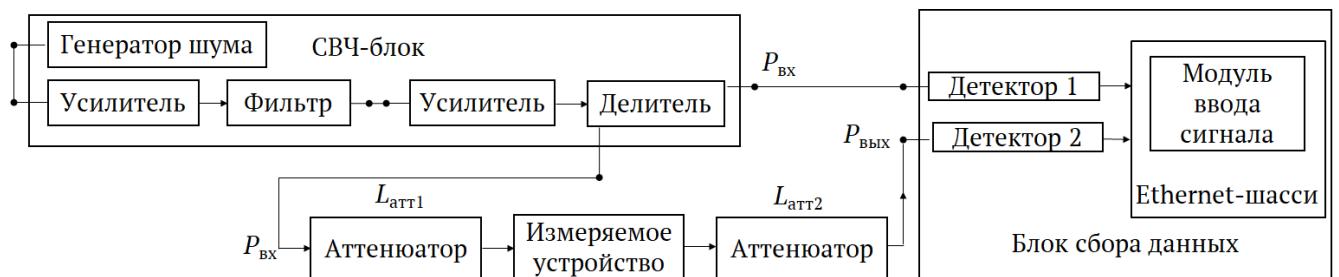


Рисунок 3.22 — Схема контроля коэффициента передачи G с помощью устройства контроля параметров [A9]

КСВН на выходах делителя составляет не более 1.6, на входе детектора — не более 1.2. Для улучшения согласования тракта с измеряемым объектом на выходах делителя и входе детектора устанавливаются аттенюаторы с суммарным ослаблением $L_{\text{атт}}$, с аттенюаторами 10 dB КСВН составляет не более 1.09. До начала измерения производится калибровка: сигналы с выходов делителя подключаются к детекторам, тем самым учитывается неидентичность каналов. Таким образом, погрешность измерения коэффициента передачи определяется точностью внешнего аттенюатора, устанавливаемого после измеряемого устройства, и составляет ± 0.3 dB. Относительная погрешность измерения стабильности коэффициента передачи составляет от $3 \cdot 10^{-5}$ при мощности -22 dBm на входе блока сбора данных до $3 \cdot 10^{-3}$ при мощности -42 dBm на интервале 0.1 с.

Для контроля шумовой температуры и её стабильности на вход блока приемной системы попаременно подаются сигналы от генератора шума с шумовой температурой T_t и согласованной нагрузки (С.Н.) с шумовой температурой $T_x = 300$ K с помощью переключателя, управляемого сигналом модуляции, генерируемом в блоке сбора данных (рисунок 3.23). Выходная мощность блока приемной системы усиливается и измеряется раздельно на двух полупериодах модуляции, соответствующих двум разным источникам входного сигнала P_t и P_x . Шумовая температура $T_{\text{ш}}$ рассчитывается по формуле (1.18). При измерениях шумовой температуры на выход переключателя устанавливается аттенюатор $L_{\text{атт}} = 23$ dB для получения шумовой температуры генератора шума около $T_t = 1000$ K.

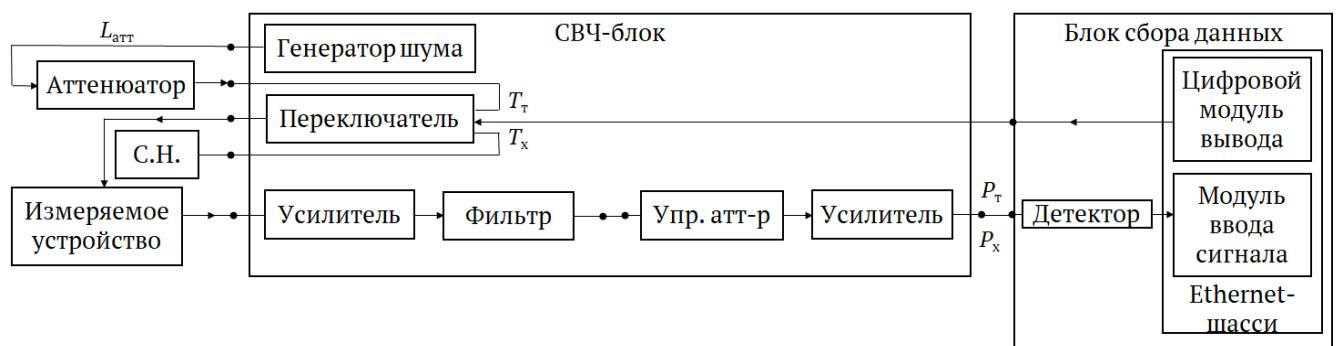


Рисунок 3.23 — Схема контроля шумовой температуры $T_{\text{ш}}$ с помощью устройства контроля параметров [A9]

Погрешность измерения шумовой температуры $\Delta T_{\text{ш}}$ определяется по формуле:

$$\Delta T_{\text{ш}} = \sqrt{\left(\frac{T_{\text{т}} - T_{\text{x}}}{(n-1)^2} \cdot \Delta n\right)^2 + \left(\frac{\Delta T_{\text{т}}}{n-1}\right)^2 + \left(\frac{n \cdot \Delta T_{\text{x}}}{n-1}\right)^2} \quad (3.5)$$

где n — отношение мощностей при «теплой» нагрузке с температурой $T_{\text{т}}$ и «холодной» нагрузке с температурой T_{x} на входе измеряемого устройства.

Шумовая температура генератора шума $T_{\text{т}} = 905$ К измерена измерителем коэффициента шума с погрешностью $\Delta T_{\text{т}} = \pm 7$ К, после прогрева изменение за час $\Delta T_{\text{т}} = 1$ К. Температура согласованной нагрузки $T_{\text{x}} = 300$ К определяется погрешностью $\Delta T_{\text{x}} = \pm 1$ К, изменение за час $\Delta T_{\text{x}} = 1$ К. Погрешность измерения отношения мощностей Δn на линейном участке характеристики детектора определяется кратковременной погрешностью измерения мощности $\Delta n = 1.5 \cdot 10^{-4}$ (1 с), переключение между «теплой» и «холодной» нагрузками происходит в течение 1 с. При подстановке значений в формулу (3.5), получим погрешность измерения $\Delta T_{\text{ш}} = \pm 4$ К для $T_{\text{ш}} = 10$ К, $\Delta T_{\text{ш}} = \pm 9,5$ К для $T_{\text{ш}} = 500$ К.

Установка устройства контроля в приемную систему радиотелескопа РТ-13 по схеме, показанной на рисунке 3.24, позволяет независимо контролировать коэффициенты усиления основных блоков: криогенного приемного фокального блока (КПФБ) и блока преобразования частот (БПЧ). Для этого опорный шумовой сигнал вводится в КПФБ и измеряется на выходе блоков через направленные ответвители (НО). Данная схема позволяет также проводить контроль шумовой температуры КПФБ и параметров радиотелескопа по высокой частоте (исключая БПЧ). Уровень сигнала на выходе КПФБ при включенном и выключенном генераторе шума регулируется управляемым аттенюатором в СВЧ-блоке.

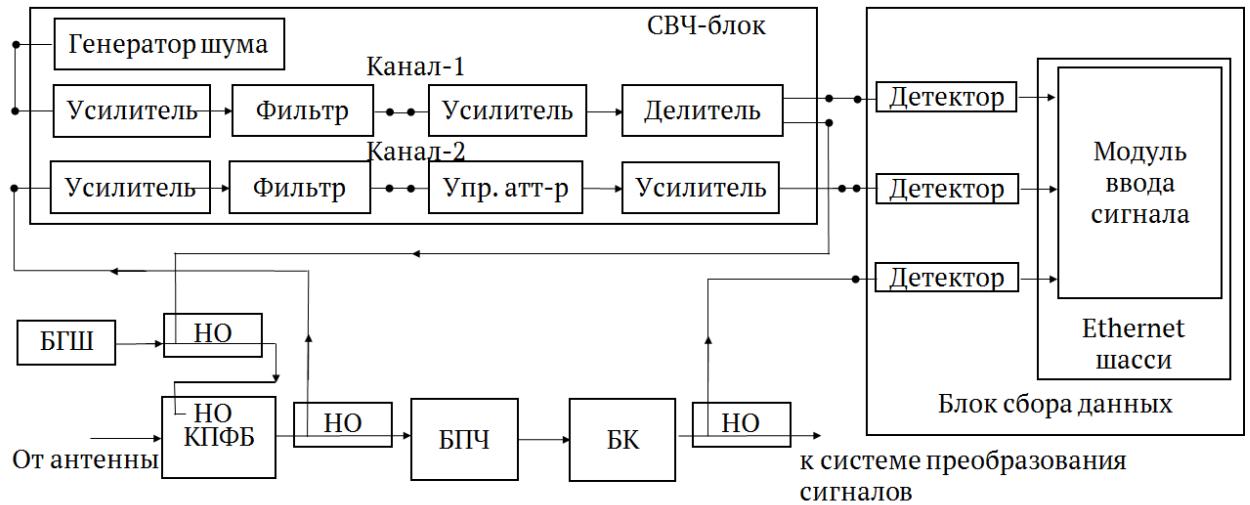


Рисунок 3.24 — Схема контроля коэффициентов усиления блоков приемной системы РТ-13 [A9]

Для компенсации измеряемой нестабильности коэффициента усиления приемной системы автором предложен метод, схема реализации которого представлена на рисунке 3.25. На ней использован переключатель перед вводом опорного шумового сигнала в приемную систему, частота модуляции $f_m = 1$ кГц. В один полупериод модуляции измеряется коэффициент усиления приемной системы, а в другой измеряется сигнал от антенны. В первый полупериод модуляции к переключателю подключается опорный шумовой сигнал $P_{вх}$, мощность которого измеряется первым каналом блока сбора данных, выходная мощность $P_{вых1}$ измеряется вторым каналом, вычисляется коэффициент усиления приемной системы $G = P_{вых1}/P_{вх}$. Во второй полупериод модуляции измеряется сигнал от антенны $P_{вых2}$ третьим каналом блока сбора данных. Мощности $P_{вых1}$ и $P_{вых2}$ измеряются разными детекторами на разных полупериодах модуляции для работы в одной точке динамического диапазона блока сбора данных. Разница мощностей компенсируется переходным ослаблением направленного ответвителя (20 дБ), устанавливаемом на выходе приемной системы (см. рисунок 3.25). Для измерения и устранения нестабильности отдельного каскада приемной системы для дополнительного усиления его выходной сигнал подается на вход усиительного канала 2 устройства, как на рисунке 3.24.

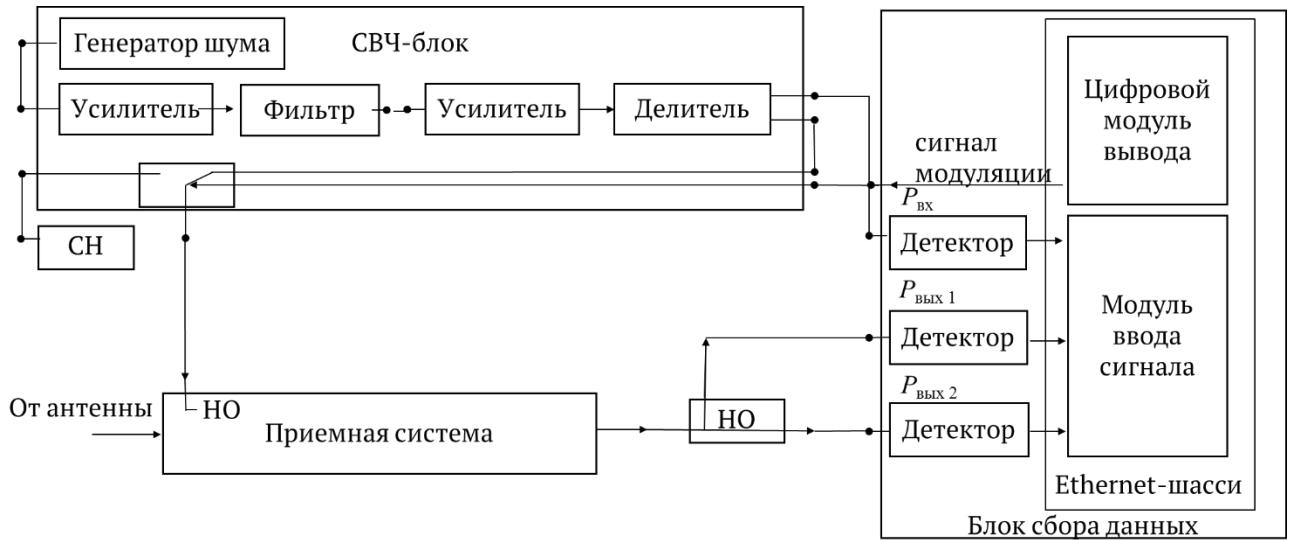


Рисунок 3.25 — Схема контроля и компенсации нестабильности коэффициента усиления приемной системы

Исходя из формулы (1.7), измеренные относительные (нормированные на среднее значение) флюктуации коэффициента усиления $\Delta G/G$ можно вычесть из относительных флюктуаций выходной мощности $\Delta P/P$ приемной системы для получения «чистого» полезного сигнала ΔT от антенны.

По сравнению с модуляционным радиометром с пилот-сигналом, в предложенной схеме измеряется нестабильность опорного шумового сигнала, и она не оказывает влияния на результат, также не требуется компенсация генератором шума выходного сигнала приемной системы (равенство T_a и T_s в формуле 1.9). Кроме того, разработанное устройство позволяет компенсировать нестабильность коэффициента усиления у приемной системы, изначально не спроектированной для работы в модуляционном режиме (например, приемные системы РТ-13) [74].

3.4.3 Результаты испытаний устройства контроля параметров

Для оценки стабильности коэффициента передачи самого устройства контроля, использовалась схема, приведенная на рисунке 3.22, где шумовой сигнал с выходов делителя подавался напрямую на оба детектора без измеряемого устройства и определялось отношение этих сигналов. На рисунке 3.26, *а* представлены результаты измерения собственной нестабильности коэффициента передачи устройства (1) в сравнении с другими измерительными системами: (2) — измеритель мощности N1914A с датчиком 8487D и генератор Keysight 8257D (на одной частоте) и (3) — векторный анализатор це-

пей R&S ZVA40 (измерение среднего коэффициента передачи в полосе 1 ГГц) — (3). Собственная нестабильность устройства (1) удовлетворяет требованию не более $3 \cdot 10^{-5}$ (см. таблицу 1.4) и несколько лучше таковой анализатора цепей (3) и несколько хуже стабильности специализированного измерителя мощности (2).

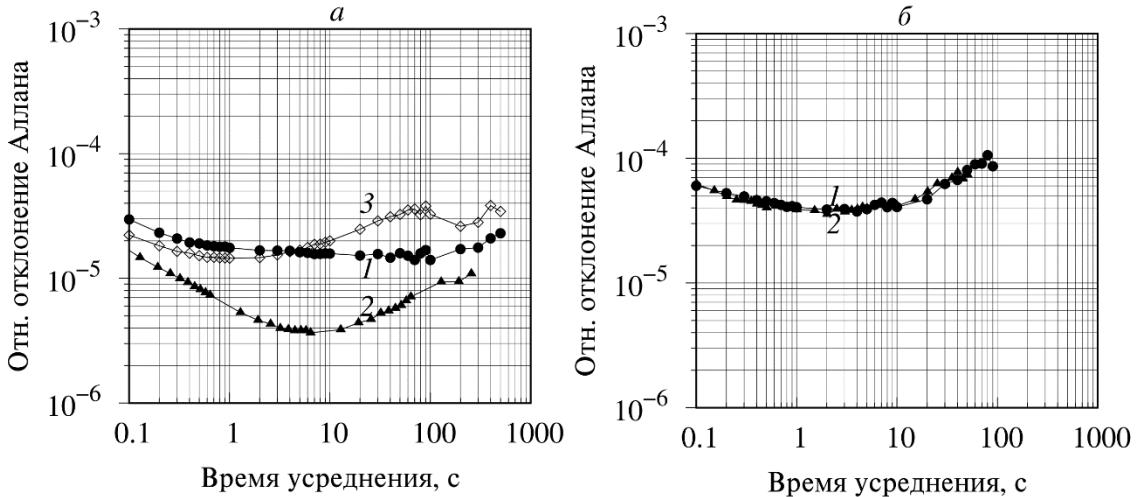


Рисунок 3.26 — а) Собственная нестабильность коэффициента передачи систем: 1 — устройство контроля; 2 — измеритель мощности с генератором; 3 — векторный анализатор цепей. б) Нестабильность коэффициента усиления приемной системы X-диапазона РТ-13, измеренная: 1 — устройством контроля; 2 — измерителем мощности с генератором [A9]

На рисунке 3.26, б представлены результаты измерения стабильности коэффициента усиления приемной системы X-диапазона РТ-13, измеренной устройством контроля (1) и измерителем мощности с генератором (2), графики совпадают. Полученные результаты свидетельствуют о возможности использования устройства контроля для измерения стабильности приемных систем.

На рисунке 3.27 представлены результаты измерений шумовой температуры $T_{ш}$ приемных систем РТ-32 с помощью устройства контроля по схеме, приведенной на рисунке 3.23. На рисунке 3.27, а представлено измерение шумовой температуры криоблока X-диапазона при его охлаждении во время выхода на режим, а на рисунке 3.27, б — нестабильность шумовой температуры на режиме, $T_{ш} = 11$ К. Погрешность измерения кратковременных вариаций шумовой температуры $\Delta T_{ш} = 0.07$ К ($\tau = 1$ с) у устройства (1) выше, чем у анализатора коэффициента шума Keysight N8976B с генератором шума 15 дБ (2), $\Delta T_{ш} = 0.4$ К ($\tau = 1$ с) за счет измерения в широкой полосе и отсутствия «мертвого

времени» при сканировании узкополосным фильтром 4 МГц полосы 1 ГГц (см. п. 3.2.3). Результаты соответствуют расчетной по формуле (3.5) погрешности, обусловленной погрешностью измерения Δn . Для устройства при $\tau=1$ с $\Delta n = 1.5 \cdot 10^{-4}$, для анализатора $\Delta n = 1.2 \cdot 10^{-3}$.

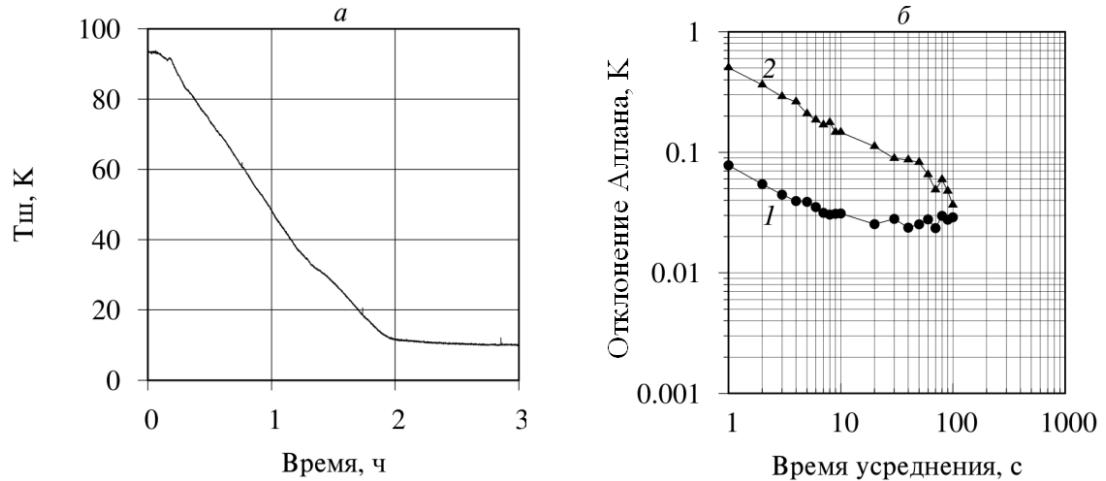


Рисунок 3.27 — а) Шумовая температура криоблока X -диапазона РТ-32 при охлаждении; б) Нестабильность шумовой температуры криоблока X -диапазона РТ-32, измеренная: 1 — устройством контроля; 2 — анализатором коэффициента шума [A9]

Метод измерения и компенсации коэффициента усиления приемной системы (рисунок 3.25) проверен при измерении широкополосного криогенного приемного фокаль-ного блока. На рисунке 3.28 представлены расчеты отклонения Аллана для относитель-ных флюктуаций выходной мощности $\Delta P/P$ криоблока в диапазоне 8–9 ГГц: 1 — исход-ного сигнала в режиме полной мощности, 2 — в режиме компенсации нестабильности коэффициента передачи по формуле (1.7). При времени усреднения $\tau=0.1$ с СКО сигнала 2 больше за счет уменьшения времени накопления в 2 раза. На интервалах усреднения τ более 1 с стабильность сигнала 2 лучше до 2.5 раз за счет устранения нестабильности коэффициента усиления криогенного блока.

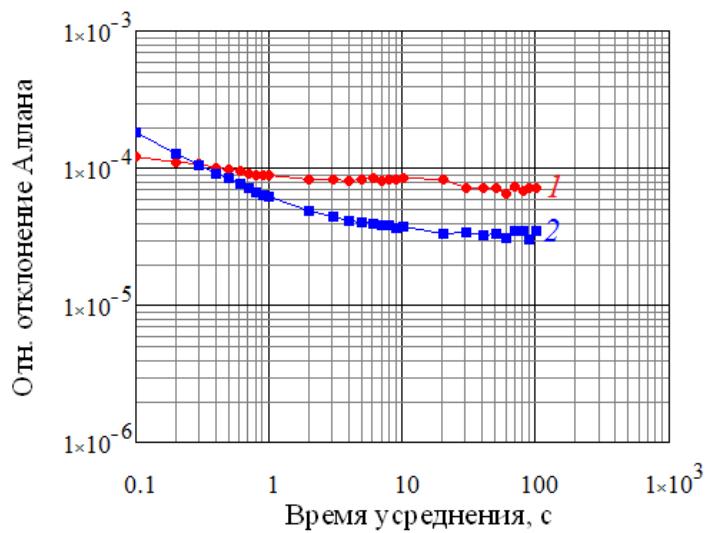


Рисунок 3.28 — Нестабильность выходного сигнала широкополосного криогенного приемного фокального блока в диапазоне 8–9 ГГц: 1 — в режиме полной мощности, 2 — в режиме компенсации нестабильности коэффициента усиления

Разработанное устройство позволяет контролировать основные параметры (выходную мощность, коэффициент передачи, шумовую температуру) приемных систем *S/X*-диапазонов и их отдельных блоков и обеспечивает требуемый уровень точности для измерения их стабильности. Блок сбора данных может применяться для контроля выходной мощности приемных систем и других диапазонов длин волн. Для измерений параметров отдельных блоков других диапазонов необходимо изготовление СВЧ-блока с другими фильтрами. Установка устройства в приемную систему позволит независимо контролировать работоспособность отдельных блоков, не разбирая приемной системы, что особенно важно для приемной системы РТ-13, требующей для этого демонтаж всего фокального модуля. Компенсация измеряемой нестабильности коэффициента усиления позволяет повысить чувствительность приемной системы.

3.5 Выводы

1. Создан аппаратно-программный комплекс, позволяющий проводить исследования амплитудной и фазовой стабильности приемных систем и их отдельных каскадов.
2. Разработаны программы расчета дисперсии Аллана, спектральной плотности мощности и корреляционных функций по файлу записи сигналов приемной системы.
3. Разработаны программы управления измерительными приборами и регистрации потока данных их измерений, позволяющие проводить измерения стабильности ха-

рактеристик приемных систем радиотелескопов и их каскадов с требуемой погрешностью: измерения стабильности мощности в диапазоне частот 0.1–34 ГГц с погрешностью лучше $3 \cdot 10^{-5}$ с помощью измерителя мощности, спектрально-селективную регистрацию с помощью анализатора спектра, измерения стабильности фазы с погрешностью лучше 0.06° , групповой задержки усилительных каскадов с погрешностью лучше 0.2 пс и групповой задержки устройств с преобразованием частоты с погрешностью лучше 0.7 пс помощью векторного анализатора цепей (двухчастотным методом).

4. Разработано многоканальное устройство радиометрического контроля, позволяющее регистрировать выходную мощность приемных систем РТ-13 в полосе ПЧ по всем восьми каналам одновременно с погрешностью лучше $3 \cdot 10^{-5}$.

5. Разработано устройство контроля параметров приемных систем S/X-диапазонов РТ-32 или РТ-13, позволяющее измерять стабильность выходной мощности, коэффициентов передачи, шумовой температуры приемных систем и их отдельных блоков на радиотелескопах.

6. Разработан и реализован метод компенсации нестабильности коэффициента усиления приемной системы с помощью устройства контроля параметров, позволяющий повысить чувствительность радиометра на интервалах усреднения более 1 секунды.

Глава 4. Стабильность приемных систем радиотелескопов

В соответствии с разработанными в главе 2 методиками с применением созданного аппаратно-программного комплекса (глава 3) проведены исследования амплитудной, фазовой стабильности и стабильности групповой задержки трех типов приемных систем радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО»: 1) приемных систем *S/X*-диапазонов радиотелескопа РТ-32, 2) трехдиапазонной и 3) широкополосной приемных систем радиотелескопа РТ-13. Задачей исследований являлось определение основных источников нестабильности приемных систем и выработка предложений по улучшению стабильности. Проведены измерение и сравнение чувствительности приемной системы *S*-диапазона радиотелескопа РТ-32 в режиме полной мощности и в модуляционном режиме. Представлены результаты исследований стабильности групповой задержки приемных систем в составе лабораторного макета радиоинтерферометра, когда обе приемные системы размещены рядом, и такой макет назван радиоинтерферометром с нулевой базой.

4.1 Амплитудная стабильность приемных систем радиотелескопов

Стабильность выходной мощности приемных систем измерялась измерителем мощности Keysight N1914A с датчиками мощности 8487D, при этом на входе приемных систем радиотелескопа РТ-32 была установлена согласованная нагрузка, а на входе приемных систем радиотелескопа РТ-13 — широкоапertureная согласованная нагрузка (поглотитель, помещенный в ёмкость). Для исследований флюктуаций коэффициента усиления приемной системы гармонический сигнал подавался на вход приемной системы через направленный ответвитель и выходная мощность регистрировалась датчиками мощности в соответствии с методикой п. 2.2. Применялись направленные ответвители с переходным ослаблением $L_{HO} = 20$ дБ и КСВН не более 1.3. Значения КСВН входов и выходов исследуемых блоков приемных систем не превышает 1.7. Мощность на выходе генератора сигналов и блоков приемной системы подбиралась близкой по уровню с помощью внешних аттенюаторов в диапазоне -30 дБм... -20 дБм, в котором измерителем мощности обеспечивается относительная погрешность измерений не более $\Delta P/P \leq 3 \cdot 10^{-5}$ (см. пп. 1.5 и 3.2.2).

4.1.1 Амплитудная стабильность приемных систем S -, X -диапазонов радиотелескопа РТ-32

Результаты исследования амплитудной стабильности приемников S -, X -диапазонов радиотелескопа РТ-32 представлены на рисунке 4.1 как зависимости отклонения Аллана $\sigma_{\text{AO}}(\tau)$ для относительной стабильности коэффициентов передачи $\Delta G/G$ (формула (2.9)). Собственная нестабильность измерителя мощности $\Delta P_{\text{изм}}/P_{\text{изм}}$ измерялась путем подачи одного сигнала от генератора на два датчика мощности и вычислением отклонения Аллана отношения показаний датчиков (см.п. 3.22) и представлена на графике 1 рисунка 4.1, стабильность измерителя выше измеряемой стабильности блоков приемной системы.

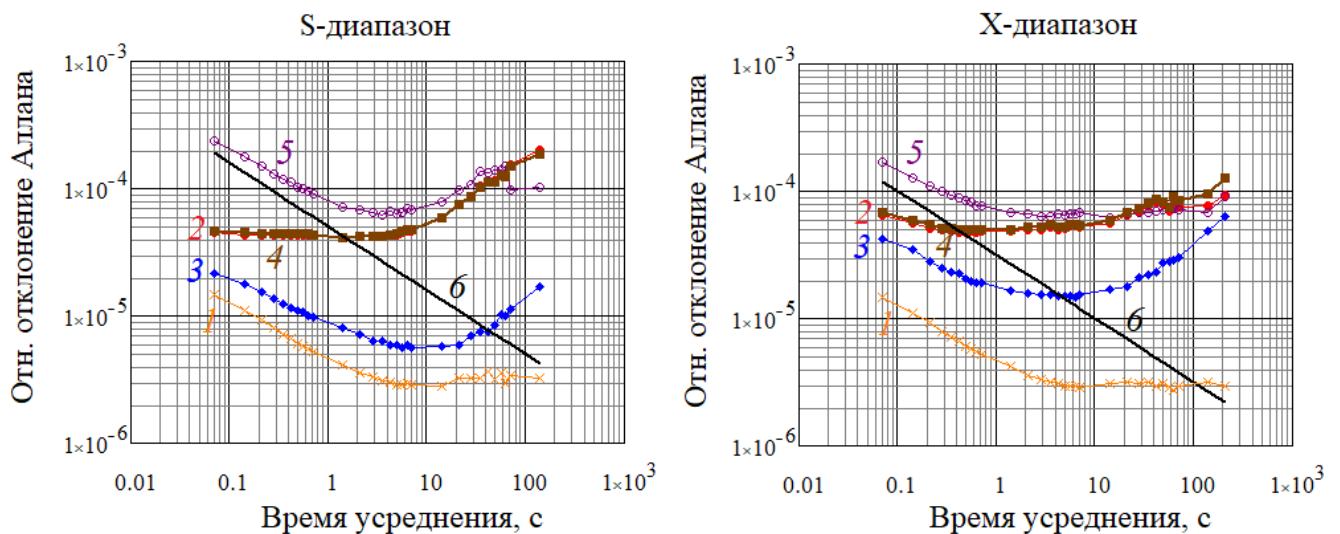


Рисунок 4.1 — Амплитудная нестабильность приемной системы РТ-32 S -диапазона (слева) и X -диапазона (справа): 1 — отношения показаний двух датчиков мощности; 2 — КУ криоблока, 3 — КУ блока преобразования частоты, 4 — КУ приемной системы, 5 — выходной мощности приемной системы, 6 — теоретический случай белого шума для рабочей полосы (400 МГц для S -диапазона и 1 ГГц для X -диапазона)

Из рисунка 4.1 видно, что флюктуации коэффициента усиления криоблока $\Delta G_1/G_1$ (график 2) превышают флюктуации блока преобразования частоты $\Delta G_2/G_2$ (график 3). Флюктуации КУ криоблока $\Delta G_1/G_1$ (графики 2) имеют вид фликкер-шума (отклонение Аллана — константа) до времени усреднения $\tau \approx 10$ с для приемников S - и X -диапазонов. На больших интервалах для приемника S -диапазона проявляется шум $1/f^2$ (подъем отклонения Аллана 5 дБ/декада), для приемника X -диапазона рост отклонения Аллана менее значителен. Стабильность общего коэффициента усиления $\Delta G/G$ приемной системы

(график 4) определяется в основном криоблоком. Флуктуации полной мощности $\Delta P/P$ (5) определяются суммой флуктуаций общего КУ $\Delta G/G$ (5) и теоретического случая белого шума $1/\sqrt{\Delta f\tau}$ (6) — см. формулу (2.8), для S -диапазона $\Delta f = 400$ МГц, для X -диапазона $\Delta f = 1$ ГГц. Флуктуации шумовой температуры $\Delta T_{\text{сист}}/T_{\text{сист}}$ и измерителя $\Delta P_{\text{изм}}/P_{\text{изм}}$ незначительны. Белый шум в флуктуациях $\Delta P/P$ преобладает на интервале до 2 с. Это оптимальное время накопления $\tau_{\text{опт}}$ выходного сигнала приемной системы, при котором достигается минимальное отклонение Аллана $\Delta P/P = 8 \cdot 10^{-5}$. Расчетная чувствительность $\Delta T_{\text{расч}}$ (формула (1.5)) при $T_{\text{пр}} = 10$ К на времени усреднения $\tau = 1$ с для S -диапазона составляет $\Delta T_{\text{расч}} = 0.5$ мК, для X -диапазона при $T_{\text{пр}} = 12$ К, $\Delta T_{\text{расч}} = 0.4$ мК. Измеренная флуктуационная чувствительность ΔT для приемных систем S -, X -диапазонов составила $\Delta T = 0.8$ мК.

4.1.2 Амплитудная стабильность трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа РТ-13

Результаты исследования флуктуаций КУ трехдиапазонной приемной системы [A1] представлены на рисунке 4.2 в виде графиков $\sigma_{\text{AO}}(\tau)$ — зависимости отклонения Аллана относительных флуктуаций $\Delta G/G$ от времени усреднения τ . Поскольку для трехдиапазонной приемной системы криоблок совмещен с облучателем, в S -диапазоне велико влияние помех мобильной связи [A14], поэтому измерения проводились в компактной безэховой камере [A6] с установкой на выходе криоблока фильтра с полосой пропускания 100 МГц, не содержащей помех.

На рисунке 4.2 приведены $\sigma_{\text{AO}}(\tau)$ относительных флуктуаций: 1 — отношения показаний двух датчиков мощности $\Delta P_{\text{изм}}/P_{\text{изм}}$, 2 — КУ криоблока $\Delta G_1/G_1$, 3 — КУ блока преобразования частоты $\Delta G_2/G_2$, 4 — КУ блока коммутации $\Delta G_3/G_3$, 5 — общего КУ $\Delta G/G$ приемной системы, 6 — полной выходной мощности $\Delta P/P$, 7 — теоретического случая белого шума $1/\sqrt{\Delta f\tau}$ (при отсутствии флуктуаций КУ) в полосе 1 ГГц (для S -диапазона в полосе 100 МГц). Измеренные флуктуации общего КУ $\Delta G/G$ (5) совпадают с суммой флуктуаций относительных КУ каскадов $\Delta G_i/G_i$ (графики 2, 3, 4) и их ковариаций K_{ij} (формула (2.11)). Взаимные ковариации флуктуаций блоков K_{23} , K_{34} , K_{24} представлены на графиках 8, 9, 10 на рисунке 4.2 (справа), их влияние на флуктуации общего КУ $\Delta G/G$ незначительно. Относительные флуктуации полной мощности $\Delta P/P$ (6) определяются суммой относительных флуктуаций общего КУ $\Delta G/G$ (5) и теоретического

случая белого шума $1/\sqrt{\Delta f \tau}$ (7). Флуктуации шумовой температуры $\Delta T_{\text{сист}}/T_{\text{сист}}$ и измерителя $\Delta P_{\text{изм}}/P_{\text{изм}}$ незначительны. Преобладающим источником флуктуаций являются флуктуации типа фликкер-шума криогенного блока $\Delta G_1/G_1$ (2), отклонение Аллана — константа. Флуктуации блока преобразования частоты S -диапазона $\Delta G_2/G_2$ — меньше. Флуктуации блока преобразования частоты (3) X - и Ka -диапазонов на некоторых интервалах времени усреднения близки к флуктуациям криогенного блока: для X -диапазона на интервалах более 20 с, для Ka -диапазона на интервалах менее 1 с. Флуктуации блока коммутации $\Delta G_3/G_3$ (4) незначительны.

Оптимальное время накопления $\tau_{\text{опт}}$ выходного сигнала приемной системы, при котором достигается минимум отклонения Аллана относительных флуктуаций $\Delta P/P = 10^{-4}$ в S -, X - и Ka -диапазонах составляет 1 с. Флуктуационная чувствительность ΔT приемной системы S -диапазона при $T_{\text{пр}} = 20$ К [A17] и времени усреднения $\tau = 1$ с составляет $\Delta T = 2$ мК ($\Delta T_{\text{расч}} = 1$ мК), а чувствительность приемной системы X -диапазона при $T_{\text{пр}} = 17$ К составляет $\Delta T = 1.7$ мК ($\Delta T_{\text{расч}} = 0.5$ мК), чувствительность приемной системы Ka -диапазона при шумовой температуре $T_{\text{пр}} = 50$ К составляет $\Delta T = 6$ мК ($\Delta T_{\text{расч}} = 1.6$ мК). Отличие флуктуационной чувствительности от расчетной объясняется нестабильностью КУ приемных систем.

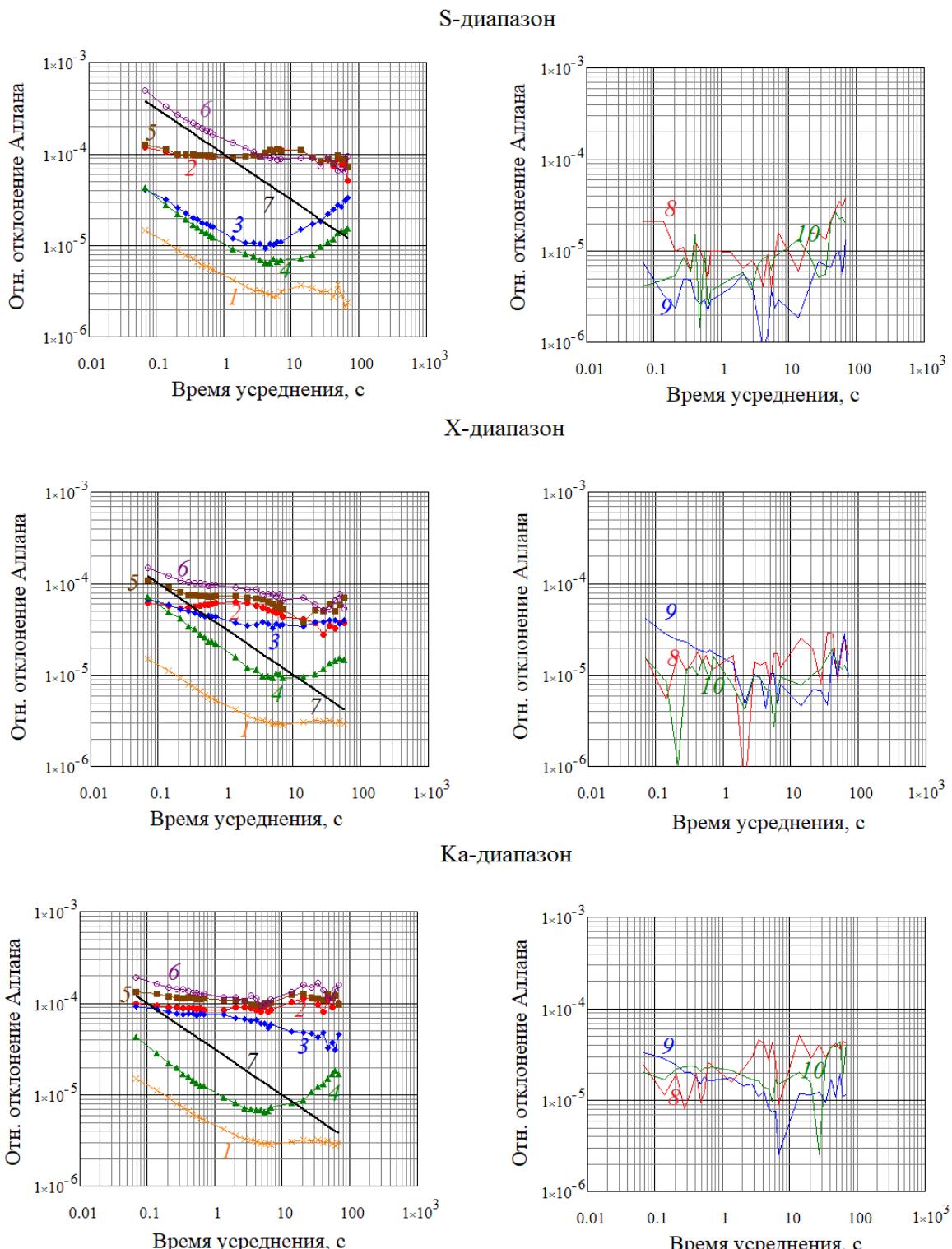


Рисунок 4.2 — Амплитудная нестабильность трехдиапазонной приемной системы РТ-13: 1 — отношения показаний двух датчиков мощности, 2 — КУ криоблока, 3 — КУ блока преобразования частоты, 4 — КУ блока коммутации, 5 — КУ приемной системы, 6 — выходной мощности приемной системы, 7 — теоретический случай белого шума для полосы частот (100 МГц для S-диапазона и 1 ГГц для X- и Ka-диапазонов), 8 — ковариация K_{23} , 9 — ковариация K_{34} , 10 — ковариация K_{24} .

4.1.3 Амплитудная стабильность широкополосной приемной системы радиотелескопа РТ-13

Результаты исследования амплитудных флюктуаций широкополосной приемной системы на частоте 7.5 ГГц представлены на рисунке 4.3 в виде графиков $\sigma_{AO}(\tau)$ — зависимости отклонения Аллана относительных флюктуаций от времени усреднения τ : 1 — отношения показаний двух датчиков мощности $\Delta P_{изм}/P_{изм}$, 2 — КУ криоблока $\Delta G_1/G_1$, 3 — КУ блока делителей $\Delta G_2/G_2$, 4 — КУ блока преобразования частот $\Delta G_3/G_3$, 5 — общего КУ приемной системы $\Delta G/G$, 6 — полной выходной мощности $\Delta P/P$, 7 — теоретического случая белого шума $1/\sqrt{\Delta f \tau}$ (при отсутствии флюктуаций КУ) в полосе $\Delta f = 1$ ГГц. Преобладающим источником амплитудных флюктуаций являются флюктуации типа фликкер-шума криоблока $\Delta G_1/G_1$ (2) [A2], отклонение Аллана — константа, вклад флюктуаций блока делителей $\Delta G_2/G_2$ (3) и блока преобразователей частот $\Delta G_3/G_3$ (4) меньше. Измеренные флюктуации общего КУ $\Delta G/G$ (5) совпадают с суммой флюктуаций относительных КУ каскадов $\Delta G_i/G_i$ 2, 3, 4 и их ковариаций K_{ij} (формула (2.11)). Флюктуации полной мощности являются суммой белого шума $1/\sqrt{\Delta f \tau}$ и флюктуаций общего КУ $\Delta G/G$ (формула (2.7)). Флюктуации шумовой температуры $\Delta T_{сист}/T_{сист}$ и измерителя $\Delta P_{изм}/P_{изм}$ незначительны.

Для сравнения методик анализа стабильности рассчитаны также спектральные плотности относительных флюктуаций коэффициентов усиления широкополосной приемной системы, результаты приведены на рисунке 4.4. Как видно по рисунку, белый шум (СПМ — $\text{const}(f)$) для измерителя мощности преобладает на интервале до 0.3 Гц (график 1, что соответствует $\tau = 3$ с на графике отклонения Аллана — рисунок 4.3), а для КУ блока делителей $\Delta G_2/G_2$ — на интервале до 3 Гц (график 3, что соответствует $\tau = 0.3$ с на графике отклонения Аллана — рисунок 4.3). СПМ флюктуаций КУ криоблока $\Delta G_1/G_1$ имеет вид $1/f$ (что соответствует $\sigma_A(\tau) = \text{const}(\tau)$ на графике отклонения Аллана — рисунок 4.3). Таким образом, анализ флюктуаций с помощью дисперсии Аллана и спектральной плотности мощности дает непротиворечивые результаты.

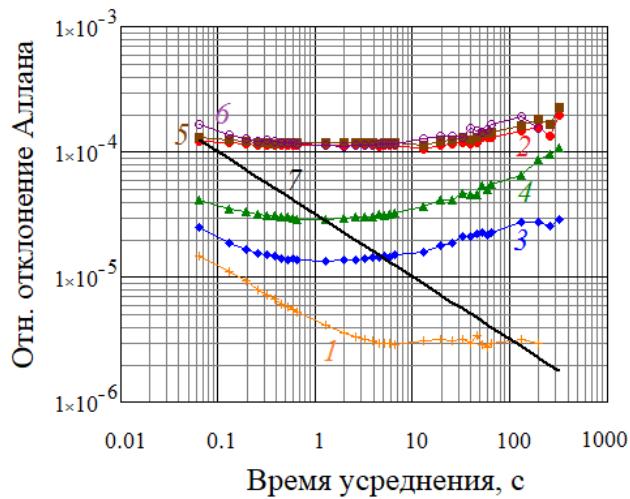


Рисунок 4.3 — Амплитудная нестабильность широкополосной приемной системы РТ-13: 1 — отношения показаний двух датчиков мощности, 2 — КУ криоблока, 3 — КУ блока делителей, 4 — КУ блока преобразования частот, 5 — КУ приемной системы, 6 — выходной мощности приемной системы, 7 — теоретический случай белого шума для рабочей полосы $\Delta f = 1$ ГГц

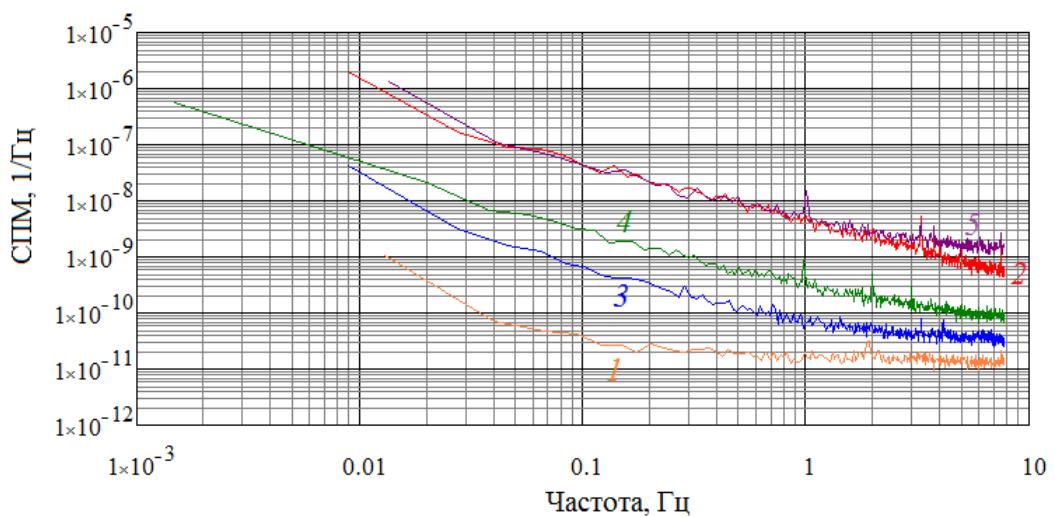


Рисунок 4.4 — Спектральная плотность относительных амплитудных флюктуаций широкополосной приемной системы РТ-13: 1 — отношения показаний двух датчиков мощности, 2 — КУ криоблока, 3 — КУ блока делителей, 4 — КУ блока преобразования частот, 5 — выходной мощности приемной системы

В [11] приведена спектральная плотность $S(f)$ относительных флюктуаций $\Delta G/G$ КУ криогенных усилителей, выполненных на основе InP-транзисторов (отметим, что усилители в трехдиапазонной приемной системе также выполнены на InP-транзисторах). При пересчете по формуле (1.14) для времени усреднения $\tau = 1$ с в [11]

для усилителя в диапазоне 4...8 ГГц получено $\sigma_{AO}(1) = 1.1 \cdot 10^{-4}$, а для усилителя в диапазоне 18...26 ГГц — $\sigma_{AO}(1) = 1.4 \cdot 10^{-4}$, что близко к результатам, полученным автором для трехдиапазонной и широкополосной приемных систем.

Результаты исследований амплитудной нестабильности приемных систем комплекса «Квазар-КВО» сведены в таблицу 4.1. Стандартной характеристикой радиометра является чувствительность при времени усреднения $\tau = 1$ с. Поэтому для всех блоков посчитаны стандартные СКО при времени усреднения $\tau = 1$ с при времени измерения $t_{изм} = 60$ с (запись разбивалась на участки длительностью $t_{изм} = 60$ с, на каждом из которых вычислялось СКО и найдено среднее значение этих СКО).

Таблица 4.1 — СКО амплитудной нестабильности приемных систем, время усреднения $\tau = 1$ с, время измерения $t_{изм} = 60$ с

| Радиотелескоп | РТ-32 | | РТ-13 | | | |
|-----------------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| | S | X | S | X | Ka | 3–16 ГГц |
| Диапазон | | | | | | |
| Приемник $\Delta G/G$ | $0.88 \cdot 10^{-4}$ | $0.97 \cdot 10^{-4}$ | $1.70 \cdot 10^{-4}$ | $1.01 \cdot 10^{-4}$ | $1.90 \cdot 10^{-4}$ | $2.00 \cdot 10^{-4}$ |
| Криоблок $\Delta G_1/G_1$ | $0.87 \cdot 10^{-4}$ | $0.92 \cdot 10^{-4}$ | $1.68 \cdot 10^{-4}$ | $0.80 \cdot 10^{-4}$ | $1.64 \cdot 10^{-4}$ | $1.90 \cdot 10^{-4}$ |
| БПЧ $\Delta G_2/G_2$ | $0.12 \cdot 10^{-4}$ | $0.29 \cdot 10^{-4}$ | $0.23 \cdot 10^{-4}$ | $0.60 \cdot 10^{-4}$ | $1.03 \cdot 10^{-4}$ | $0.57 \cdot 10^{-4}$ |
| Усил. блок $\Delta G_3/G_3$ | — | — | $0.15 \cdot 10^{-4}$ | $0.15 \cdot 10^{-4}$ | $0.15 \cdot 10^{-4}$ | $0.27 \cdot 10^{-4}$ |

Из таблицы 4.1 видно, что основным источником амплитудной нестабильности для трех типов приемных систем комплекса «Квазар-КВО» являются криогенные блоки.

4.2 Фазовая стабильность приемных систем радиотелескопов

4.2.1 Фазовая стабильность приемных систем S --, X -диапазонов радиотелескопа РТ-32

Результаты исследования фазовой стабильности приемных систем S --, X -диапазонов в соответствии с методикой п. 2.3 представлены на рисунке 4.5 как зависимости отклонения Аллана $\sigma_A(\tau)$ в градусах. Фазовая стабильность σ_ϕ приемных систем S --, X -диапазонов определяется флюктуациями фазы блока преобразования частот $\sigma_{\phi 2}$ (графики 2 и 2'), флюктуации фазы криоблоков $\sigma_{\phi 1}$ (графики 1 и 1') значительно меньше. СКО фазы не превышает 0.4° на получасовом интервале для приемной системы S -диапазона и 4.6° для приемной системы X -диапазона. Таким образом, при использовании двух таких приемных систем в составе радиоинтерферометра ухудшение отношения сигнал-шум SNR из-за фазовой нестабильности в соответствии с оценкой по формуле (1.32) составит 0.6% для приемной системы X -диапазона.

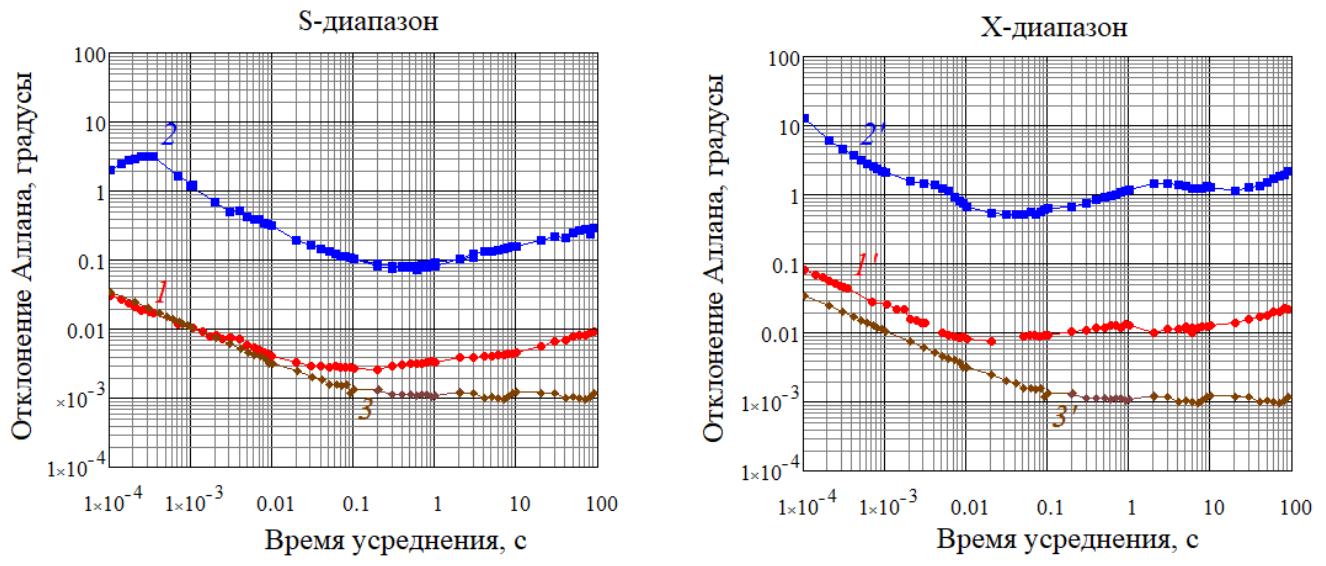


Рисунок 4.5 — Фазовая нестабильность приемной системы PT-32 S-диапазона (слева) и X-диапазона (справа): 1 — криоблока-*S*, 2 — блока преобразования частот-*S*, 3 — векторного анализатора цепей, 1' — криоблока-*X*, 2' — блока преобразования частот-*X*, 3' — векторного анализатора цепей

4.2.2 Фазовая стабильность трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа РТ-13

На рисунке 4.6 представлены результаты исследования фазовой стабильности трехдиапазонной приемной системы на примере приемной системы *Ка*-диапазона [A1]. Приведены $\sigma_A(\tau)$ фазовых флуктуаций: векторного анализатора R&S $\sigma_{\phi 0}$ (1), криоблока $\sigma_{\phi 1}$ (2), блока преобразования частот $\sigma_{\phi 2}$ (3), и блока коммутации $\sigma_{\phi 3}$ (4). Видно, что фазовые флуктуации блока преобразования частот $\sigma_{\phi 2}$ (3) являются преобладающими, флуктуации фазы криоблока $\sigma_{\phi 1}$ (2) значительно меньше. Флуктуации фазы блока коммутации $\sigma_{\phi 3}$ (4) практически совпадают с собственными флуктуациями векторного анализатора цепей $\sigma_{\phi 0}$ (1). Также непосредственно измерена фазовая нестабильность самих гетеродинов $\sigma_{\phi \text{ гет}}$ с помощью векторного анализатора цепей R&S путем сравнения фазы гетеродина с фазой генератора R&S. На рисунке 4.6 график 5 соответствует флуктуациям первого перестраиваемого гетеродина $\sigma_{\phi \text{ гет1}}$, настроенного на частоту 21.5 ГГц, а график 6 — флуктуациям второго фиксированного гетеродина $\sigma_{\phi \text{ гет2}}$ с частотой 5.5 ГГц. Таким образом, основным источником фазовой нестабильности в приемной системе *Ка*-диапазона является перестраиваемый гетеродин. Среднеквадратичное отклонение фазы выходного сигнала σ_{ϕ} приемной системы *Ка*-диапазона не превышает 4.2° на получасовом интервале.

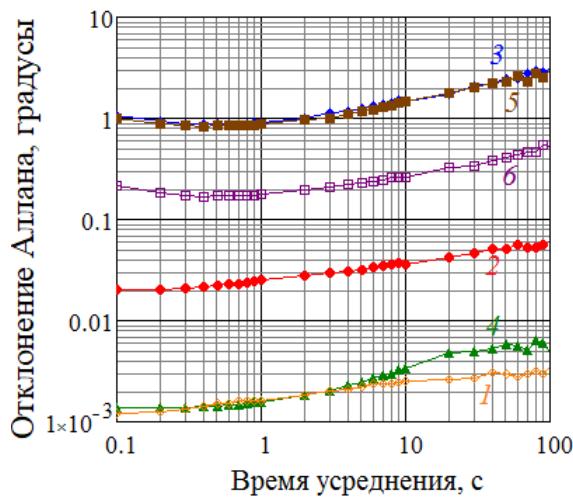


Рисунок 4.6 — Фазовая нестабильность приемной системы РТ-13 *Ка*-диапазона: 1 — векторного анализатора; 2 — криоблока; 3 — блока преобразования частоты; 4 — блока коммутации; 5 — перестраиваемого гетеродина; 6 — фиксированного гетеродина

Аналогичные исследования проведены в *S*- и *X*-диапазонах. Преобладающим источником фазовой нестабильности в *S*- и *X*-диапазонах также является перестраиваемый гетеродин. СКО флюктуаций фазы выходного сигнала приемной системы в *S*-диапазоне $\sigma_\phi = 0.6^\circ$, в *X*-диапазоне $\sigma_\phi = 2.3^\circ$ на получасовом интервале.

Для сравнения также проведены измерения фазовых шумов гетеродинов, а также вносимых фазовых шумов БПЧ в диапазоне 10 Гц – 10 МГц с помощью соответствующей опции анализатора спектра Keysight N9030A [40]. Интегральные значения фазовых шумов составили: для синтезатора *S*-диапазона $\sigma_\phi = 0.25^\circ$, для синтезатора *X*-диапазона $\sigma_\phi = 2^\circ$, БПЧ-*X* $\sigma_\phi = 2^\circ$, для синтезатора *Ка*-диапазона $\sigma_\phi = 4.7^\circ$, БПЧ-*Ка* $\sigma_\phi = 5.9^\circ$. Результаты оказались близки к полученным с помощью разработанной методики с применением векторного анализатора цепей. Основной вклад в фазовую нестабильность дает синтезатор (перестраиваемый гетеродин).

Для трехдиапазонных приемных систем ухудшение отношения сигнал/шум радиоинтерферометра из-за фазовой нестабильности в соответствии с оценкой по формуле (1.32) составит не более 1%.

4.2.3 Фазовая стабильность широкополосной приемной системы радиотелескопа РТ-13

На рисунке 4.7 представлены результаты исследования фазовой стабильности широкополосной приемной системы на частоте 7.5 ГГц. Приведены $\sigma_A(\tau)$ фазовых флюктуаций: 1 — векторного анализатора $\sigma_{\phi 0}$, 2 — криоблока $\sigma_{\phi 1}$, 3 — блока делителей

σ_{ϕ_2} , 4 —блока преобразования частот σ_{ϕ_3} , 5 — приемной системы σ_{ϕ} . Видно, что фазовые флуктуации типа фликкер-шума блока преобразования частот σ_{ϕ_3} (4) практически совпадают с флуктуациями приемной системы σ_{ϕ} (5). Фазовые флуктуации криоблока σ_{ϕ_1} (2) и блока делителей σ_{ϕ_2} (3) значительно меньше. Среднеквадратичное отклонение фазы σ_{ϕ} широкополосной приемной системы не превышает 2.7° на получасовом интервале, что при использовании двух таких приемников в соответствии с оценкой по формуле (1.32) приведет к ухудшению отношения сигнал-шум радиоинтерферометра на 0.2 %.

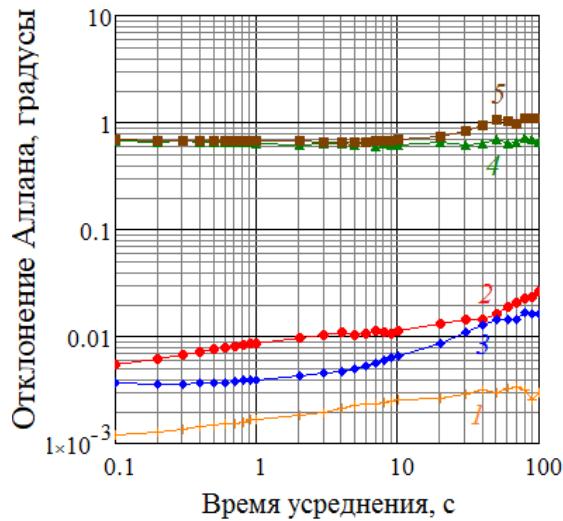


Рисунок 4.7 — Фазовая нестабильность широкополосной приемной системы РТ-13: 1 — векторного анализатора, 2 — криоблока, 3 — блока делителей, 4 — блока преобразования частот, 5 — приемной системы

Результаты исследований фазовой нестабильности приемных систем комплекса «Квазар-КВО» сведены в таблицу 4.2. Время наблюдения одного источника при РСДБ-наблюдениях обычно составляет не более 60 с, поэтому нестабильность фазы приведена для времени измерения $t_{изм} = 60$ с (запись разбивалась на участки длительностью $t_{изм} = 60$ с, на каждом из которых вычислялось СКО и найдено среднее значение этих СКО).

Таблица 4.2 — СКО фазовой нестабильности приемных систем, время усреднения $\tau = 0.1$ с, время измерения $t_{изм} = 60$ с, в градусах

| Радиотелескоп | РТ-32 | | РТ-13 | | | |
|------------------------------|-------|-------|---------------------|---------------------|---------------------|----------|
| Диапазон | S | X | S | X | Ka | 3—16 ГГц |
| Приемник σ_ϕ | 0.28 | 2.5 | 0.35 | 1.0 | 2.8 | 1.5 |
| Криоблок $\sigma_{\phi 1}$ | 0.013 | 0.046 | 0.012 | 0.010 | 0.065 | 0.021 |
| БПЧ $\sigma_{\phi 2}$ | 0.28 | 2.5 | 0.35 | 1.0 | 2.8 | 1.5 |
| Усил. блок $\sigma_{\phi 3}$ | — | — | $5.6 \cdot 10^{-3}$ | $5.6 \cdot 10^{-3}$ | $5.6 \cdot 10^{-3}$ | 0.012 |

Из таблицы 4.2 видно, что основным источником фазовой нестабильности для трех типов приемных систем комплекса «Квазар-КВО» являются блоки преобразования частоты.

4.3 Стабильность групповой задержки приемных систем радиотелескопов

Для проверки достоверности результатов измерений стабильности групповой задержки приемной системы, получаемых с применением векторного анализатора цепей R&S двухчастотным методом (см. п. 2.4), они были сопоставлены с результатами, получаемыми по штатной методике с применением пикосекундного импульса [75], пропущенного через весь тракт приемной системы, и выделенного программным обеспечением [76] из зарегистрированного широкополосной цифровой системой преобразования сигналов [9] выходного сигнала приемной системы в полосе ПЧ [A7] (рисунок 4.8).

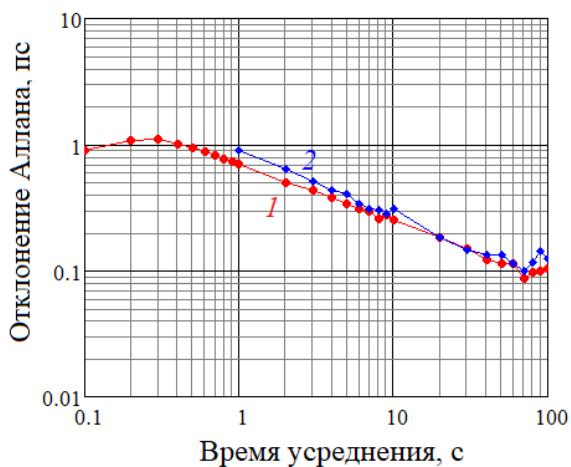


Рисунок 4.8 — Нестабильность задержки трехдиапазонной приемной системы X -диапазона, измеренная: 1 — векторным анализатором цепей R&S, 2 — с помощью пикосекундного импульса

Как видно из рисунка 4.8, нестабильность групповой задержки приемной системы, измеренная разными методами, совпадает, что свидетельствует о правильности измерений по разработанной методике.

Измерения задержки пикосекундного импульса с помощью широкополосной цифровой системой преобразования сигналов возможны только в её рабочей полосе ПЧ (1024–1536 МГц) и позволяют оценить нестабильность задержки только приемной системы в целом. Измерения задержки с помощью векторного анализатора цепей позволяют проводить исследования отдельных каскадов приемника, в том числе криогенных блоков, т.е. на СВЧ.

Результаты исследований стабильности групповой задержки блоков широкополосной приемной системы радиотелескопа в диапазоне 7–8 ГГц с применением векторного анализатора цепей в соответствии с методикой п. 2.4 представлены на рисунке 4.9. Нестабильность задержки криогенного приемного фокального блока измерена через направленный ответвитель, через вход для подачи сигнала генератора шума. Из рисунка видно, что нестабильность задержки блока преобразования частот σ_{t3} (3) превосходит нестабильность задержки криогенного блока σ_{t1} (1) и блока делителей σ_{t2} (2). Поскольку минимальным временем накопления при РСДБ-наблюдениях является интервал 10 с, а длительность обычного сеанса составляет один час, целесообразно привести результаты для данных условий. СКО на часовом интервале при усреднении на интервале 10 с для криогенного блока $\sigma_{t1} = 0.14$ пс, для блока делителей $\sigma_{t2} = 0.08$ пс, для блока преобразования частот $\sigma_{t3} = 0.17$ пс, для широкополосной приемной системы в целом 0.47 пс.

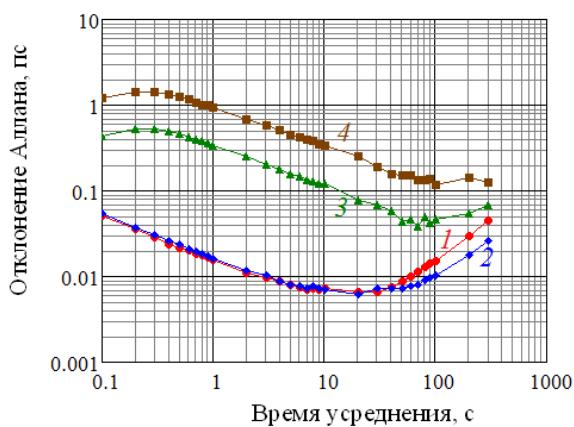


Рисунок 4.9 — Нестабильность групповой задержки широкополосной приемной системы РТ-13: 1 — криогенного блока, 2 — блока делителей, 3 — блока преобразования частот, 4 — приемной системы

Результаты исследований нестабильности групповой задержки блоков трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа на примере X-диапазона (в полосе 7–8 ГГц) представлены на рисунке 4.10. Нестабильность задержки криогенного блока измерена двумя способами: через облучатель по схеме, представленной на рисунке 2.15, и через направленный ответвитель, через вход для подачи сигнала генератора шума. Для измерения через облучатель (график 1 рисунка 4.10) по сравнению с измерением через ответвитель (график 1') заметно увеличение отклонения Аллана, особенно на малых временах усреднения. Оно связано с более сильной гармонической компонентой 1 Гц в спектре флюктуаций задержки (рисунок 4.11), связанной с колебаниями микрохладителя, а также кратным ей составляющим. Поскольку при измерениях через облучатель гармоника проявляется сильнее, чем при измерениях через направленный ответвитель, входной тракт криогенного блока — облучатель и вакуумное окно также подвержены этим колебаниям. При отключении микрокриогенной системы гармоники пропадают. При накоплении на интервале $\tau = 10$ с гармоническая компонента 1 Гц усредняется и СКО задержки на часовом интервале составляет $\sigma_{t1} = 0.11$ пс. СКО задержки блока преобразования частоты преобладает при усреднении на интервале $\tau = 10$ с на часовом интервале составляет $\sigma_{t3} = 0.18$ пс и превышает СКО криогенного блока. СКО задержки блока коммутации (график 4) незначительно и составляет $\sigma_{t4} = 0.02$ пс. СКО задержки приемной системы в целом составляет 0.3 пс.

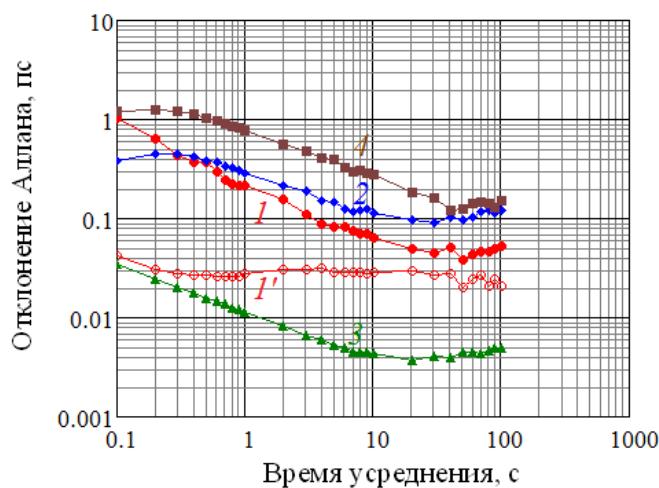


Рисунок 4.10 — Нестабильность групповой задержки трехдиапазонной приемной системы РТ-13 в X-диапазоне: 1 — криогенного блока, измеренная через облучатель, 1' — криогенного блока, измеренная через ответвитель, 2 — блока преобразования частот; 3 — блока коммутации; 4 — приемной системы

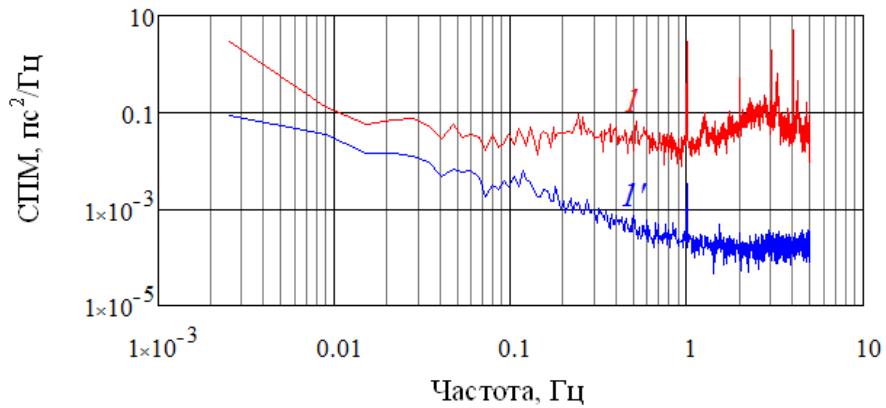


Рисунок 4.11 — Спектральная плотность мощности флюктуаций задержки трехдиапазонного криоблока РТ-13 в X-диапазоне. Измерения: 1 — через облучатель, 1' — через ответвитель

Аналогичные исследования нестабильности задержки были проведены в *S*- и *Ka*-диапазонах приемных систем РТ-13 [A4], а также в *S*- и *X*-диапазонах приемных систем РТ-32 [A7]. Результаты сведены в таблицу 4.3.

Таблица 4.3 — СКО нестабильности групповой задержки приемных систем, время усреднения $\tau = 10$ с, время измерения $t_{изм} = 60$ мин, в пс

| Радиотелескоп | РТ-32 | | РТ-13 | | | |
|----------------------------|----------|----------|----------|----------|-----------|----------|
| | <i>S</i> | <i>X</i> | <i>S</i> | <i>X</i> | <i>Ka</i> | 3–16 ГГц |
| Диапазон | <i>S</i> | <i>X</i> | <i>S</i> | <i>X</i> | <i>Ka</i> | 3–16 ГГц |
| Приемник σ_t | 0.15 | 0.19 | 0.56 | 0.34 | 0.36 | 0.47 |
| Криоблок σ_{t1} | 0.07 | 0.09 | 0.22 | 0.11 | 0.16 | 0.14 |
| БПЧ σ_{t2} | 0.13 | 0.17 | 0.51 | 0.18 | 0.22 | 0.17 |
| Усилит. блок σ_{t3} | — | — | 0.02 | 0.02 | 0.02 | 0.08 |

Из таблицы 4.3 видно, что основной вклад в нестабильность задержки приемных систем вносит блок преобразования частот. При этом СКО задержки приемных систем на часовом интервале при усреднении на интервале 10 с не превышает 0.6 пс, что удовлетворяет требованию по нестабильности задержки приемных систем (не более 5 пс) для достижения радиоинтерферометром СКО задержки не более 20 пс (см. п. 1.5).

4.4 Стабильность криогенных приемных фокальных блоков

Поскольку основным источником амплитудной нестабильности в приемных системах являются входные криогенные блоки, целесообразно исследовать причины этой

нестабильности. Например, в работе [11] рассматривается влияние рабочей точки транзистора на флуктуации коэффициента усиления криогенных усилителей.

В диссертации исследовано влияние окружающей и криогенных температур на КУ, шумовую температуру и задержку криогенного приемного фокального блока, а также влияние нестабильности напряжений транзистора и настройки рабочей точки транзистора на КУ малошумящего усилителя.

4.4.1 Влияние температуры на характеристики трехдиапазонного криогенного приемного фокального блока

Для исследования влияния внешней температуры на характеристики криогенного приемного фокального блока, он был помещен в термокамеру (рисунок 4.12). Исследования проведены на примере X -диапазона. Входной СВЧ-сигнал подавался с помощью облучателя X -диапазона, установленного на подставке (рисунок 4.13), выходные СВЧ-сигналы с помощью кабелей выводились через отверстие за пределы камеры и измерялись векторным анализатором цепей или измерителем коэффициента шума. Для вывода КПФБ на рабочий температурный режим были подключены гелиевые трубопроводы от компрессора (рисунок 4.13).



Рисунок 4.12 — Криогенный приемный фокальный блок в термокамере

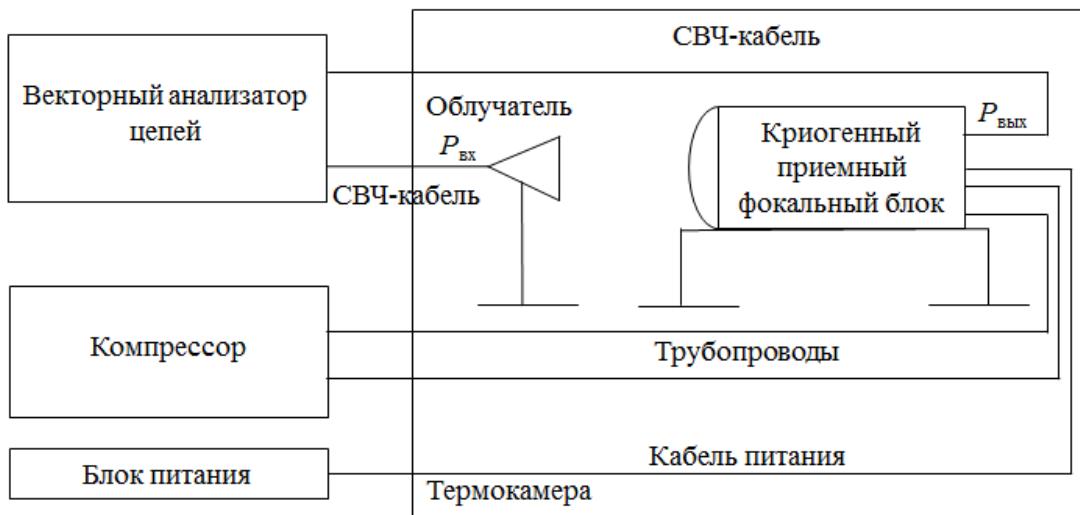


Рисунок 4.13 — Схема измерений криогенного приемного фокального блока в термокамере

Для мониторинга физической температуры внутри КПФБ предусмотрено три датчика — на первой T_{1ct} и второй ступенях T_{2ct} микроохладителя и на облучателе $T_{обл}$ (расположение датчиков температуры см. на рисунке 4.14). Температура T_{1ct} характеризует температуру теплового «азотного» экрана, малошумящие усилители находятся на второй ступени микроохладителя и имеют температуру T_{2ct} . Изменение температур в процессе охлаждения КПФБ при его выходе на температурный режим в течение 8 часов представлено на рисунке 4.15. При достижении стационарного состояния показания датчиков температуры составили: $T_{1ct} = 89.3$ К, $T_{2ct} = 10.4$ К, $T_{обл} = 19.8$ К.

В процессе охлаждения КПФБ с применением разработанных программ (глава 3) зарегистрированы изменения КУ и задержки криогенного приемного фокального блока с помощью векторного анализатора цепей R&S ZVA 40, а также шумовая температура с помощью измерителя коэффициента шума Keysight N8976B (рисунок 4.16). Значение ослабления сигнала в свободном пространстве $L = 20.3$ дБ между облучателем и КПФБ подобрано для получения шумовой температуры криогенного блока X -диапазона на рабочем режиме $T_{ш} = 17$ К, измеренной ранее с помощью широкоапертурного низкотемпературного генератора шума [A17]. Из графиков рисунка 4.16 видно, что при охлаждении коэффициент усиления криогенного блока возрастает на 5 дБ, групповая задержка возрастает на 46 пс, а шумовая температура уменьшается с 114 К до 17 К.

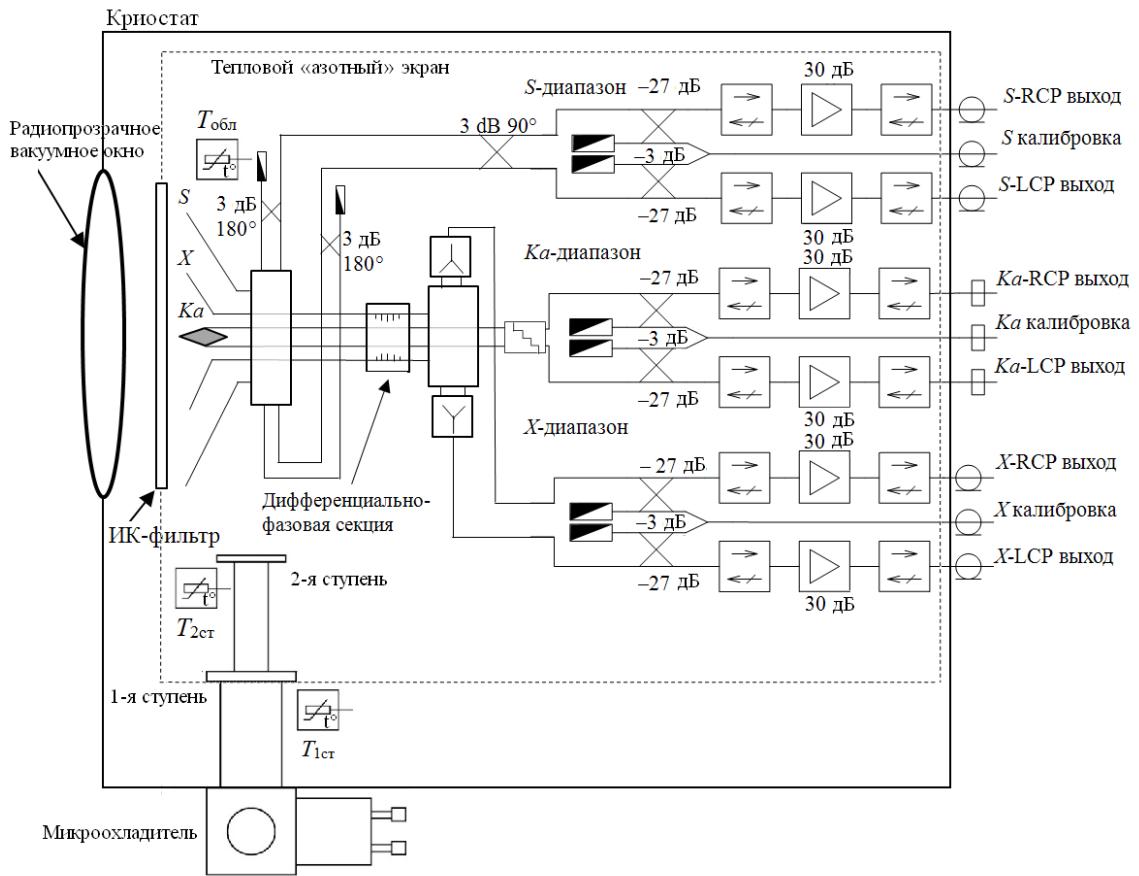


Рисунок 4.14 — Структурная схема трехдиапазонного криогенного приемного фокального блока [77]

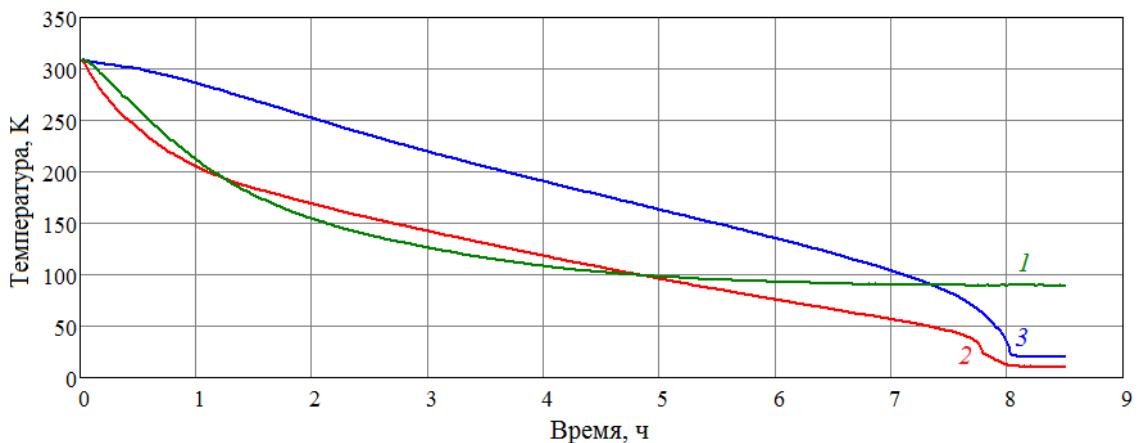


Рисунок 4.15 — Изменения температуры в процессе охлаждения криогенного приемного фокального блока: 1 — температура 1-й ступени микрохладителя, 2 — температура 2-й ступени микрохладителя; 3 — температура облучателя

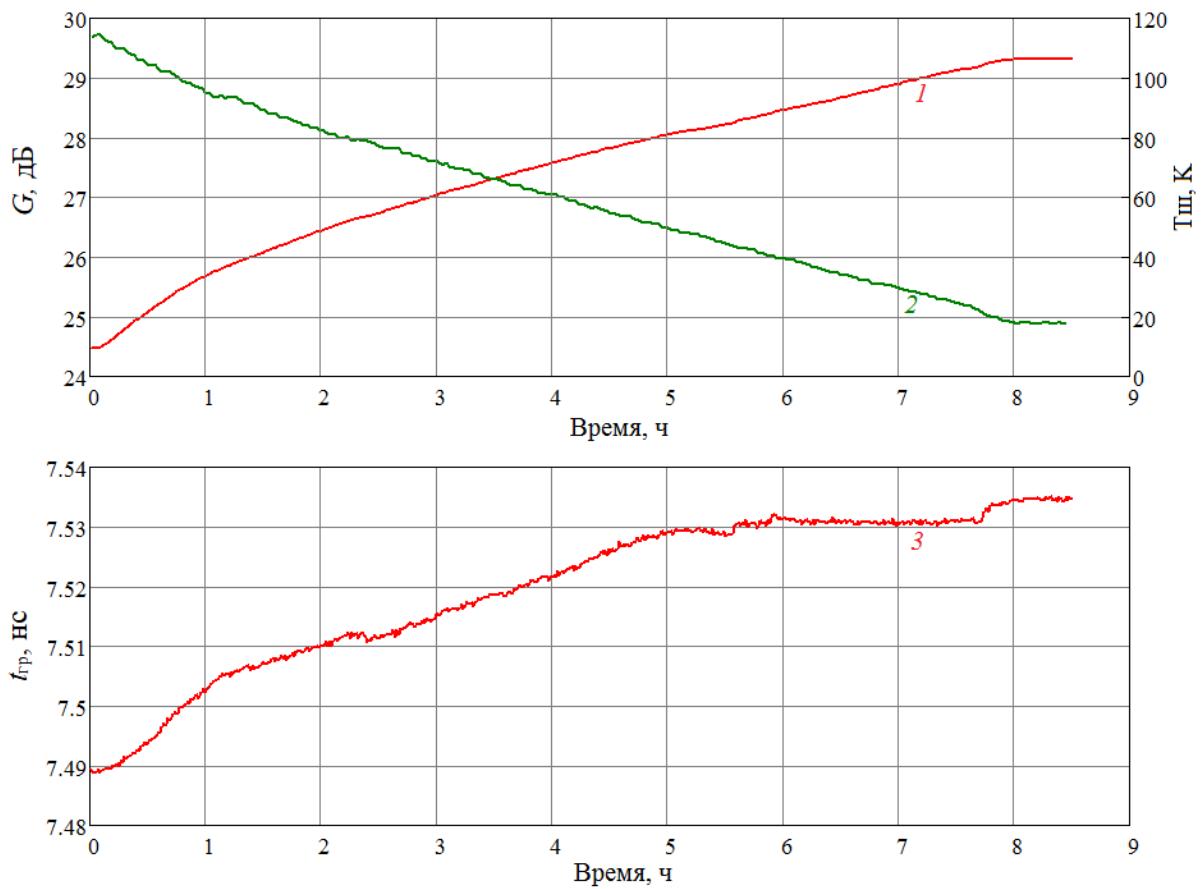


Рисунок 4.16 — Характеристики криогенного приемного фокального блока в процессе охлаждения: 1 — коэффициент усиления, 2 — шумовая температура; 3 — групповая задержка

Зависимости характеристик КПФБ от физических температур второй ступени микроохладителя и облучателя проиллюстрированы на рисунке 4.17. Коэффициент усиления G (в разах) нормирован на значение, достигаемое по выходу «на режим», из групповой задержки t_{tr} вычтено начальное значение в «тепле».

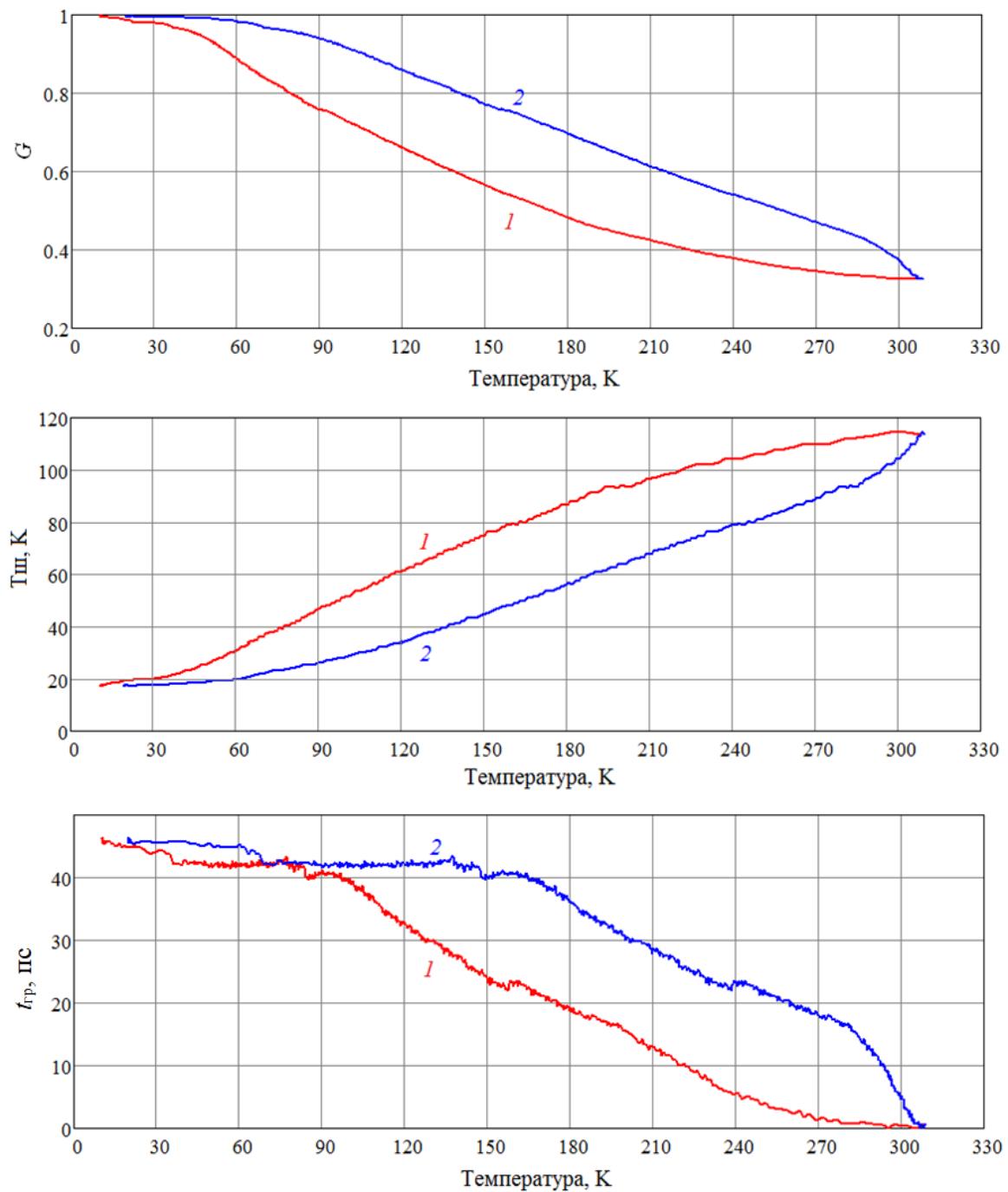


Рисунок 4.17 — Изменения коэффициента усиления, шумовой температуры и групповой задержки криогенного приемного фокального блока при его охлаждении: 1 — зависимость от температуры второй ступени микрохладителя, 2 — зависимости от температуры облучателя

По графикам рисунка 4.17 вблизи рабочей точки КПФБ по температурному режиму определены коэффициенты влияния температур второй ступени микрохладителя и облучателя на коэффициент усиления КПФБ $K_{G, T2ct} = -1 \cdot 10^{-3} \text{ 1/K}$,

$K_{G, \text{тобл}} = -2.6 \cdot 10^{-4} \text{1/K}$, шумовую температуру $K_{T_{\text{ш}}, \text{т2ст}} = 0.17$, $K_{T_{\text{ш}}, \text{тобл}} = 0.07$ и групповую задержку $K_{t_{\text{гр}}, \text{т2ст}} = -0.1 \text{ пс/K}$, $K_{t_{\text{гр}}, \text{тобл}} = -0.025 \text{ пс/K}$.

Исследовано влияние окружающей температуры $T_{\text{окр}}$ на температуры внутри КПФБ, находящегося в термокамере: первой $T_{1\text{ст}}$ и второй ступеней $T_{2\text{ст}}$ микроохладителя и облучателя $T_{\text{обл}}$ (рисунок 4.18). Коэффициенты влияния составили: $K_{T1\text{ст}, \text{токр}} = 0.258$; $K_{T2\text{ст}, \text{токр}} = 0.017$; $K_{T_{\text{обл}}, \text{токр}} = 0.077$.

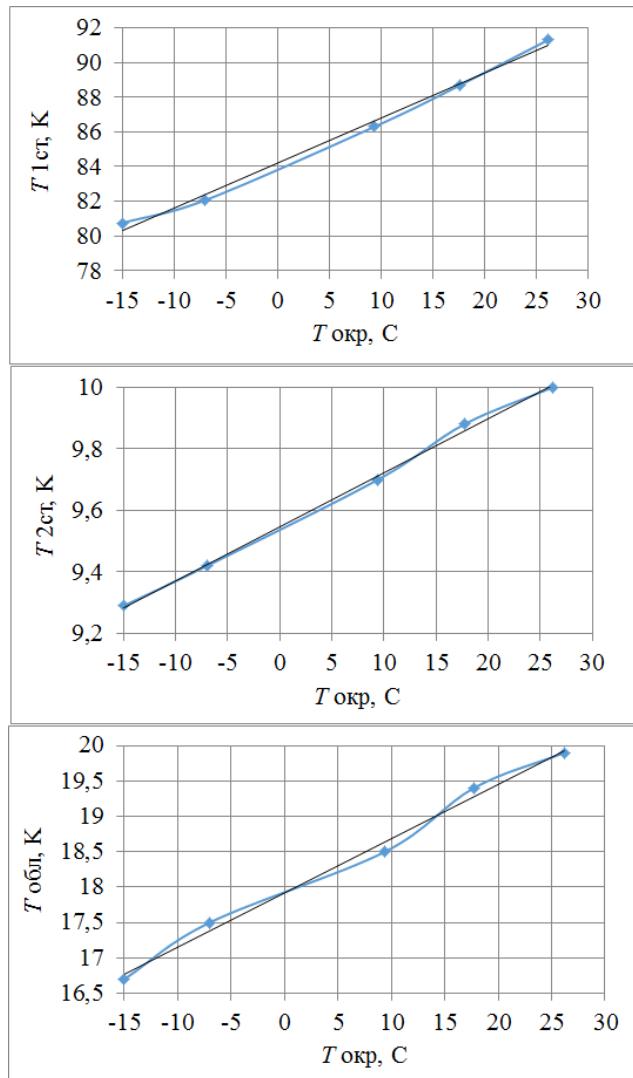


Рисунок 4.18 — Влияние окружающей температуры на температуры ступеней микроохладителя и облучателя внутри трехдиапазонного криогенного приемного фокального блока

Исследовано влияние окружающей температуры $T_{\text{окр}}$ на характеристики криогенного приемного фокального блока, находящегося в термокамере. Сначала измерено влияние температуры на относительный коэффициент передачи $\Delta G/G$ и групповую задержку $t_{\text{гр}}$ используемых СВЧ-кабелей, результаты измерений представлены на рисунке 4.19.

Изменения $\Delta G/G$ и $t_{\text{тр}}$ представлены относительно температуры $T_{\text{окр}} = 40^\circ\text{C}$ (вычислены величины $(G_i - G_{40})/G_{40}$ и $t_{\text{тр} i} - t_{\text{тр} 40}$).

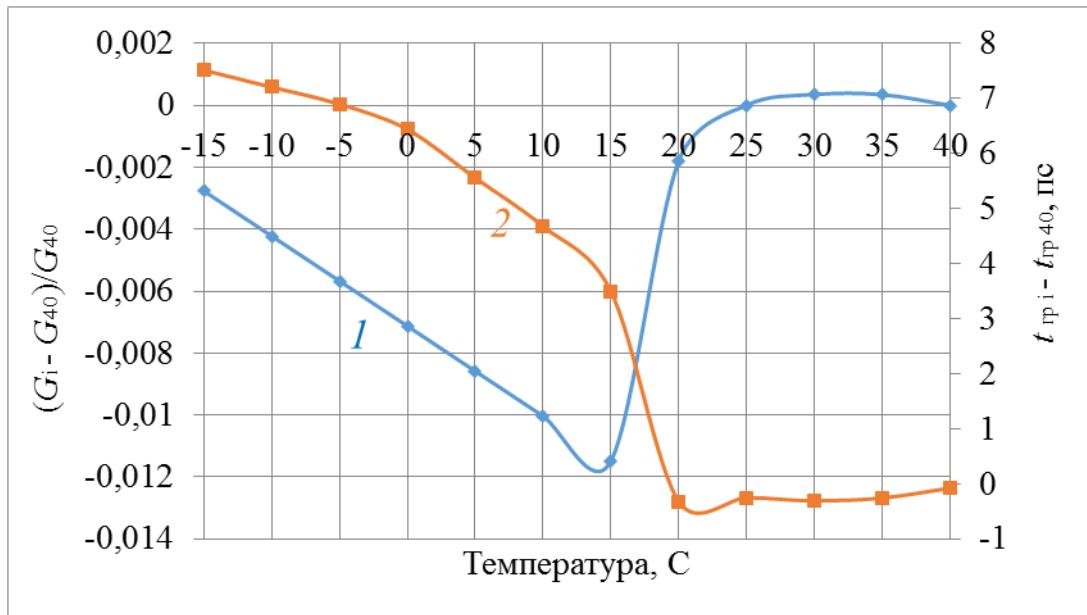


Рисунок 4.19 — Влияние температуры на 1 — коэффициент передачи, 2 — групповую задержку измерительного СВЧ-кабеля

На рисунке 4.19 видно резкое изменение коэффициента передачи и групповой задержки вблизи температуры 20°C . Нелинейность фазовой характеристики СВЧ кабеля с изоляцией из политетрафторэтилена (ПТФЭ) называется в литературе «тефлоновым коленом» [78]. Причина появления «тефлонового колена» — температурное изменение диэлектрической проницаемости ПТФЭ. В диапазоне температур $(15\ldots25)^\circ\text{C}$ у ПТФЭ происходит скачкообразное изменение коэффициента линейного температурного расширения, обусловленное перестройкой кристаллической структуры ПТФЭ [79].

На рисунке 4.20 представлены результаты измерений влияния окружающей температуры на коэффициент передачи и групповую задержку криогенного приемного фокального блока после вычитания характеристик измерительных кабелей. Изменения $\Delta G/G$ и $t_{\text{тр}}$ также представлены относительно температуры $T_{\text{окр}} = 40^\circ\text{C}$ (вычислены величины $(G_i - G_{40})/G_{40}$ и $t_{\text{тр} i} - t_{\text{тр} 40}$). Соответствующие значения изменений $\Delta G/G$ и $t_{\text{тр}}$ измерительных кабелей (рисунок 4.19) вычтены по точкам для каждой температуры. Коэффициент влияния окружающей температуры на относительный коэффициент передачи $\Delta G/G$ $K_{1G, \text{окр}} = -3 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$ для температур ниже 20°C , $K_{2G, \text{окр}} = -6 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$ для темпе-

ратур выше 20°C. Коэффициент влияния окружающей температуры на групповую задержку $K_{t, \text{окр}} = -0.25 \cdot \text{пс}/\text{К}$.

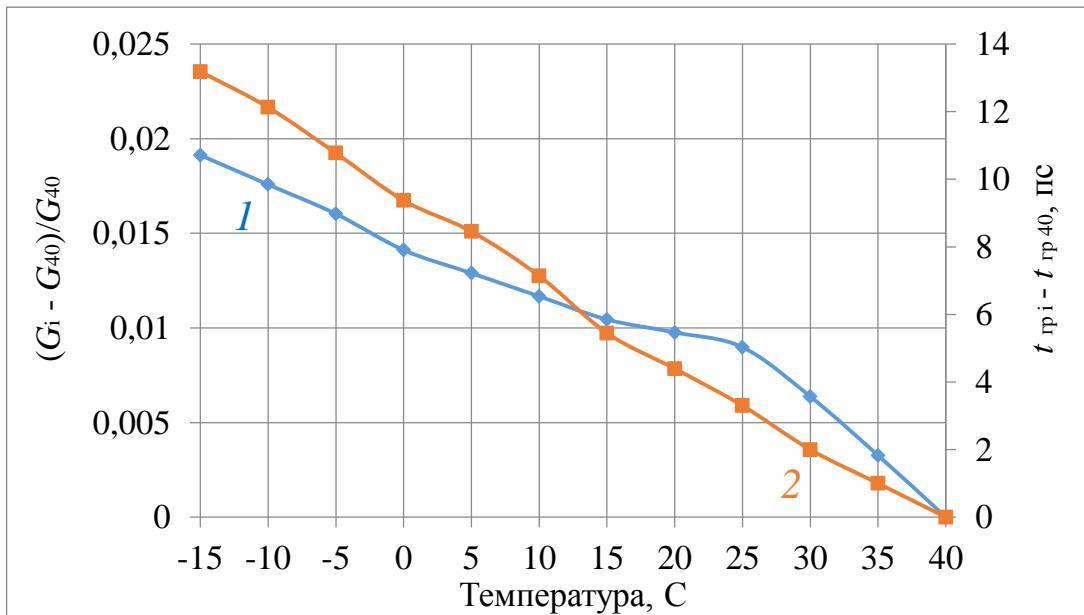


Рисунок 4.20 — Влияние температуры на 1 — коэффициент передачи, 2 — групповую задержку трехдиапазонного криогенного приемного фокального блока

Оценено влияние окружающей температуры на шумовую температуру криогенного блока. При изменении окружающей температуры с -15°C до $+27^{\circ}\text{C}$ температура усилителя (второй ступени) изменяется на 0.7 К, а температура облучателя на 3 К. В соответствии с коэффициентами влияния $K_{\text{Тш}, \text{T2ст}} = 0.17$, $K_{\text{Тш}, \text{Тобл}} = 0.07$ (из графика рисунка 4.17), изменение шумовой температуры составит 0.3 К. Кроме того, изменяется температура вакуумного окна, потери в котором оцениваются как $L = 0.07$ дБ. При $T_{\text{окр}} = 258$ К шумовая температура окна по формуле (1.10) составляет $T_{\text{ш.о}} = 4.2$ К, а при $T_{\text{окр}} = 300$ К $T_{\text{ш.о}} = 4.9$ К, изменение шумовой температуры составляет 0.7 К. Тогда общее изменение шумовой температуры криогенного блока при изменении окружающей температуры с -15°C до $+27^{\circ}\text{C}$ по формуле (2.10) составит 1 К, что меньше погрешности измерения шумовой температуры в эксперименте (рисунок 4.21). Эксперимент проведен с помощью разработанного устройства контроля параметров при его работе в режиме измерения шумовой температуры (рисунок 3.22). Модулированный сигнал от генератора шума излучался с помощью облучателя (рисунок 4.13). Шумовая температура при выключенном генераторе шума принималась равной окружающей физической температуре в термокамере. Шумовая температура при включенном генераторе шума рас-

считывалась как сумма шумовой температуры генератора шума и физической температуры в камере.

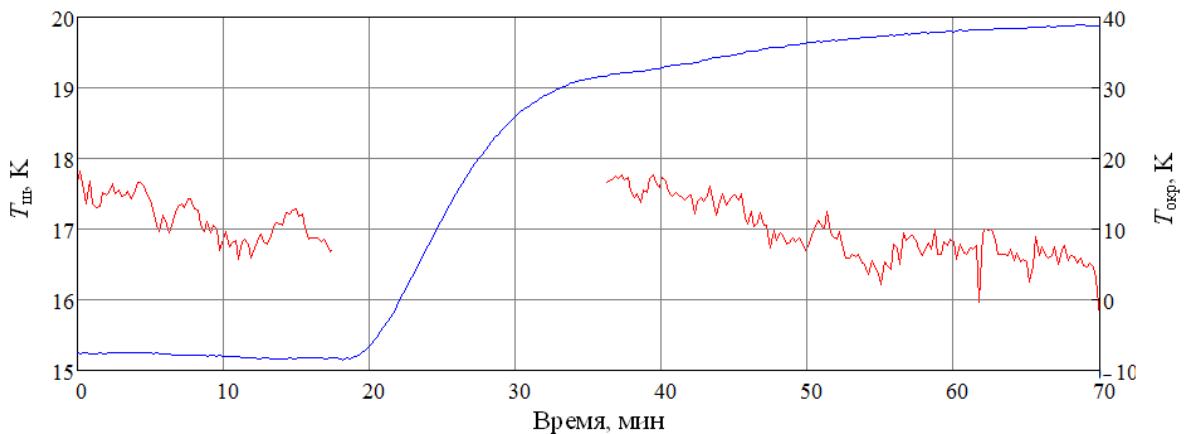


Рисунок 4.21 — Результаты эксперимента по влиянию окружающей температуры на шумовую температуру криогенного приемного фокального блока

Исследована нестабильность криогенных температур на режиме и их влияние на нестабильность коэффициента передачи криогенного блока [A14].

На второй ступени микроохладителя наблюдаются колебания температуры $T_{2\text{ст}}$ с амплитудой 0.5 К и частотой 1 Гц — частотой работы микроохладителя криогенного блока (рисунок 4.22, *а*), в амплитудном спектре температуры $S_{T_{2\text{ст}}}(f)$ видна эта компонента (*б*). Колебания с той же частотой незначительно проявляются и в коэффициенте передачи $\Delta G/G$ криогенного блока *X*-диапазона с амплитудой 10^{-4} , что видно по амплитудному спектру $S_{\Delta G/G}(f)$ (*в*). По отношению гармоник 1 Гц в спектрах $\Delta G/G$ и $T_{2\text{ст}}$ найден коэффициент влияния $K_{G, T_{2\text{ст}}} = -2 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$. Расчет ВКФ для изменений $\Delta G/G$ и $T_{2\text{ст}}$ дает пульсации с частотой 1 Гц, коэффициент корреляции $K_{\text{кор}} = -0.2$. Оценка коэффициента влияния по формуле (2.7) также дает $K_{G, T_{2\text{ст}}} = -2 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$.

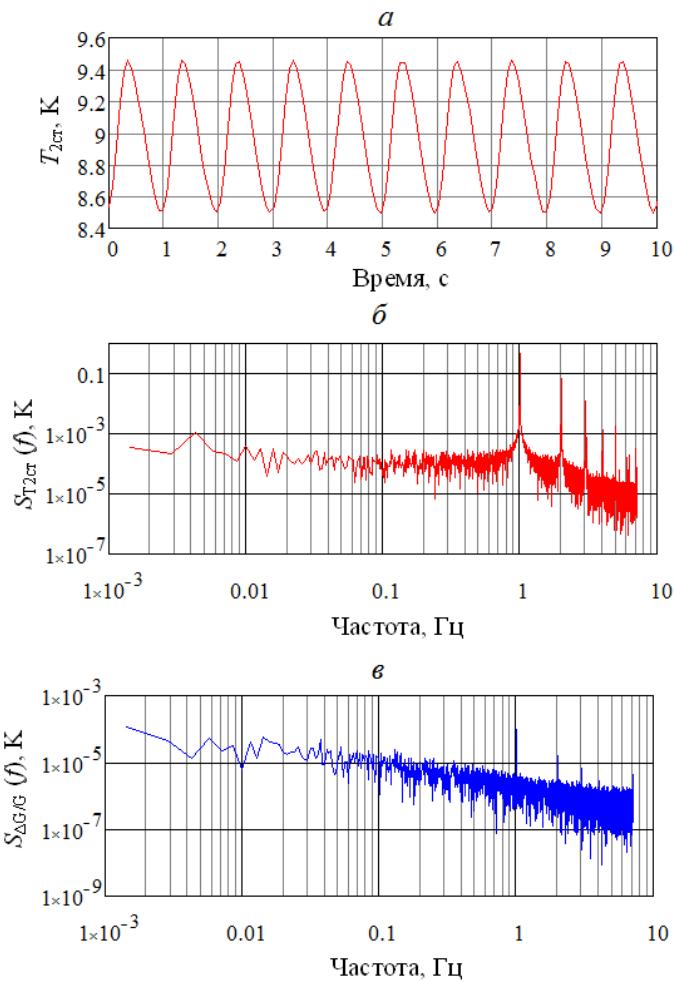


Рисунок 4.22 — Влияние колебаний температуры 2-й ступени микрохладителя на коэффициент передачи трехдиапазонного криогенного приемного фокального блока X-диапазона: *а* — температура 2-й ступени $T_{2\text{ct}}$; *б* — амплитудный спектр температуры 2-й ступени $T_{2\text{ct}}$; *в* — амплитудный спектр $\Delta G/G$ криогенного блока

На рисунке 4.23 представлены расчеты отклонения Аллана долговременной нестабильности температур (слева) и их влияние на нестабильность $\Delta G/G$ криогенного блока с учетом коэффициентов влияния. На рисунке обозначены: 1 — температура 2-й ступени микрохладителя $T_{2\text{ct}}$, 2 — температура облучателя $T_{\text{обл}}$, 3 — окружающая температура $T_{\text{окр}}$, 1' — $T_{2\text{ct}}$, умноженная на коэффициент влияния $K_{G, T2\text{ct}} = -2 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$, 2' — $T_{\text{обл}}$, умноженная на $K_{G, T\text{обл}} = -2.6 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$, 3' — $T_{\text{окр}}$, умноженная на $K_{G, T\text{окр}} = -6 \cdot 10^{-4} \text{ 1/K}$, 4 — измеренные флюктуации $\Delta G/G$ канала левой поляризации, 5 — $\Delta G/G$ канала правой поляризации. На графиках 1' и 4 виден локальный максимум отклонения Аллана при времени усреднения $\tau = 0.5 \text{ с}$, что соответствует полупериоду (см. п.1.2) гармоники 1 Гц — частоте колебаний микрохладителя. Коэффициент усиления

$\Delta G/G$ канала правой поляризации (график 5) менее подвержен колебаниям 1 Гц — амплитуда колебаний $3 \cdot 10^{-5}$ маскируется, чем канал левой поляризации (график 4) — амплитуда колебаний $1 \cdot 10^{-4}$ видна на рисунке 4.23. Долговременная нестабильность (на интервалах усреднения более 100 с) температуры второй ступени (график 1') и облучателя (график 2') практически не оказывает влияние на долговременную нестабильность коэффициентов передачи криогенного блока (графики 4 и 5). Наибольшее влияние оказывает температура окружающей среды (график 3'), которая влияет на вакуумное окно и выходные кабели внутри криогенного блока.

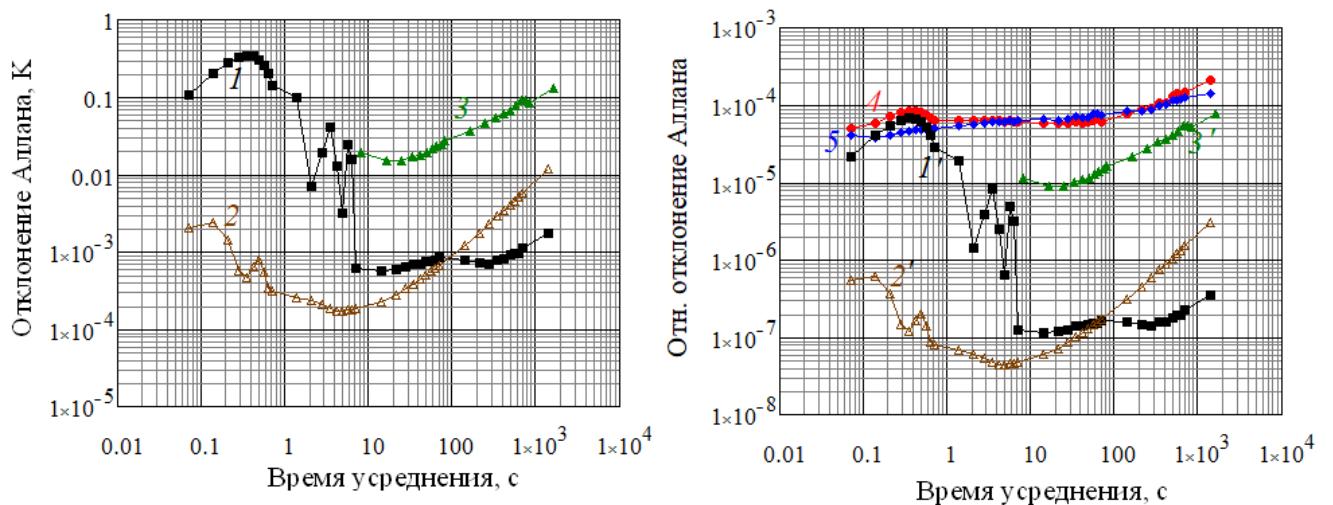


Рисунок 4.23 — Нестабильность криогенных температур (слева) и их влияние на нестабильность коэффициента передачи криогенного приемного фокального блока X-диапазона: 1 — температура 2-й ступени, 2 — температура облучателя, 3 — окружающая температура, 4 — $\Delta G/G$ канала левой поляризации, 5 — $\Delta G/G$ канала правой поляризации

4.4.2 Влияние стабильности напряжений на электродах транзисторов на стабильность трехдиапазонного криогенного приемного фокального блока

Проведены эксперименты по влиянию нестабильности напряжений на электродах транзисторов малошумящих усилителей на нестабильность коэффициента усиления криогенного приемного фокального блока по методике п. 2.1.3.

Усилитель *Ка*-диапазона (рисунок 4.24) [77] имеет четыре каскада усиления, выполненных на полевых транзисторах (схема приведена на рисунке 4.25), с автоподстройкой напряжений транзисторов для стабилизации их рабочей точки при изменении температуры усилителя. Конструкция источника питания усилителя дает возможность

мониторинга напряжений стока U_c и напряжений затвора U_3 . Для криоблока *Ка*-диапазона на рисунке 4.26 приведены одновременные записи относительного коэффициента усиления $\Delta G/G$ МШУ и относительного напряжения на затворе $\Delta U_3/U_3$ второго каскада усилителя, а также рассчитанная нормированная взаимная корреляционная функция B_{G, U_3} норм (t) этих записей. Видна значительная отрицательная корреляция с минимумом при нулевом сдвиге $t=0$, коэффициент корреляции $K_{\text{кор}} = -0.4$, коэффициент влияния $K_{G, U_3} = -2.2$ вычислен по формуле (2.7).



Рисунок 4.24 — Усилитель *Ка*-диапазона

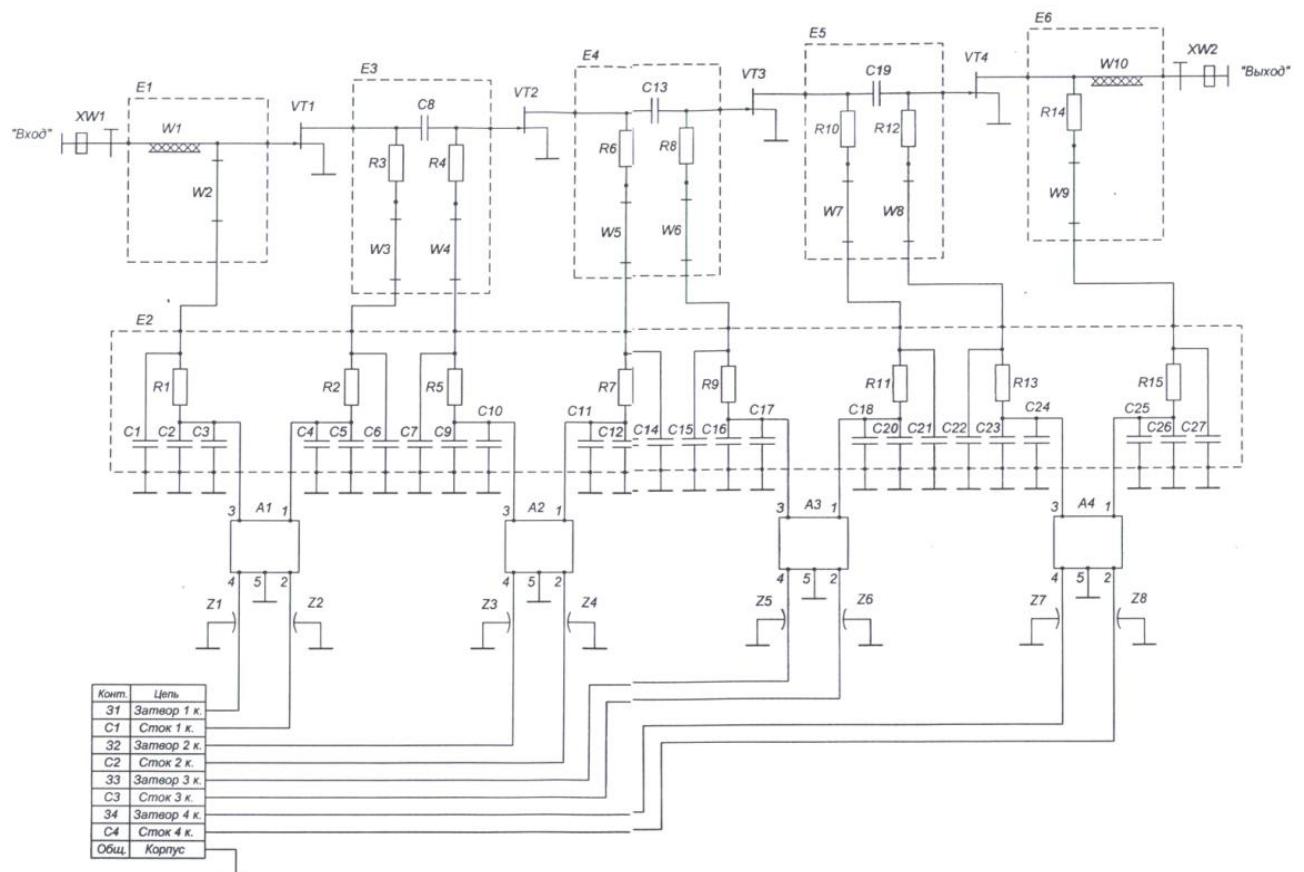


Рисунок 4.25 — Электрическая схема усилителя *Ка*-диапазона

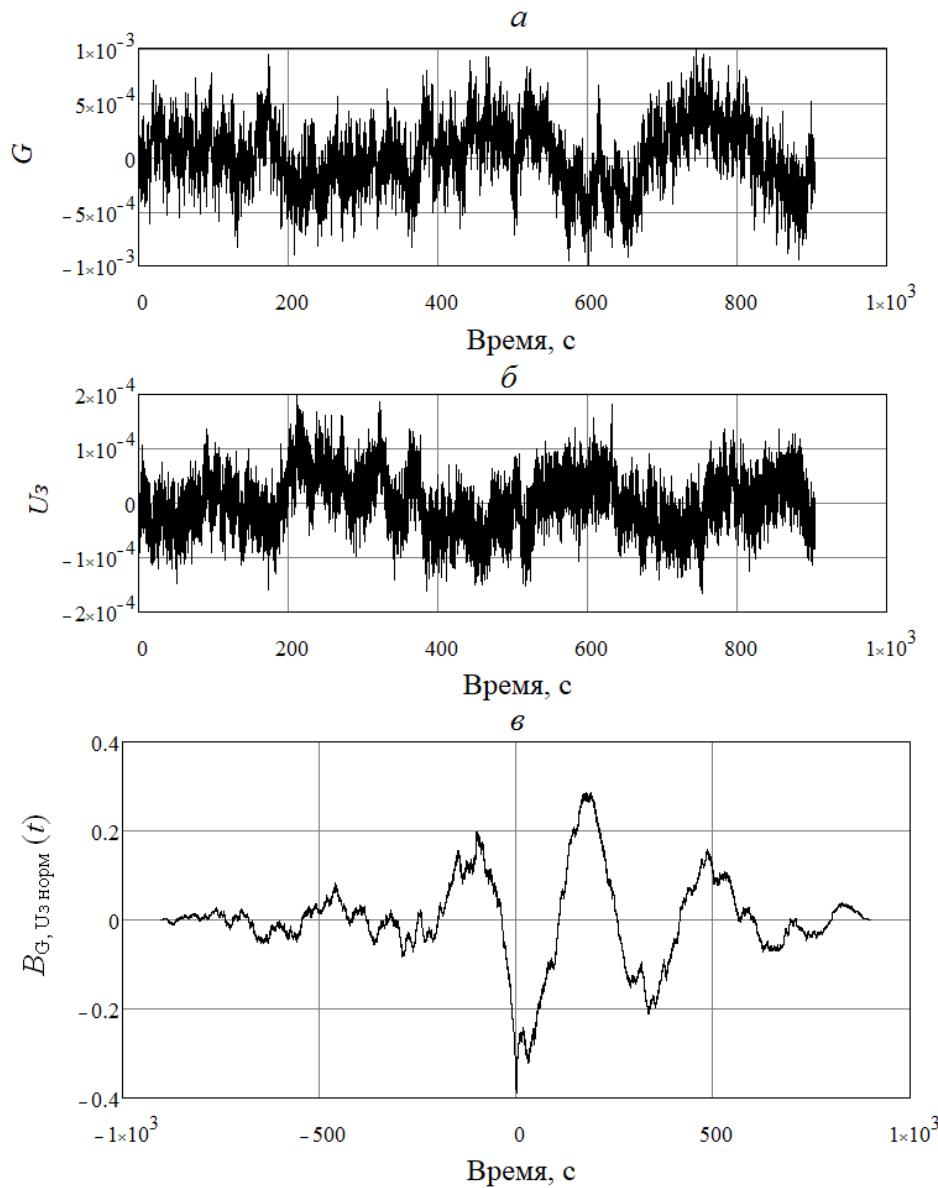


Рисунок 4.26 — Влияние напряжения на затворе каскада усилителя на КУ криоблока *Ka*-диапазона: *а* — относительный КУ криоблока; *б* — относительное напряжение на затворе транзистора каскада усилителя; *в* — нормированная взаимная корреляционная функция КУ криоблока и напряжения на затворе каскада усилителя

На рисунке 4.27 представлены расчеты относительного отклонения Аллана для напряжений на четырех каскадах усилителя *Ka*-диапазона с учетом найденных коэффициентов влияния (графики 1–4) и их суммарный график 5, который практически совпадает с нестабильностью измеренного коэффициента усиления МШУ 6. Это говорит о том, что нестабильность коэффициента усиления усилителя определяется нестабильностью транзисторных напряжений.

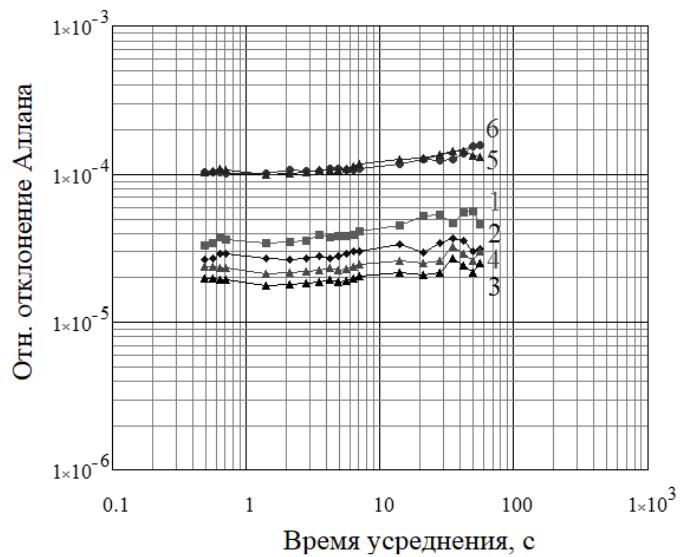


Рисунок 4.27 — Нестабильность напряжений на затворе четырех каскадов усилителя с учетом коэффициентов влияния (1—4), их сумма (5) и нестабильность коэффициента усиления малошумящего усилителя *Ка*-диапазона (6)

При измерении нестабильности напряжений транзисторов усилителя *Ка*-диапазона другого экземпляра криогенного приемного фокального блока в «холодном» режиме обнаружена большая по сравнению с другими каскадами нестабильность напряжения стока U_c во втором каскаде ($\Delta U_c/U_c = 10^{-3}$). На рисунке 4.28 приведены одновременно зарегистрированные относительные флюктуации КУ $\Delta G/G$ (1) и напряжения $\Delta U_c/U_c$ (2) этого каскада. Расчет нормированной взаимной корреляционной функции $B_{G, U_c \text{ норм}}(t)$ (рисунок 4.29) этих записей показал высокую корреляцию $B_{G, U_c \text{ норм}}(0) = 0.6$ при нулевом временном сдвиге $t = 0$. Коэффициент влияния $\Delta U_c/U_c$ на $\Delta G/G$ оценен по формуле (2.7): $K_{G, U_c} = 0.17$. На рисунке 4.30 представлены расчеты $\sigma_A(\tau)$ для $\Delta G/G$ (1) и $\Delta U_c/U_c$ (2). График (2), умноженный на коэффициент влияния $K_{\text{вл}}$, совпадает с графиком (1), что позволяет сделать вывод о том, что измеренные флюктуации $\Delta G/G$ определяются в основном флюктуациями $\Delta U_c/U_c$ второго каскада усилителя.

Для непосредственного измерения коэффициента влияния $K_{\text{вл}}$ был собран стенд, в котором штатный вторичный источник питания был заменен высококачественным лабораторным источником ($\Delta U/U$ меньше 10^{-5}). Это позволило изменять режимы питания в небольшом диапазоне вблизи рабочей точки транзистора. Измеренный коэффициент влияния $\Delta U_c/U_c$ на $\Delta G/G$ $K_{G, U_c} = 0.19$ близок к полученному ранее (по формуле (2.7)) значению $K_{G, U_c} = 0.17$. Таким образом, корреляционный подход целесообразно применять для оценки коэффициента влияния, когда непосредственное изменение возмущаю-

щего фактора затруднено. На стенде (с лабораторным источником питания) также проведены измерения флуктуаций $\Delta G/G$ и $\Delta U_c/U_c$, результаты приведены на графиках 1', 2' рисунка 4.30. Как видно, флуктуации $\Delta U_c/U_c$ 2' стали значительно меньше, а уменьшение флуктуаций $\Delta G/G$ 1' усилителя составляет в среднем 2.5 раза [A1].

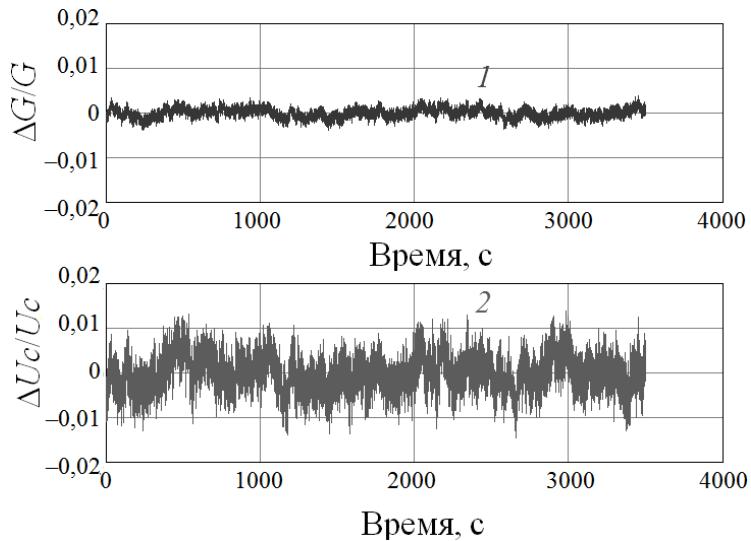


Рисунок 4.28 — Флуктуации КУ малошумящего усилителя *Ka*-диапазона — 1 и флуктуации напряжения на стоке транзистора каскада усилителя — 2

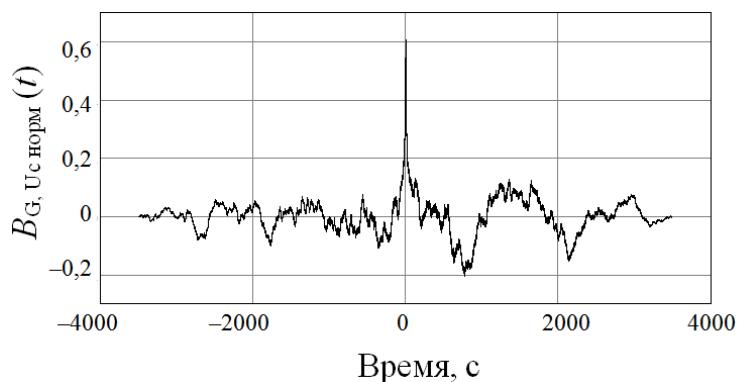


Рисунок 4.29 — Нормированная взаимная корреляционная функция флуктуаций G и U_c малошумящего усилителя *Ka*-диапазона

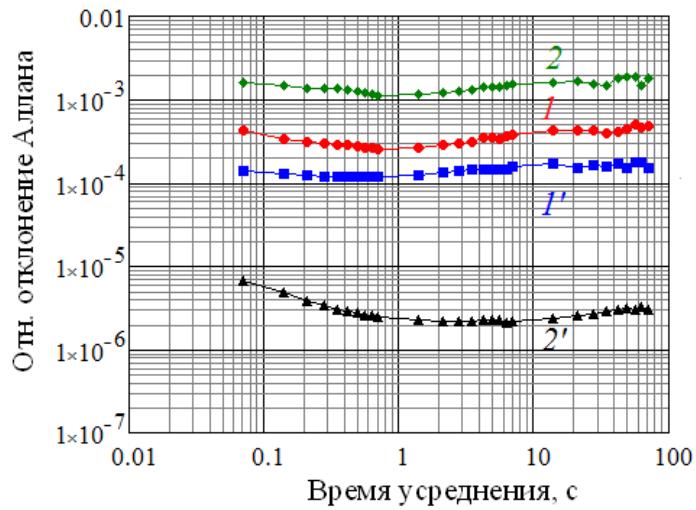


Рисунок 4.30 — Графики отклонения Аллана $\sigma_A(\tau)$ для малошумящего усилителя Ка-диапазона: 1 — флюктуаций G (штат. источник питания); 2 — флюктуаций U_{c2k} (штат. источник питания); 1' — флюктуаций G (лаб. источник питания); 2' — флюктуаций U_{c2k} (лаб. источник питания) [A1]

Таким образом, использование более качественного источника питания позволило уменьшить флюктуации коэффициента усиления входного усилителя. Для достижения флюктуаций коэффициента усиления менее 10^{-4} , напряжение на электродах транзисторов каждого из четырех каскадов следует стабилизировать с точностью лучше 10^{-5} .

4.4.3 Влияние настройки рабочей точки транзисторов на стабильность широкополосного криогенного приемного фокального блока

Исследовано влияние режимов питания транзисторов применяемого криогенного малошумящего усилителя фирмы Low Noise Factory (рисунок 4.31) на стабильность его КУ [A2].



Рисунок 4.31 — Внешний вид усилителя Low Noise Factory

Источник питания усилителя (однокаскадного) позволяет регулировать постоянные значения напряжения на стоке U_c и тока стока I_c полевого транзистора с помощью

потенциометра и контролировать напряжение на их управляющем электроде — затворе U_3 . Были измерены зависимости коэффициентов усиления $G(U_c)$ и $U_3(U_c)$, $G(I_c)$ и $U_3(I_c)$, нормированных на значение в рабочей точке, $U_c=1$ В, $I_c=13$ мА (рисунок 4.32), по которым построены две зависимости $G_1(U_3)$ и $G_2(U_3)$, соответственно (рисунок 4.33). Пересечение зависимостей $G_1(U_3)$ и $G_2(U_3)$ соответствует рабочей точке (паспортной) транзисторов, в которой можно рассчитать коэффициенты влияния U_3 на G и, $K_{G1, U_3} = -0.72$ 1/B, $K_{G2, U_3} = 1.78$ 1/B.

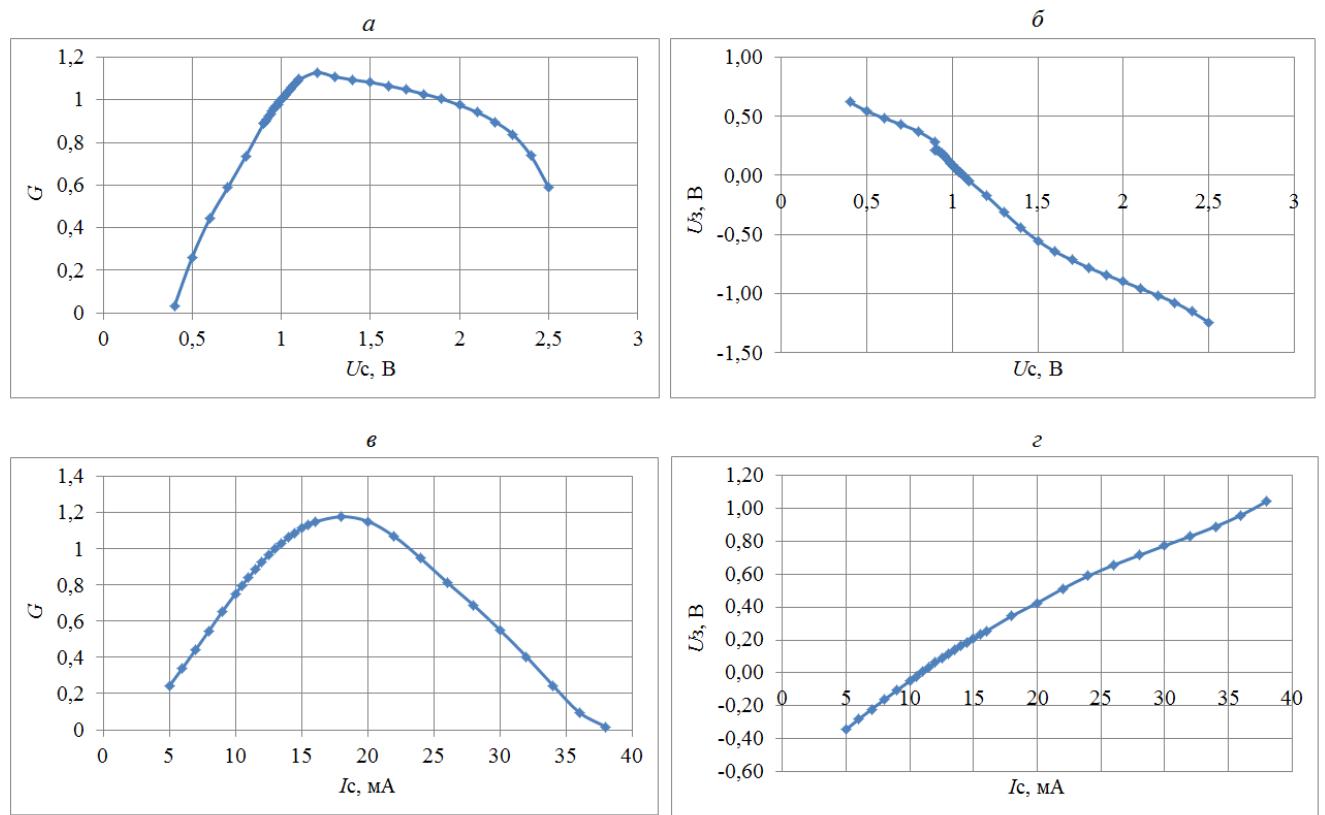


Рисунок 4.32 — Зависимости коэффициентов усиления (нормированные на значение в рабочей точке) и напряжения на затворе широкополосного криогенного усилителя от напряжения на стоке и тока стока

Для измеренных зависимостей $G(U_c)$ и $G(I_c)$ (рисунок 4.32, *а* и *в*) найдены их экстремумы, и соответствующие значения U_{cm} и I_{cm} выбраны в качестве новой (оптимальной) рабочей точки транзисторов, $U_c=1.31$ В, $I_c=18$ мА. Для оптимальной рабочей точки также рассчитываются коэффициенты влияния U_3 на G , $K_{G1, U_3} = 0.12$ 1/B, $K_{G2, U_3} = -0.32$ 1/B, что значительно меньше коэффициентов влияния в паспортной рабочей точке. Это значит, что нестабильность напряжения на затворе в оптимальной рабо-

чей точке должна оказывать меньшее влияние на нестабильность коэффициента усиления усилителя.

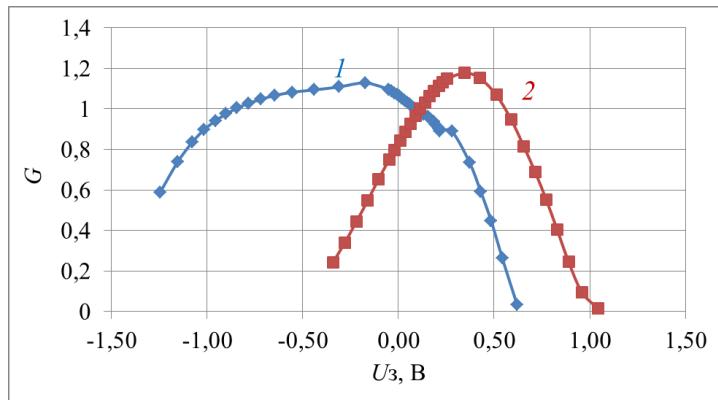


Рисунок 4.33 — Зависимости нормированных коэффициентов усиления от напряжения на затворе широкополосного криогенного усилителя, определенные по изменению: 1 — напряжения на стоке, 2 — тока стока

Измерены флюктуации относительного КУ усилителя (1, рисунок 4.34) и напряжения на затворе (2, рисунок 4.34) при паспортной рабочей точке и при найденной оптимальной рабочей точке (1' и 2', рисунок 4.34), для которой влияние нестабильности U_3 на G меньше. Видно, что характер зависимости отклонения Аллана от времени усреднения для флюктуаций КУ G и напряжений U_3 попарно одинаков. При найденной оптимальной рабочей точке флюктуации КУ на интервалах времени более 10 с до 2 раз меньше, чем при штатной рабочей точке, при этом шумовая температура криогенного блока практически не изменяется.

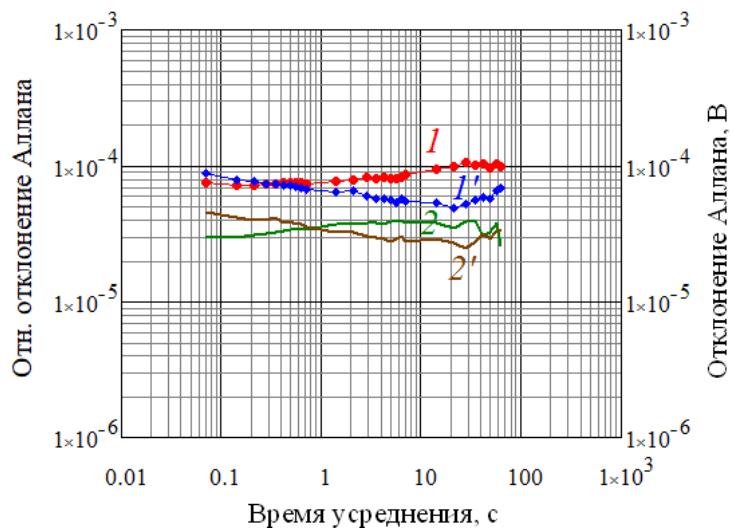


Рисунок 4.34 — Нестабильность КУ усилителя G широкополосного криогенного приемного фокального блока и напряжений на затворе U_3 : 1 — G , 2 — U_3 ($U_c=1$ В, $I_c=13$ мА, $U_3=0.17$ В — паспортная рабочая точка), 1' — G , 2' — U_3 ($U_c=1.31$ В, $I_c=18$ мА, $U_3=-0.1$ В — оптимальная рабочая точка) [A2]

Для разных типов малошумящих усилителей трехдиапазонной и широкополосной приемных систем выявлено и оценено влияние напряжений на электродах транзисторов на флюктуации КУ усилителя. Для повышения стабильности необходимо стабилизировать напряжения на электродах транзисторов с точностью лучше 10^{-5} . Следует проводить настройку усилителей с оптимизацией по чувствительности, учитывающей как шумовую температуру, так и нестабильность коэффициента усиления усилителя. Поскольку охлаждение усилителей приводит к уменьшению шумовой температуры, но возрастанию флюктуаций коэффициента усиления [35], [A10].

4.5 Стабильность блоков преобразования частот. Влияние температур, гетеродинов и напряжений питания

Для исследования влияния нестабильности температуры, мощности гетеродинов и напряжений питания на нестабильность коэффициента передачи блока преобразования частот X -диапазона трехдиапазонной приемной системы применена методика оценки влияния возмущающих факторов (п. 2.1.3).

Влияние температуры измерено при помещении блока преобразования частот в термокамеру. Измерено влияние температуры окружающей среды на температуру платы терmostатирования блока преобразования частот (рисунок 4.35). Коэффициент влияния составил $K_{T_{пл, Токр}} = 0.025$.

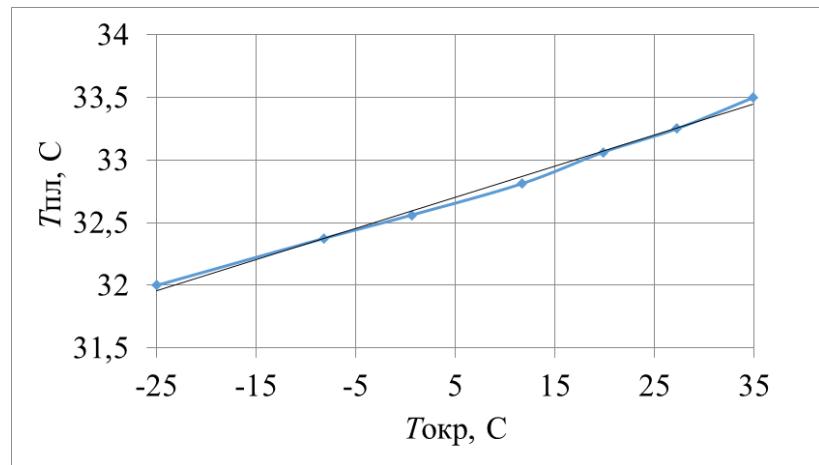


Рисунок 4.35 — Влияние окружающей температуры на температуру плиты термостатирования блока преобразования частот

На рисунке 4.36 представлены результаты измерения относительного коэффициента передачи $\Delta G/G$ и групповой задержки $t_{\text{гр}}$ блока преобразования частот после вычисления по точкам характеристик измерительных кабелей (рисунок 4.19). Изменения $\Delta G/G$ и $t_{\text{гр}}$ представлены относительно температуры $T_{\text{окр}} = 40^{\circ}\text{C}$ (вычислены величины $(G_i - G_{40})/G_{40}$ и $t_{\text{гр},i} - t_{\text{гр},40}$). Коэффициент влияния окружающей температуры на коэффициент передачи блока $K_{G, \text{окр}} = -2.6 \cdot 10^{-3} \text{ 1/K}$, коэффициент влияния окружающей температуры на групповую задержку $K_{t, \text{окр}} = -0.11 \text{ пс/K}$.

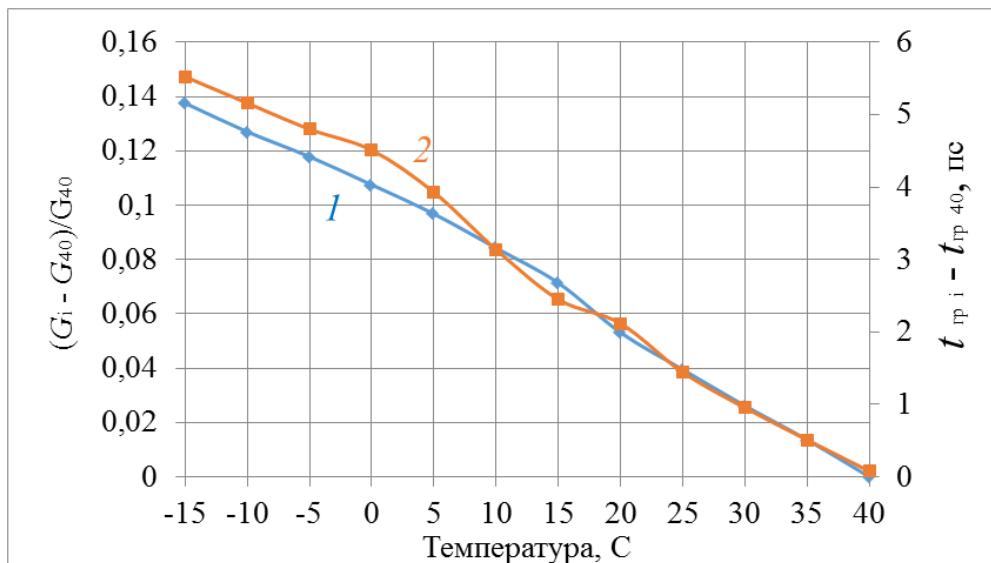


Рисунок 4.36 — Влияние окружающей температуры на характеристики блока преобразования частот: 1 — коэффициент передачи; 2 — групповую задержку

Измерены зависимости выходной мощности блока преобразования частоты от напряжения питания (рисунок 4.37) и мощности перестраиваемого и фиксированного

гетеродинов (передаточные характеристики смесителей, рисунок 4.38). Определены относительные коэффициенты влияния $K_{\text{вл.о.}P\text{фикс.гет}}=0.25$, $K_{\text{вл.о.}P\text{пер.гет}}=0.07$, $K_{\text{вл.о.}U\text{пит}}=1.8$.

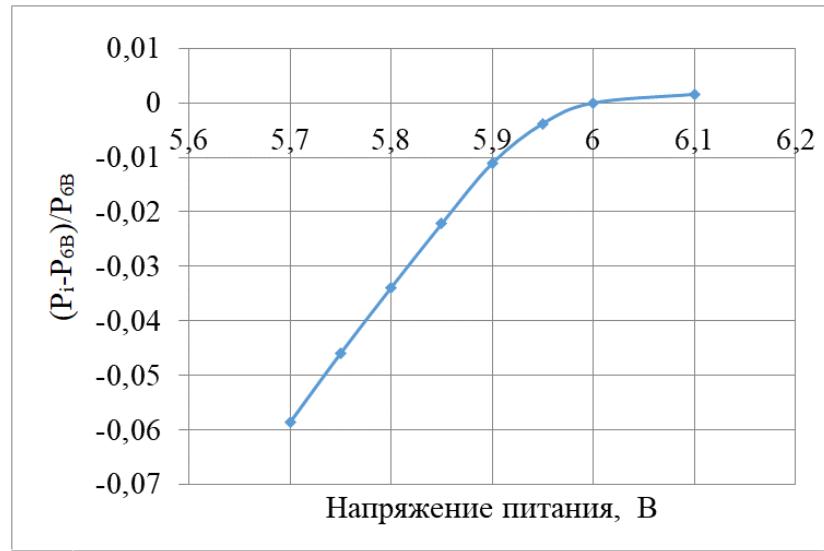


Рисунок 4.37 — Зависимость относительного отклонения мощности от напряжения питания блока преобразования частоты

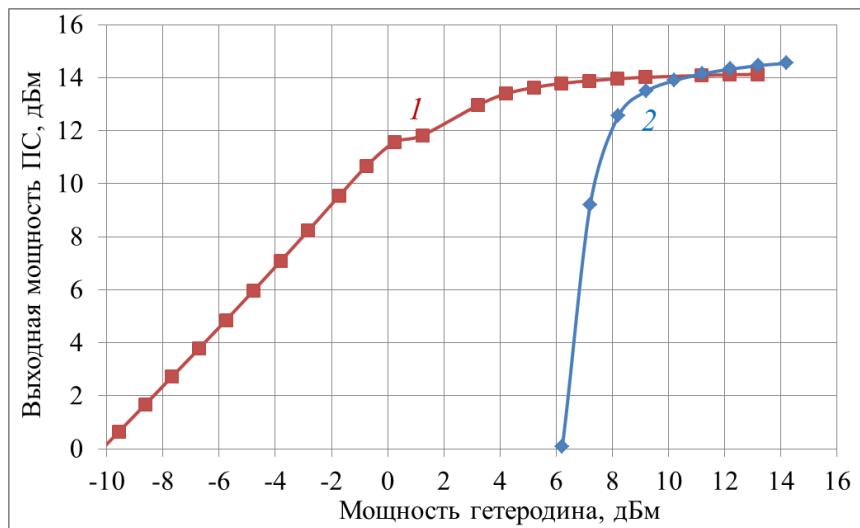


Рисунок 4.38 — Передаточные характеристики смесителей блока преобразования частот: 1 — смесителя первого преобразования, 2 — смесителя второго преобразования

На рисунке 4.39 слева представлено отклонения Аллана для относительных флуктуаций окружающей температуры $\Delta T/T$ (1), мощности фиксированного гетеродина $\Delta P_{\text{гет}}/P_{\text{гет}}$ (2), мощности перестраиваемого гетеродина (3), напряжения питания приемно-преобразовательного модуля (4). На рисунке 4.39 справа представлены те же зависимости с учетом найденных коэффициентов влияния, график 5 является суммой факторов 2, 3, 4. На графике 6 показаны измеренные флуктуации выходной

мощности $\Delta P/P$ блока преобразования частот при установке на вход согласованной нагрузки. На интервалах более 100 с нестабильность $\Delta P/P$ блока преобразования частоты (график 6) определяется нестабильностью температуры ΔT (график 1) — наблюдается подъем отклонения Аллана. Белый шум графика 1 на малых временных интервалах определяется разрешающей способностью датчика температуры.

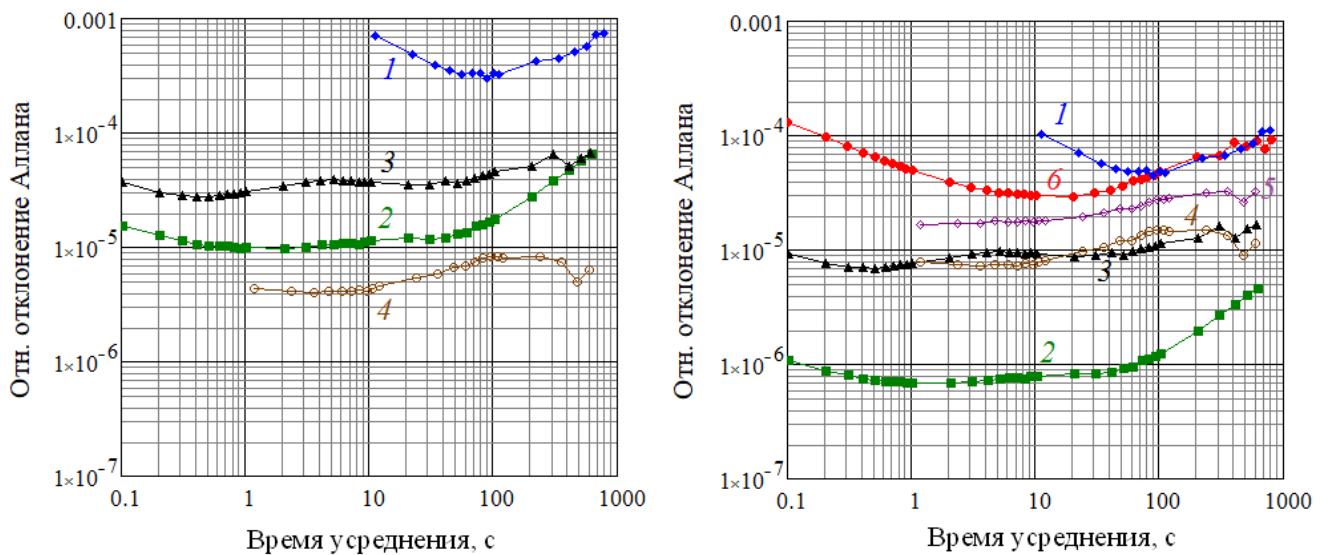


Рисунок 4.39 — Относительная нестабильность возмущающих факторов блока преобразования частот (слева), относительная нестабильность возмущающих факторов с учетом коэффициентов влияния (справа): 1 — температура; 2 — мощность фиксированного гетеродина; 3 — мощность перестраиваемого гетеродина; 4 — напряжение питания преобразовательного модуля; 5 — сумма 2, 3, 4; 6 — измеренная нестабильность выходной мощности блока преобразования частот

Таким образом, основное влияние на стабильность блока преобразования частот X -диапазона трехдиапазонной приемной системы оказывает температура.

4.6 Температурная стабильность трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа РТ-13

Влияние окружающей температуры на характеристики трехдиапазонной приемной системы РТ-13 исследовано на примере X -диапазона. Криогенный блок для S , X , Ka -диапазонов общий, а блоки преобразования частоты принципиально не отличаются. Измерения проводились в термокамере аналогично схеме измерения криогенного приемного фокального блока (рисунок 4.13), но с добавлением блока преобразования частот, блока коммутации и соединяющих их кабелей. Измерялась как вся приемная система в

целом, так и блоки приемной системы по отдельности, характеристики измерительных кабелей (рисунок 4.19) по точкам вычитались из результатов измерений. Изменения $\Delta G/G$ и $t_{\text{тр}}$ представлены относительно температуры $T_{\text{окр}} = 40^{\circ}\text{C}$ (вычислены величины $(\Delta G_i - \Delta G_{40})/G_{40}$ и $t_{\text{тр} i} - t_{\text{тр} 40}$). На рисунке 4.40 представлены результаты измерений влияния температуры на относительный коэффициент передачи $\Delta G/G$, а на рисунке 4.41 — на групповую задержку t приемной системы в целом (график 1), криогенного приемного фокального блока (график 2), блока преобразования частоты (график 3), блока коммутации (график 4), внутренних кабелей приемной системы (график 5). График 6 рисунка 4.40 представляет сумму изменений коэффициентов, а график 6 рисунка 4.41 сумму изменений групповой задержки составных частей приемной системы, они практически совпадают с графиками измерений всей приемной системы (1), что подтверждает правильность измерений.

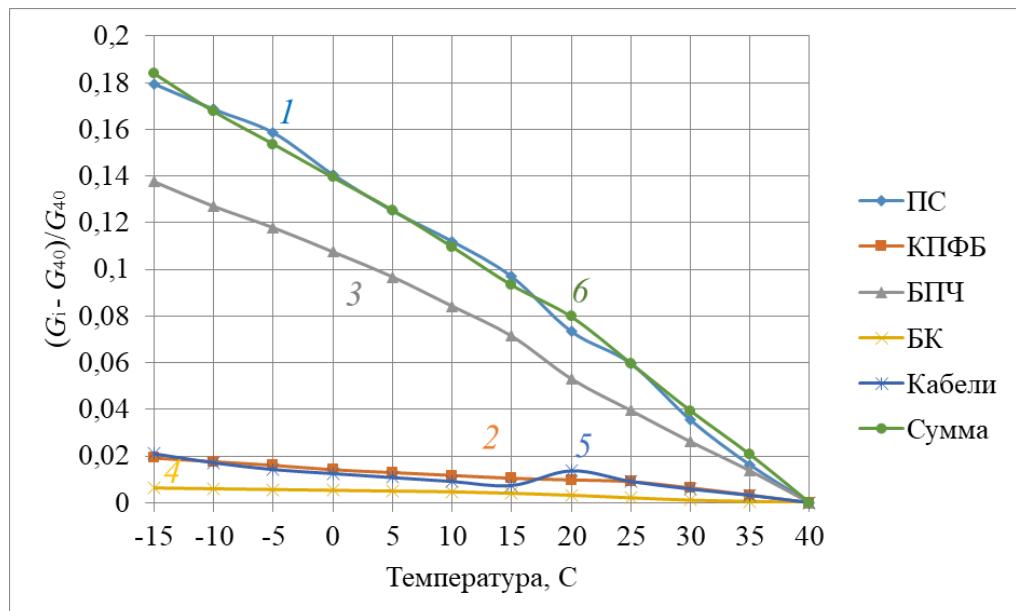


Рисунок 4.40 — Влияние окружающей температуры на коэффициент передачи приемной системы X-диапазона РТ-13: 1 — всей приемной системы, 2 — криогенного приемного фокального блока; 3 — блока преобразования частот; 4 — блока коммутации; 5 — внутренних кабелей; 6 — суммы 2+3+4+5

Из рисунка 4.40 видно, что основное влияние окружающая температура оказывает на коэффициент передачи блока преобразования частоты (график 3), коэффициенты влияния приведены в таблице 4.4.

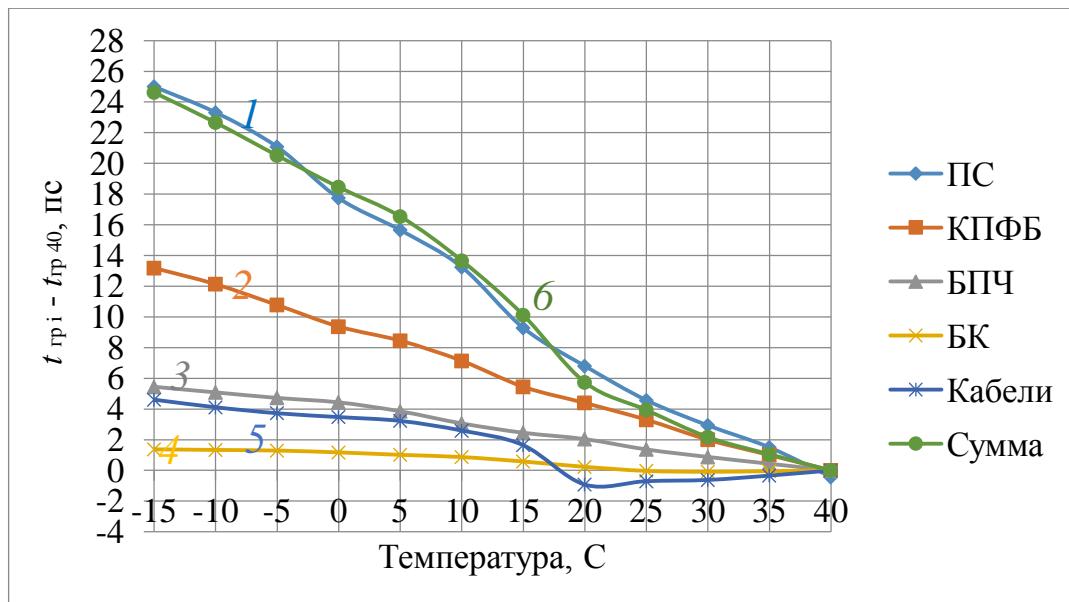


Рисунок 4.41 — Влияние окружающей температуры на групповую задержку приемной системы X-диапазона РТ-13: 1 — всей приемной системы, 2 — криогенного приемного фокального блока; 3 — блока преобразования частот; 4 — блока коммутации; 5 — внутренних кабелей; 6 — суммы 2+3+4+5

Из рисунка 4.41 видно, что наибольшее влияние окружающая температура оказывает на групповую задержку криогенного приемного фокального блока (график 2), коэффициенты влияния приведены в таблице 4.4. Вблизи температуры 20°C появляется «тефлоновое колено» на графике 5 задержки внутренних СВЧ кабелей приемной системы из-за резкого изменения коэффициента линейного температурного расширения вблизи температуры 20 °C, что отмечалось в п. 4.4.1 для измерительных кабелей. Влияние температуры на характеристики блока коммутации незначительно (таблица 4.4).

Таблица 4.4 — Коэффициенты влияния окружающей температуры на коэффициент передачи и групповую задержку приемной системы X-диапазона РТ-13

| | K_G , Токр, 1/К | | K_t , Токр, пс/К | |
|----------------------------|----------------------|----------------------|--------------------|-----------|
| | Ниже 20°C | Выше 20°C | Ниже 20°C | Выше 20°C |
| Приемник (весь) | $-3.0 \cdot 10^{-3}$ | $-3.9 \cdot 10^{-3}$ | -0.50 | -0.34 |
| Криоблок | $-0.3 \cdot 10^{-3}$ | $-0.6 \cdot 10^{-3}$ | -0.25 | -0.25 |
| Блок преобразования частот | $-2.2 \cdot 10^{-3}$ | $-2.6 \cdot 10^{-3}$ | -0.11 | -0.11 |
| Блок коммутации | $-0.1 \cdot 10^{-3}$ | $-0.1 \cdot 10^{-3}$ | -0.04 | -0.02 |
| Внутренние кабели | $-0.4 \cdot 10^{-3}$ | $-0.6 \cdot 10^{-3}$ | -0.1 | 0.04 |

Проведены измерения долговременной стабильности выходной мощности приемной системы X-диапазона РТ-13 при установке на её вход широкоапертурной согласованной нагрузки и стабильности температуры окружающей среды в лаборатории. На рисунке 4.42 представлены графики изменения относительной выходной мощности $\Delta P_{\text{вых}}/P_{\text{вых}}$ (1) и температуры $T_{\text{окр}}$ (2) при времени усреднения $\tau = 60$ с, а также отклонение Аллана для $\Delta P_{\text{вых}}/P_{\text{вых}}$ (1') и отклонение Аллана для $T_{\text{окр}}$, умноженное на найденный коэффициент влияния $K_{G, \text{Токр}} = -3.9 \cdot 10^{-3}$ (2') при $T_{\text{окр}} = 25^\circ\text{C}$. СКО $\Delta P/P$ по всей записи при $\tau = 60$ с составило $4.4 \cdot 10^{-4}$, СКО для $T_{\text{окр}}$ составило 0.14°C .

Как видно по рисунку 4.42, отклонения Аллана $\Delta P_{\text{вых}}/P_{\text{вых}}$ 1' и температуры 2' с учетом коэффициента влияния совпадают на интервалах усреднения более 1000 с. Таким образом, источником нестабильности выходной мощности приемной системы X-диапазона РТ-13 на интервалах более 1000 с является температура.

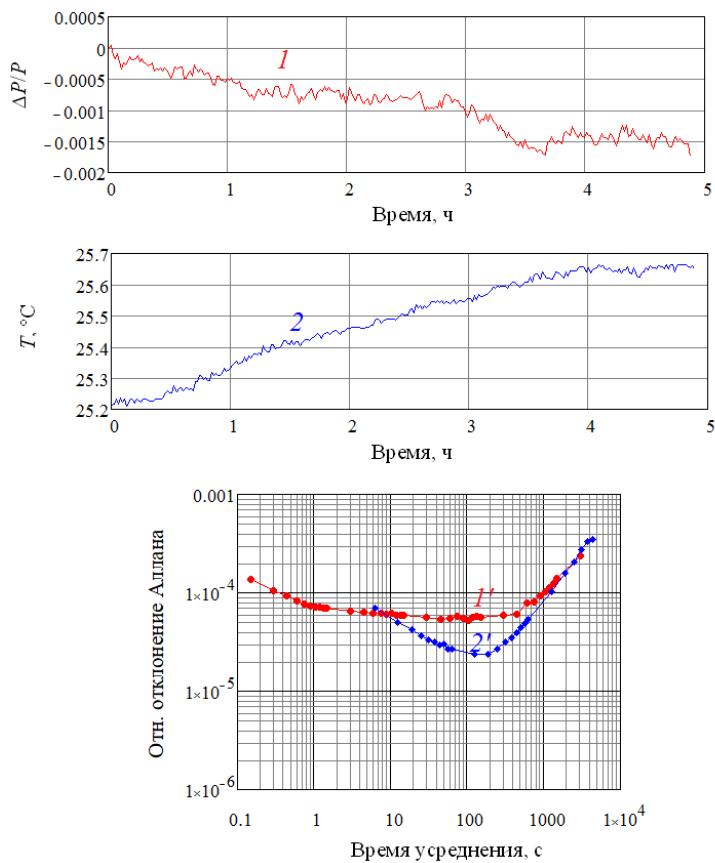


Рисунок 4.42 — Долговременная нестабильность приемной системы X-диапазона РТ-13 в лабораторных условиях: 1 — относительная выходная мощность, 2 — окружающая температура, 1' — отклонение Аллана относительной выходной мощности, 2' — отклонение Аллана окружающей температуры, умноженное на коэффициент влияния температуры

Поскольку наибольший коэффициент влияния температуры для блока преобразования частоты (см. таблицу 4.4), целесообразно привести нестабильность температуры внутри блока преобразования частоты $T_{БПЧ}$ (рисунок 4.43). СКО для $T_{БПЧ}$ при $\tau = 60$ с составило 0.0067°C .

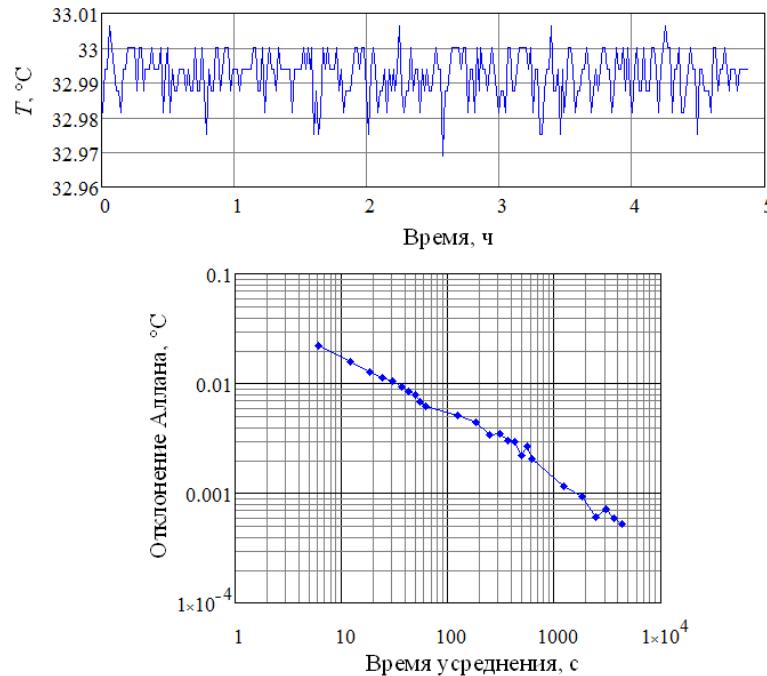


Рисунок 4.43 — Долговременная нестабильность температуры внутри блока преобразования частоты приемной системы X-диапазона РТ-13 в лаборатории

По отклонению Аллана рисунка 4.43 видно, что сигнал $T_{БПЧ}$ является белым шумом, обусловленным дискретом датчика температуры, и температура стабильна на интервалах более 4000 с. Это свидетельствует о правильности работы системы термостабилизации в месте расположения датчика температуры. Однако система термостабилизации не может обеспечить стабильность температуры во всех точках блока, и окружающая температура влияет на коэффициент передачи блока преобразования частот (см. рисунок 4.36). Для уменьшения влияния внешней температуры необходимо исследование стабильности температур и в других точках блока.

Проведены измерения стабильности трехдиапазонной приемной системы, установленной на радиотелескоп РТ-13 в обсерватории «Зеленчукская» (11.04.2015). На входе приемной системы устанавливался широкоапertureный низкотемпературный генератор шума [50] в неохлажденном состоянии. На рисунке 4.44 представлены графики при времени усреднения $\tau = 60$ с изменений окружающей температуры внутри кожуха при-

емной системы (1, СКО = 0.25°C), температуры облучателя (2, СКО = 0.012 K), температуры второй ступени микрохладителя (3, СКО = 0.028 K), температуры термоплиты в блоке преобразования частот X-диапазона (4, СКО = 0.008 K), измеренной относительной выходной мощности $\Delta P_{\text{вых}}/P_{\text{вых}}$ (5, СКО = $7.8 \cdot 10^{-4}$), а также ожидаемые изменения относительной выходной мощности (6, СКО = $7.5 \cdot 10^{-4}$) и групповой задержки приемной системы (7, СКО = 0.12 пс) с учетом найденных коэффициентов влияния $K_{G, \text{Токр}} = -3.0 \cdot 10^{-3}$; $K_{t, \text{Токр}} = -0.5 \text{ пс/К}$. На рисунке 4.45 представлены отклонения Аллана для указанных температур. Окружающая температура (1) стабильна на интервале до 20 с, температуры второй ступени микрохладителя (3) и температура термоплиты блока преобразования частот (4) стабильны на интервалах до 500 с. Шум температуры второй ступени (3) на малых временах усреднения больше шума температуры облучателя (2). На второй ступени присутствуют периодические колебания микрохладителя с периодом 1 с и амплитудой 0.25 K (рисунок 4.22), которые при оцифровке с периодом 6.4 с дают больший разброс. На рисунке 4.46 представлена ожидаемая нестабильность (графики 1–6) коэффициента передачи (слева) и групповой задержки (справа) из-за влияния температур, а также измеренная нестабильность выходной мощности $\Delta P_{\text{вых}}/P_{\text{вых}}$ приемной системы X-диапазона (7). График ожидаемого изменения коэффициента передачи из-за влияния окружающей температуры $T_{\text{окр}}$ (1) (коэффициент влияния $K_{G, \text{Токр}} = -3.0 \cdot 10^{-3}$) совпадает с измеренным графиком $\Delta P_{\text{вых}}/P_{\text{вых}}$ (7) на интервалах усреднения более 200 с. Это свидетельствует, что о том окружающая температура приемной системы является основным источником нестабильности на этих временных интервалах. Графики (5) характеризуют влияние окружающей температуры на криогенный приемный фокальный блок, а графики (6) — на блок преобразования частот в соответствии с найденными коэффициентами влияния (таблица 4.4). Влияние окружающей температуры на коэффициент передачи больше для блока преобразования частот ($K_{G, \text{Токр}} = -2.2 \cdot 10^{-3}$), а влияние на групповую задержку больше для криогенного приемного фокального блока ($K_{t, \text{Токр}} = -0.25 \text{ пс/К}$). Влияние нестабильности температур облучателя (график 2) и температуры второй ступени охладителя (график 3) незначительно ($K_{G, \text{Тобл}} = -2.6 \cdot 10^{-4} \text{ 1/К}$, $K_{G, \text{Т2ст}} = -1 \cdot 10^{-3} \text{ 1/К}$, см. рисунок 4.17). Влияние нестабильности термоплиты блока преобразования частоты (график 4) меньше, чем окружающей температуры (1) на этот блок, что говорит о большем изменении температуры в других точках

внутри блока. Для проверки необходимо устанавливать дополнительные датчики температуры.

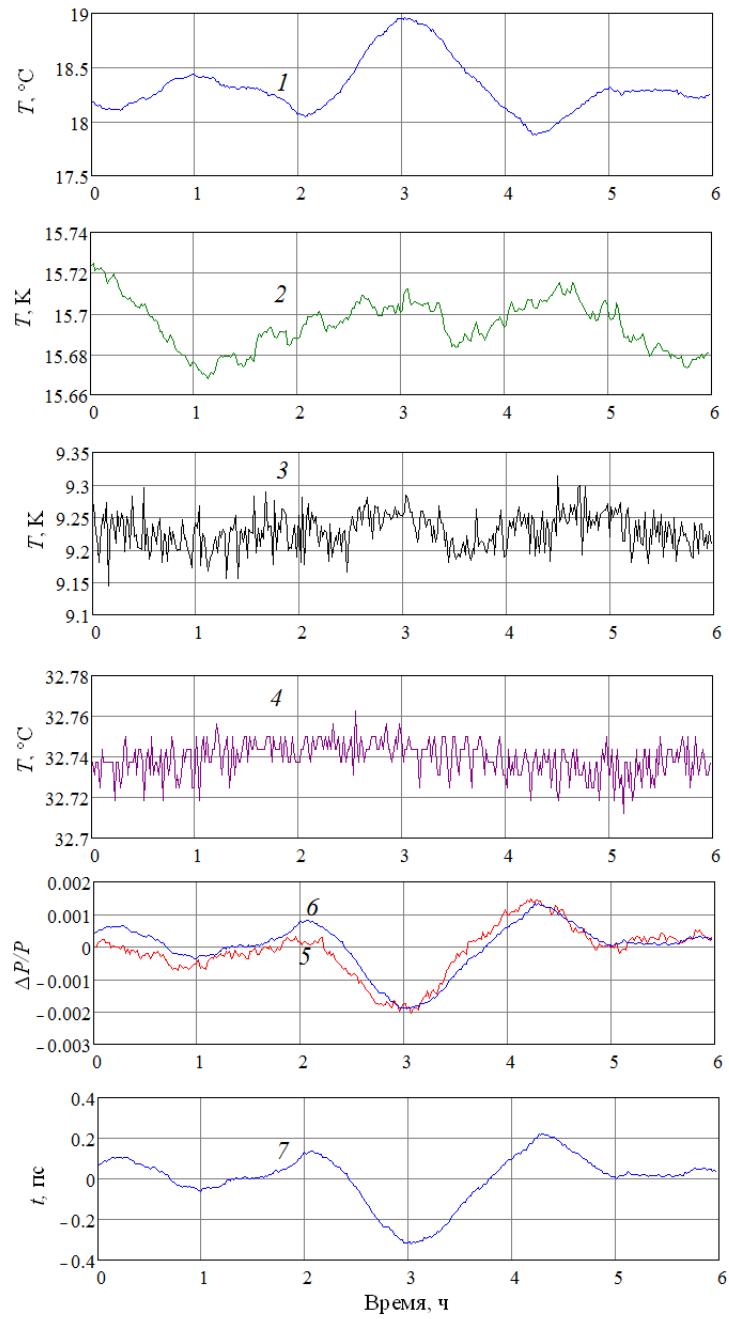


Рисунок 4.44 — Долговременная нестабильность приемной системы X-диапазона РТ-13 в обсерватории «Зеленчукская» (11.04.2015): 1 — окружающая температура внутри кожуха, 2 — температура облучателя, 3 — температура второй ступени микрохладителя, 4 — температура термоплиты блока преобразования частот, 5 — измеренное изменение относительной выходной мощности, 6 — ожидаемое изменение относительной выходной мощности с учетом коэффициента влияния, 7 — ожидаемое изменение групповой задержки с учетом коэффициента влияния

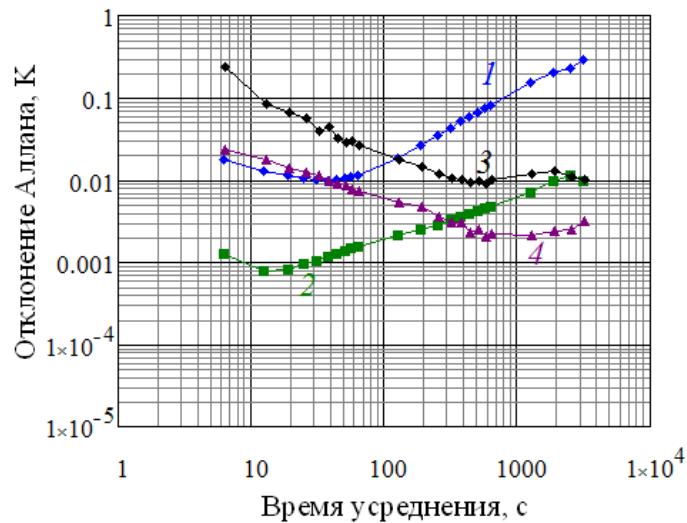


Рисунок 4.45 — Отклонение Аллана температур приемной системы X-диапазона РТ-13 в обсерватории «Зеленчукская» (11.04.2015): 1 — окружающая температура внутри кожуха, 2 — температура облучателя, 3 — температура второй ступени микроохладителя, 4 — температура термоплиты блока преобразования частот

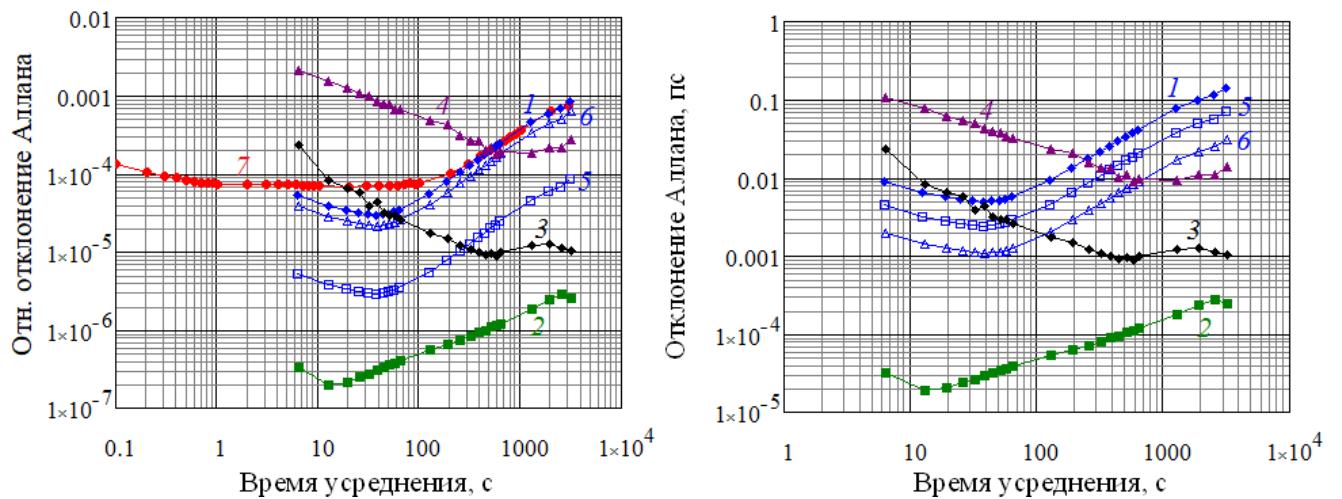


Рисунок 4.46 — Отклонения Аллана коэффициента передачи (слева) и групповой задержки (справа) из-за влияния температур приемной системы X-диапазона РТ-13 в обсерватории «Зеленчукская» (11.04.2015): 1 — окружающей температуры на приемную систему, 2 — температуры облучателя, 3 — температуры второй ступени микроохладителя, 4 — температуры термоплиты блока преобразования частот, 5 — окружающей температуры на криогенный приемный фокальный блок, 6 — окружающей температуры на блок преобразования частоты, 7 — измеренной относительной выходной мощности

На интервале 6 часов измеренное изменение относительной выходной мощности составило $3 \cdot 10^{-3}$ (СКО $7.8 \cdot 10^{-4}$), а ожидаемое изменение групповой задержки из-за из-

менения внешней температуры внутри кожуха составило около 0.5 пс (СКО 0.12 пс). Это значительно меньше сформулированных для приемной системы требований по нестабильности задержки — СКО менее 5 пс.

Изменение внешней температуры окружающей среды радиотелескопа будет оказывать влияние только через вакуумное окно криогенного приемного фокального блока, находящееся вне защитного кожуха, в котором поддерживается температура. Наиболее значительные изменения температуры бывают зимой в обсерватории «Бадары», суточные изменения составляют 10 градусов (СКО 3 градуса), что при коэффициенте влияния $K = 0.25$ пс/К приведет к изменению задержки на 2.5 пс (СКО 0.75 пс).

Таким образом, основное влияние на долговременную амплитудную нестабильность трехдиапазонной приемной системы оказывает нестабильность температуры узлов блока преобразования частот, а на нестабильность групповой задержки — криогенный приемный фокальный блок.

4.7 Сравнение стабильности приемной системы радиотелескопа в режимах полной мощности и модуляционном

Для сравнения стабильности приемной системы в режимах полной мощности и в модуляционном проведены исследования на примере приемной системы *S*-диапазона радиотелескопа РТ-32, результаты приведены на рисунке 4.47. Чувствительность ΔT радиометра полной мощности определяется по формуле (1.5), $\alpha=1$, а модуляционного радиометра с пилот-сигналом по формуле (1.11). Исследования проведены с помощью разработанного устройства контроля параметров (см. п. 3.4). В блоке сбора данных генерируется сигнал модуляции с частотой $f_m = 1$ кГц и подается в приемник по схеме с пилот-сигналом (генератор шума компенсации модулируется в противофазе с модулятором коэффициента усиления блока преобразования частоты, $M=10$, см. п.1.1). Выходной сигнал приемной системы детектируется и оцифровывается с частотой 50 кГц. На периоде модуляции из 50 отсчетов 10 отбрасываются для исключения переходного процесса переключателя, что уменьшает эффективное время накопления сигнала, $\tau_{\text{эфф}} = 0.8 \cdot \tau$.

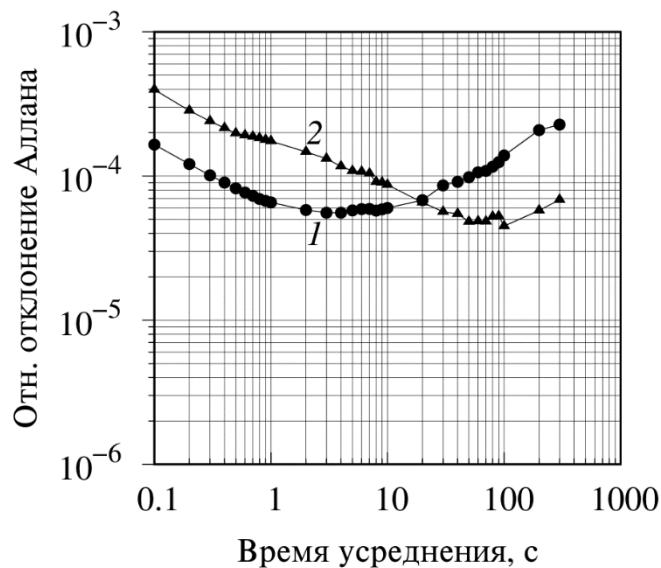


Рисунок 4.47 — Нестабильность приемной системы *S*-диапазона РТ-32: 1 — в режиме полной мощности; 2 — в модуляционном режиме

При подстановке значений в формулу (1.11) чувствительность радиометра в модуляционном режиме с пилот-сигналом в 2.5 раза ниже, чем в режиме полной мощности. Для времени накопления $\tau=0.1$ с и полосы приемной системы *S*-диапазона $\Delta f = 400$ МГц, отношение $\Delta T/T = 1.6 \cdot 10^{-4}$ для режима полной мощности, и $\Delta T/T = 4 \cdot 10^{-4}$ для модуляционного режима, что соответствует результатам измерений, представленных на рисунке 4.47 (см. первую точку на графике при $\tau=0.1$ с). Относительное отклонение Аллана в режиме полной мощности (график 1) меньше, чем в модуляционном режиме (график 2) до времени усреднения 10 с. Чувствительность радиометра (СКО) при времени усреднения $\tau = 1$ с в режиме полной мощности в 1.9 раза выше, чем в модуляционном режиме и остается выше на интервалах усреднения до 10 с.

4.8 Стабильность групповой задержки приемных систем радиотелескопов в составе лабораторного макета радиоинтерферометра

Проведены исследования стабильности групповой задержки приемных систем радиотелескопов в составе лабораторного макета радиоинтерферометра в соответствии с методикой п. 2.5.

Для оценки стабильности групповой задержки системы регистрации (широкополосной системы преобразования сигналов) на её оба канала с помощью делителя мощности был подан сигнал от одной приемной системы, записан интерферометрический сеанс длительностью 30 минут и проведен расчет корреляционного отклика. Поскольку

на оба канала системы регистрации подается один и тот же сигнал, нестабильность сигнала приемной системы исключается, и можно получить нестабильность системы регистрации. Отношение сигнал-шум составило $SNR=27280$. Теоретическое значение СКО задержки для такого SNR по формуле (1.29) составляет 0.039 пс. Измеренное СКО задержки составило 0.117 пс (рисунок 4.48). Тогда по формуле (2.23) аппаратурная нестабильность ШСПС составляет $\sigma_{t_{per}} = 0.11$ пс.

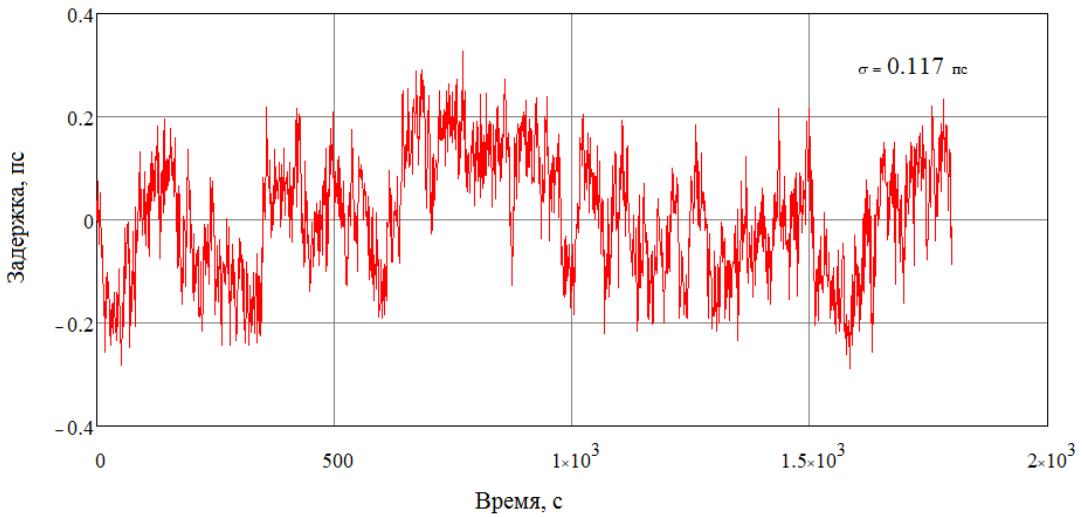


Рисунок 4.48 — Нестабильность групповой задержки широкополосной системы преобразования сигналов

Далее были проведены радиоинтерферометрические сеансы на нулевой базе с подключением двух приемных систем РТ-13. Проведены сеансы двух типов: непрерывные 15-минутные сеансы для определения характера изменения во времени параметров корреляционного отклика с временем накопления $\tau = 1$ с (см. рисунок 4.50) и часовые, имитирующий реальную РСДБ-сессию интерферометра — 120 записей с временем накопления $\tau = 10$ с (см. методику п. 2.5.1).

В S-диапазоне в макете радиоинтерферометра с нулевой базой радиочастотная помеха является источником общего сигнала в двух каналах радиоинтерферометра, и оценку задержки по ВКФ целесообразно проводить с фильтрацией полосы частот, не содержащей помехи [A12], результат см. на рисунке 4.49. В экспериментах осуществлялась цифровая фильтрация взаимного корреляционного спектра $S_{12}(f)$ путем обнуления отфильтровываемых участков спектра — частот с помехами. После цифровой фильтрации оставалась полоса 192 МГц, и значения СКО задержки уменьшились с 43 пс до 12.4 пс.

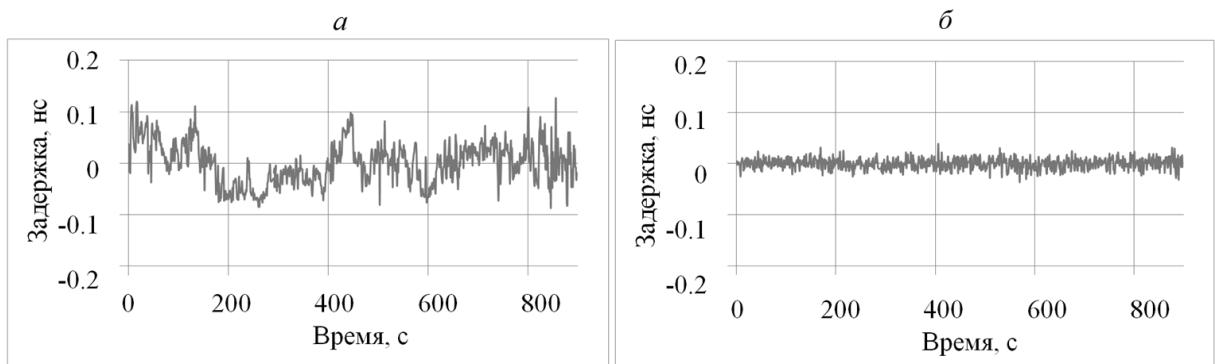


Рисунок 4.49 — Результаты измерений задержки корреляционного отклика в S -диапазоне по 15-минутной записи с временем накопления 1 с: a — во всей полосе 512 МГц (2164–2676 МГц); b — при цифровой фильтрации полосы 192 МГц (2196–2388 МГц)

Результаты измерений по часовому сеансу представлены в таблице 4.5. Полученные значения SNR и СКО задержки корреляционного отклика сопоставлены с их расчетными значениями по формулам (2.22) и (1.29). Расчетное значение SNR корреляционного отклика рассчитано следующим образом. Для X -диапазона трехдиапазонной приемной системы шумовая температура ГШ $T_{\text{сиг}} = 0.9$ К, шумовая температура системы $T_{\text{сист}}$ складывается из шумовой температуры приемной системы (100 К в неохлажденном состоянии) и температуры нагрузки (300 К), отношение сигнал-шум по входу приемной системы $T_{\text{сиг}}/T_{\text{сист}} = 0.0022$, $\Delta f = 512$ МГц, время накопления $\tau = 10$ с, расчетное SNR равно 219.

Таблица 4.5 — Результаты измерений параметров корреляционного отклика макета радиоинтерферометра на часовом сеансе с интервалом накопления $\tau = 10$ с [A4]

| Диапазон | SNR | | σ_t , пс | |
|--------------------------------------|---------|--------|-----------------|--------|
| | расчет. | измер. | расчет. | измер. |
| Трехдиапазонная приемная система | | | | |
| S -диапазон (2196–2388 МГц) | 245 | 261 | 11.0 | 12.4 |
| X -диапазон (8591.6–9103.6 МГц) | 219 | 175 | 6.2 | 6.9 |
| Ka -диапазон (28463.6–28975.6 МГц) | 246 | 200 | 5.4 | 7.5 |
| Широкополосная приемная система | | | | |
| X -диапазон (8591.6–9103.6 МГц) | 323 | 315 | 5.7 | 5.8 |

Как видно из таблицы 4.5 различие расчетных и измеренных значений SNR составляет не более 20%, а для СКО задержки — не более 2 пс. В соответствии с формулой (2.23) СКО нестабильности задержки сигналов в аппаратуре для трехдиапазонных приемных систем в *S*-диапазоне $\sigma_{t_{\text{ан}}} = 5.7$ пс, в *X*-диапазоне $\sigma_{t_{\text{ан}}} = 3$ пс, в *Ka*-диапазоне $\sigma_{t_{\text{ан}}} = 5.2$ пс, для широкополосных приемных систем $\sigma_{t_{\text{ан}}} = 1$ пс.

Для определения характера изменения групповой задержки $t_{\text{тр}}$ во времени для нее рассчитаны графики отклонения Аллана от времени усреднения [A12] (рисунок 4.50). Белый шум преобладает на временах усреднения до 50 с в *X*-диапазоне и до 20 с в *S*- и *Ka*-диапазонах, на больших временах усреднения проявляется фликкер-шум. Указанное время усреднения является оптимальным временем накопления при заданном SNR, на нём достигается минимум СКО задержки. При усреднении по оптимальному времени накопления устраняется белый шум задержки $\sigma_{t_{\text{SNR}}}$, определяемый SNR (формула (1.29)), и остается только СКО задержки $\sigma_{t_{\text{ан}}}$, обусловленное нестабильностью задержки сигнала в аппаратуре. После усреднения посчитаны СКО нестабильности: для трехдиапазонных приемных систем $\sigma_{t_{\text{ан}}} = 5.7$ пс в *S*-диапазоне, $\sigma_{t_{\text{ан}}} = 3.2$ пс в *X*-диапазоне, $\sigma_{t_{\text{ан}}} = 5.4$ пс в *Ka*-диапазоне, для широкополосных приемных систем $\sigma_{t_{\text{ан}}} = 0.7$ пс в *X*-диапазоне, что соответствует значениям, полученным ранее из формулы (2.23).

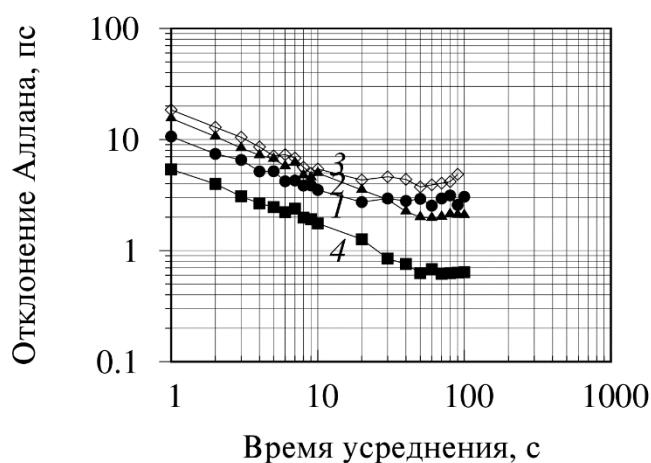


Рисунок 4.50 — Отклонение Аллана задержки корреляционного отклика, измеряемой в макете радиоинтерферометра: 1 — в *S*-диапазоне; 2 — в *X*-диапазоне; 3 — в *Ka*-диапазоне; 4 — для широкополосной приемной системы

Полученные результаты удовлетворяют сформулированному требованию — СКО аппаратурной нестабильности задержки интерферометра не более 15 пс (см. п.1.5).

Найденная величина аппаратурной нестабильности задержки радиоинтерферометра влияет на оптимальное время накопления сигнала источника, поскольку усреднение на большем интервале времени не приводит к снижению погрешности определения задержки (более подробно будет рассмотрено в п. 5.5).

4.9 Влияние амплитудной и фазовой нестабильностей приемной системы на отношение сигнал-шум корреляционного отклика радиоинтерферометра

Для определения влияния амплитудной нестабильности приемной системы на отношение сигнал-шум корреляционного отклика радиоинтерферометра проведен обзор литературы. В статье [80] найдена формула снижения чувствительности ΔT корреляционного радиометра при наличии флюктуаций коэффициента усиления $\Delta G/G(t)$ одного из каналов:

$$\Delta T = \Delta T_0 \cdot \sqrt{1 + \sigma_{\Delta G/G}^2} \quad (4.1)$$

где ΔT_0 — чувствительность без флюктуаций коэффициента усиления, $\sigma_{\Delta G/G}$ — СКО флюктуаций коэффициента усиления $\Delta G/G$ канала.

Для проверки применимости этой формулы для радиоинтерферометра проведено математическое моделирование. Выходные сигналы промежуточной частоты двух приемных систем $x_1(t)$ и $x_2(t)$ представлялись белым гауссовым шумом с нулевым средним и дисперсией, соответствующей шумовой температуре системы $T_{\text{сист}}$. К каждому из этих шумов добавлялся белый гауссов шум источника сигнала $s(t)$ с нулевым средним и дисперсией, соответствующей шумовой температуре источника T_s . Для одной из приемных систем вводилась относительная нестабильность коэффициента усиления $\Delta G/G(t)$. Производился расчет взаимной корреляционной функции для следующих сигналов:

$$\begin{aligned} y_1(t) &= (x_1(t) + s(t)) \cdot (1 + \Delta G/G(t)) \\ y_2(t) &= x_2(t) + s(t) \end{aligned}$$

Исходя из формулы (4.1), снижение отношения сигнал-шум корреляционного отклика радиоинтерферометра из-за флюктуаций коэффициента усиления $\Delta G/G(t)$ одного из каналов можно записать в виде

$$SNR \propto \frac{1}{\sqrt{1 + \sigma_{\Delta G/G}^2}} \quad (4.2)$$

На рисунке 4.51 на одном графике приведены результаты моделирования и расчета по формуле (4.2) относительного SNR при введении в один из приемников нестабильности $\Delta G/G(t)$. Как видно по рисунку, результаты моделирования хорошо совпадают с формулой (4.2), что позволяет говорить о применимости этой формулы для оценки влияния амплитудной нестабильности на SNR корреляционного отклика радиоинтерферометра.

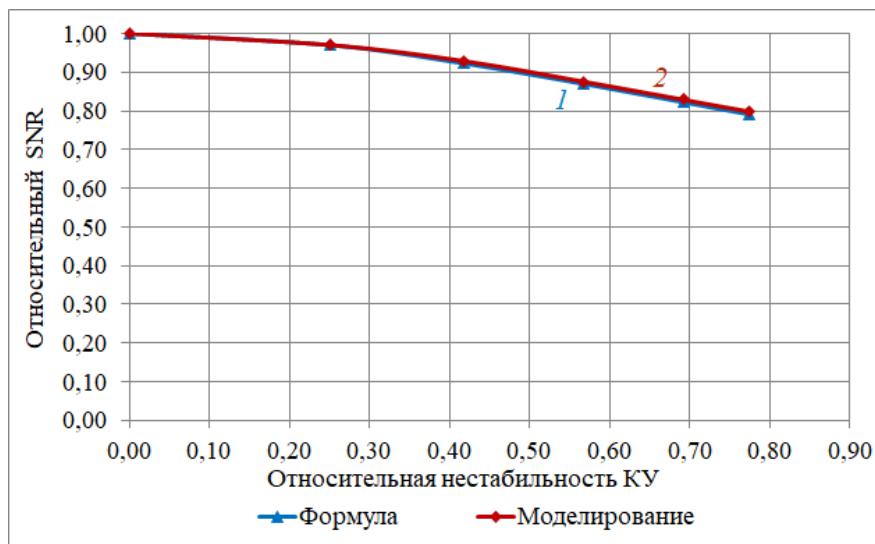


Рисунок 4.51 — Влияние амплитудной нестабильности коэффициента усиления приемной системы на отношение сигнал-шум корреляционного отклика: 1 — расчет по формуле, 2 — результаты моделирования

Измеренная амплитудная нестабильность приемных систем комплекса «Квазар-КВО» $\sigma_{\Delta G/G}$ составляет не более $2 \cdot 10^{-4}$ (см. таблицу 4.1). При подстановке этого значения в формулу (4.2) снижение SNR составляет $2 \cdot 10^{-8}$. Таким образом, амплитудная нестабильность не оказывает влияние на отношение сигнал-шум корреляционного отклика радиоинтерферометра.

Влияние фазовой нестабильности приемной системы на отношение сигнал-шум корреляционного отклика описывается формулой (1.32). Справедливость формулы проверена экспериментальным путем на макете радиоинтерферометра.

Для создания фазовой нестабильности вместо опорного сигнала 100 МГц использовался сигнал от генератора Agilent 8257D, модулируемый белым шумом. Сигнал

100 МГц подавался на блок преобразования частоты X -диапазона трехдиапазонной приемной системы. Для оценки величины вводимой фазовой нестабильности на вход приемной системы подавался гармонический сигнал на частоте 7.5 ГГц, и анализатором спектра измерялось СКО вносимых фазовых шумов этого сигнала, пропущенного через тракт приемной системы при разных значениях задаваемого СКО белого шума.

Далее был проведен интерферометрический сеанс на макете радиоинтерферометра с вводом различной фазовой нестабильности. На рисунке 4.52 приведено экспериментальное изменение SNR скана длительностью 1 с при различной фазовой нестабильности и теоретическое, рассчитанное по формуле. Исходное (без ввода нестабильности) СКО разности фаз приемных систем на получасовом интервале составляет 5° , что приводит к снижению SNR менее 1 %.

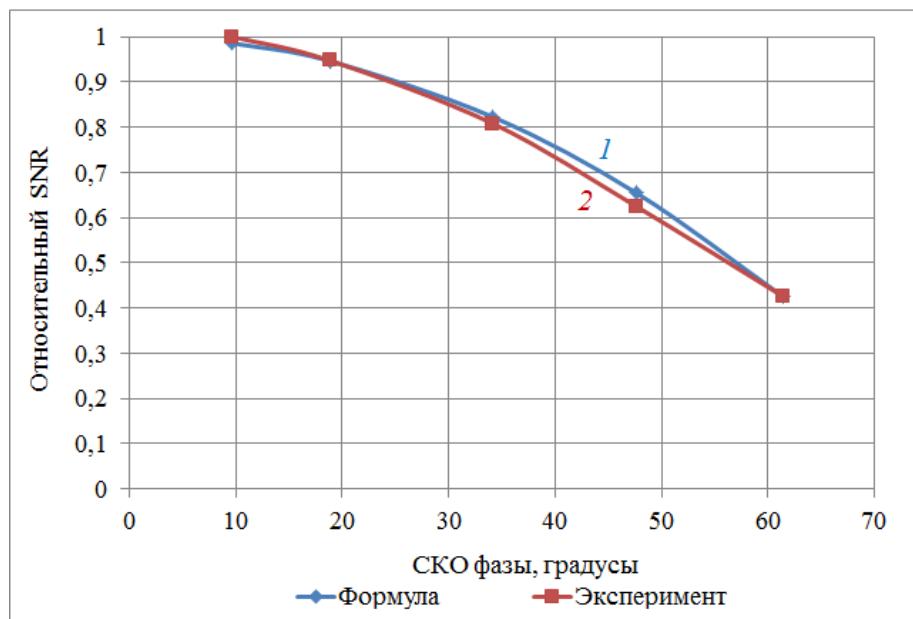


Рисунок 4.52 — Влияние фазовой нестабильности приемной системы на отношение сигнал-шум корреляционного отклика: 1 — расчет по формуле, 2 — результаты эксперимента

Экспериментальное влияние фазовой нестабильности приемной системы на отношение сигнал-шум корреляционного отклика практически совпало с рассчитанным по формуле (1.32) значением.

4.10 Влияние неточности установки частоты и фазовой нестабильности гетеродина на групповую задержку корреляционного отклика радиоинтерферометра с нулевой базой

Для проверки влияния неточности установки частоты на стабильность задержки корреляционного отклика радиоинтерферометра с нулевой базой в макете широкополосной приемной системы был использован гетеродин со смещением частоты 9 мГц.

Проведен радиоинтерферометрический сеанс на нулевой базе с макетом ШПС и трехдиапазонной приемной системой в X -диапазоне (8591.6–9103.6 МГц). С помощью коррелятора определена частота интерференции $F_i = 9$ мГц и линейный тренд фазы корреляционного отклика со скоростью $3.2^\circ/\text{с}$ (см. формулу 2.21), что соответствует смещению частоты 9 мГц. Обнаружено периодическое изменение задержки корреляционного отклика, см. рисунок 4.53, *а*, СКО задержки составило 71.5 пс при расчетном значении 10.8 пс (для фактического SNR=100).

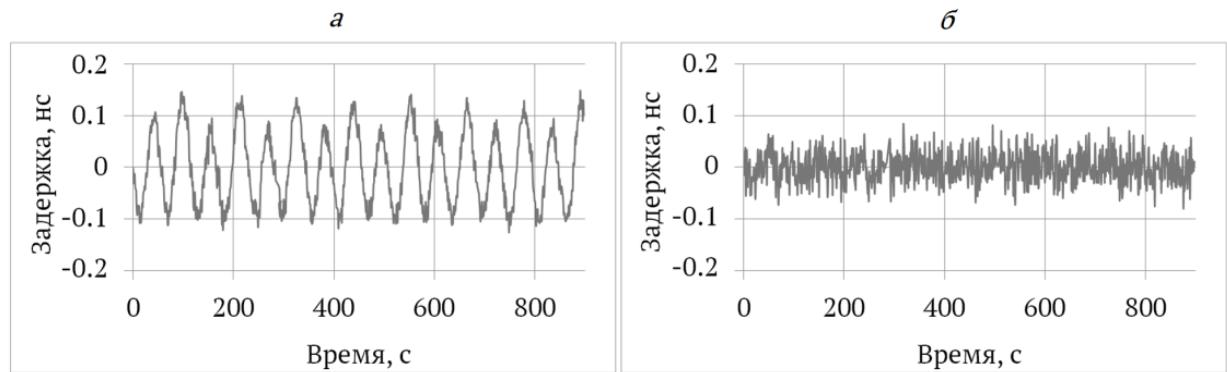


Рисунок 4.53 — Результаты измерений задержки корреляционного отклика макета радиоинтерферометра при неточной установке частоты гетеродина: *а* — во всей полосе 512 МГц; *б* — при цифровой фильтрации с полосой пропускания 256 МГц [A5]

Было сделано предположение о причине периодического изменения задержки корреляционного отклика. АЦП широкополосной системы преобразования сигналов работает с частотой дискретизации 1024 МГц и оцифровывает сигнал в третьей зоне Найквиста в диапазоне 1024–1536 МГц [9]. При недостаточной крутизне скатов амплитудно-частотных характеристик (АЧХ) антиалиасинговых фильтров происходит наложение спектров соседних зон Найквиста. Неточность установки частоты гетеродина приводит к появлению линейного тренда во времени разности фаз выходных сигналов приемных систем. При наложении спектров фазы соседних зон Найквиста складываются с проти-

воположным знаком, что при их линейном изменении и приводит к периодическому изменению отношения сигнал-шум и задержки корреляционного отклика радиоинтерферометра с нулевой базой [A5]. Амплитуда этих колебаний определяется величиной наложения спектров, а частота колебаний равна удвоенному смещению частоты гетеродина. Соответствующий расчет приведен в приложении А.

Эффект наложения спектров определяется произведением АЧХ приемных систем и антиалиасинговых фильтров ШСПС. Для измерения АЧХ каналов интерферометра на входы приемных систем подавался гармонический сигнал заданной частоты от генератора СВЧ сигналов, и при помощи ШСПС измерялась мощность оцифровываемого сигнала. На рисунке 4.54 представлено измеренное произведение АЧХ каналов радиоинтерферометра, включающего макет ШПС и ТПС. Пунктирной линией выделен диапазон работы ШСПС 1024—1536 МГц, вне этого диапазона — соседние зоны Найквиста.

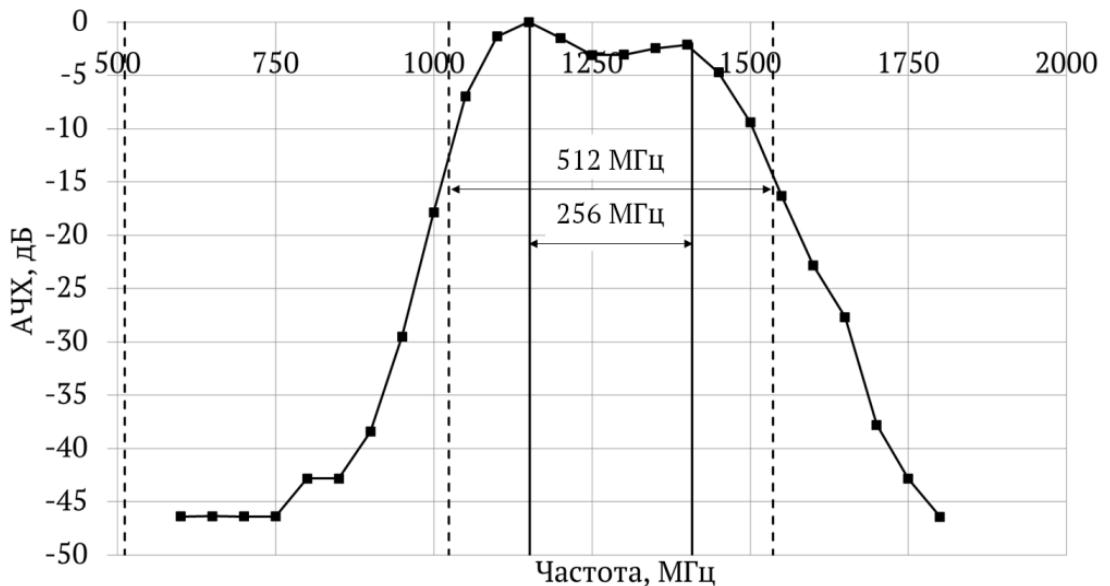


Рисунок 4.54 — Произведение АЧХ каналов радиоинтерферометра (макет ШПС и ТПС)

Для устранения эффекта периодического изменения задержки, предложена цифровая фильтрация взаимного корреляционного спектра $S_{12}(f)$ [A5]. С целью определения оптимальной полосы фильтрации отрезались участки спектра с каждого края шириной от 8 МГц до 160 МГц, и рассчитывалось СКО задержки. Минимальное СКО задержки было достигнуто при полосе пропускания 256 МГц (диапазон 1152–1408 МГц указан на рисунке 4.54 сплошной линией). В этой полосе в дальнейшем и производилась цифровая фильтрация. Результаты после фильтрации представлены на рисунке 4.53, б. Как видно по рисунку, цифровая фильтрация позволила исключить синусоидальный характер из-

менения задержки. Численные значения полученных SNR и СКО задержки во всей полосе 512 МГц и с цифровой фильтрацией с полосой пропускания 256 МГц представлены в таблице 4.6. Уменьшение полосы в 2 раза ожидаемо привело к снижению SNR в $\sqrt{2}$ раз и расчетного значения задержки в $2\sqrt{2}$ раз в соответствии с формулами (2.22) и (1.29). После фильтрации СКО задержки снизилось с 71.5 до 28.6 пс и приблизилось к расчетному значению 27.7 пс для полосы 256 МГц. Полученные результаты свидетельствуют о справедливости сделанных предположений о причине периодического изменения задержки.

Таблица 4.6 — Результаты измерений характеристик корреляционного отклика макета радиоинтерферометра с неточной и точной установкой гетеродина по 15-минутным сеансам с временем накопления $\tau = 1$ с [A5]

| Сеанс | Без фильтрации | | | | С фильтрацией | | | |
|---------------------------------|----------------|------|-----------------|------|---------------|------|-----------------|------|
| | SNR | | σ_t , пс | | SNR | | σ_t , пс | |
| | расч. | изм. | расч. | изм. | расч. | изм. | расч. | изм. |
| | Полоса 512 МГц | | | | | | Полоса 256 МГц | |
| ШПС с неточн. гетеродином — ТПС | 101 | 100 | 10.7 | 71.5 | 72 | 78 | 27.6 | 28.6 |
| ШПС с точн. гет. — ТПС | 198 | 198 | 5.4 | 14.2 | 172 | 187 | 7.7 | 9.2 |

В эксперименте с гетеродином, имеющим точную установку частоты, периодическое изменение задержки корреляционного отклика исчезло (рисунок 4.55, *а*), СКО задержки составило 14.2 пс [A6]. Отличие СКО задержки от расчетного значения 5.4 пс обусловлено влиянием фазовой нестабильности гетеродина и наложением спектров соседних зон Найквиста. Об этом влиянии свидетельствует сильная корреляция флюктуаций (рисунок 4.55 *а, в*) задержки и фазы корреляционного отклика (связанной с фазой гетеродина). Коэффициент корреляции составил $K_{\text{кор}}=0.75$, коэффициент влияния, определяемый по формуле (2.7), равен 2.8 пс/° при СКО(ϕ)=3.9°. Была проведена цифровая фильтрация кросс-корреляционного спектра с различной шириной полосы пропускания. Минимум СКО задержки 9.2 пс был достигнут при полосе 384 МГц (таблица 4.6). После фильтрации СКО задержки приблизилось к расчетному значению. Корреляция фазы и задержки корреляционного отклика уменьшилась (рисунок 4.55, *б, г*): $K_{\text{кор}}=0.48$, $K_{\text{вл}}=1$ пс/°.

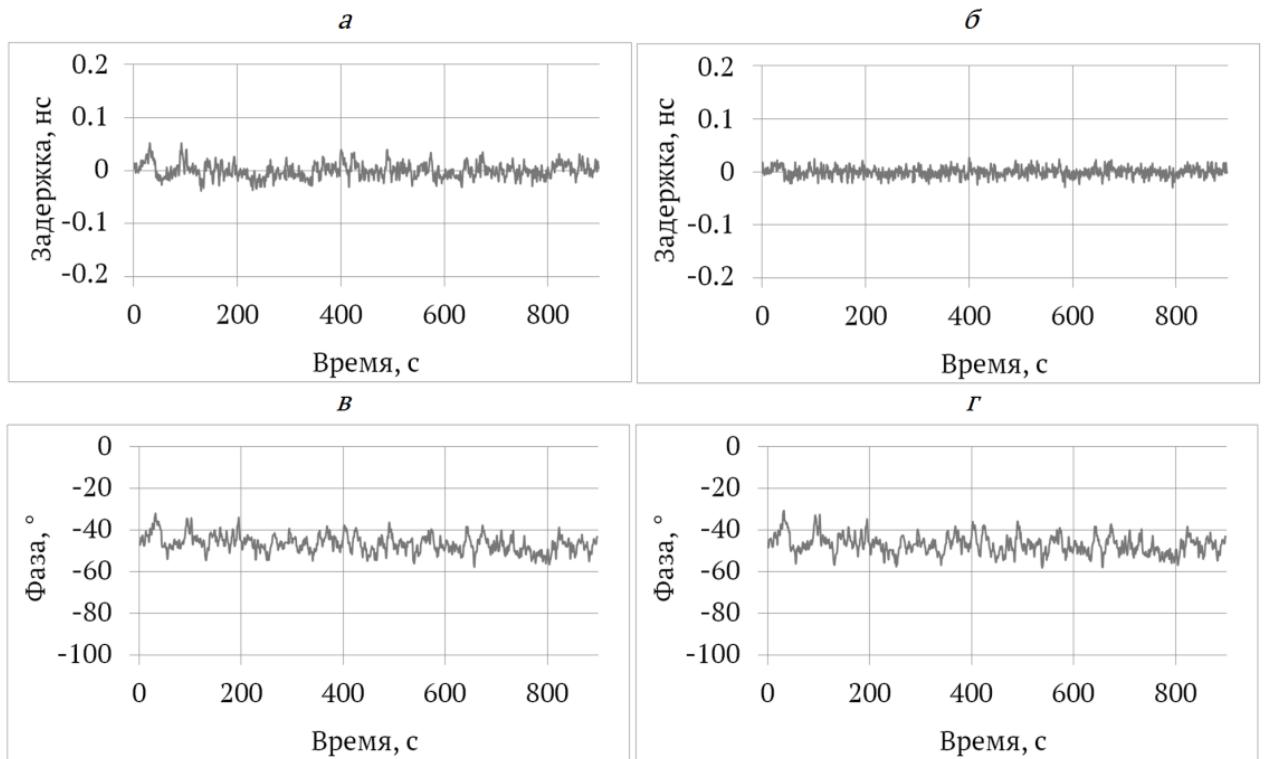


Рисунок 4.55 — Результаты измерений характеристик корреляционного отклика макета радиоинтерферометра с гетеродином с точной установкой частоты по 15-минутному сеансу с временем накопления 1 с: *а* — задержка во всей полосе 512 МГц; *б* — задержка при цифровой фильтрации с полосой пропускания 384 МГц; *в* — фаза во всей полосе 512 МГц; *г* — фаза при цифровой фильтрации с полосой пропускания 384 МГц [A5]

Для непосредственного измерения коэффициента влияния фазовой нестабильности гетеродинов на СКО задержки корреляционного отклика проведен эксперимент с двумя трехдиапазонными приемными системами. Для одного из приемников сигнал опорной частоты 100 МГц модулировался по фазе. При этом с помощью векторного анализатора цепей R&S измерялись колебания фазы на выходе приемной системы по методике п. 2.3. Проведен интерферометрический сеанс с вводом разной величины фазовой нестабильности и рассчитано СКО задержки во всей полосе 512 МГц и при цифровой фильтрации полосы 256 МГц, результаты представлены на рисунке 4.56. Как видно по рисунку, СКО задержки, рассчитанное во всей полосе 512 МГц (график 1), растет на начальном участке со скоростью 4 пс/°, а СКО задержки, рассчитанное в полосе 256 МГц спектра (график 2), слабо зависит от нестабильности гетеродина (коэффициент влияния 0.5 пс/°) за счет отфильтровывания краев спектра. График рисунка 4.56 позволяет сформулировать требования на фазовую нестабильность гетеродинов для данных

характеристик фильтров: для достижения вносимой нестабильности задержки с СКО менее 5 пс на радиоинтерферометре с нулевой базой, СКО разности фаз гетеродинов должно быть менее 2.5° , а СКО фазы каждого гетеродина не более 1.8° .

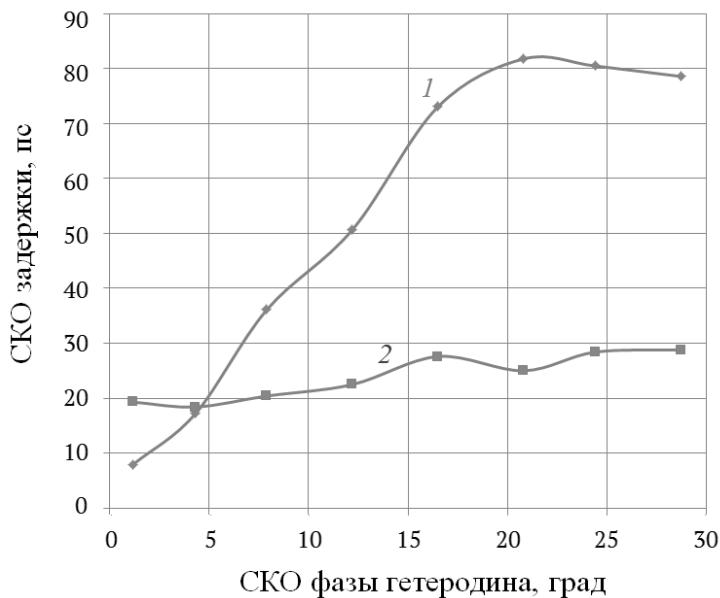


Рисунок 4.56 — Влияние фазовой нестабильности гетеродина на СКО задержки корреляционного отклика макета радиоинтерферометра: 1 — во всей полосе 512 МГц, 2 — в отфильтрованной полосе 256 МГц

Как показали проведенные исследования, при измерениях на радиоинтерферометре с нулевой базой при наложении спектров соседних зон Найквиста может происходить ухудшение СКО задержки как вследствие неточности установки частоты гетеродинов, так и из-за случайных флюктуаций фазы гетеродинов. Цифровая фильтрация позволяет снизить влияние указанных факторов на СКО задержки до значений, соответствующих полосе частот цифрового фильтра. Применение в макете радиоинтерферометра аналогового антиалиасингового фильтра с большим коэффициентом прямоугольности позволит снизить СКО задержки за счет устранения краевых эффектов, при этом незначительно уменьшая полосу частот и SNR.

Для определения характеристики оптимизированного фильтра проведено математическое моделирование корреляционного отклика двухэлементного радиоинтерферометра. Задавались два случайных ряда чисел, имитирующие выходной сигнал приемников, к ним добавлялся третий сигнал, имитирующий сигнал космического радиоисточника. Вычислялись спектры итоговых сигналов в полосе 2048 МГц и умножались на за-

данную АЧХ фильтра. При идентичных антиалиасинговых фильтрах в каналах радиоинтерферометра их фазо-частотные характеристики можно не учитывать. Далее, в один из спектров вводилась регулируемое смещение по фазе, имитирующее изменение фазы гетеродина одного из приемников. После перехода во временную область, осуществлялось прореживание массивов для имитации дискретизации сигнала с частотой 1024 МГц. Вычислялась задержка корреляционного отклика двух сигналов в зависимости от смещения фазы гетеродина в пределах от 0 до 360° , и рассчитывалось СКО полученного ряда значений задержки.

Сравнение результатов моделирования с экспериментальными данными для существующих в настоящее время антиалиасинговых фильтров, а также результаты моделирования задержки корреляционного отклика для оптимизированных фильтров представлены на рисунке 4.57.

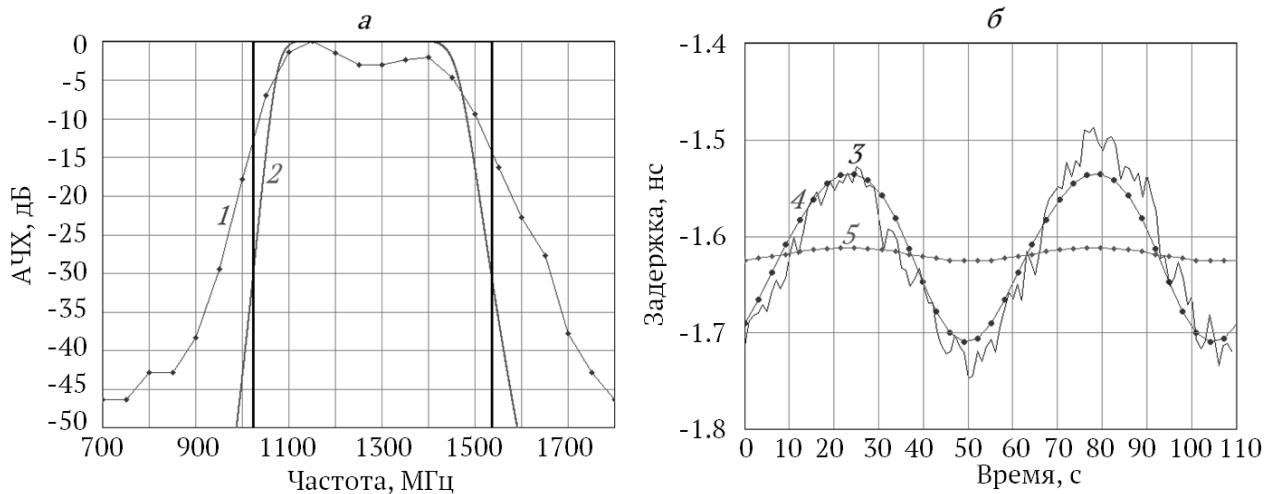


Рисунок 4.57 — Результаты математического моделирования влияния АЧХ антиалиасинговых фильтров на задержку корреляционного отклика и экспериментальные данные: 1 — произведение АЧХ каналов с существующими фильтрами; 2 — произведение АЧХ оптимизированных фильтров; 3 — изменение задержки макета радиоинтерферометра (ШПС и ТПС) во времени с существующими фильтрами (эксперимент), 4 — рассчитанное в модели изменение задержки макета радиоинтерферометра ШПС и ТПС с существующими фильтрами, 5 — рассчитанное в модели изменение задержки с оптимизированными фильтрами [A5]

Для произведения АЧХ каналов существующих фильтров (график 1) экспериментальное изменение задержки корреляционного отклика макета ШПС и ТПС (график 3,

$\sigma_{\text{тр}} = 72$ пс) хорошо совпадает с рассчитанным в модели изменением задержки (график 4, $\sigma_{\text{тр}} = 73$ пс). Для снижения вносимого СКО задержки менее 5 пс в макете радиоинтерферометра предлагается использовать полосовой фильтр Баттервортса седьмого порядка с крутизной скатов 20 дБ/100 МГц. Произведение АЧХ двух таких фильтров представлено на графике 2. Вычисленное в модели СКО задержки для таких фильтров составляет 5 пс (график 5). В качестве предлагаемого фильтра можно использовать фильтр WBLB-T-BP-1300-400-11C производства компании A-INFO, имеющий еще больший коэффициент прямоугольности. Применение такого фильтра позволит исключить влияние фазовой нестабильности гетеродинов приемных систем на СКО задержки радиоинтерферометра с нулевой базой. При этом остается возможность определения погрешности установки частоты и фазовой нестабильности гетеродинов по характеру и величине изменения фазы корреляционного отклика.

4.11 Выводы

1. Проведены исследования стабильности трех типов приемных систем комплекса «Квазар-КВО», показавшие, что на интервалах до 100 секунд преобладающим источником амплитудной нестабильности являются криогенные блоки. СКО амплитудной нестабильности для приемных систем при времени усреднения $\tau = 1$ с и времени измерения $t_{\text{изм}} = 60$ с составляет $1-2 \cdot 10^{-4}$.

2. Для повышения стабильности на интервалах до 100 с следует проводить настройку малошумящих усилителей с оптимизацией по чувствительности (учитывающей как шумовую температуру, так и стабильность). Для входного усилителя широкополосной приемной системы РТ-13 за счет регулировки напряжения на стоке U_c и тока стока I_c полевых транзисторов, удалось снизить флуктуации коэффициента передачи на интервалах времени более 10 с до 2 раз, при этом шумовая температура не изменилась. Выявлена сильная корреляция флуктуаций напряжений на электродах транзисторов и флуктуаций КП МШУ Ка-диапазона. Для достижения флуктуаций коэффициента усиления менее 10^{-4} , напряжение на электродах транзисторов одного каскада четырехкаскадного усилителя, следует стабилизировать с точностью лучше 10^{-5} .

3. На длительных временных интервалах при усреднении более 100–500 с амплитудная нестабильность приемной системы определяется нестабильностью температуры окружающей среды.

4. Преобладающим источником фазовой нестабильности трех приемных систем являются блоки преобразования частоты, а именно гетеродины. СКО фазовой нестабильности приемных систем на получасовом интервале не превышает 5° , что дает снижение отношение сигнал-шум корреляционного отклика менее 1%.

5. Преобладающим источником нестабильности групповой задержки являются блоки преобразования частот. СКО групповой задержки приемной системы на часовом интервале при времени усреднения $\tau = 10$ с не превышает 1 пс.

6. Измерены коэффициенты влияния окружающей температуры $T_{\text{окр}}$ на характеристики трехдиапазонной приемной системы РТ-13 и её отдельных блоков в термокамере. Влияние температуры на коэффициент передачи приемной системы $K_{G, \text{окр}} = -3.9 \cdot 10^{-3}$ в наибольшей степени определяется блоком преобразования частоты ($K_{G, \text{окр}} = -2.5 \cdot 10^{-3}$), а на групповую задержку ($K_{t, \text{окр}} = -0.5$ пс/К) — криогенным приемным фокальным блоком ($K_{t, \text{окр}} = -0.25$ пс/К). Изменение температуры на РТ-13 с СКО=0.25°C в течение 6 часов привело к нестабильности коэффициента передачи с СКО = $7.8 \cdot 10^{-4}$ и групповой задержки с СКО = 0.12 пс.

7. Проведено сравнение чувствительности радиометров в режиме полной мощности и модуляционном. Измеренная чувствительность радиометра S-диапазона радиотелескопа РТ-32 в режиме полной мощности выше до 1.9 раз, чем в модуляционном режиме на интервалах времени усреднения до 10 с.

8. На лабораторном макете исследована стабильность групповой задержки радиоинтерферометра с нулевой базой с трехдиапазонными и широкополосными приемными системами РТ-13 по корреляционному отклику. СКО аппаратурной нестабильности групповой задержки интерферометра для трехдиапазонных приемных систем составило в S-диапазоне $\sigma_{t \text{ап}} = 5.7$ пс, в X-диапазоне $\sigma_{t \text{ап}} = 3$ пс, в Ka-диапазоне $\sigma_{t \text{ап}} = 5.2$ пс, для широкополосной приемной системы $\sigma_{t \text{ап}} = 1$ пс. Полученные результаты удовлетворяют сформулированному требованию — СКО аппаратурной нестабильности задержки интерферометра не более 15 пс.

9. Численным моделированием подтверждено, что формула снижения чувствительности корреляционного радиометра из-за амплитудной нестабильности подходит для оценки снижения SNR корреляционного отклика. Экспериментально проверена формула влияния на SNR фазовой нестабильности приемной системы.

10. Установлено, что при тестировании работы комплекта аппаратуры радиоинтерферометра в лабораторных условиях (т.н. нулевая база) неточность установки частоты, а также наложение спектров зеркальных зон Найквиста АЦП приводят к периодическим колебаниям групповой задержки корреляционного отклика радиоинтерферометра с нулевой базой. Амплитуда колебаний определяется величиной наложения спектров, а частота колебаний равна удвоенному смещению частоты гетеродина. При случайных колебаниях фазы гетеродина также проявляется нестабильность задержки, СКО которой будет зависеть от СКО фазы, начальной фазы и величины наложения спектров. Для минимизации этого эффекта методом математического моделирования двухэлементного радиоинтерферометра подобраны антиалиасинговые фильтры Баттервортса 7 порядка с крутизной скатов 20 дБ/100 МГц, в этом случае СКО колебаний задержки не превышает 5 пс.

Глава 5. Исследование параметров приемных систем в составе радиотелескопов комплекса «Квазар-КВО» и проведение тестовых наблюдений с применением разработанных аппаратно-программного комплекса и методик

Разработанный аппаратно-программный комплекс (глава 3) был применен для исследования параметров приемных систем на радиотелескопах РТ-13 [A18] при вводе их в эксплуатацию. Измерены шумовая температура приемной системы и радиотелескопа, эквивалентная плотность потока системы (SEFD), коэффициент использования поверхности (КИП) антенны и диаграмма направленности радиотелескопа. Измерена радиометрическая чувствительность радиотелескопа РТ-13 и радиотелескопа РТ-32 с применением разработанных устройств радиометрического контроля. Приведены результаты РСДБ-наблюдений на радиотелескопах РТ-13 с применением разработанной методики исследования стабильности групповой задержки радиоинтерферометра.

5.1 Исследование параметров радиотелескопа РТ-13 с трехдиапазонной приемной системой

Одним из основных параметров приемной системы является её шумовая температура, приведенная к входу. Стандартным способом её измерения является метод двух отсчетов, при котором регистрируются уровни выходных сигналов при подаче двух калиброванных (эталонных) сигналов разного уровня на вход приемной системы [38]. На входе трехдиапазонной приемной системы радиотелескопа установлен облучатель, охлаждаемый в криостате [A17], поэтому для измерений шумовой температуры в ФГУП ВНИИФТРИ была разработана специальная шумовая согласованная нагрузка — широкоапертурный низкотемпературный генератор шума (ШНГШ) [50]. ШНГШ представляет из себя широкоапертурный излучатель, помещенный в дьюар для жидкого азота, и устанавливается на вход приемной системы (рисунок 5.1). Выходной сигнал приемной системы измерялся при «теплой» нагрузке, далее ШНГШ охлаждался с помощью жидкого азота в течение 8 часов, затем измерялся уровень «холодной» нагрузки [A3]. Для регистрации выходных сигналов применялись разработанные программы для измерителей мощности (см.п. 3.1.1) или многоканальное устройство радиометрического контроля (см. п. 3.3). В S-диапазоне из-за наличия радиочастотных

помех (в основном от мобильных сетей 3G, 4G и WI-FI) применялся анализатор спектра с разработанной программой для спектрально-селективной регистрации (см. п. 3.1.2). Физическая температура T_{ϕ} излучателей контролировалась 9 прецизионными датчиками температуры. В процессе измерений также измерялись калибровочные сигналы в градусах К, инжектируемые через направленный ответвитель перед малошумящими усилителями. Шумовая температура «теплой» нагрузки равна средней физической температуре T_{ϕ} , шумовая температура «холодной» нагрузки определяется по паспорту с учетом измеренной физической температуры T_{ϕ} . Шумовая температура системы радиотелескоп-радиометр измерялась по калибровочным сигналам при установке антенны в зенит.



Рисунок 5.1 — Измерения шумовой температуры радиотелескопа РТ-13 с помощью широкоапertureного низкотемпературного генератора шума [A3]

Результаты измерений шумовой температуры приемной системы $T_{\text{пр}}$ и системы $T_{\text{сист}}$ радиотелескопа РТ-13 в обсерватории «Бадары» в каналах правой и левой круговой поляризации в $S/X/Ka$ диапазонах [A18] представлены в таблице 5.1. Измеренные значения $T_{\text{пр}}$ на радиотелескопе близки к измеренным в лаборатории значениям [A17]. Значения $T_{\text{сист}}$ и T_a приведены для зенитного положения антенны. Шумовая температура антенны T_a рассчитывалась в работе [83] по программе как интеграл по сфере от произведения расчетной нормированной диаграммы направленности антенны и яркостных тем-

ператур грунта и неба на основе метеоданных (температура, влажность, давление). Как видно из таблицы 5.1, вычисленные значения $T_{\text{сист}}$ близки к измеренным значениям $T_{\text{сист}}$ ($T_{\text{сист}} = T_{\text{пр}} + T_a$). Поэтому, вычисленное значение T_a в ясную погоду может быть использовано как значение «холодной» нагрузки для оценки шумовой температуры приемной системы, а поглощающий материал может быть использован как «теплая» нагрузка. Эта методика оперативна и не требует длительного охлаждения нагрузки.

Таблица 5.1 — Результаты измерений шумовой температуры в обсерватории «Бадары»

| Канал | $T_{\text{пр}}$ (изм.), К | T_a (расчет), К | $T_{\text{сист}}$ (расчет), К | $T_{\text{сист}}$ (изм.), К |
|----------|---------------------------|-------------------|-------------------------------|-----------------------------|
| S RCP | 21 | 17 | 38 | 37 |
| S LCP | 24 | 17 | 41 | 40 |
| X RCP | 17 | 9 | 26 | 27 |
| X LCP | 20 | 9 | 29 | 30 |
| Ka RCP | 47 | 16 | 63 | 64 |
| Ka LCP | 52 | 16 | 68 | 69 |

Фокусировка, юстировка радиотелескопа и измерение диаграммы направленности (ширина и уровень боковых лепестков) производились по космическим радиоисточникам: по Кассиопее-А (CASA) и Тельцу-А (Taurus-A) в S -диапазоне, по Лебедю-А (Cygnus-A) в X -диапазоне, по Юпитеру (Jupiter) в Ka -диапазоне.

Эквивалентная плотность потока радиотелескопа (SEFD) измерялась по опорному космическому источнику Кассиопея-А по формуле

$$\text{SEFD} = \frac{1}{g} \cdot \frac{\alpha_{\text{сист}} \cdot F_s}{\alpha_s - \alpha_{\text{сист}}}. \quad (5.1)$$

где F_s — поток источника в Ян, $\alpha_{\text{сист}}$ — уровень выходного сигнала, соответствующий шумовой температуре системы вне источника, α_s — уровень выходного сигнала при наведении на источник, $g = g_1 \cdot g_2$ — корректирующие факторы. Плотность потока источника CASA определялась по формуле [82]:

$$F_{\text{CASA}} = F_{1980} \cdot [1 - (0.0097 - 0.003 \cdot \lg(f))]^{M-1980}, \quad (5.2)$$

где f — частота в ГГц, M — год измерения.

$$F_{1980} = 10^{5.745 - 0.770 \lg(f_m)} \quad (5.3)$$

где f_m — частота в МГц. Значения $F_{\text{CAS A}}$ на 2016 год представлены в таблице 5.2.

Корректирующий фактор g_1 учитывает угловые размеры источника CASA (диаметр диска $d = 4.3'$) и ширину диаграммы направленности РТ-13 θ_A . Фактор определяется выражением [82]

$$g = \frac{\left(\frac{d}{1.2 \cdot \theta_A}\right)^2}{1 - e^{-\left(\frac{d}{1.2 \theta_A}\right)^2}} \quad (5.4)$$

Корректирующий фактор g_2 учитывает поглощение потока источника в атмосфере. Оценки фактора g_2 и вычисления фактора g_1 представлены в таблице 5.2.

Таблица 5.2 — Плотность потока и корректирующие факторы для радиоисточника CASA

| Диапазон (частота) | $F_{\text{CAS A, Ян}}$ | g_1 | g_2 | $g = g_1 \cdot g_2$ |
|--------------------|------------------------|-------|-------|---------------------|
| S (2.4 ГГц) | 1020 | 1.005 | 1.007 | 1.012 |
| X (7.5 ГГц) | 447 | 1.065 | 1.012 | 1.078 |
| Ka (28.5 ГГц) | 170 | 2.086 | 1.26 | 2.62 |

Коэффициент использования поверхности (КИП) антенны определяется выражением

$$\text{КИП} = \frac{2 \cdot k \cdot 10^{26}}{\pi \cdot \left(\frac{D}{2}\right)^2} \cdot \frac{T_{\text{сист}}}{\text{SEFD}} = 20.168 \cdot \frac{T_{\text{сист}}}{\text{SEFD}} \quad (5.5)$$

где k — постоянная Больцмана, $D = 13.2$ м — диаметр антенны.

На рисунке 5.2 представлены наблюдения радиоисточника Taurus-A одновременно в $S/X/Ka$ -диапазонах в обсерватории «Бадары». Большинство наблюдаемых мощных радиоисточников имеют спектр, спадающий с частотой, поэтому в Ka -диапазоне мало мощных радиоисточников. Для фокусировки и измерения диаграммы направленности в Ka -диапазоне оказались подходящими только источники Венера и Юпитер. Измеренная диаграмма направленности РТ-13 в представлена $S/X/Ka$ -диапазонах на рисунке 5.3. Ширина диаграммы направленности по уровню -3 дБ $\Delta\theta_{0.5}$ составила $34'$ в S -диапазоне

на частоте 2.3 ГГц, 10' в *X*-диапазоне на частоте 7.5 ГГц и 2.7' в *Ka*-диапазоне на частоте 28.5 ГГц, что соответствует расчетным значениям.

Зависимости шумовой температуры системы, SEFD, КИП от угла места антенны измерены по источнику Кассиопея-А и представлены для обсерватории «Бадары» на рисунках 5.4–5.6.



Рисунок 5.2 — Наблюдения источника «Taurus-A» в обсерватории «Бадары» одновременно в *S/X/Ka*-диапазонах

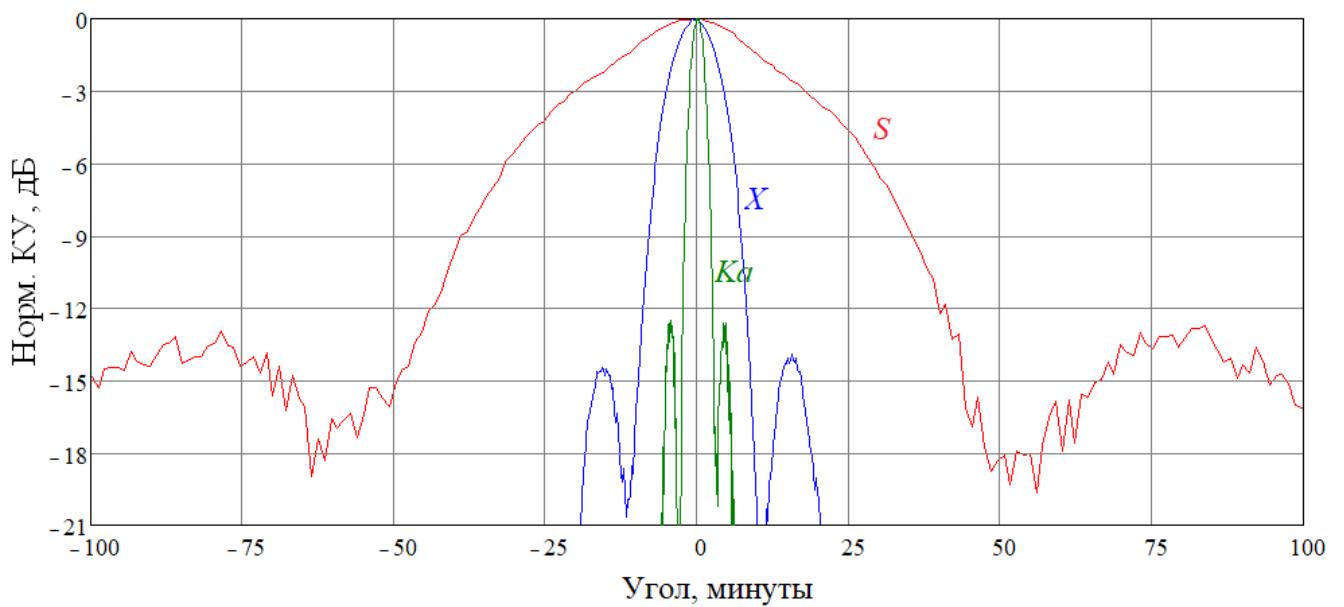


Рисунок 5.3 — Диаграмма направленности РТ-13 в *S/X/Ka*-диапазонах

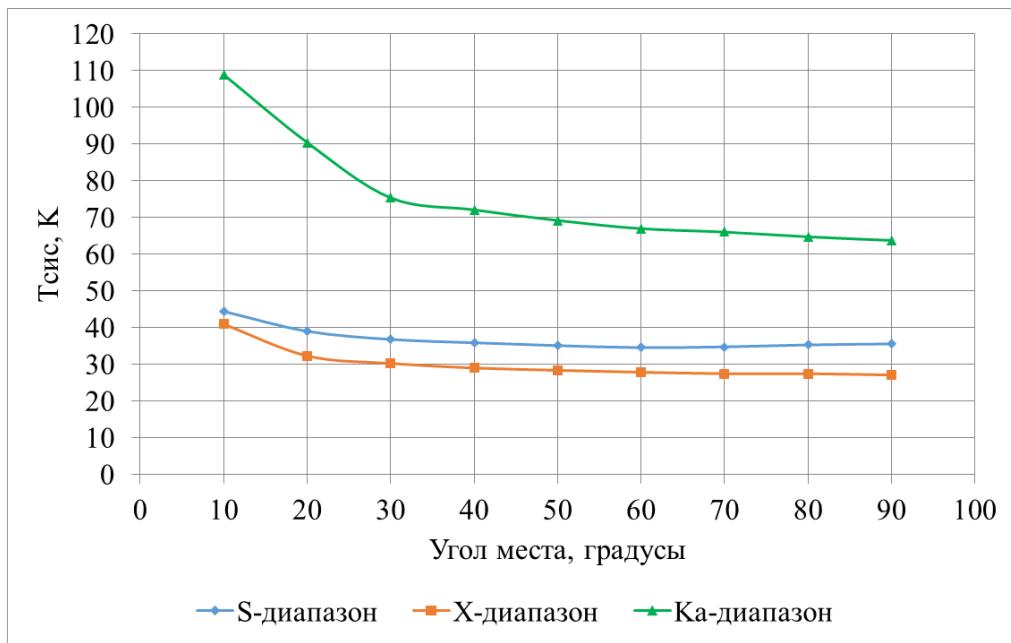


Рисунок 5.4 — Результаты измерений шумовой температуры системы РТ-13 в зависимости от угла места

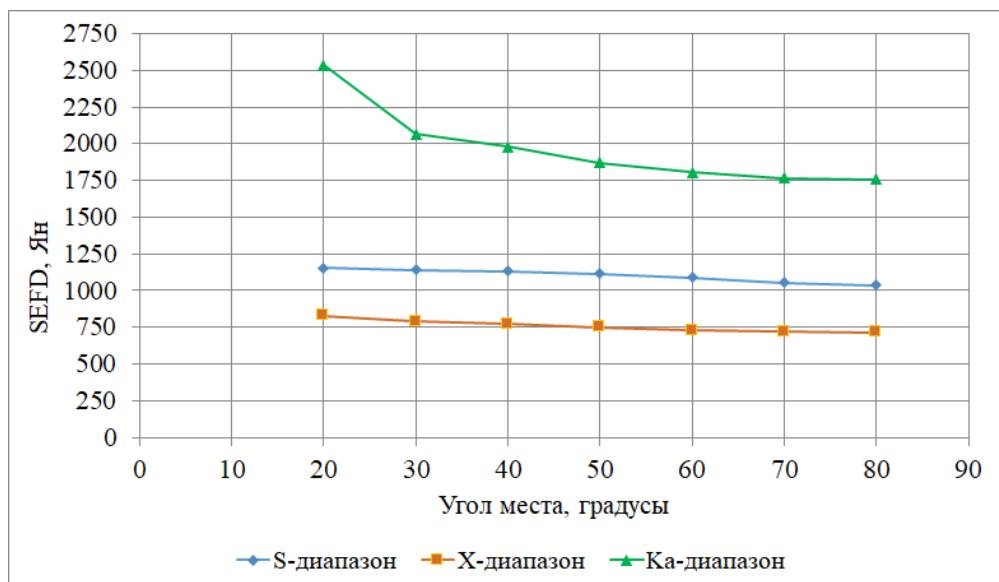


Рисунок 5.5 — Результаты измерений SEFD PT-13 в зависимости от угла места

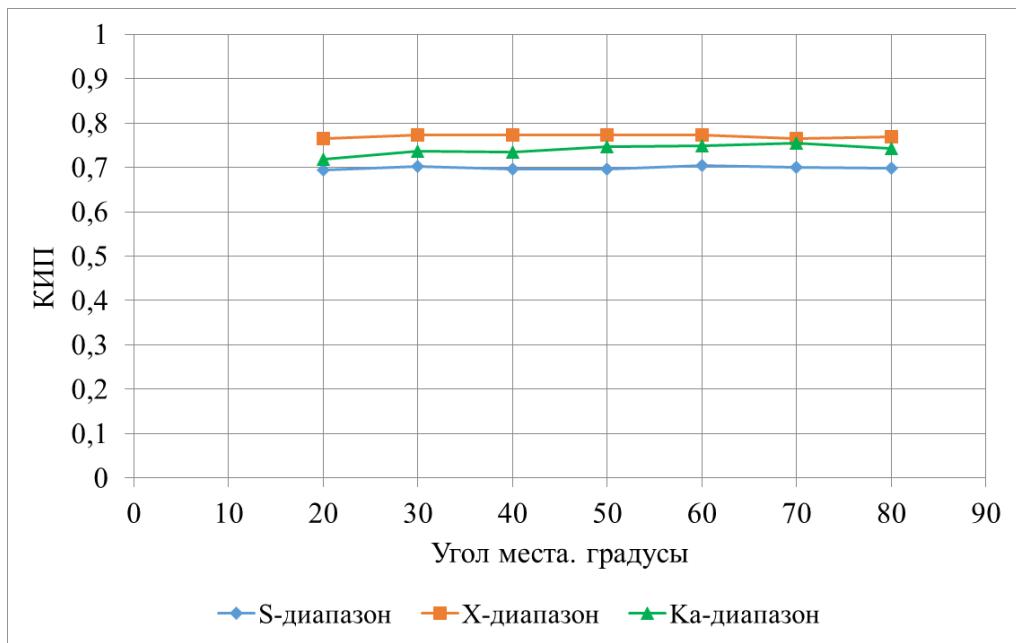


Рисунок 5.6 — Результаты измерений КИП РТ-13 в зависимости от угла места

Результаты измерений параметров радиотелескопа РТ-13 на угле места 60° в обсерваториях «Бадары», «Зеленчукская» [A18] и «Светлое» на частотах 2.3, 7.5 и 28.5 ГГц представлены в таблицах 5.3–5.5 соответственно.

Таблица 5.3 — Параметры РТ-13 обсерватории "Бадары"

| Диапазон | $T_{\text{пр}}$, К | $T_{\text{системы}}$, К | SEFD, Ян | КИП | $\Delta\theta_{0.5}, '$ | УБЛ, дБ |
|-----------|---------------------|--------------------------|----------|------|-------------------------|---------|
| S прав | 21 | 38 | 1100 | 0.7 | 34 | -13 |
| S лев | 24 | 41 | 1180 | 0.7 | 34 | -13 |
| X прав | 17 | 29 | 730 | 0.8 | 10 | -14 |
| X лев | 20 | 30 | 750 | 0.8 | 10 | -14 |
| Ka прав | 47 | 67 | 1800 | 0.75 | 2.7 | -13 |
| Ka лев | 52 | 73 | 2000 | 0.74 | 2.7 | -13 |

Таблица 5.4 — Параметры РТ-13 обсерватории "Зеленчукская"

| Диапазон | $T_{\text{пр}}$, К | $T_{\text{системы}}$, К | SEFD, Ян | КИП | $\Delta\theta_{0.5}, '$ | УБЛ, дБ |
|-----------|---------------------|--------------------------|----------|------|-------------------------|---------|
| S прав | 22 | 37 | 1060 | 0.7 | 34 | -13 |
| S лев | 24 | 39 | 1120 | 0.7 | 34 | -13 |
| X прав | 17 | 29 | 740 | 0.8 | 10 | -14 |
| X лев | 18 | 30 | 760 | 0.8 | 10 | -14 |
| Ka прав | 48 | 72 | 1930 | 0.75 | 2.7 | -13 |
| Ka лев | 57 | 81 | 2170 | 0.75 | 2.7 | -13 |

Таблица 5.5 — Параметры РТ-13 обсерватории "Светлое"

| Диапазон | $T_{\text{пр}}$, К | $T_{\text{системы}}$, К | SEFD, Ян | КИП | $\Delta\theta_{0.5}, '$ | УБЛ, дБ |
|-----------|---------------------|--------------------------|----------|------|-------------------------|---------|
| S прав | 22 | 40 | 1120 | 0.72 | 34 | -13 |
| S лев | 28 | 47 | 1310 | 0.72 | 34 | -13 |
| X прав | 17 | 29 | 740 | 0.79 | 10 | -14 |
| X лев | 18 | 30 | 750 | 0.8 | 10 | -14 |
| Ka прав | 48 | 65 | 1750 | 0.75 | 2.7 | -13 |
| Ka лев | 65 | 81 | 2180 | 0.75 | 2.7 | -13 |

Теоретический КИП радиотелескопа РТ-13 согласно расчетам разработчиков антены [84] составляет 0.75 в S -диапазоне и 0.82 в X -диапазоне. Согласно эскизному проекту КИП в S , X , Ka -диапазонах больше 0.7 [85]. Результаты измерений КИП близки к расчетным значениям. Расчетное значение шумовой температуры системы $T_{\text{системы}}$ соответствует измеренному значению (таблица 5.1).

Таким образом, параметры радиотелескопов РТ-13 обсерваторий ИПА РАН соответствуют расчетным, что свидетельствует о правильности проведенных настроек и измерений.

5.2 Исследование параметров радиотелескопа РТ-13 с широкополосной приемной системой

Исследование параметров радиотелескопа РТ-13 с широкополосной приемной системой проводились в диапазоне 3–16 ГГц путем перестройки гетеродина с шагом 1 ГГц, ширина полосы ПЧ $\Delta f = 2$ ГГц. Первая точка соответствует полосе 3–5 ГГц, а последняя — полосе 14–16 ГГц, на графиках результатов измерений приведены центральные частоты полос. Применение разработанного многоканального устройства радиометрического контроля позволило одновременно и оперативно измерить параметры РТ-13 во всех восьми каналах приемной системы, что не позволяло сделать штатное программное обеспечение радиотелескопа.

Шумовая температура приемной системы $T_{\text{пр}}$ и сигнал амплитудной калибровки T_{cal} были измерены по методу двух отсчетов [A6]. В качестве «холодной» нагрузки использовалась антенная система установленного в зенит радиотелескопа, а в качестве «теплой» нагрузки — радиопоглощающий материал, помещенный на поверхность ваку-

умного окна криостата приемной системы. Физическая температура поглощающего материала T_ϕ контролировалась с помощью инфракрасного измерителя температуры Fluke 62 mini. Шумовая температура антенны PT-13 T_a в зените рассчитывалась в работе [83] по специально разработанной программе как интеграл по сфере от произведения расчетной нормированной диаграммы направленности антенны и яркостных температур грунта и неба на основе метеоданных (температура, влажность, давление). Шумовая температура системы радиотелескопа $T_{\text{сист}} = T_{\text{пр}} + T_a$ на заданном угле места PT-13 определялась по измеренному значению калибровки T_{cal} .

SEFD и КИП PT-13 определялись по радиоисточнику CASA на угле места 55° . Поток F_s источника CAS A был рассчитан по формулам (5.2) и (5.3) с учетом размеров источника (5.4). Результаты измерений, усредненные по каналам для каждой поляризации, приведены в таблице 5.6 и на рисунках 5.7–5.11.

Таблица 5.6 — Параметры PT-13 обсерватории «Светлое» с широкополосной приемной системой

| Частота, ГГц | $T_{\text{пр}}$, К | | $T_{\text{сист}}$, К | | SEFD, Ян | | КИП | |
|--------------|---------------------|-----|-----------------------|-----|----------|------|------|------|
| | HLP | VLP | HLP | VLP | HLP | VLP | HLP | VLP |
| 4 | 21 | 31 | 36 | 47 | 1044 | 1360 | 0.70 | 0.69 |
| 5 | 24 | 25 | 35 | 39 | 1098 | 1197 | 0.64 | 0.65 |
| 6 | 22 | 23 | 34 | 36 | 1201 | 1283 | 0.58 | 0.57 |
| 7 | 20 | 22 | 32 | 36 | 1211 | 1317 | 0.53 | 0.54 |
| 8 | 23 | 22 | 33 | 34 | 1176 | 1240 | 0.57 | 0.56 |
| 9 | 27 | 21 | 38 | 34 | 1409 | 1218 | 0.54 | 0.56 |
| 10 | 24 | 21 | 37 | 34 | 1505 | 1278 | 0.50 | 0.53 |
| 11 | 22 | 22 | 35 | 36 | 1365 | 1342 | 0.52 | 0.54 |
| 12 | 26 | 23 | 39 | 38 | 1546 | 1475 | 0.51 | 0.52 |
| 13 | 27 | 27 | 38 | 39 | 1395 | 1479 | 0.55 | 0.53 |
| 14 | 26 | 24 | 43 | 41 | 1684 | 1621 | 0.51 | 0.51 |
| 15 | 37 | 25 | 56 | 44 | 2138 | 1674 | 0.53 | 0.53 |

На рисунке 5.7 представлены: расчет T_a в зените (график 5), результаты измерений шумовой температуры ШПС $T_{\text{пр}}$ каналов горизонтальной HLP (график 1) и вертикальной VLP (график 2) поляризаций, результаты измерений шумовой температуры системы

$T_{\text{сист}}$ каналов HLP и VLP (графики 3 и 4) в зените. Шумовая температура $T_{\text{пр}}$ в большей части диапазона 5–14 ГГц не превышает 27 К, а в диапазоне 3–16 ГГц не превышает 37 К. Подъем $T_{\text{пр}}$ на 3 ГГц связан с характеристиками малошумящего усилителя Low-noise factory, паспортный диапазон работы которого составляет 4–16 ГГц. Подъем $T_{\text{пр}}$ на 16 ГГц связан с ухудшением КСВ облучателя. Шумовая температура $T_{\text{сист}}$ в диапазоне 5–14 ГГц не превышает 40 К, а в диапазоне 3–16 ГГц — 54 К.

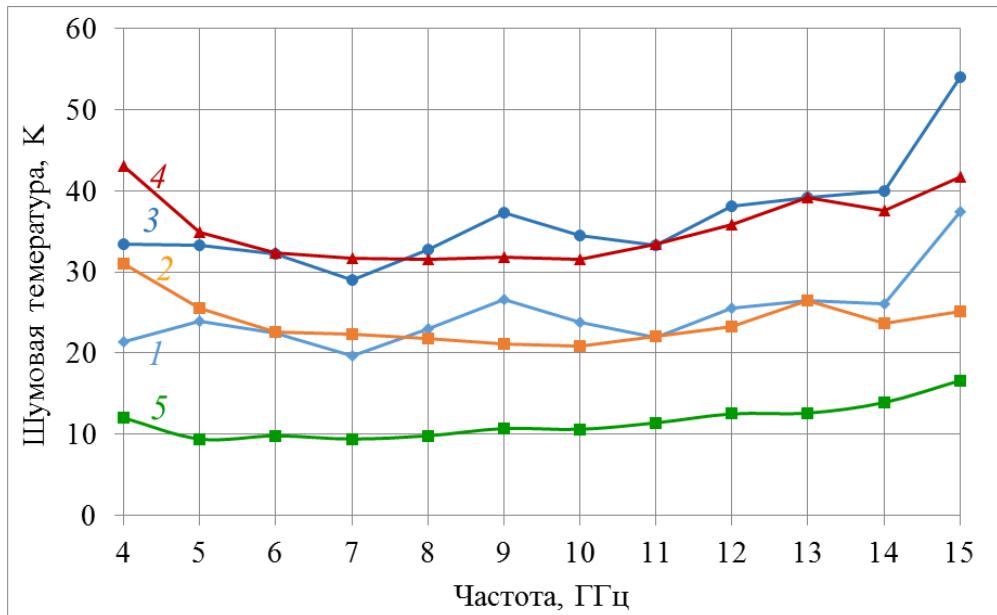


Рисунок 5.7 — Результаты измерений шумовой температуры РТ-13 с широкополосной приемной системой (зенит): 1 — $T_{\text{пр}}$, HLP, 2 — $T_{\text{пр}}$, VLP., 3 — $T_{\text{сист}}$, HLP, 4 — $T_{\text{сист}}$, VLP, 5 — расчет T_a , HLP и VLP — каналы горизонтальной и вертикальной линейных поляризаций

Результаты измерений SEFD и КИП РТ-13 с широкополосной приемной системой представлены на рисунках 5.8 и 5.9. SEFD в большей части диапазона 5–14 ГГц не превышает 1700 Ян, а в диапазоне 3–16 ГГц — 2100 Ян. КИП РТ-13 с широкополосной приемной системой составляет 0.5–0.7 (ниже, чем с трехдиапазонной приемной системой — 0.7–0.8), что связано с особенностями широкополосного облучателя. Расчет КИП 13-метрового радиотелескопа с аналогичным облучателем Quad-Ridged Horn (QRFH) приведен в [86] и нанесен на рисунок 5.9. Как видно из рисунка, КИП радиотелескопа соответствует рассчитанному в [86] и рассчитанному для конкретно этого широкополосного облучателя [87]. Это свидетельствует о достоверности независимых измерений шумовых температур и SEFD радиотелескопа, из которых рассчитывается КИП.

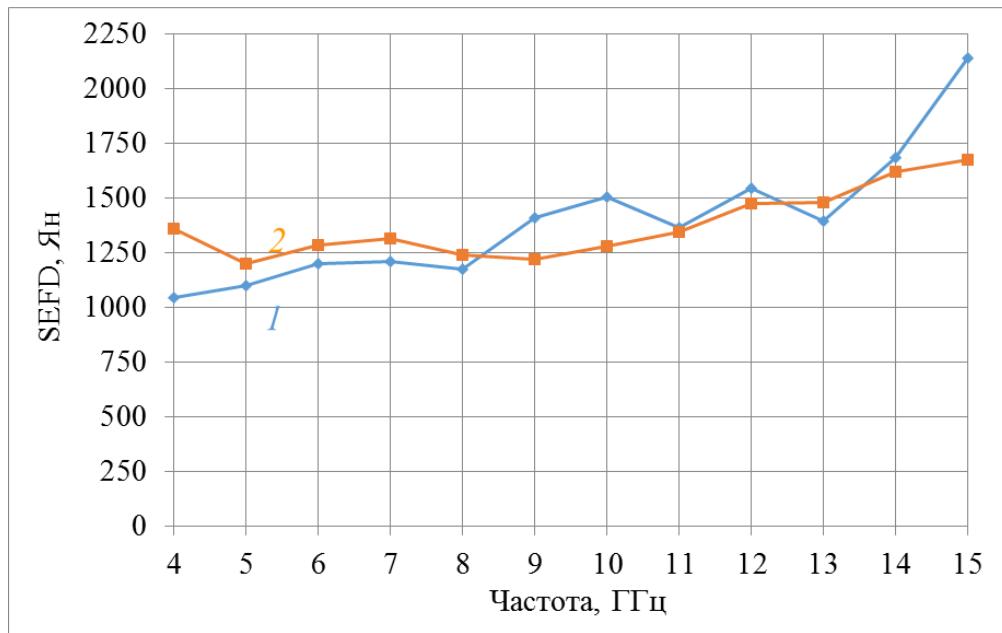


Рисунок 5.8 — Результаты измерений SEFD PT-13 с широкополосной приемной системой по источнику CASA (угол места 55°): 1 — HLP, 2 — VLP; HLP и VLP — каналы горизонтальной и вертикальной линейных поляризаций

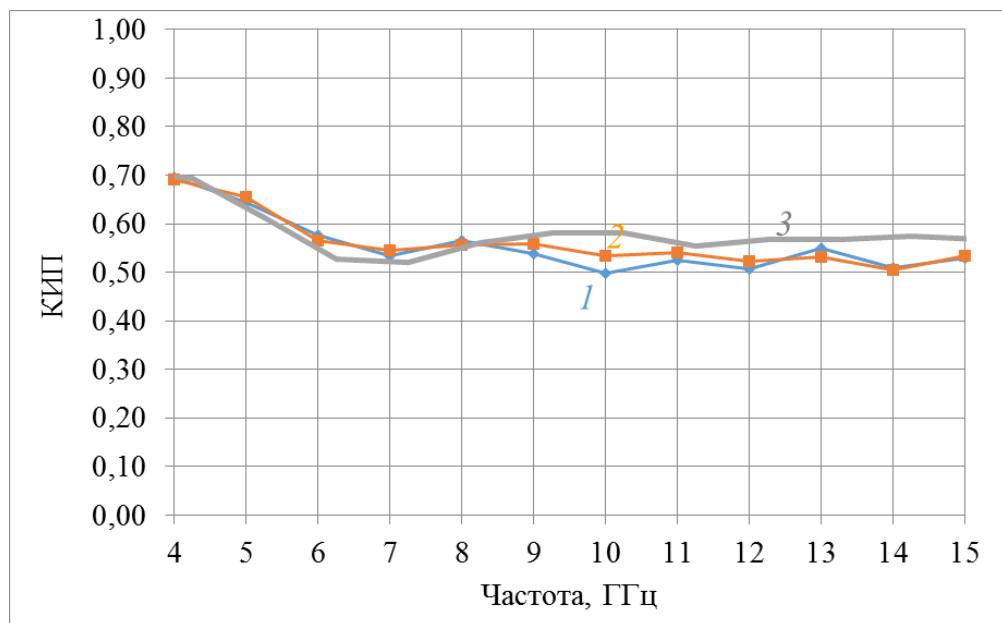


Рисунок 5.9 — Результаты измерений КИП PT-13 с широкополосной приемной системой по источнику CASA (угол места 55°): 1 — HLP, 2 — VLP, 3 — расчет Onsala; HLP и VLP — каналы горизонтальной и вертикальной линейных поляризаций

Ширина диаграммы направленности PT-13 (рисунок 5.10) соответствует расчетной и меняется от 22 до 5 минут при изменении центральной частоты с 3.5 до 15.5 ГГц.

Уровни боковых лепестков диаграммы направленности в азимутальной плоскости представлены на рисунке 5.11 и соответствуют расчетным для данного облучателя [87],

в угломестной плоскости графики для горизонтальной и вертикальной поляризации меняются местами.

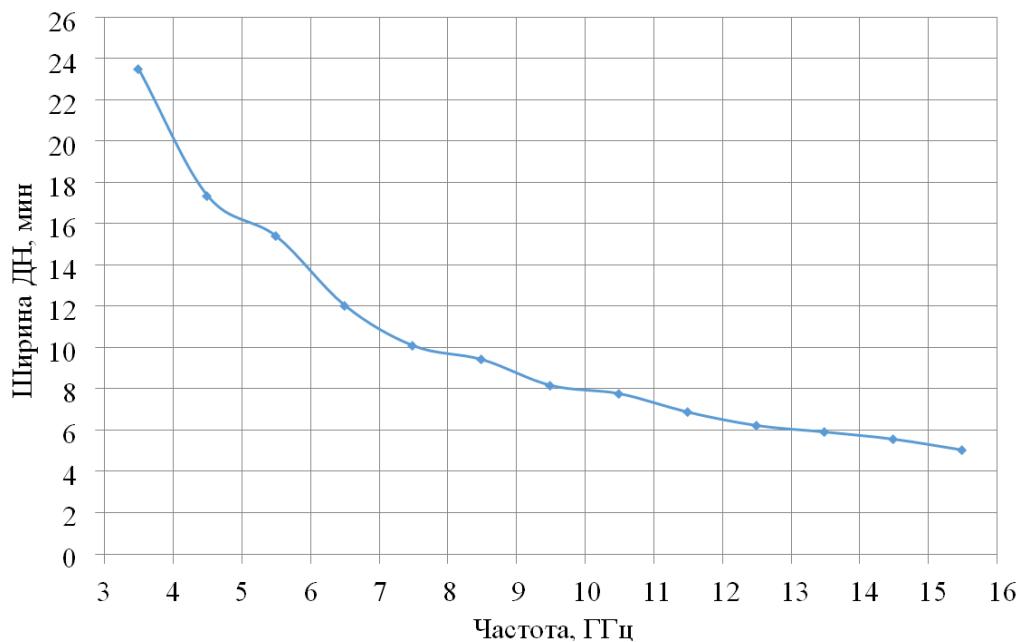


Рисунок 5.10 — Результаты измерений ширины диаграммы направленности РТ-13 с широкополосной приемной системой

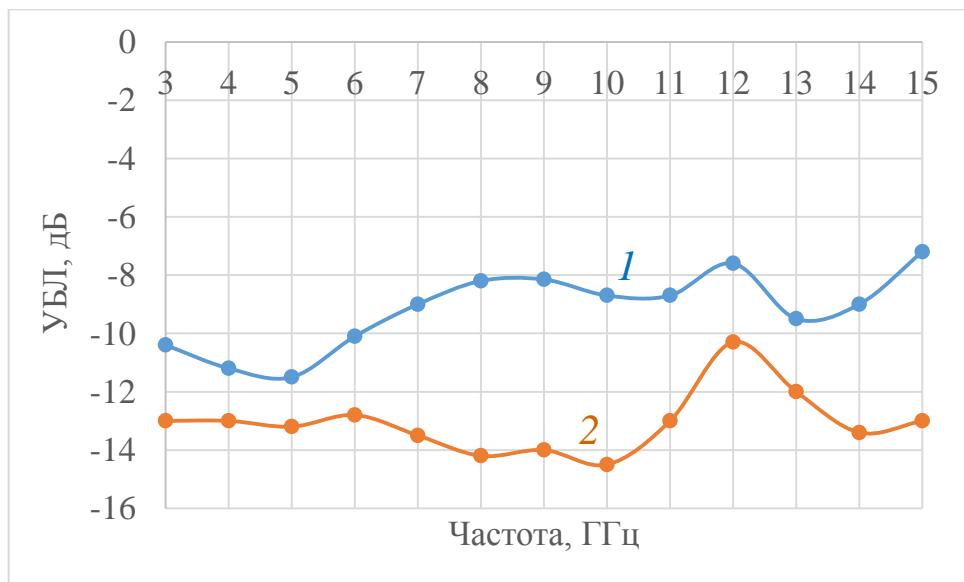


Рисунок 5.11 — Результаты измерений уровней боковых лепестков диаграммы направленности РТ-13 с широкополосной приемной системой в азимутальной плоскости: 1 — HLP, 2 — VLP; HLP и VLP — каналы горизонтальной и вертикальной линейных поляризаций

На рисунке 5.12 представлено сканирование источника CASA на РТ-13 с широкополосной приемной системой на частоте 8.5 ГГц, диаграмма направленности соответствует расчетной [87].

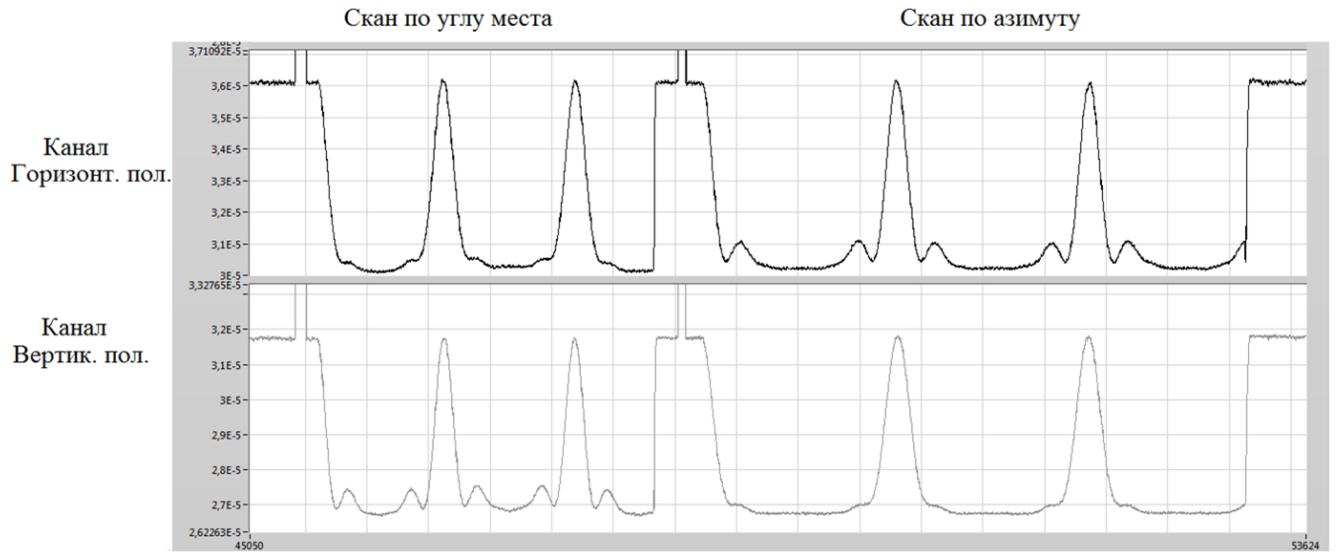


Рисунок 5.12 — Сканирование источника CASA на РТ-13 с широкополосной приемной системой

Полученные результаты свидетельствуют о том, что параметры радиотелескопа РТ-13 с трехдиапазонной и широкополосной приемными системами, измеренные с применением разработанного аппаратно-программного комплекса, близки к расчетным значениям.

5.3 Сравнение измеренных параметров РТ-13 с параметрами зарубежных РСДБ-радиотелескопов

Параметры РТ-13 в сравнении с зарубежными радиотелескопами с трехдиапазонными приемными системами приведены в таблице 5.7, а с широкополосными приемными системами в таблице 5.8.

Трехдиапазонные $S/X/Ka$ приемные системы установлены на 13-метровых радиотелескопах в обсерваториях Yebes (Испания) [88], Twin Telescope Wettzell (Германия) [89], Ishioka (Япония) [90], X/Ka приемная система установлена на 13-метровом радиотелескопе в обсерватории Sheshan (Китай) [91].

Как видно из таблицы 5.7, параметры РТ-13 с трехдиапазонной приемной системой превосходят параметры аналогичных зарубежных радиотелескопов.

Таблица 5.7 — Параметры радиотелескопов с трехдиапазонными приемными системами

| Параметр | Диапазон | Svetloe 13 m | Yebes 13 m [88] | Wettzell 13 m [89], [92] | Ishioka 13 m[90] | Sheshan 13 m [91] |
|----------------------|----------|-----------------|--------------------|-----------------------------|---------------------|----------------------|
| $T_{\text{сист, K}}$ | S | 40 | 50 | 50 | 52 | — |
| | X | 30 | 40 | 30 | 49 | 30 |
| | Ka | 65 | 100 | 100 | — | 60 |
| SEFD, Ян | S | 1120 | 1700 | 1500 | 1500 | — |
| | X | 750 | 1300 | 750 | 1400 | 1170 |
| | Ka | 1750 | 4000 | 3500 | — | 2890 |
| КИП | S | 0.72 | 0.70 | 0.65 | 0.70 | — |
| | X | 0.80 | 0.75 | 0.80 | 0.70 | 0.62 |
| | Ka | 0.75 | 0.60 | 0.64 | — | 0.50 |

Широкополосная приемная система с аналогичным широкополосным (3–18 ГГц) облучателем Quad-Ridged Horn (QRFH) установлена на 13-метровом радиотелескопе в обсерватории Onsala (Швеция) [86], [93]. В обсерватории Kokee park (США) на 12-метровом радиотелескопе также установлен облучатель QRFH, но с диапазоном работы 2–14 ГГц [94]. В обсерватории Wettzell (Германия) установлен широкополосный облучатель другого типа Eleven Feed [95, 96]. В обсерватории Sheshan (Китай) также есть широкополосная приемная система с диапазоном работы 2–14 ГГц [91].

Таблица 5.8 — Параметры радиотелескопов с широкополосными приемными системами

| Параметр | Svetloe 13m 3–16 ГГц | Onsala 13m 3–18 ГГц [86], [93] | Kokee 12 m 2–14 ГГц [94] | Wettzell 13 m 2–14 ГГц [95], [96] | Sheshan 13 m 2–14 ГГц [91] |
|----------------------|-------------------------|--------------------------------------|-----------------------------|---|-------------------------------|
| $T_{\text{сист, K}}$ | 33–56 | 32–70 | 40 | 35–54 | 33–50 |
| SEFD, Ян | 1100–2100 | 1200–2200 | 1500–3000 | 1000–2200 | 1500–2000 |
| КИП | 0.5–0.7 | 0.5–0.7 | 0.33–0.65 | 0.5–0.8 | 0.43–0.64 |

Как видно из таблицы 5.8 параметры РТ-13 с широкополосной приемной системой находятся на уровне параметров аналогичных зарубежных радиотелескопов.

Таким образом, параметры радиотелескопа РТ-13 с трехдиапазонной и широкополосной приемными системами соответствуют лучшим мировым образцам.

5.4 Чувствительность разработанных устройств радиометрического контроля по тестовым радиометрическим наблюдениям на радиотелескопах РТ-13 и РТ-32

Проведены тестовые радиометрические наблюдения радиоисточников для сравнения реализуемой чувствительности радиотелескопов РТ-13 и РТ-32 с разработанными устройствами (многоканальным устройством радиометрического контроля и устройством контроля параметров) и штатными системами регистрации (радиометрическим модулем ПРМ-2 на РТ-32 [8] и широкополосной цифровой системой преобразования сигналов на РТ-13 [9]).

На РТ-32 обсерватории «Светлое» в X-диапазоне наблюдался источник 3С48 (поток 3.2 Ян), SEFD составило 310 Ян. Наблюдения проведены в режимах полной мощности и модуляционном. Модуляционный режим для многоканального устройства радиометрического контроля не предусмотрен. Результаты анализа чувствительности радиотелескопа РТ-32 сведены в таблицу 5.10. Чувствительность штатного ПРМ-2 в модуляционном режиме (0.077 Ян) чуть лучше, чем в режиме полной мощности (0.085 Ян). Применение разработанного устройства контроля параметров позволяет повысить чувствительность в режиме полной мощности в 1.9 раза (0.04 Ян) по сравнению с штатным ПРМ-2. Чувствительность в модуляционном режиме для блока сбора данных в 1.5 раза хуже (0.06 Ян), чем в режиме полной мощности.

Таблица 5.9 — Чувствительность радиотелескопа РТ-32 в X-диапазоне с разными системами регистрации

| Система регистрации | SEFD, Ян | Режим полной мощности | | Модуляционный режим | |
|--|-------------|--------------------------|-----------------|------------------------|-----------------|
| | | $\Delta F/F$ | ΔF , Ян | $\Delta F/F$ | ΔF , Ян |
| Штатный радиометрический модуль ПРМ-2 | 310 | $2.7 \cdot 10^{-4}$ | 0.085 | $2.4 \cdot 10^{-4}$ | 0.077 |
| Устройство контроля параметров | 310 | $1.3 \cdot 10^{-4}$ | 0.040 | $2.0 \cdot 10^{-4}$ | 0.060 |
| Теория ($\Delta f = 1$ ГГц, $\tau = 1$ с) | 310 | $3.3 \cdot 10^{-5}$ | 0.011 | $7.3 \cdot 10^{-5}$ | 0.023 |

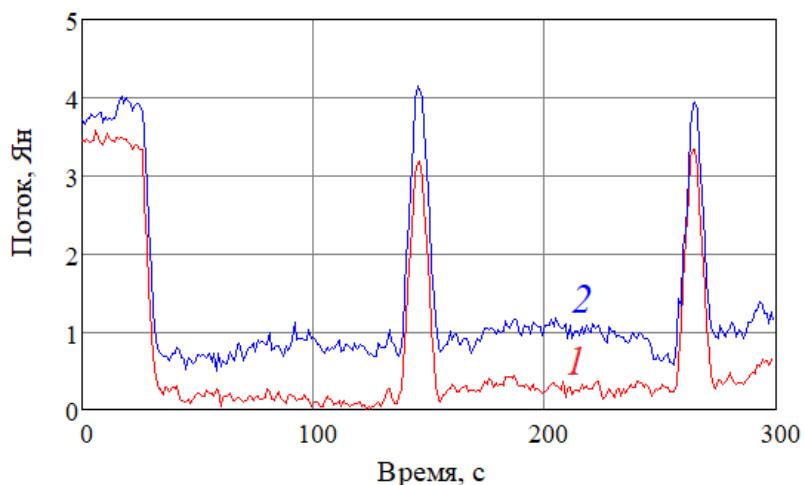


Рисунок 5.13 — Результаты наблюдений источника 3С48 на РТ-32 в X-диапазоне в режиме полной мощности с применением: 1 — блока сбора данных устройства контроля параметров; 2 — штатного радиометрического модуля ПРМ-2

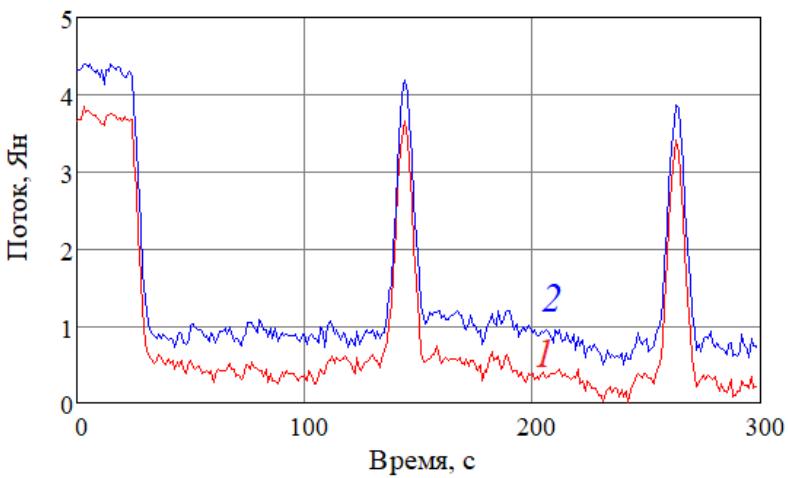


Рисунок 5.14 — Результаты наблюдений источника 3С48 на РТ-32 в X-диапазоне в модуляционном режиме с применением: 1 — блока сбора данных устройства контроля параметров; 2 — штатного радиометрического модуля ПРМ-2

Таким образом, применение более современной элементной базы разработанного устройства контроля параметров позволило реализовать потенциальное преимущество радиометра полной мощности в 1.9 раза по сравнению с модуляционным радиометром с пилот сигналом на интервалах усреднения до 10 секунд.

На радиотелескопе РТ-13 для регистрации сигнала параллельно со штатной широкополосной системой преобразования сигналов (ШСПС) на выходе приемной системы устанавливались направленные ответвители и многоканальное устройство радиометрического контроля или устройство контроля параметров.

Проведены наблюдения источника 3C147 в X -диапазоне (поток 4.6 Ян) с устройством радиометрического контроля и ШСПС (рисунок 5.15) и источника 3C295 (поток 3.4 Ян) в X -диапазоне с устройством контроля параметров и ШСПС (рисунок 5.16).

Чувствительность РТ-13 обсерватории «Светлое» в X -диапазоне при времени накопления $\tau = 1$ с с устройством радиометрического контроля составила 0.07 Ян, с устройством контроля параметров — 0.06 Ян, с широкополосной системой преобразования сигналов — 0.31 Ян. Теоретическая чувствительность РТ-13 с $SEFD = 780$ Ян, полосой частот $\Delta f = 1$ ГГц и временем накопления 1 с составляет 0.03 Ян.

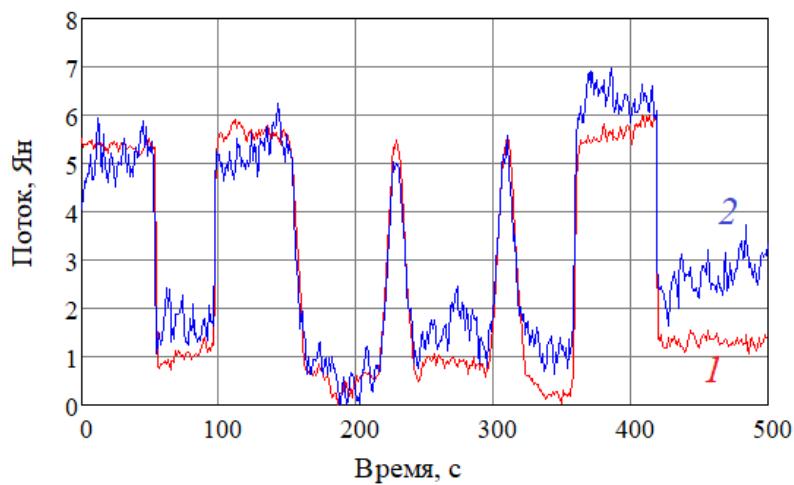


Рисунок 5.15 — Результаты наблюдений источника 3C147 на РТ-13 в X -диапазоне с применением: 1 — многоканального устройства радиометрического контроля; 2 — штатной широкополосной системы преобразования сигналов

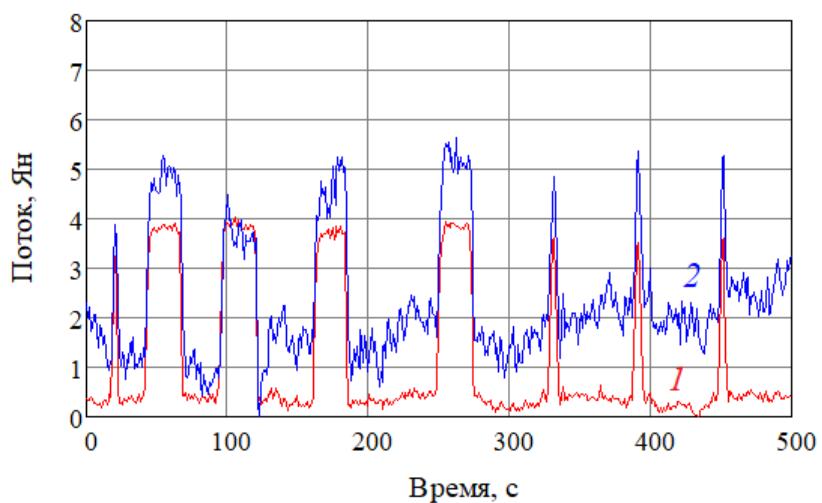


Рисунок 5.16 — Результаты наблюдений источника 3C295 на РТ-13 в X -диапазоне с применением: 1 — устройства контроля параметров; 2 — штатной широкополосной системы преобразования сигналов

Результаты анализа чувствительности радиотелескопа РТ-13 в X -диапазоне сведены в таблицу 5.10.

Таблица 5.10 — Чувствительность радиотелескопа РТ-13 в X -диапазоне с разными системами регистрации

| Система регистрации | SEFD, Ян | $\Delta F/F$ | ΔF , Ян |
|--|----------|-------------------|-----------------|
| Штатная широкополосная система преобразования сигналов | 780 | $4 \cdot 10^{-4}$ | 0.31 |
| Многоканальное устройство радиометрического контроля | 780 | $9 \cdot 10^{-5}$ | 0.07 |
| Устройство контроля параметров | 780 | $8 \cdot 10^{-5}$ | 0.06 |
| Теория ($\Delta f = 1$ ГГц, $\tau = 1$ с) | 780 | $3 \cdot 10^{-5}$ | 0.03 |

Основное назначение штатной широкополосной системы преобразования сигналов на РТ-13 — регистрация сигналов в радиоинтерферометрическом режиме работы, и она не предназначена для точных измерений в радиометрическом режиме. Ухудшение чувствительности для ШСПС возможно из-за недостаточного превышения измеряемой мощностью (максимальное значение $P_{\max} = -6$ дБм) собственного шума АЦП ($P_{ш} = -38$ дБм), для обеспечения измерения с погрешностью $3 \cdot 10^{-5}$ эта разница должна составлять более 45 дБ (см. формулу 1.22).

Таким образом, чувствительность РТ-13 в X -диапазоне с разработанными устройствами ближе к теоретической и в 4 раза лучше, чем со штатной широкополосной системой преобразования сигналов. Отличие чувствительности с разработанными устройствами от теоретической чувствительности объясняется нестабильностью приемной системы.

Высокая чувствительность РТ-13 особенно важна для фокусировки радиотелескопа в Ka -диапазоне, в котором наиболее узкая диаграмма направленности, высокий SEFD и большинство источников имеют слабый поток, что затрудняет различение боковых лепестков диаграммы направленности. На рисунке 5.17 приведены результаты фокусировки РТ-13 обсерватории «Бадары» в Ka -диапазоне по источнику Venus (поток 67 Ян) с помощью многоканального устройства радиометрического контроля и ШСПС. SEFD РТ-13 составило 1750 Ян. Чувствительность РТ-13 при времени усреднения $\tau = 0.25$ с с многоканальным устройством радиометрического контроля (1) составляет 0.21 Ян, а со штатной ШСПС (2) — 0.68 Ян, теоретическая чувствительность — 0.10 Ян. Использование разработанного устройства радиометрического контроля приблизило чувстви-

тельность РТ-13 к теоретической (различие объясняется нестабильностью ПС), и, как видно по рисунку 5.17, позволяет более точно измерить уровень боковых лепестков и проводить фокусировку радиотелескопа РТ-13.

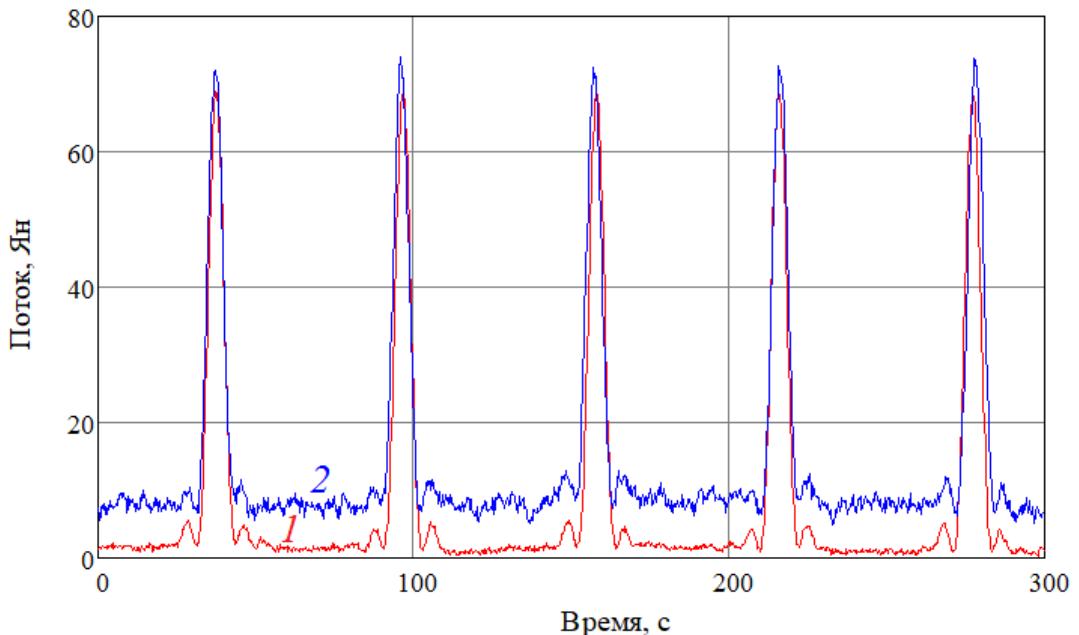


Рисунок 5.17 — Результаты наблюдений источника Venus на РТ-13 в *Ка*-диапазоне по в обсерватории «Бадары» с применением: 1 — многоканального устройства радиометрического контроля; 2 — штатной широкополосной системы преобразования сигналов

В августе 2020 года на РТ-13 обсерватории «Светлое» установлен образец новой многофункциональной системы преобразования сигналов [97]. Испытания показали, что РТ-13 с этой системой имеет такую же чувствительность в радиометрическом режиме, как и с многоканальным устройством радиометрического контроля. Результаты наблюдения источника Venus в обсерватории «Светлое» представлены на рисунке 5.18. SEFD РТ-13 составило 1950 Ян, чувствительность для обоих систем регистрации составила 0.37 Ян. Результаты исследования чувствительности разработанных устройств радиометрического контроля на РТ-13 и РТ-32 изложены в отчете по НИР [74].

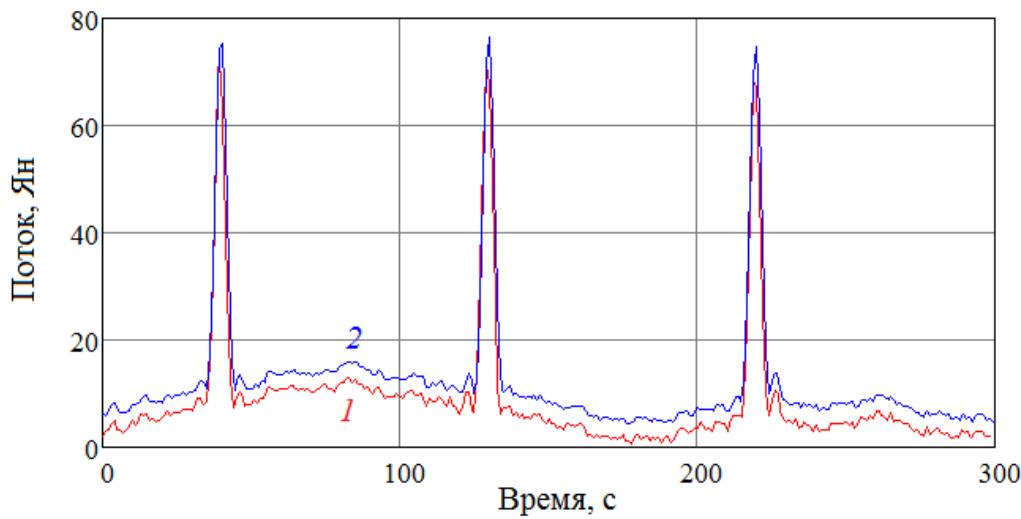


Рисунок 5.18 — Результаты наблюдений источника Venus на РТ-13 в *Ка*-диапазоне в обсерватории «Светлое» с применением: 1 — многоканального устройства радиометрического контроля; 2 — новой штатной многофункциональной системы преобразования сигналов

Выводы: Чувствительность радиотелескопа РТ-32 в режиме полной мощности с разработанным устройством контроля параметров в 1.9 раза выше относительно модуляционного режима с пилот-сигналом со штатным радиометрическим модулем ПРМ-2. Чувствительность радиотелескопа РТ-13 с разработанным многоканальным устройством радиометрического контроля в 3–4 раза лучше, чем со штатной широкополосной системой преобразования сигналов, что позволило более точно проводить фокусировку РТ-13 в *Ка*-диапазоне. Использование разработанных устройств на РТ-13 позволяет наблюдать более слабые источники.

5.5 РСДБ-наблюдения на радиотелескопах РТ-13 с применением разработанной методики исследования стабильности групповой задержки радиоинтерферометра

Исследована стабильность групповой задержки радиоинтерферометра в процессе РСДБ-наблюдений с помощью расчета параметров корреляционного отклика [A8] в соответствии с методикой п. 2.5.2.

Обычно длительность регулярных наблюдений на РСДБ-интерферометре составляет один час. Поэтому важно оценить стабильность задержки сигналов в приемно-регистрирующей аппаратуре на этом интервале. Для этого проведен часовой сеанс

Ru0794 (04.04.2019) при непрерывном сопровождении источника OJ287. В таблице 5.11 приведены результаты измерений параметров корреляционного отклика РСДБ-интерферометра на базе «Бадары»–«Зеленчукская» на часовом интервале при времени накопления $\tau = 8$ с.

Таблица 5.11 — Результаты измерений параметров корреляционного отклика РСДБ-интерферометра на часовом интервале при времени накопления $\tau = 8$ с [A8]

| Диапазон | Источник | Поток, Ян | SEFD, Ян | SNR | | σ_t , пс | |
|----------------------------|----------|-----------|----------|------------|------------|-----------------|----------------|
| | | | | расчет. | измер. | расчет. | измер. |
| S , 512 МГц (268 МГц) | OJ287 | 1.09 | 1150 | 75 (55) | 42 (50) | 25.5 (30.0) | 46.4 (30.7) |
| X | OJ287 | 2.61 | 730 | 285 | 342 | 3.2 | 4.6 |
| Ka | OJ287 | 3.08 | 1900 | 129 | 137 | 7.9 | 9.7 |

В S -диапазоне помехи от сетей мобильной связи влияют на измеряемое отношение сигнал/шум и СКО задержки. Проведена фильтрация помех с помощью пакета постпроцессорной корреляционной обработки WOPS [66]. Вырезаны участки спектра, содержащие помехи: 0–80 МГц, 210–310 МГц, 448–512 МГц, эффективная полоса после фильтрации составила 268 МГц. Для оценки расчетных значений SNR в формулу (1.28) следует подставлять эффективную полосу шириной 268 МГц, а для оценки СКО задержки в формулу (1.29) полосу, равную ширине полосы регистрации за вычетом отфильтрованных краев спектра шириной 144 МГц (итоговая ширина полосы 368 МГц). Несмотря на уменьшение полосы частот после фильтрации, значение SNR возросло в 1.2 раза, а СКО задержки уменьшилось в 1.5 раза, при этом значения SNR и СКО задержки стали близки к расчетным (см. таблицу 5.11).

В X - и Ka -диапазонах отклонение SNR от расчетного значения составляет не более 20 %, отклонение СКО задержки составило не более 2 пс. Большее абсолютное значение СКО задержки в Ka -диапазоне обусловлено большим SEFD радиотелескопа по сравнению с X -диапазоном. В соответствии с формулой (2.23) СКО аппаратурной нестабильности задержки в S -диапазоне составило $\sigma_{t_{ap}} = 6.5$ пс (после фильтрации), в X -диапазоне $\sigma_{t_{ap}} = 3.3$ пс, в Ka -диапазоне $\sigma_{t_{ap}} = 5.6$ пс. Результаты соответствуют полученным в лаборатории (см. п. 4.8). Завышенное значение абсолютного СКО задержки в

S-диапазоне по сравнению с *X*- и *Ka*-диапазонами объясняется тем, что источник OJ287 имеет относительно слабый поток (1.09 Ян).

Для оценки стабильности задержки в *S*-диапазоне, проведен еще один часовой сеанс Ru0867 (10.07.2021) с непрерывным сопровождением источника 3C454.3, имеющим в *S*-диапазоне большой поток. На рисунке 5.19 приведены графики задержки корреляционного отклика РСДБ-интерферометра от времени. На рисунке 5.20, *a* представлено отношение сигнал/шум, а на рисунке 5.20, *б* — отклонение Аллана задержки корреляционного отклика РСДБ-интерферометра в зависимости от времени усреднения при сопровождении источника 3C454.3.

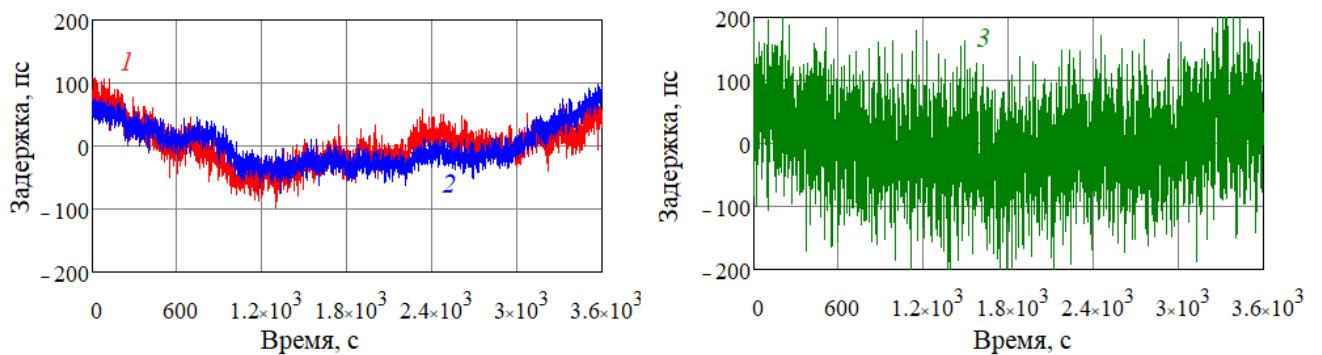


Рисунок 5.19 — Графики задержки корреляционного отклика РСДБ-интерферометра от времени при сопровождении источника 3C454.3 (04.04.2019) на интервале 1 час при $\tau = 1$ с: 1 — в *S*-диапазоне, 2 — в *X*-диапазоне, 3 — в *Ka*-диапазоне

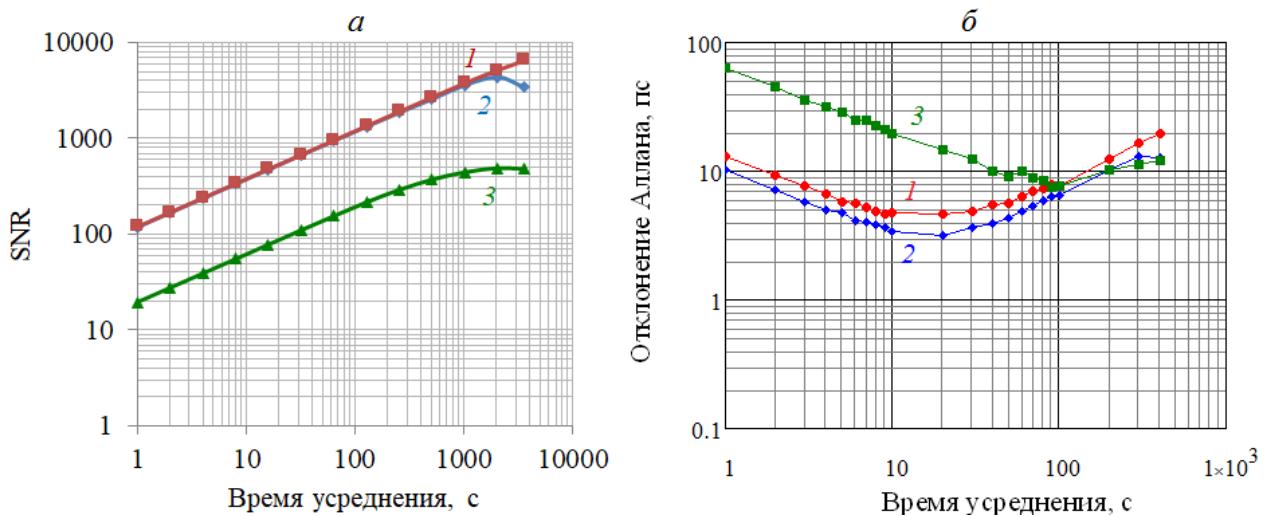


Рисунок 5.20 — Отношение сигнал/шум — *а* и отклонение Аллана групповой задержки — *б* корреляционного отклика РСДБ-интерферометра в зависимости от времени усреднения при сопровождении источника 3C454.3 (10.07.2021): 1 — в *S*-диапазоне; 2 — в *X*-диапазоне; 3 — в *Ka*-диапазоне

SNR в S -диапазоне увеличивается пропорционально корню из времени накопления в соответствии с формулой (1.28) до времени накопления 2500 с (рисунок 5.20, а), а в X , и Ka -диапазонах — до времени накопления 1500 с. При этом отклонение Аллана задержки корреляционного отклика (рисунок 5.20, б) уменьшается как у белого шума пропорционально SNR до времени накопления 15 с в S -, X -диапазонах и до 100 с в Ka -диапазоне. Это время можно назвать оптимальным временем накопления сигнала данного источника, при котором достигается минимальное значение отклонения Аллана задержки — 5 пс в S -диапазоне (график 1), 3 пс в X -диапазоне (график 2) и 8 пс в Ka -диапазоне (график 3), на более длительных временах проявляется нестабильность аппаратурной задержки. В Ka -диапазоне изначально больший белый шум задержки (рисунок 5.19, б) за счет меньшего SNR (рисунок 5.20, а), поэтому время накопления τ до достижения нестабильности дольше.

При планировании РСДБ-наблюдений время накопления сигнала источника следует выбирать таким образом, чтобы рассчитываемое по формуле (1.29) СКО задержки корреляционного отклика было не меньше указанного СКО нестабильности сигнала в аппаратуре, поскольку дальнейшее увеличение времени накопления не даст снижения погрешности определения задержки для данного радиоинтерферометра [A8].

Было проанализировано планирование регулярных сеансов « $R-X$ », в котором ведутся наблюдения одновременно в диапазонах S , X , Ka с временем накопления $\tau = 120$ с. Для сеанса rx-1620 измерены значения SNR на базе «Бадары»—«Зеленчукская» и рассчитаны теоретические значения СКО задержки по формуле (1.29), см. таблицу 5.12.

В таблице 5.12 выделением отмечены источники 1156+295 (наблюдаются 2 раза за сеанс), 1546+027 (6 раз), NRAO150 (2 раза) расчетное СКО задержки в X -диапазоне которых меньше найденного СКО нестабильности $\sigma_t = 3$ пс, и, соответственно, не достигается на практике. Поэтому имеет смысл сократить время наблюдения этих источников и оценить при этом погрешность определения поправок всемирного времени.

За период с 15 июля по 15 августа 2021 г. были переобработаны сеансы « $R-X$ » с сокращением времени накопления корреляционного отклика выбранных источников до $\tau = 60$, 30, 15 и 8 с. В пакете «QUASAR» [53] были получены поправки к всемирному времени и их случайные погрешности $\sigma_{\text{ut1-utc}}$ в результате обработки сочетаний диапазонов « $X-S$ » и « $Ka-X$ », где второй диапазон используется для исключения ионосферной

задержки. Средние за месяц случайные погрешности при разном времени накопления приведены в таблице 5.13.

Таблица 5.12 — Результаты измерений SNR и расчета СКО задержки корреляционного отклика РСДБ-интерферометра на сеансе rx-1620 при времени накопления $\tau = 120$ с

| | SNR (измер.) | | | σ_t , пс (расчет) | | |
|----------|--------------|----------|-----------|--------------------------|----------|-----------|
| | <i>S</i> | <i>X</i> | <i>Ka</i> | <i>S</i> | <i>X</i> | <i>Ka</i> |
| 1717+178 | 136 | 184 | 33 | 7.9 | 5.8 | 32.4 |
| 0642+449 | 122 | 198 | 41 | 8.8 | 5.4 | 26.3 |
| 1156+295 | 61 | 628 | 260 | 17.7 | 1.7 | 4.1 |
| 1642+690 | 122 | 165 | 18 | 8.8 | 6.5 | 61.0 |
| 1546+027 | 363 | 861 | 98 | 3.0 | 1.3 | 11.0 |
| NRAO150 | 93 | 644 | 185 | 11.6 | 1.7 | 5.8 |
| OK290 | 62 | 211 | 35 | 17.4 | 5.1 | 30.3 |
| 0716+714 | 85 | 201 | 36 | 12.6 | 5.4 | 29.8 |
| 0805+410 | 58 | 244 | 21 | 18.5 | 4.4 | 51.1 |

Таблица 5.13 — Средняя за месяц случайная погрешность определения поправок всемирного времени на сеансах «R-X» при разном времени накопления сигнала выбранных источников, мкс

| Время накопления τ , с | $\sigma_{\text{UT1-UTC}}, \langle X-S \rangle$, мкс | $\sigma_{\text{UT1-UTC}}, \langle Ka-X \rangle$, мкс |
|-----------------------------|--|---|
| 120 | 17.9 | 22.6 |
| 60 | 15.5 | 22.0 |
| 30 | 13.5 | 21.5 |
| 15 | 12.3 | 21.7 |
| 8 | 12.8 | 22.8 |

В сочетании «*X-S*» минимальная погрешность достигается при времени накопления $\tau = 15$ с, улучшение по сравнению с $\tau = 120$ с составило 5.5 мкс. В сочетании «*Ka-X*» минимальная погрешность достигнута при времени накопления $\tau = 30$ с, улучшение по сравнению с $\tau = 120$ с составило 1 мкс. На рисунке 5.21 приведен месячный ряд поправок к всемирному времени при разном времени накопления сигнала источника в сочетаниях «*X/S*» (рисунок 5.21, а) и «*Ka/X*» (рисунок 5.21, б), по оси X отложена модифицированная юлианская дата (MJD). Из рисунков видно, что уменьшение времени накопле-

ния не ухудшило погрешность определения поправок всемирного времени, СКО ряда в сочетании «*X/S*» уменьшилось на 1 мкс, а в сочетании «*Ka/X*» — на 4 мкс.

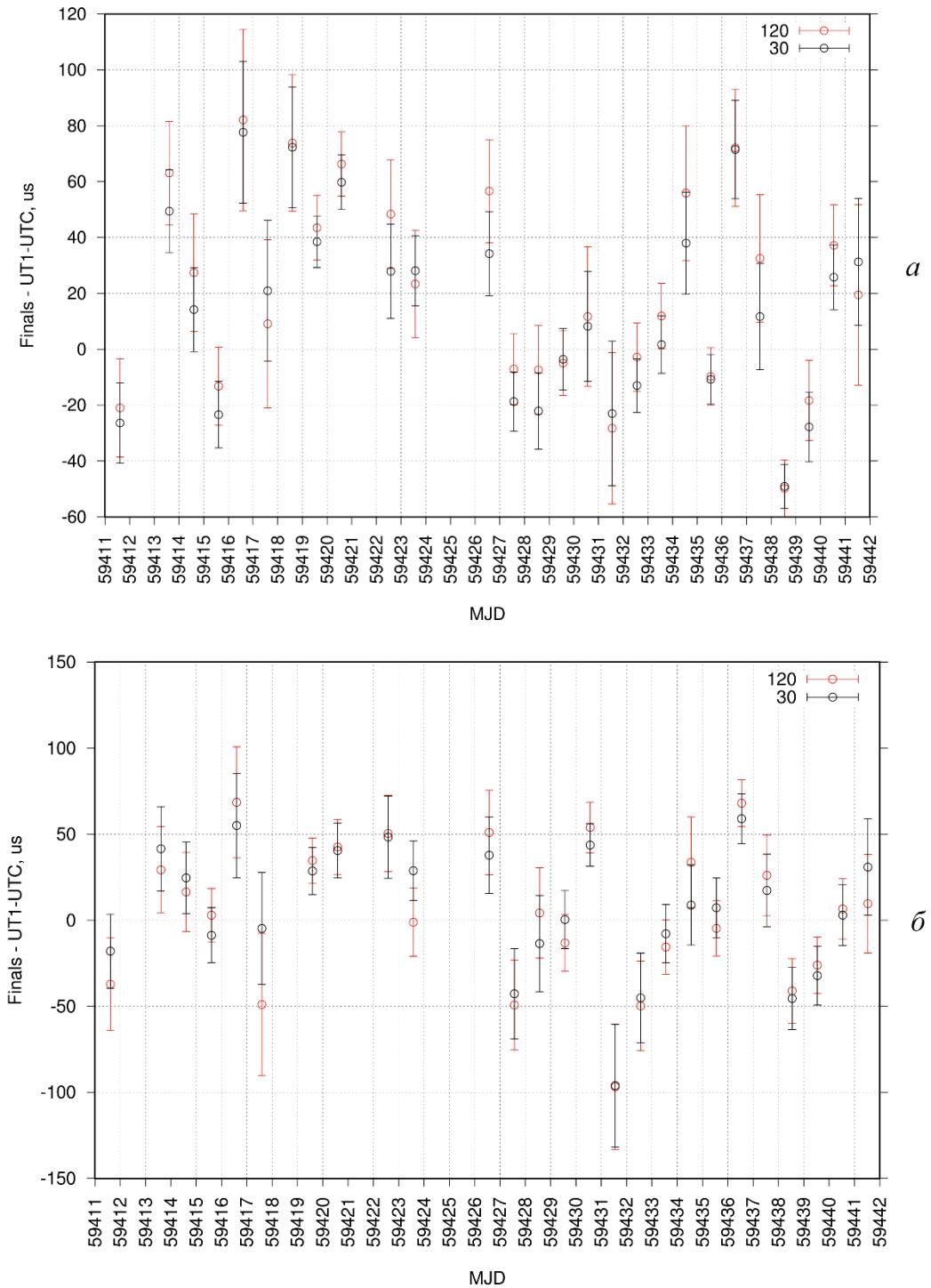


Рисунок 5.21 — Ряды поправок к всемирному времени при разном времени накопления: *a*) в сочетании диапазонов *X/S*, *б*) в сочетании диапазонов *Ka/X*

На рисунках 5.22 представлены графики случайной погрешности определения поправок всемирного времени $\sigma_{\text{UT1-UTC}}$, по оси X отложены модифицированная юлианская дата (MJD). Как видно по рисункам, погрешности с оптимальным временем накопления

почти всегда меньше. Снижение погрешности определения всемирного времени удалось достичь за счет более точного измерения задержки на интервале, на котором не проявляется аппаратурная нестабильность задержки. Результаты были доложены автором на конференции [98].

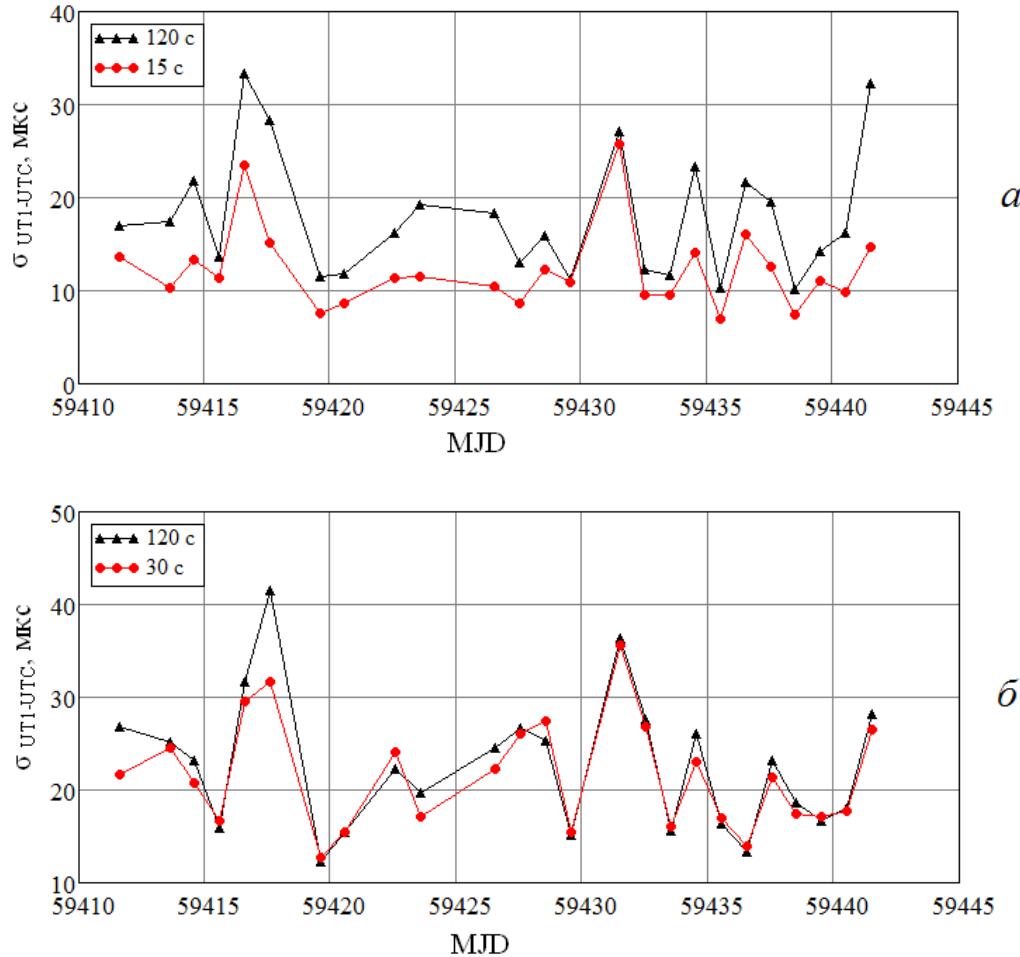


Рисунок 5.22 — Случайная погрешность определения поправок всемирного времени при разном времени накопления сигнала выбранных источников: а) в сочетании «X-S», б) в сочетании диапазонов «Ka-X»

Сокращение времени накопления источников до 15–30 с таким образом, чтобы расчетное СКО задержки было не меньше СКО нестабильности аппаратуры, позволило уменьшить погрешность определения всемирного времени [98]. При изменении планирования это позволит наблюдать больше источников за сеанс, что должно привести к еще большему уменьшению погрешности определения поправок всемирного времени.

5.6 Выводы

1. С применением разработанного аппаратно-программного комплекса впервые измерены основные параметры (шумовая температура, SEFD, КИП, диаграмма направленности) радиотелескопов РТ-13 с трехдиапазонной и широкополосной приемными системами. Полученные результаты близки к расчетным значениям, параметры радиотелескопов РТ-13 соответствуют лучшим мировым образцам.

2. Использование разработанных устройств радиометрического контроля позволяет повысить чувствительность радиотелескопа РТ-32 в 1.9 раза за счет реализации преимущества режима полной мощности по сравнению с модуляционным режимом на интервалах усреднения до 10 секунд. Применение разработанных устройств радиометрического контроля на радиотелескопе РТ-13 повысило его чувствительность в 4 раза, что позволило точнее проводить фокусировку радиотелескопа в *Ка*-диапазоне и наблюдать более слабые источники.

3. Применение методики исследования стабильности групповой задержки радиоинтерферометра в процессе РСДБ-наблюдений позволило определить величину аппаратной нестабильности задержки и оптимальное время накопления корреляционного отклика радиоинтерферометра для достижения минимального СКО задержки. Обработка РСДБ-сессий с найденным оптимальным временем накопления позволила снизить погрешность определения поправок всемирного времени.

Заключение

В результате работы разработаны методики исследований, создан аппаратно-программный комплекс и проведены исследования стабильности трех типов приемных систем радиотелескопов.

Разработаны методики и программное обеспечение для анализа стабильности сигналов с применением дисперсии Аллана, коррекции её величины при наличии «мертвого времени» в измерениях, оценки влияния возмущающих факторов на стабильность с помощью корреляционного анализа. Разработанные методики и аппаратно-программный комплекс позволяют исследовать стабильность выходной мощности, коэффициента передачи и его фазы, шумовой температуры и групповой задержки приемных систем, как в целом, так и выделять вклад флуктуаций отдельных каскадов приемных систем, характеризующихся существенно различающимися уровнями сигналов и разными полосами рабочих частот, что не было реализовано до данной работы. Разработанное многоканальное устройство радиометрического контроля за счет одновременной регистрации мощности восьми каналов позволяет оперативно и в полном объеме исследовать параметры приемных систем в лаборатории и на радиотелескопе. Разработанное устройство контроля параметров позволяет контролировать стабильность выходной мощности, коэффициентов передачи и шумовой температуры отдельных блоков приемной системы на радиотелескопе, не проводя демонтаж приемной системы. С помощью устройства контроля параметров реализован метод измерения и компенсации нестабильности коэффициента усиления приемной системы, позволяющий повысить чувствительность радиометра на интервалах усреднения от 1 секунды.

Исследована стабильность трех типов приемных систем комплекса «Квазар-КВО», определен вклад нестабильности отдельных блоков и показано, что преобладающим источником амплитудной нестабильности на интервалах до 100 секунд являются криогенные блоки, а нестабильности фазы и задержки — блоки преобразования частоты. На интервалах более 100 секунд стабильность приемной системы РТ-13 определяется температурой и наиболее чувствительным к её влиянию каскадом по коэффициенту передачи является блок преобразования частоты. Определены пути повышения чувствительности: настройка режимов транзисторов малошумящих усилителей с оптимизацией по чувствительности (учитывающей как шумовую температуру, так и стабильность),

стабилизация напряжений на электродах транзисторов усилителей, улучшение термо-стабилизации блока преобразования частот. Проведено сравнение чувствительности в режимах полной мощности и модуляционном на примере радиометра S-диапазона РТ-32: чувствительность в режиме полной мощности выше, чем в модуляционном режиме до 1.9 раза на интервалах усреднения до 10 секунд.

При тестировании работы комплекта аппаратуры радиоинтерферометра в лабораторных условиях (т.н. нулевая база) установлено, что неточность установки частоты или нестабильность фаз гетеродинов при наложении спектров зеркальных зон Найквиста АЦП приводят к увеличению СКО групповой задержки корреляционного отклика.

Разработана методика исследования стабильности групповой задержки радиоинтерферометра как на созданном в лаборатории макете, так и в процессе РСДБ-наблюдений. Методика позволяет находить вклад нестабильности задержки аппаратуры и оптимальный интервал накопления корреляционного отклика радиоинтерферометра, при котором достигается минимальная погрешность определения групповой задержки, для использования при планировании времени наблюдения источника. Обработка РСДБ-сессий с найденным оптимальным временем накопления для источников позволила снизить погрешность определения поправок всемирного времени.

С применением созданного аппаратно-программного комплекса проведены настройка и измерение характеристик (шумовая температура, SEFD, КИП, диаграмма направленности) радиотелескопов РТ-13 обсерваторий «Бадары», «Зеленчукская», «Светлое» при работе с трехдиапазонной и широкополосной приемными системами, что позволило ввести РТ-13 в эксплуатацию.

Использование созданных устройств — многоканального устройства радиометрического контроля и устройства контроля параметров — повысило (приблизило к теоретической) чувствительность радиотелескопа РТ-13, что позволило точнее проводить фокусировку радиотелескопа, а на РТ-32 позволило реализовать преимущество по чувствительности радиометра полной мощности по сравнению с модуляционным режимом до 1.9 раза на интервалах усреднения до 10 с. Применение созданных устройств радиометрического контроля позволит наблюдать более слабые источники на РТ-13 и РТ-32.

Разработанные методики и аппаратно-программный комплекс могут быть в дальнейшем использованы для исследований вновь создаваемых приемников. Разработанные устройства радиометрического контроля могут быть использованы для контроля

параметров приемных систем и для проведения радиометрических наблюдений на радиотелескопах РТ-13 и РТ-32.

Благодарности

В заключение я выражаю благодарность своему научному руководителю Д. В. Иванову за помощь в научной работе и представлении результатов. Отдельную благодарность хочется выразить своему научному руководителю со времен учебы в Санкт-Петербургском политехническом университете — А. П. Лаврову за то, что заинтересовал тематикой исследования, за многолетнюю помощь и всестороннюю поддержку. Я признателен А. В. Ипатову за ценные советы, замечания и поддержку работы. Я благодарен моим коллегам — В. О. Кену за плодотворное научное сотрудничество и корреляционную обработку радиоинтерферометрических экспериментов, М. Б. Зотову и А. С. Лаврову за помощь в создании конструкции и платы управления устройства контроля параметров, Е. Ю. Хвостову и И. А. Позднякову за помощь в проведении экспериментов, С. М. Мироновой за обработку сеансов по определению поправок всемирного времени, А. Е. Мельникову за планирование тестовых РСДБ-наблюдений, В. К. Чернову, В. В. Мардышкину, А. Г. Михайлову, И. Ф. Суркису, С. Л. Курдубову за обсуждение результатов исследований, а также другим сотрудникам ИПА РАН, с кем довелось поработать. Я благодарен своей семье за понимание и поддержку.

Список сокращений и условных обозначений

Обозначения

| | | |
|--------------------------|---|--|
| $\Delta\theta_{0.5}$ | — | Ширина диаграммы направленности по уровню половинной мощности |
| $\Delta\varphi$ | — | Разность фаз |
| Δf | — | Ширина полосы частот |
| Δf_a | — | Ширина полосы частот апертуры, на которой вычисляется групповая задержка |
| $\Delta G/G$ | — | Относительная нестабильность коэффициента усиления (передачи) |
| $\Delta P/P$ | — | Относительная нестабильность выходной мощности приемной системы |
| ΔT | — | Чувствительность радиометра |
| $\Delta T/T$ | — | Отношение чувствительности к шумовой температуре системы радиотелескоп-радиометр (или системы согласованная нагрузка-приемная система) |
| σ_A | — | Отклонение Аллана |
| σ_A^2 | — | Дисперсия Аллана |
| $\sigma_{A\text{ DT}}^2$ | — | Дисперсия Аллана сигнала, зарегистрированного с «мертвым временем» |
| σ_{AC}^2 | — | Скорректированная дисперсия Аллана сигнала, зарегистрированного с «мертвым временем» |
| σ_{AO} | — | Отклонение Аллана относительного изменения величины |
| σ_t | — | Среднеквадратичное отклонение групповой задержки |
| $\sigma_{t\text{ SNR}}$ | — | Теоретическое среднеквадратичное отклонение групповой задержки корреляционного отклика, обусловленное отношением сигнал-шум |
| $\sigma_{t\text{ ap}}$ | — | Среднеквадратичное отклонение аппаратурной нестабильности групповой задержки радиоинтерферометра |
| σ_φ | — | Среднеквадратичное отклонение фазы |

| | | |
|-------------------|---|---|
| τ | — | Время накопления |
| φ | — | Фаза коэффициента передачи |
| BW | — | Bandwidth (полоса пропускания) |
| $B(t)$ | — | Взаимная корреляционная функция |
| DT | — | «Dead time» («мертвое время») |
| DR | — | Dynamic range (динамический диапазон) |
| G | — | Коэффициент усиления (передачи) |
| f | — | Частота |
| Fs | — | Поток небесного источника |
| FR | — | Frequency range (диапазон частот) |
| I_c | — | Ток стока полевого транзистора |
| k | — | Постоянная Больцмана |
| Ka | — | Обозначение диапазона частот 28–34 ГГц |
| $K_{\text{вл}}$ | — | Коэффициент влияния одной величины на другую |
| $K_{\text{кор}}$ | — | Коэффициент корреляции |
| K_{XY} | — | Ковариация величин X и Y |
| L | — | Коэффициент ослабления |
| NF | — | Коэффициент шума |
| $P_{\text{вых}}$ | — | Выходная мощность приемной системы |
| $P_{\text{гет}}$ | — | Мощность гетеродина |
| $P_{\text{макс}}$ | — | Максимально измеряемая мощность |
| $P_{\text{ш}}$ | — | Мощность собственного шума |
| RBW | — | Resolution bandwidth (полоса разрешения) |
| S | — | Обозначение диапазона частот 2.2–2.6 ГГц |
| SEFD | — | System Equivalent Flux Density (эквивалентная плотность потока системы) |
| SNR | — | Signal-to-noise ratio (отношение сигнал-шум) |
| ST | — | Sweep time (время обзора) |
| $S(f)$ | — | Спектральная плотность мощности шума |
| $S_{\varphi}(f)$ | — | Спектральная плотность мощности фазовых флуктуаций |
| $t_{\text{гр}}$ | — | Групповая задержка |

| | | |
|-------------------|---|---|
| $t_{\text{изм}}$ | — | Время измерения |
| T | — | Период взятия отсчетов |
| $T_{1\text{ст}}$ | — | Температура первой ступени микрохладителя |
| $T_{2\text{ст}}$ | — | Температура второй ступени микрохладителя |
| T_s | — | Шумовая температура небесного источника |
| T_a | — | Шумовая температура антенны |
| $T_{\text{гш}}$ | — | Шумовая температура генератора шума |
| $T_{\text{пр}}$ | — | Шумовая температура приемной системы |
| $T_{\text{окр}}$ | — | Температура окружающей среды |
| $T_{\text{обл}}$ | — | Температура облучателя |
| $T_{\text{сиг}}$ | — | Шумовая температура полезного сигнала |
| $T_{\text{сист}}$ | — | Шумовая температура системы радиотелескоп-радиометр (или системы согласованная нагрузка-приемная система) |
| T_e | — | Шумовая температура эквивалентного источника шума |
| $T_{\text{ш}}$ | — | Шумовая температура |
| $U_{\text{вых}}$ | — | Выходное напряжение детектора |
| U_3 | — | Напряжение на затворе полевого транзистора |
| U_c | — | Напряжение на стоке полевого транзистора |
| $U_{\text{пит}}$ | — | Напряжение питания |

Сокращения

| | | |
|-----|---|-------------------------------------|
| LCP | — | Левая круговая поляризация |
| RCP | — | Правая круговая поляризация |
| АЦП | — | Аналого-цифровой преобразователь |
| АЧХ | — | амплитудно-частотная характеристика |
| БД | — | Блок делителей |
| БГШ | — | Блок генератора шума |
| БК | — | Блок коммутации |
| БПФ | — | Быстрое преобразование Фурье |
| БПЧ | — | Блок преобразования частоты |
| ВКФ | — | Взаимная корреляционная функция |
| ГШ | — | Генератор шума |

| | | |
|---------|---|--|
| ДМ | — | Датчик мощности |
| ДН | — | Диаграмма направленности |
| ИПА РАН | — | Федеральное государственное бюджетное учреждение науки Институт прикладной астрономии Российской академии наук |
| ИМ | — | Измеритель мощности |
| КП | — | Коэффициент передачи |
| КПФБ | — | Криогенный приемный фокальный блок |
| КИП | — | Коэффициент использования поверхности антенны |
| КУ | — | Коэффициент усиления |
| МШУ | — | Малошумящие усилители |
| НО | — | Направленный ответвитель |
| ПЧ | — | Промежуточная частота |
| РСДБ | — | Радиоинтерферометрия со сверхдлинными базами |
| РТ | — | Радиотелескоп |
| СБПД | — | Система буферизации и передачи данных |
| СВЧ | — | Сверхвысокая частота |
| СКО | — | Среднеквадратичное отклонение |
| СН | — | Согласованная нагрузка |
| ТПС | — | Трехдиапазонная приемная система |
| УБЛ | — | Уровень боковых лепестков |
| УВЧ | — | Усилитель высокой частоты |
| УНЧ | — | Усилитель низкой частоты |
| УПЧ | — | Усилитель промежуточной частоты |
| ШПС | — | Широкополосная приемная система |
| ШБГШ | — | Широкополосный блок генератора шума |
| ШБПЧ | — | Широкополосный блок преобразования частот |
| ШСПС | — | Широкополосная цифровая система преобразования сигналов |
| ШКПФБ | — | Широкополосный криогенный приемный фокальный блок |

Приложение А. Расчет корреляционного отклика радиоинтерферометра при неточности установки частоты гетеродина и наложении спектров зеркальных зон Найквиста АЦП

Спектр сигнала основной зоны Найквиста $S_o(f)$ можно представить в виде эквивалентной прямоугольной полосы с шириной ΔF и амплитудой A , а спектр сигнала соседней зоны Найквиста $S_n(f)$ — в виде эквивалентной прямоугольной полосы с шириной ΔF_n и амплитудой B (рисунок А.1 и формула А.1).



Рисунок А.1 — Спектр сигнала при аналого-цифровом преобразовании

$$S_{\text{o}}(f) = \begin{cases} A, -\Delta F/2 \leq f \leq \Delta F/2 \\ 0, f < -\Delta F/2, f > \Delta F/2 \end{cases} \quad (\text{A.1})$$

$$S_{\text{n}}(f) = \begin{cases} B, \Delta F/2 - \Delta F_{\text{n}} < f < \Delta F/2 \\ 0, f < -\Delta F/2 - \Delta F_{\text{n}}, f > \Delta F/2 \end{cases}$$

Если у одного из коррелируемых сигналов есть сдвиг по частоте, имеется линейное изменение фазы ϕ во времени. Фазы спектров соседних зон Найквиста складываются с противоположным знаком. Тогда комплексные спектры сигналов можно записать:

$$\begin{aligned} S_1(j\omega) &= S_{1_0}(\omega) \cdot e^{j\varphi} + S_{1_{\Pi}}(\omega) \cdot e^{-j\varphi} \\ S_2(j\omega) &= S_{2_0}(\omega) + S_{2_{\Pi}}(\omega) \end{aligned} \quad (A.2)$$

Для нахождения корреляционной функции осуществляется обратное преобразование Фурье от взаимного комплексного спектра сигналов

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} S_1(j\omega) \cdot S_2^*(j\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega. \quad (\text{A.3})$$

При подстановке (A.2) в (A.3), получим

$$\begin{aligned} s(t) = & \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} (S_{10}(\omega) \cdot S_{20}^*(\omega) \cdot e^{j\varphi} + S_{1n}(\omega) \cdot S_{20}^*(\omega) \cdot e^{-j\varphi} + S_{10}(\omega) \cdot S_{2n}^*(\omega) \cdot e^{j\varphi} + \\ & + S_{1n}(\omega) \cdot S_{2n}^*(\omega) \cdot e^{j\varphi}) \cdot e^{j\omega t} d\omega \end{aligned}$$

Произведения комплексно-сопряженных основного $S_o(\omega)$ и побочного спектров $S_n(\omega)$ имеют случайную фазу, а при усреднении на заданном временном интервале среднее значение фазы равно нулю и эти члены не будут коррелированы и дадут шумовую составляющую в корреляционном отклике, тогда

$$s(t) = \frac{1}{2\pi} \left(\int_{-\frac{\Delta F}{2} \cdot 2\pi}^{\frac{\Delta F}{2} \cdot 2\pi} A_1 A_2^* \cdot e^{j\varphi} \cdot e^{j\omega t} d\omega + \int_{\left(\frac{\Delta F}{2} - \Delta F_n\right) \cdot 2\pi}^{\frac{\Delta F}{2} \cdot 2\pi} B_1 B_2^* \cdot e^{-j\varphi} \cdot e^{j\omega t} d\omega \right) \quad (\text{A.4})$$

Пусть $A_1 = A_2 = B_1 = B_2 = 1$. Проинтегрировав выражение (4.4), получим

$$s(t) = \Delta F \cdot \frac{\sin(\Delta F \pi t)}{\Delta F \pi t} \cdot e^{j\varphi} + \Delta F_n \cdot \frac{\sin(\Delta F_n \pi t)}{\Delta F_n \pi t} \cdot e^{-j\varphi} \cdot e^{j(\Delta F - \Delta F_n) \pi t} \quad (\text{A.5})$$

Модуль выражения (A.5) равен

$$|s(t)| = \sqrt{\left(\Delta F \cdot \text{sinc}(\Delta F \pi t) \right)^2 + \left(\Delta F_n \cdot \text{sinc}(\Delta F_n \pi t) \right)^2 + \left(2\Delta F \Delta F_n \cdot \text{sinc}(\Delta F \pi t) \cdot \text{sinc}(\Delta F_n \pi t) \cdot \cos((\Delta F - \Delta F_n) \pi t) - 2\varphi \right)^2}. \quad (\text{A.6})$$

Численно найдем значение и положение максимума выражения (A.6) в зависимости от фазы φ гетеродина для разных отношений ширины полос побочного и основного спектров $\Delta F_n / \Delta F$, результаты представлены на рисунках A.2 и A.3. Как видно по рисунку A.3, при большой величине наложения спектров наблюдаются пилообразные колебания задержки корреляционного отклика, а при малом наложении спектров — синусоидальные колебания задержки и амплитуды корреляционного отклика. Амплитуда этих колебаний зависит от величины наложения спектров, а частота колебаний равна удвоенному смещению частоты гетеродина.

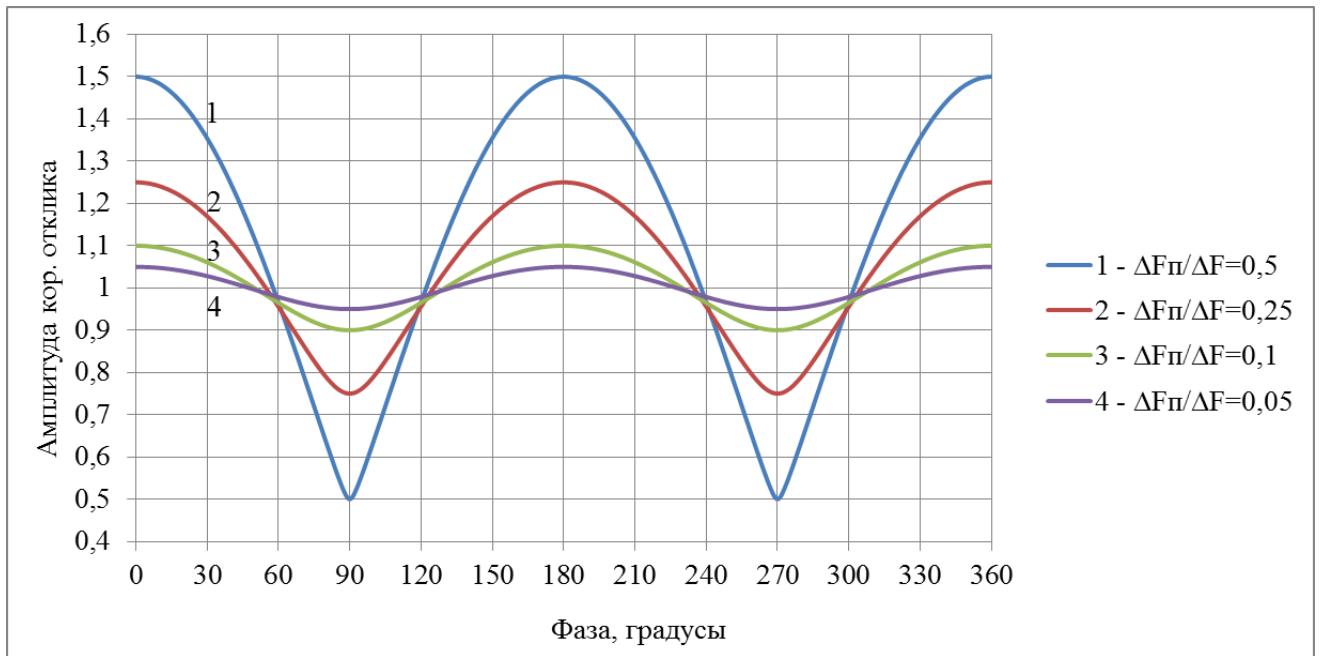


Рисунок А.2 — Значение максимума корреляционного отклика радиоинтерферометра с нулевой базой от фазы гетеродина при наложении спектров зеркальных зон Найквиста
($\Delta F=500$ МГц)

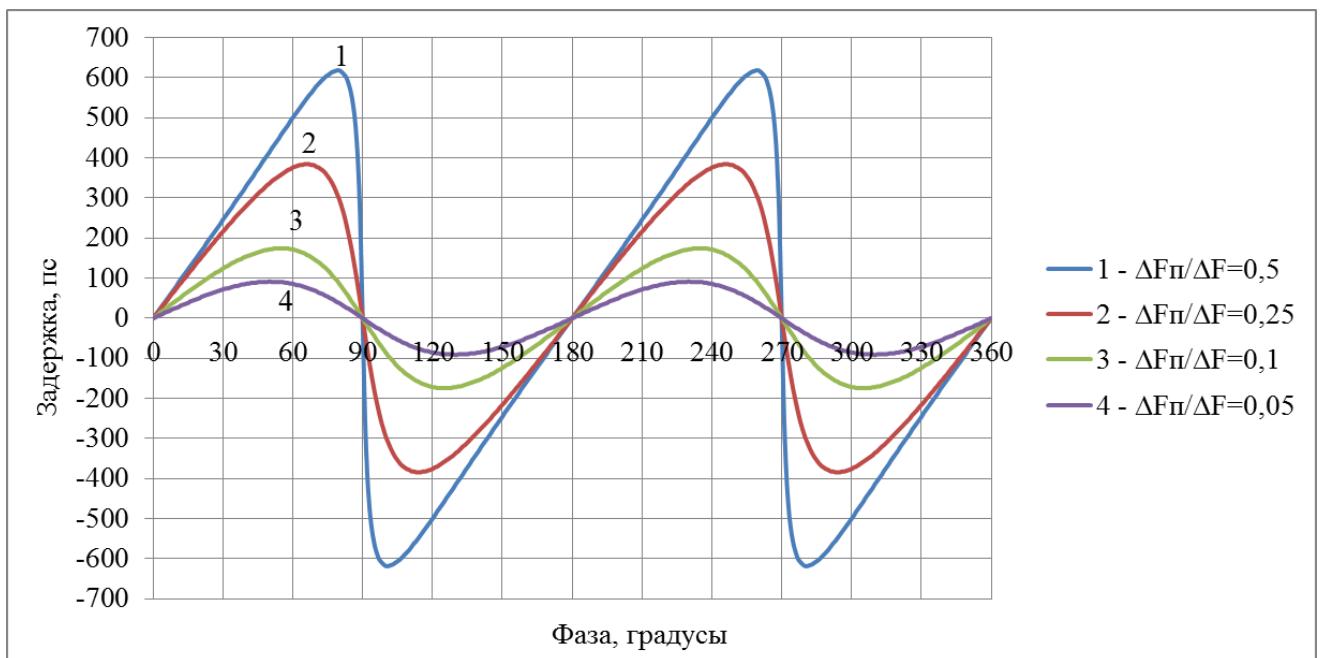


Рисунок А.3 — Положение максимума корреляционного отклика радиоинтерферометра с нулевой базой от фазы гетеродина при наложении спектров зеркальных зон Найквиста
($\Delta F=500$ МГц)

Список литературы

Публикации автора по теме диссертации в изданиях, включенных в перечень ВАК

- А1. Векшин Ю. В., Лавров А. П., Хвостов Е. Ю. Методика и результаты исследований амплитудной и фазовой стабильности супергетеродинного радиоастрономического приемника // Радиотехника. — М.: Радиотехника, 2018. — №1. — С. 24–30.
- А2. Векшин Ю. В., Евстигнеев А. А., Лавров А. П.: Анализ стабильности выходных сигналов макета широкополосной приемной системы радиотелескопа // Труды ИПА РАН. — СПб.: ИПА РАН, 2018. — Вып. 44. — С. 18–25.
- А3. Арсаев И. Е., Векшин Ю. В., Лапшин А. И., Мардышкин В. В., Саргсян М. В., Хвостов Е.Ю., Чернов В. К., Юрчук Э. Ф. Измерения шумовых температур приёмной системы радиотелескопа двухэлементного радиоинтерферометра со сверхдлинной базой // Измерительная техника. — М.: ВНИИМС, 2018. — №3. — С. 51–54.
- А4. Векшин Ю. В., Кен В. О., Хвостов Е. Ю., Лавров А. П. Макет радиоинтерферометра для определения параметров корреляционного отклика приемно-регистрирующей аппаратуры радиотелескопов РТ-13 // Радиотехника. — М.: Радиотехника, 2018. — №12. — С. 21–28.
- А5. Векшин Ю. В., Кен В.О., Чернов В. К., Евстигнеев А. А. Исследования характеристик приемных устройств на радиоинтерферометрическом стенде // Труды ИПА РАН. — СПб.: ИПА РАН, 2018. — Вып. 46. — С. 19–30.
- А6. Евстигнеев А. А., Векшин Ю. В., Евстигнеева О. Г., Зотов М. Б., Лавров А. С., Мардышкин В. В., Поздняков И. А., Хвостов Е. Ю., Шахнабиев И. В. Широкополосная приемная система для РТ-13 обсерватории «Светлое» // Труды ИПА РАН. — СПб.: ИПА РАН, 2018. — Вып. 46. — С. 50–56.
- А7. Векшин Ю. В., Царук А. А. Вытнов А. В., Зотов М. Б., Карпичев А. С., Хвостов Е.Ю. Применение волоконно-оптических линий передачи в радиоастрономических приемных устройствах // Труды ИПА РАН. — СПб.: ИПА РАН, 2019. — Вып. 50. С.16–22.

А8. Векшин Ю. В., Кен В. О. Анализ стабильности задержки сигналов в приемно-регистрирующей аппаратуре радиотелескопов РТ-13 по результатам корреляционной обработки РСДБ-наблюдений // Труды ИПА РАН. — СПб.: ИПА РАН, 2019. — Вып. 51. С.42–48.

А9. Векшин Ю. В., Зотов М. Б., Лавров А. С. Устройство контроля параметров радиоастрономических приемников S/X-диапазонов // Труды ИПА РАН. — СПб.: ИПА РАН, 2019. — Вып. 51. С.32–41.

Публикации автора по теме диссертации в изданиях, включенных в международную реферативную базу Scopus

А10. Vekshin Yu. V., Lavrov A. P. The Allan variance usage for stability characterization of weak signal receivers // Lecture Notes in Computer Science, 2016. — V. 9870 LNCS. — P. 648–657.

А11. Vekshin Yu. V., Lavrov A. P. Amplitude and phase stability measurements of multi-stage microwave receiver // Lecture Notes in Computer Science, 2017. — V. 10531 LNCS. — P. 508–515.

А12. Vekshin Y., Ken V., Chernov V., Evstigneev A., Khvostov E., Zotov M. Analysis of VLBI Interferometer Characteristics Using Zero-baseline Lab Prototype and RASFX Correlator // Proceedings of Science. — 2019. — Vol. 344, 142.

Публикации автора по теме диссертации в других научных изданиях

А13. Векшин Ю.В., Виноградов К.Г., Иванов С.И., Лавров А.П. Генерация шума вида $1/f^\alpha$ в среде LabVIEW. // XXXIX Неделя науки СПбГПУ: Материалы Междунар. науч.-практ. конф. Ч. IX. — СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2010. — С.3–4.

А14. Векшин Ю.В., Лавров А.П. Исследование стабильности трехдиапазонного криогенного приемного фокального блока с применением дисперсии Аллана // Труды ИПА РАН. — СПб.: ИПА РАН, 2015. — Вып. 33. — С. 3–21.

А15. Векшин Ю.В., Лавров А.П. Исследование стабильности радиоастрономической трехдиапазонной приемной системы с применением дисперсии Аллана // 25-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные тех-

нологии» (КрыМиКо'2015). Севастополь, 6-12 сентября 2015 г. : материалы конф. в 2 т. — Севастополь, 2015. — Т. 2 — С. 1090–1091.

A16. Векшин Ю.В., Лавров А. П. Исследование флуктуаций коэффициентов усиления многокаскадной приемной системы радиотелескопа. // 26-я Международная Крымская конференция «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2016). Севастополь, 4–10 сентября 2016 г.: материалы конф. в 13 т. — Москва; Минск; Севастополь, 2016. — Т. 11, С. 2425–2431.

A17. V. Chernov, A. Evstigneев, O. Evstigneeva, D. Ivanov, A. Ipatov, I. Ipatova, E. Khvostov, A. Lavrov, V. Mardyshkin, I. Pozdnyakov, Y. Vekshin, M. Zotov: The S/X/Ka Receiving System for Radio Telescope RT-13 of the “Quasar” VLBI Network // Труды ИПА РАН, 2017. — Вып.41. — С. 79–84.

A18. Yu. Vekshin, V. Chernov, D. Ivanov, M. Kharinov, E. Khvostov, V. Mardyshkin, A. Mikhailov: The Parameters of the RT-13 Radio Telescopes of the “Quasar” VLBI Network of the IAA RAS in S/X/Ka Bands // Труды ИПА РАН , 2017. — Вып.41. — С. 135–140.

Цитируемые источники

1. Финкельштейн А. М., Ипатов А. В., Кайдановский М. Н., Кольцов Н.Е., Коркин Э.И., Малкин З.М., Рахимов И.А., Сальников А.И., Смоленцев С.Г. Радиоинтерферометрическая сеть «Квазар-КВО» — базовая система фундаментального координатно-временного обеспечения // Труды ИПА РАН. — 2005. — Вып. 13. — С. 104–138.
2. Краус Дж. Д. Радиоастрономия. Пер. с английского, под ред. В.В.Железнякова. — М.: Сов радио, 1973 — 456 с.
3. Иванов Д. В., Ипатов А. В., Ипатова И. А., Мардышкин В. В., Михайлов А. Г. Приемники радиоинтерферометрической сети Квазар // Труды ИПА РАН. — 1997. — Вып. 2. — С. 242–256.
4. Иванов Д. В. Исследование приемной системы РСДБ сети КВАЗАР-КВО. [Текст]: дис. ... канд. физ.-мат. наук: 01.03.02: защищена 29.04.2002 / Иванов Дмитрий Викторович. — СПб, 2002. — 183 с.
5. Иванов Д. В., Мардышкин В. В., Лавров А. С., Евстигнеев А. А. Трехдиапазонная приемная система для радиотелескопов с малыми антеннами. // Труды ИПА РАН. — 2013. — Вып. 27. — С. 197–203.
6. Есепкина Н. А., Корольков Д. В., Парицкий Ю. Н. Радиотелескопы и радиометры. — М.: Наука, 1973. — 416 с.
7. Вытнов А. В., Иванов Д. В., Миляев А. П. Генератор пикосекундных импульсов системы фазовой калибровки РСДБ-комплекса «Квазар-КВО» // Труды ИПА РАН. — 2006. — Вып. 15. — С. 130–139.
8. Ипатов А. В., Кольцов Н. Е., Крохалев А. В. Радиометрическая система радиотелескопа РТФ-32 // Приборы и техника эксперимента. — 2005. — №4. — С.66–75.
9. Кольцов Н. Е., Маршалов Д. А., Носов Е. В., Федотов Л. В. Цифровая система преобразования широкополосных сигналов для астрономических радиоинтерферометров // Известия вузов России. Радиоэлектроника. — 2014. — №1. — С. 34—39.
10. Kooi J. W., Chattopadhyay G., Thielman M., Phillips T.G. and Schieder R. Noise Stability of SIS Receivers // Int. Infrared Millimeter waves. — 2000. — Vol. 21, no. 5. — PP. 689–716.

11. Gallego J. D., López-Fernández I., Diez C., Barcia A. Experimental results of gain fluctuations and noise in microwave low-noise cryogenic amplifiers // Proc. of SPIE. — 2004. — V. 5470. — P. 402–413.
12. РМГ 29-2013 ГСИ. Метрология. Основные термины и определения.
13. Уилсон Т.Л., Рольфс К., Хюттемейстер С. Инструменты и методы радиоастрономии: Пер. с англ. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2013. — 568 с.
14. Ипатов А. В., Кольцов Н. Е. Радиометры: Учеб. Пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2007. — 92 с.
15. Носов В. И., Шкелев Е. И. Система сбора и обработки данных для спектрорадиометра миллиметрового диапазона длин волн // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. — 2007. — № 3. — С. 71–78.
16. Ильин Г. Н., Быков В. Ю., Стэмпковский В. Г., Шишикин А. М. Высокостабильный двухканальный радиометр водяного пара для измерений тропосферной задержки в реальном времени // Труды ИПА РАН. — 2013. — Вып. 27. — С. 210–215.
17. Дроздов Д. В., Рыбаков Ю.В., Герасимов О.А. СВЧ радиометрический комплекс дистанционного зондирования интегральных характеристик влагозапаса атмосферы и водозапаса облаков // Труды главной геофизической обсерватории им. А.И. Войкова. — 2016. — № 580. — С. 138–152.
18. Thompson D.A., Rogers R.L., Davis J.H. Temperature compensation of total power radiometers // Microwave Theory and Techniques, IEEE Transactions — 2003. — V. 51(10). — P. 2073–2078.
19. Цыбулев П. Г. Система Сбора Данных и Управления нового поколения для проведения радиоастрономических наблюдений в континууме на радиотелескопе РАТАН-600: разработка, наблюдения, измерения // Астрофизический бюллетень. — 2011. — Т. 66(1). — С. 118–133.
20. Riley W.J. Handbook of Frequency Stability Analysis // NIST Special Publication 1065. — 2008. — 136 p.
21. Allan D. W. Should the Classical Variance Be Used as a Basic Measure in Standards Metrology? // IEEE Trans. on Instrumentation and Measurement. — 1987. — IM-36. P. 646–654.

22. Цыбулев П. Г., Дугин М. В., Берлин А. Б., Нижельский Н. А., Кратов Д. В., Удовицкий Р. Ю. Шум вида $1/f$ в радиометре полной мощности // Астрофизический бюллетень. — 2014. — Т. 69(2). — С. 256–262.
23. Аллан Д. Статистические характеристики атомных стандартов частоты // ТИИЭР. — 1966. — Т.54, №2. — С. 132–142.
24. Рютман Ж. Характеристики нестабильности фазы и частоты сигналов высокостабильных генераторов: Итоги развития за пятнадцать лет // ТИИЭР. — 1978. — Т. 66, № 9. — С. 70–102.
25. Губанов В. С., Финкельштейн А. М., Фридман П. А. Введение в радиоастрометрию. М.: Наука. Главная редакция физико-математической литературы, 1983. — 280 с.
26. Белов Ю. И., Илясов Ю. П., Поперченко Б. А., Орешко В. В., Дорошенко О. В. Первые результаты хронометрирования миллисекундного пульсара 1937+21 на радиотелескопе ТНА-1500 ОКБ МЭИ // Изв. ВУЗов Радиофизика, 1994. — № 11. — Т. 37. — С. 1388–1398.
27. Жаров В. Е., Орешко В. В., Потапов В. А., Пширков М. С., Родин А. Е., Сажин М. В. Пульсарная шкала времени. — Астрономический журнал. — 2019. — Т. 96. № 2. — С. 120–143.
28. Schieder R., Rau G, Vohwinkel B. Characterization and Measurement of System Stability // Proc. of a SPIE conference on "Instrumentation for Submillimeter Spectroscopy", 1985 — V. 598. — P. 189–192.
29. Schieder R., Kramer C. Optimization of heterodyne observations using Allan variance measurements // Astronomy and Astrophysics. — 2001 — 373. — P. 746–756.
30. Land D. V., Levick A. P., Hand J. W. The use of the Allan deviation for the measurement of the noise and drift performance of microwave radiometers // Measurement science and technology. — 2007 — Vol. 18. — P. 1917–1928.
31. Shan W. Gain Stability Analysis of a Millimeter Wave Superconducting Heterodyne Receiver for Radio Astronomy. W. Shan, Z. Li, S. Shi, J. Yang // Proceedings of Asia-Pacific Microwave Conference. — 2010. — P.477–480.
32. Gonneau E., Escotte L. Low-frequency noise sources and gain stability in microwave amplifiers for radiometry // IEEE transactions on microwave theory and techniques. — 2012. — V. 60. — № 8. — P. 2616–2621.

33. Синая Т. Н. Статистическая интерпретация вариации Аллана как характеристики измерительных и навигационных устройств. Гироскопия и навигация. — 2020. — Том 28. №1 (108). — С. 3 –18.
34. Witt T.J. Using the Allan variance and power spectral density to characterize DC nanovoltmeters // IEEE transactions on instrumentation and measurement. — 2001. — V. 50. — № 2. — P. 445–448.
35. Gallego J.D., López-Fernández I., Diez C., Barcia A. Gain Fluctuations of Cryogenic Amplifiers // 5th RadioNet-FP7 Engineering Forum Workshop «Receiver Gain Stability». — 2011.
36. Camps A., Tarongi J. M. Microwave Radiometer Resolution Optimization Using Variable Observation Times // Remote Sensing. — 2010. — V. 2. — P. 1826–1843.
37. Иванов Е.Ф., Губин А. В., Лесовой С. В., Рамзес С. Э. Проект солнечного спектрополяриметра для прогноза космической погоды // Солнечно-земная физика. — 2019. — Т. 5. — № 4. — С. 26–33.
38. ГОСТ 20271.1-91. Изделия электронные СВЧ. Методы измерения электрических параметров.
39. Group and Phase Delay Measurements with Vector Network Analyzer ZVR. Application Note 1EZ35_1E. [Электронный ресурс]. — URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_application/application_notes/1ez35/1ez35_1e.pdf (дата обращения 24.06.2019).
40. Методы измерения фазового шума. Краткие рекомендации по применению. Keysight Technologies [Электронный ресурс]. — URL: <https://www.keysight.com/ru/ru/assets/7018-03875/application-notes/5991-2069.pdf> (дата обращения 16.04.2020).
41. Кольцов Н. Е., Мардышкин В. В., Маршалов Д. А., Евстигнеев А. А. Результаты модернизации приемных каналов S/X диапазонов длин волн на радиотелескопах комплекса «Квазар-КВО» // Труды ИПА РАН. — 2012. — Вып.23. — С. 224–229.
42. Кольцов Н. Е., Маршалов Д. А., Мардышкин В. В., Федотов Л. В. Блоки усиления и преобразования частот сигналов для радиоастрономических приемников. // Приборы и техника эксперимента. — 2011. — №6. — С. 41–50.
43. Мардышкин В.В., Лавров А.С., Евстигнеев А.А. Двухдиапазонный S/X блок генераторов шума // Труды ИПА РАН. — 2010. — Вып. 21. — С. 57–60.

44. Ипатов А. В. Радиоинтерферометр нового поколения для фундаментальных и прикладных исследований // Успехи физических наук. — 2013. — Т.183 №7. — С. 769–777.
45. Ipatov A., Ipatova I., Mardyshkin V., Evstigneев A., Khvostov E., Chernov V. Tri-band system for the Russian interferometer // VGOS: The New VLBI network. IVS 2014 General Meeting Proceedings. Science Press, Beijing, China. — 2014. — Р. 118–121.
46. Ипатов А. В., Ипатова И. А., Иванов Д. В., Евстигнеев А. А., Мардышкин В. В., Лавров А. С., Хвостов Е. Ю., Чернов В. К. Радиоастрономическая приемная система для 13,2 м антенн // Всероссийская радиоастрономическая конференция «Радиотелескопы, аппаратура и методы радиоастрономии» (ВРК-2014): тезисы докладов. — 2014. — С. 87–88.
47. Petrachenko B. et. al. Design Aspects of the VLBI2010 System. // VLBI2010 Committee Progress Report. — 2006. [Электронный ресурс] URL: <https://ivscc.gsfc.nasa.gov/publications/misc/TM-2009-214180.pdf> (дата обращения 02.07.2019).
48. Евстигнеев А. А., Евстигнеева О. Г., Лавров А. С., Мардышкин В. В., Поздняков И. А., Хвостов Е. Ю. Результаты разработки сверхширокополосной приемной системы радиотелескопа РТ-13 // Труды ИПА РАН. — 2015. — Вып. 35. — С. 98–103.
49. Евстигнеева О. Г., Евстигнеев А. А., Хвостов Е. Ю., Зотов М. Б., Ипатова И. А., Мардышкин В. В., Поздняков И. А., Векшин Ю. В., Лавров А. С. СВЧ-блоки широкополосной приемной системы для РТ-13 обсерватории «Светлое» // Труды ИПА РАН. — 2018. — Вып. 46. — С. 132–138.
50. Арсаев И. Е., Лапшин А. И., Саргсян М. В., Юрчук Э. Ф. Широкоапertureные низкотемпературные генераторы шума для калибровки радиотелескопов двухэлементного радиоинтерферометра со сверхдлинной базой // Измерительная техника. — 2018. — Вып. 3. — С. 55–59.
51. Модернизация радиоинтерферометрического комплекса со сверхдлинной базой (РСДБ-комплекс) «Квазар-КВО» в части расширения функциональных возможностей и повышения точностных характеристик отечественных средств определения ПВЗ / Техническое задание на ОКР «Квазар-М-1». Санкт-Петербург, 2016.
52. Кононович Э. В., Мороз В. И. Общий курс астрономии: Учебное пособие / Под ред. В. В. Иванова. Изд. 2-е, испр. М.: Едиториал УРСС, 2004. — 544 с.

53. Губанов В.С., Курдубов С. Л., Суркис И. Ф. Новая версия пакета QUASAR для обработки РСДБ-наблюдений // Труды ИПА РАН. — 2007. — Вып. 16. — С. 61–83.
54. Томпсон А. Р., Моран Д. М., Свенсон Д. У. Интерферометрия и синтез в радиоастрономии // Перевод с англ. под ред. Л.И. Матвеенко. — 2-е изд. — М. ФИЗМАТЛИТ, 2003 — 624 с.
55. Corey B. Notes on phase/delay stability of cable and electronics // 2006 September 15 VLBI2010 workshop. — [Электронный ресурс] URL: https://ivscc.gsfc.nasa.gov/meetings/v2c_wm1/phase_stability.pdf (дата обращения 03.07.2019).
56. Трэвис Дж., Кринг Дж. LabVIEW для всех. — М.: ДМК Пресс, 2008 — 880 с.
57. Allan Variance Software. — [Электронный ресурс] URL: <http://www.alavar.org> (дата обращения 15.09.2021).
58. Barnes J. A., Allan D. W. Variances based on data with dead time between the measurements // NIST Technical Note 1318. — 1990.
59. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника. — 2-е изд., перераб. и доп. — М.: Радио с связь, 1982. — 624 с.
60. Phase Noise Measurement Methods and Techniques. [Электронный ресурс]. — URL: https://www.keysight.com/upload/cmc_upload/All/PhaseNoise_webcast19Jul12.pdf (дата обращения 24.06.2019).
61. IEEE Standard Definitions of Physical Quantities for Fundamental Frequency and Time Metrology — Random Instabilities, IEEE Std 1139-1999, July 1999.
62. Бельчиков С. Фазовый шум: как спуститься ниже −120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или борьба за децибелы // Компоненты и технологии. — 2009. — №5. — С. 139–146.
63. R&S ZVA-K9: измерение группового времени задержки без доступа к гетеродину. [Электронный ресурс]. — URL: https://www.rohde-schwarz.com/ru/applications/r-s-zva-k9-application-card_56279-40196.html (дата обращения 18.12.2018).
64. Безруков И. А., Сальников А. И., Яковлев В. А., Вылегжанин А. В.: Система буферизации и передачи данных нового поколения // Труды ИПА РАН. — 2015. Вып. 32. — С. 3–9.

65. Суркис И. Ф., Зимовский В. Ф., Кен В. О., Курдубова Я.Л., Мишин В.Ю., Мишина Н.А., Шантырь В.А. Радиоинтерферометрический коррелятор на графических процессорах // Приборы и техника эксперимента. — 2018. — Вып. 6. — С. 8–16.
66. Шантырь В. А., Курдубова Я. Л., Суркис И. Ф. Программный пакет постпроцессорной обработки РСДБ-наблюдений WOPS / Восьмая всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное и навигационное обеспечение» (КВНО-2019), 15–19 апреля 2019г., Санкт-Петербург: тезисы докладов. — СПб: ИПА РАН, 2019. — С 194.
67. Keysight N1913A and N1914A EPM Series Power Meters E-Series and 8480 Series Power Sensors — Data Sheet. — [Электронный ресурс] URL: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/5990-4019EN.pdf> (дата обращения 03.07.2019).
68. Keysight X-Series Signal Analyzers N9030A PXA Specification Guide [Электронный ресурс] URL: <https://literature.cdn.keysight.com/litweb/pdf/N9030-90017.pdf> (дата обращения 03.07.2019).
69. Логвиненко С. В., Венгер А. П., Ильин Г. Н., Дубрович В. К., Морозов А. С. Новый спектроанализатор для радиоастрономических исследований на радиотелескопе РАТАН-600 // Астрофизический бюллетень. — 2008. Т. 63. — № 2. — С. 205–212.
70. Логвиненко С. В. Универсальный цифровой модуль приемника с возможностью анализа входного сигнала до 2 ГГц. Всероссийская радиоастрономическая конференция «Радиотелескопы, аппаратура и методы радиоастрономии» (ВРК-2014): тезисы докладов. — 2014. — С.100.
71. Гренков С. А., Кольцов Н. Е., Рахимов И. А. Цифровой спектрально-селективный преобразователь сигналов с полосой до 1 ГГц для радиометров и анализаторов спектра // Труды ИПА РАН. — 2013. — Вып. 27. — С. 168–177.
72. R&S®NRP Power Meter Family Specifications [Электронный ресурс] URL: https://scdn.rohde-schwarz.com/ur/pws/dl_downloads/dl_common_library/dl_brochures_and_datasheets/pdf_1/NRP-Family_dat-sw_en_3607-0852-22_v0600.pdf
73. Берлин А. Б., Парицкий Ю. Н., Нижельский Н. А., Мингалиев М. Г. Матричная радиометрическая система МАРС-3 для РАТАН-600 // Астрофизический бюллетень. — 2012. — Том 67, № 3. — С. 354–366.

74. Развитие методов и аппаратно-программных средств комплекса «Квазар-КВО» [Текст]: отчет о НИР 0042-2019-0010 (заключ.): ИПА РАН; рук. Д. А. Маршалов; исполн.: А. О. Амельченко [и др.]. — СПб, 2020. — 129 с.
75. Вытнов А. В., Иванов Д. В., Зиновьев П. В., Карпичев А. С. Возможность применения сверхбыстрых логических микросхем в системе фазовой калибровки РСДБ радиотелескопа // Труды ИПА РАН. — 2017. — Вып. 43. — С. 53–59.
76. Зорин М. С., Кен В. О. Программное обеспечение для анализа стабильности сигналов в приемно-регистрирующей аппаратуре радиотелескопа по результатам обработки сигналов фазовой калибровки // Труды ИПА РАН. — 2020. Вып. 53. — С. 3–8.
77. Ипатов А. В., Чмиль В. М., Скресанов В. Н., Иванов Д. В., Мардышкин В. В., Чернов В. К., Пилипенко А. М., Кириленко А. А. Криогенный приемный фокальный блок для телескопов радиоинтерферометрического комплекса нового поколения // Радиофизика и радиоастрономия. — 2014. — Т. 19, № 1. — С. 81–96.
78. Czuba K. and Sikora D. Temperature Stability of Coaxial Cables // Acta Physica Polonica A. — 2011. — Vol. 119, № 4. — P. 553557.
79. Лобанов А. В., Кузнецов Р. Г., Прокимов А. А., Джуринский К. Б. Фазовая стабильность кабельных сборок СВЧ с диэлектриком ПТФЭ // Компоненты и технологии. — 2015. — № 6. — С. 58–63.
80. Faris J. Sensitivity of a correlation radiometer // J. Res. Nat. Bur. Stand. — 1967. — Vol. 71C. — P. 153–170.
81. Reid M. S. Low-noise systems in the deep space network // John Wiley & Sons, Inc, New Jersey, 2008.
82. Baars J.W.M. The paraboloidal reflector antenna in radio astronomy and communication // Springer, New York, 2007.
83. Чернов В. К. Расчет шумовой температуры антенны радиотелескопа РТ-13 с использованием метеоданных // Восьмая всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное обеспечение» (КВНО-2019), 15–19 апреля 2019 г., Санкт-Петербург: тезисы докладов. — СПб.: ИПА РАН, 2019. — С 192–193.
84. Kronschnabl G., Neidhardt A., et.al. The TWIN-Radiotelescopes Wettzell. Critical Design Points TecSpec-Meeting 2012 — 01–02th March 2012.
85. Модернизация радиоинтерферометрического комплекса со сверхдлинной базой (РСДБ-комплекс) «Квазар-КВО» для высокоточного и оперативного обеспечения

системы ГЛОНАСС данными о координатах полюса и всемирном времени и для связи с международной РСДБ-сетью и другими международными службами / Пояснительная записка к эскизному проекту на ОКР «Квазар-М». Санкт-Петербург, 2012.

86. Flygare J., Pantaleev M., et. al. Ultra-wideband Feed Systems for the EVN and SKA — Evaluated for VGOS // IVS-2018 General Meeting Proceedings. NASA/CP-2019-219039. — Greenbelt, 2019. — P.4246.

87. Разработка и совершенствование радиоастрономической аппаратуры для решения задач астрометрии и геодезии [Текст]: отчет о НИР 0042-2014-0010 (заключ.): ИПА РАН; рук. Д. В. Иванов; исполн.: Ю. В. Векшин [и др.]. — СПб, 2017. — 214 с.

88. Lopez-Perez J. A., Tercero-Martinez F., et. al. A Tri-Band Cooled Receiver for Geodetic VLBI // Sensors . 21. 2662. 10.3390/s21082662.

89. Schüler T., Kronschnabl G., et. al. Initial Results Obtained with the First TWIN VLBI Radio Telescope at the Geodetic Observatory Wettzell // Sensors. — 2015. — V. 15. — P. 18767–18800.

90. Ishimoto M., Michiko U., Toyoda T. Tsukuba 32-m VLBI Station // IVS 2015+2016 Biennial Report. — 2017. — NASA/TP-2017-219021. — P.118–121.

91. Li J., Liu C., Zhang H., et al. Efforts and Attempts to Develop VGOS-like Stations in China // Proceedings of the 24th European VLBI Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting. — 2019. — P. 12–16.

92. Proceedings of the 23rd European VLBI Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting. Edited by R. Haas and G. Elgered. Gothenburg, 2017. — 273 P.

93. Haas R., Casey S., Conway J. et al. Status of the Onsala Twin Telescopes — Two Years After the Inauguration. // Proceedings of the 24th European VLBI Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting. — 2019. — P. 5–9.

94. Coughlin C. Kokee Park Geophysical Observatory // IVS 2019+2020 Biennial Report. — 2021. — NASA/TP-20210021389. — P. 65–68.

95. Kronschnabl G., Neidhardt A., Plötz C et al. The VGOS TWIN Radio Telescope TTW2 at Wettzell // IVS 2016 General Meeting Proceedings. — 2016. — NASA/CP-2016-219016. — P. 49–52.

96. Neidhardt A., Plötz C., Kronschnabl G. et al. On the way to Regular, Transatlantic VGOS Sessions Using an Elevenfeed and DBBC2's // Proceedings of the 23rd European VLBI Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting. — 2017. — P. 35–39.

97. Маршалов Д. А., Носов Е. В., Гренков С. А., Бердников А. С., Федотов Л. В. Технический облик многофункциональной системы преобразования сигналов для радиотелескопов // Труды ИПА РАН. — 2017. — Вып. 43. — С. 95–103.
98. Векшин Ю. В., Кен В. О. Влияние нестабильности задержки сигналов в аппаратуре радиотелескопов на оптимальное время накопления корреляционного отклика радиоинтерферометра // Девятая всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное обеспечение» (КВНО-2021) — СПб.: ИПА РАН, 2021.