

ФЕДЕРАЛЬНОЕ ГОСУДАРСТВЕННОЕ БЮДЖЕТНОЕ
УЧРЕЖДЕНИЕ НАУКИ
ИНСТИТУТ ПРИКЛАДНОЙ АСТРОНОМИИ
РОССИЙСКОЙ АКАДЕМИИ НАУК

На правах рукописи

Кен Войцех Олегович

**Корреляционная обработка РСДБ-данных в режиме
квазиреального времени на графических процессорных
устройствах**

Специальность 01.03.02 —

Астрофизика и звездная астрономия

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
кандидат физико-математических наук
Суркис И.Ф.

Санкт-Петербург — 2021

Оглавление

Введение	5
Глава 1. Принципы корреляционной обработки радиоастрономических	
данных и постановка задач исследования	15
1.1 Назначение и анализ современного состояния РСДБ-	
корреляторов	15
1.2 Сравнение вычислительной сложности вычислений коррелято-	
ров	21
1.3 Характеристики нового коррелятора на гибридном процессор-	
ном кластере	23
1.4 Алгоритмы корреляционной обработки РСДБ-наблюдений . .	25
1.5 Методы выделения сигнала фазовой калибровки	28
1.6 Программная модель коррелятора и ее взаимодействие с аппа-	
ратными средствами	32
1.7 Постановка задач исследования	37
Глава 2. Особенности реализации FX алгоритма данных на графиче-	
ских процессорных устройствах	39
2.1 Обоснование выбора ГПУ	39
2.2 Ключевые особенности и характеристики ГПУ Nvidia и про-	
граммной модели CUDA.	40
2.3 Выделение сигнала фазовой калибровки	44
2.4 Функции, решаемые корреляционным модулем	47
2.5 Реализация алгоритма вычисления взаимнокорреляционных	
спектров на ГПУ	48
2.5.1 Сопровождение по доплеровскому смещению фазы . .	50
2.5.2 Использование быстрого преобразования Фурье на ГПУ	54
2.5.3 Коррекция дробного сопровождения по задержке . . .	55

2.5.4 Вычисление взаимнокорреляционных спектров	58
2.6 Выводы	61
Глава 3. Исследование точностных характеристик коррелятора	62
3.1 Осознание проблемы и методы ее решения	62
3.2 Исследование свойств программного широкополосного шумового генератора	64
3.3 Описание экспериментальной модели	68
3.4 Исследование точностных характеристик реализованного FX-алгоритма	70
3.4.1 Точностные характеристики коррелятора при нулевой скорости изменения задержки	72
3.4.2 Точностные характеристики коррелятора при ненулевой скорости изменения задержки	76
3.5 Результаты определения точностных характеристик коррелятора при использовании аппаратного макета радиоинтерферометра	79
3.6 Выводы	87
Глава 4. Результаты обработки РСДБ-данных и сравнение с другими корреляторами	88
4.1 Использование коррелятора в работе в составе радиоинтерферометра	88
4.2 Быстродействие Программного коррелятора РАН	91
4.3 Сравнение результатов обработки геодезических РСДБ-наблюдений Программного коррелятора РАН и DiFX	94
4.3.1 Сравнение групповых задержек, вычисленных корреляторами	94
4.3.2 Сравнение по результатам оценки Всемирного времени	100
4.4 Выводы к главе 4	104
Заключение	105

Приложение А	109
Приложение Б	110
Литература	111

Введение

Актуальность темы исследования и степень ее разработанности

Радиоинтерферометрия со сверхдлинными базами (РСДБ) является одним из основных методов радиоастрономических исследований для решения как проблем астрофизики и звездной астрономии, так и прикладных задач по созданию высокоточной единой системы координатно-временного и навигационного обеспечения (КВНО), позволяющей проводить измерения координат на поверхности Земли с субсантиметровой точностью, осуществлять временные измерения в единой шкале времени с пикосекундной точностью, а также определять параметры вращения Земли (ПВЗ) и решать навигационные задачи в ближнем и дальнем космосе. Главными объектами РСДБ-наблюдений являются галактические и внегалактические радиоисточники, квазары, ядра галактик. В последние годы метод РСДБ также применяется для мониторинга координат искусственных спутников Земли (ИСЗ). Определение ПВЗ решается методами РСДБ с начала 1990-х гг.

В середине 2000-х гг. в научном сообществе были сформулированы требования для обеспечения точности результатов РСДБ-наблюдений, а также задачи и предложения по основным направлениям формирования РСДБ-системы нового поколения VLBI2010 (с 2014 г. переименована в VGOS). Согласно требованиям VGOS-интерферометр должен содержать быстроповоротные радиотелескопы с диаметром зеркала 10–15 м и способен проводить непрерывные наблюдения с большой плотностью (порядка 120 сканов в час). Такие характеристики VGOS-сети должны дать новое качество исследований: определение внутрисуточных вариаций ПВЗ, получение информации по внутреннему строению Земли, исследование внегалактических объектов (квазаров). Обеспечение необходимой чувствительности VGOS-сети обеспечивается, в основном, за счет увеличения ширины полосы

пропускания частотных каналов с 16 до 512 МГц (в перспективе 1024 МГц). Суммарный поток данных от одного телескопа составляет 16 (в перспективе 32) Гбит/с. При паузе между сканами равной их длительности суммарный средний поток данных на входе коррелятора достигает 16 Гбит/с.

После проведения РСДБ-наблюдений данные передаются в центр корреляционной обработки, где в дальнейшем обрабатываются специализированным устройством — коррелятором. Коррелятор вычисляет взаимокорреляционные спектры, по которым определяются параметры корреляционного отклика. Одним из основных измеряемых параметров при радиоинтерферометрических наблюдениях радиоисточников является геометрическая задержка τ (или запаздывание) — разность моментов времени прихода одного и того же волнового фронта радиоизлучения на пару радиотелескопов интерферометра. Помимо задержки главным образом представляет интерес значения частоты интерференции F_i (т.е. скорость изменения задержки) и отношение сигнал-шум (ОСШ, или SNR). F_i позволяет оценить качество остановки интерференционных лепестков корреляционного отклика и сделать вывод о точности примененной эфемеридной модели или о точности координат радиотелескопа. По значению ОСШ вычисляется формальная ошибка определения τ ; в дальнейшем она используется при вторичной обработке.

На момент начала работы существовавшие корреляторы были построены либо с использованием интегральных схем специального назначения, либо программируемых логических интегральных схем (ПЛИС), либо с использованием процессоров общего назначения (ЦПУ, или CPU) в составе вычислительных кластеров. Несмотря на хорошую масштабируемость по числу станций и гибкость настроек, в связи с увеличением числа радиотелескопов, существенным расширением полос регистрации на VGOS-совместимых интерферометрах и увеличением количества РСДБ-сессий (в перспективе ожидалось проведение непрерывных сессий) корреляторы пе-

рестали удовлетворять требованиям по оперативной обработке радиоастрономических наблюдений. При этом проблема передачи данных из обсерваторий в центр корреляционной обработки (ЦКО) со скоростью не ниже скорости регистрации утратила технический аспект благодаря возможностям волоконно-оптических линий связи (ВОЛС). Опыт эксплуатации зарубежного коррелятора DiFX в ИПА РАН показал, что программно-аппаратная архитектура самого популярного в мире коррелятора для быстрой (как минимум в режиме квазиреального времени, т.е. со скоростью регистрации данных) обработки сеансов стандарта VGOS требует больших материально-технических затрат для обеспечения требуемой производительности. Поэтому при модернизации комплекса «Квазар-КВО» одной из приоритетных задач стала разработка нового Программного коррелятора РАН (за рубежом известный как RASFX — Russian Academy of Sciences FX correlator), способного в режиме квазиреального времени обработать широкополосный (зарегистрированный с шириной полосы пропускания 512 или 1024 МГц) 96 Гбит/с поток данных, регистрируемый шестью телескопами в четырех частотных диапазонах.

Существенно повысить скорость обработки данных РСДБ-наблюдений в интересах астрофизики и фундаментального координатно-временного обеспечения (в том числе в интересах системы ГЛОНАСС) можно путем переноса трудоемких и хорошо параллелизуемых алгоритмов: сопровождение по доплеровскому смещению частоты, быстрое преобразование Фурье (БПФ), коррекция дробного сопровождения по задержке, перемножение и усреднение спектров, выделение сигнала фазовой калибровки (СФК), — на процессоры, архитектура которых специально разработана для решения такого класса задач. К ним, в том числе, относятся графические процессорные устройства (ГПУ). На момент началы работы наиболее предпочтительной для использования считалась разработанная компанией Nvidia программно-аппаратная архитектура параллельных

вычислений CUDA, позволяющая существенно увеличить вычислительную производительность компьютерных систем благодаря использованию ГПУ, которая открыла возможность использовать их при реализации методов корреляционной обработки РСДБ-сигналов.

Несмотря на широкое внедрение технологий обработки данных с помощью CUDA в начале 2010-х гг., в научной литературе практически не были освещены вопросы проектирования РСДБ-корреляторов с использованием ГПУ. В частности, оставались не ясными ожидаемый выигрыш производительности по сравнению с ЦПУ, потери чувствительности коррелятора вследствие использования упрощенных функций и оптимизаций, не были разработаны корреляционные алгоритмы, адаптированные к ГПУ, решающие вышеупомянутые трудоемкие задачи.

Также в литературе не освещены в достаточной мере проблемы экспериментального определения точности вычисляемых параметров корреляционного отклика. Как правило, вновь создаваемые корреляторы сравниваются с ранее разработанными (как правило, с самым распространенным в мире коррелятором DiFX) путем сличения вычисленных задержек и рядов ПВЗ; при этом методики оценки практически не отражены в публикациях.

Цели и задачи исследования

Диссертационная работа направлена на решение важной научно-технической задачи повышения производительности корреляционной обработки в интересах радиоастрономии и развития РСДБ.

Цель диссертационной работы — разработка методов и алгоритмов высокоскоростного вычисления взаимнокорреляционных функций в РСДБ-корреляторе, позволяющие проводить обработку РСДБ-сессий с участием VGOS-совместимых радиотелескопов с использованием графиче-

ских процессорных устройств в режиме квазиреального времени, и определения его точностных характеристик.

Для достижения поставленной цели требовалось решить следующие основные задачи:

1. провести анализ современного состояния работ по созданию корреляторов для астрономических радиоинтерферометров и обосновать требования к алгоритмам обработки;
2. исследовать ключевые особенности аппаратно-программной модели CUDA и архитектуры ГПУ для определения возможности реализации быстрого FX-алгоритма корреляционной обработки;
3. разработать методику выполнения операций сопровождения по доплеровскому смещению частоты, БПФ, коррекции дробного сопровождения по задержке, перемножения и усреднения спектров на ГПУ, обеспечивающих достаточную производительность для соответствия требованиям стандарта VGOS;
4. исследовать методы выделения сигнала фазовой калибровки и разработать программный модуль, осуществляющий выделение на ГПУ;
5. провести анализ точностных характеристик работы коррелятора на ГПУ путем обработки широкополосных сигналов с заранее известными (детерминированными) параметрами;
6. исследовать влияние точности эфемеридных моделей на точность вычисляемых параметров корреляционного отклика для подтверждения готовности коррелятора обрабатывать данные, полученные по наблюдениям квазаров и ИСЗ;
7. провести сличение результатов обработки РСДБ-сессий коррелятором на ГПУ с результатами обработки применявшегося ранее коррелятора для подтверждения качества измеряемых параметров.

Научная новизна

1. Впервые в мире реализованы на графических процессорных устройствах корреляционные FX-алгоритмы обработки РСДБ-данных с потоками данных до 16 Гбит/с от станции. Это позволяет проводить непрерывные круглосуточные РСДБ-наблюдения и получать результаты в режиме квазиреального времени.
2. Разработана уникальная методика тестирования коррелятора путем создания программного макета интерферометра.

Практическая значимость

- Создан Программный коррелятор РАН, предназначенный для обработки непрерывных круглосуточных РСДБ-наблюдений с целью определения внутрисуточных колебаний параметров вращения Земли, построения изображений радиоисточников и других исследований в области астрофизики и астрометрии.
- Достигнута производительность коррелятора, позволяющая обрабатывать РСДБ-данные от шести радиотелескопов стандарта VGOS в режиме квазиреального времени с суммарным потоком данных 96 Гбит/с.
- Программный коррелятор РАН используется при обработке РСДБ-сессий модернизированного радиоинтерферометра РСДБ-комплекса «Квазар-КВО» для измерения поправок Всемирного времени, в том числе в интересах системы ГЛОНАСС. В настоящее время обработано более 7000 сессий наблюдений.
- Сравнение Программного коррелятора РАН с широко распространенным коррелятором DiFX по результатам обработки РСДБ-данных с комплекса «Квазар-КВО» позволяет оценить точность коррелятора и

показать высокую согласованность результатов с точностью, не превышающей формальную ошибку определения задержки.

Положения, выносимые на защиту

1. Метод корреляционной обработки РСДБ-данных в режиме квазиреального времени на основе алгоритмов, реализованных на графических процессорных устройствах, с потоком данных до 96 Гбит/с.
2. Макет программного интерферометра, подтверждающий обеспечение среднеквадратического отклонения задержки не более 10 пс.
3. Результаты обработки РСДБ-наблюдений за период 2015-2020 гг.

Методическая и теоретическая основа исследования

В работе использованы аналитические методы исследования, численное моделирование, методы программирования ЦПУ и ГПУ на языках C, CUDA C и Python, а также аппарат теории вероятностей и математической статистики.

Степень достоверности и апробация результатов

Основные положения и результаты работы обсуждались на научных семинарах ИПА РАН, а также на 7 российских и 8 международных научных конференциях и симпозиумах:

1. 1st RadioNet3 European Radio Astronomy Technical Forum Workshop Week, 8-12 апреля 2013, Бонн, ФРГ
2. Пятая Всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное и навигационное обеспечение» (КВНО-2013), 15-19 апреля 2013 г., Санкт-Петербург, Россия
3. Всероссийская астрономическая конференция (ВАК-2013) 23-27 сентября 2013 г., Санкт-Петербург, Россия

4. 8th IVS General Meeting (IVSGM), 2-7 марта 2014, Шанхай, КНР
5. Всероссийская радиоастрономическая конференция (ВРК-2014), 22-26 сентября 2014 г., Пущино, Россия
6. Third International VLBI Technology Workshop, 10-13 Ноября 2014 г., Гронинген/Двингелоу, Нидерланды
7. Шестая Всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное и навигационное обеспечение» (КВНО-2015), 20-24 апреля 2015 г., Санкт-Петербург, Россия
8. The 22nd European VLBI for Geodesy and Astrometry (EVGA) Working Meeting, 17-21 мая 2015 г., Сан Мигель, Португалия
9. 13th European VLBI Network Symposium and Users Meeting, 20-23 сентября 2016 г., Санкт-Петербург, Россия
10. Седьмая Всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное и навигационное обеспечение» (КВНО-2017), 17-21 апреля 2017 г., Санкт-Петербург, Россия
11. Всероссийская радиоастрономическая конференция «Радиотелескопы, аппаратура и методы радиоастрономии» (ВРК-2018), 17-21 сентября 2018 г, Санкт-Петербург, Россия
12. The 14th European VLBI Network (EVN) Symposium and Users Meeting, 8-11 октября 2018 г., Гранада, Испания
13. The 7th International VLBI Technology Workshop, 12-15 ноября 2018 г., Краби, Таиланд
14. Восьмая Всероссийская конференция «Фундаментальное и прикладное координатно-временное и навигационное обеспечение» (КВНО-2019). 15-19 апреля 2019 г., Санкт-Петербург, Россия
15. 2nd Russian-Chinese «IAA-RAS & NAOC-CAS Collaborating Researches & Workshops», 7-12 октября 2019, Санкт-Петербург, Россия

Публикации по теме диссертации

По теме диссертации опубликованы 7 научных статей в рецензируемых журналах из списка ВАК [1-7] и 11 публикаций в других научных изданиях [8-18], получены свидетельство об аттестации программного обеспечения (Приложение А) и свидетельство о регистрации программы для ЭВМ [19, Приложение Б]. Содержание диссертации и основные положения, выносимые на защиту, отражают личный вклад автора в опубликованные работы. Цели и задачи работы сформулированы при участии автора, как и выбор методик исследования. Описанные в диссертации экспериментальные исследования, а также обработка экспериментальных данных проведены лично или совместно с соавторами. В создании и выработке технических и программных решений, алгоритмов и методов корреляционной обработки и статьях, написанных в соавторстве, личный вклад автора диссертации состоит в следующем:

- исследование принципов реализации FX-алгоритмов корреляционной обработки данных на графических процессорных устройствах, применение решений при создании Программного корреляторе РАН [1, 8-11, 13, 17, 19].
- создание программного макета интерферометра и исследование точностных характеристик коррелятора [2-3, 6, 15].
- участие в подготовке и обработке РСДБ-наблюдений на радиоинтерферометре «Квазар-КВО», а также последующем анализе полученных данных [4-5, 7, 10, 12, 14, 17-18].

Личный вклад. Автор участвовал во всех этапах разработки Программного коррелятора РАН: постановка задачи, разработка программного обеспечения, обработка данных, получение и обсуждение результатов. Автором лично были разработаны программные модули обработки РСДБ-

данных, выполняющиеся на ГПУ, а также реализовано ПО для создания сканов квазиаблюдений.

Объем и структура работы. Диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения, списка сокращений, двух приложений и списка литературы. Полный объем диссертации составляет 119 страниц с 17 рисунками и 9 таблицами. Список литературы содержит 65 наименований.

Глава 1. Принципы корреляционной обработки радиоастрономических данных и постановка задач исследования

1.1. Назначение и анализ современного состояния РСДБ-корреляторов

В радиоинтерферометре со сверхдлинными базами данные, пришедшие от источников радиоизлучения (квазары, спутники) регистрируются цифровыми приемными системами и передаются для корреляционной обработки на коррелятор. Под коррелятором понимается устройство [21], вычисляющее комплексную взаимнокорреляционную функцию:

$$R(\tau) = \int_T V_1(t)V_2(t - \tau)dt, \quad (1.1)$$

где T — период накопления, V_1 и V_2 — сигналы, зарегистрированные на радиотелескопах интерферометра, τ — задержка прихода фронта волны между двумя элементами интерферометра. При этом, преобразование Фурье от $R(\tau)$ соответствует взаимнокорреляционному спектру мощности.

Корреляторы выполняют процессорную обработку данных. С выхода коррелятора данные поступают на постпроцессорную обработку, в ходе которой анализируются качество работы аппаратуры станций и коррелятора, а также вычисляются значения геометрических и ионосферных задержек (при наблюдениях в двухдиапазонном режиме).

Основными измеряемыми величинами на выходе коррелятора являются: амплитуда и фаза корреляционного отклика, групповая задержка (в случае обработки одиночного частотного канала — просто задержка) и скорость изменения геометрической задержки (частота интерференции F_i). Величина F_i показывает, насколько хорошо в процессе обработки было остановлено вращение интерференционных лепестков, т.е. насколько точно скомпенси-

ровано доплеровское смещение фазы сигнала. Точность сопровождения по доплеровскому смещению фазы в первую очередь определяется точностью эфемеридной модели. При хорошо известных координатах станции величина F_i не превышает десятых долей пс/с.

Известны две схемы реализации коррелятора — XF (также называемый коррелятором задержек) и FX. Коррелятор XF типа работает с сигналами во временной области. Преобразование Фурье (операция F) выполняется после вычисления корреляционной функции сигналов. В корреляторе FX типа преобразование Фурье делается до перемножения данных (операция X) от различных антенн. В таком корреляторе входной битовый поток от каждой антенны преобразуется в частотный спектр посредством быстрого преобразования Фурье (БПФ), после чего для каждой пары антенн производится перемножение комплексных спектров в каждом частотном канале и их суммирование за выбранный период, в результате чего получается спектр коррелированной мощности.

В настоящее время в мире существуют, разрабатываются и используются десятки корреляторов с разными аппаратно-программными архитектурами, выполняющие различные задачи астрономии. Приведем некоторые из них.

Пожалуй, наиболее распространенным программным коррелятором общего назначения является коррелятор FX-типа DiFX (Distributed FX) [22], разработанный в середине 2000-х гг. в университете Суинберна (Австралия) и поддерживаемый и обновляемый мировым сообществом до сих пор. Его популярность вызвана гибкостью, открытым программным обеспечением, относительной простотой использования и возможностью установки на широкий ряд вычислительных устройств — от персональных рабочих станций до суперкомпьютеров с процессорами Intel. DiFX используется в крупнейших мировых центрах обработки: в MPiFR (Бонн, Германия) и в U.S. Naval Observatory VLBI Analysis Center (Вашингтон, США). В ИПА

РАН с 2011 г. установлено несколько экземпляров DiFX. Коррелятор легко масштабируется по вычислительным узлам, при этом производительность обработки ограничена, в основном, только производительностью аппаратного обеспечения.

Коррелятор SFXC (Super FX Correlator) [23], разработанный в JIVE (Нидерланды), был создан с целью обнаруживать и отслеживать космические аппараты во внешней Солнечной системе, а именно зонд Гюйгенса, спустившийся на спутник Сатурна Титан. Решение такой задачи требовало очень высокого спектрального разрешения и точных эфемеридных моделей, на тот момент недоступных для аппаратных корреляторов. На сегодняшний день SFXC является одним из основных корреляторов Европейской РСДБ-сети (EVN). По состоянию на конец 2014 г., SFXC состоял из 40 вычислительных узлов, содержащих 384 ядра CPU, объединенных сетью Infiniband, и мог обрабатывать в режиме квазиреального времени до 14 станций с потоком 1 Гбит/с.

Еще одним коррелятором, разработанным в JIVE в коллоквии с другими организациями, является JUC (Jive Uniboard Correlator) [24]. JUC — аппаратный коррелятор FX-типа, построенный на программируемых логических интегральных схемах (ПЛИС) и способный обрабатывать данные, зарегистрированные в двух поляризациях и 4 диапазонах на 32 станциях (т.е. 528 баз). На вход каждой платы (Uniboard) JUC может принимать поток данных 4x10 Гбит/с по протоколу UDP. Все взаимодействие между аппаратными и программными модулями осуществляется по протоколу TCP/IP. Помимо функции коррелятора, Uniboard выполняет функции формирователя луча, обработки пульсарных данных и цифровой фильтрации в проекте APERTIF [25].

ASKAP (Australian Square Kilometer Array Pathfinder) [26] был разработан для решения фундаментальных и научно-технических задач, связанных с предстоящим созданием крупнейшего в мире радиотелескопа Square

Kilometre Array (SKA). ASKAP — это радиоинтерферометр, состоящий из 36 антенн, оснащенных приемником с фазированной решеткой, создающим 36 отдельных (одновременных) лучей на небе, которые наблюдают за площадью 30 квадратных градусов. Вычислительный комплекс коррелятора ASKAP является неотъемлимой частью всего интерферометра и построен на основе ПЛИС. Он способен обрабатывать до 630 баз по данным, зарегистрированным 36 лучами в двух поляризациях со спектральным разрешением 15552 канала и суммарным потоком на входе порядка 50 Гбит/с.

Для проекта LOFAR разработан одноименный программный коррелятор [27] институтом ASTRON (Нидерланды). LOFAR установлен на суперкомпьютер IBM Blue Gene/P, укомплектованный 12480 процессорными ядрами (с пиковой производительностью 42.4 Тфлопс). Ввиду особенностей проекта, коррелятор предназначен для обработки сигналов с 4-, 8 и 16-битовым квантованием для большого количества станций (до 64) с разрешением 256 каналов. Впоследствии в ASTRON был разработан новый коррелятор и формирователь луча — Cobalt (COrelator and Beamformer Application for the LOFAR Telescope) [28], использующий графические процессорные устройства Nvidia K10 для операций F и X. Выросло до 80 число обрабатываемых станций с суммарным потоком порядка 240 Гбит/с.

Корреляторы для Murchison Widefield Array (MWA) [29], the Large Aperture Experiment to Detect the Dark Ages (LEDA) [30] и The Precision Array for Probing the Epoch of Reionization (PAPER) [31] построены на однотипной гибридной архитектуре ПЛИС–ГПУ. ПЛИС используются для операция фильтрации и БПФ, ГПУ — для операций перемножения спектра. Данные между блоками передаются по сети с широкой полосой пропускания.

Для 8-элементного радиоинтерферометра Submillimeter Array (SMA) Смитсоновской астрофизической обсерватории (Гавайи), разработан FX-коррелятор SWARM (SMA Wideband Astronomical ROACH2 Machine) [32],

способный обрабатывать широкополосные сигналы (полоса пропускания до 8 ГГц, 32 ГГц в случае обработки обеих поляризаций двух приемных систем) с высоким спектральным разрешением — 140 кГц. Аппаратная часть SWARM построена на ПЛИС и цифровых сигнальных процессорах CASPER [33], специально разработанных для задач астрономии.

В NICT (Япония) разработаны 2 коррелятора. Коррелятор K5/VSSP [34] служит для обработки геодезических (16 частотных каналов) РСДБ-сессий; однобазовые сеансы с потоком 256 Мбит/с он обрабатывает вдвое медленнее скорости регистрации при обработке на процессорном сервере, содержащим 16 ядер процессора Intel Core i7. Коррелятор GICO3 [35] используется для обработки широкополосных сигналов (с полосой до 1024 МГц) и работает на серверах, укомплектованными процессорами Xeon E5-2680 (всего 40 ядер) и Intel Corei7-3960X (12 ядер), выполняя корреляцию однобазовой сессии с потоком 2 Гбит/с в 5 раз медленнее скорости регистрации.

В рамках проекта «Радиоастрон» в АКЦ ФИАН был разработан программный коррелятор FX-типа. Коррелятор АКЦ [36] способен обрабатывать в квазиреальном времени 256 Мбит/с поток данных с количеством наземных станций до 10 (т.е. 45 баз) с 256 спектральными каналами. Коррелятор установлен на процессорный кластер, оснащенный процессорами общего назначения. Помимо обработки РСДБ-сессий, коррелятор обрабатывает мазерные и пульсарные наблюдения, производит поиск и корреляцию гигантских импульсов.

ИПА РАН имеет длинную историю разработки корреляторов. Коррелятор ТИСС-1 [37] был создан в 1986–1988 гг. и стал первым отечественным РСДБ-коррелятором. Ближайшим аналогом ТИСС-1 являлся аппаратно-программный базо-ориентированный коррелятор MarkIII (NRAO, США), обрабатывающий данные, считываемые с магнитной ленты 28-дорожечного магнитофона «Honeywell-96» со скоростью до 4 Мбит/с каждой дорожки. С

1993 г. по 2002 г. ТИСС-1 претерпел несколько модификаций и модернизаций. За 10 лет эксплуатации ТИСС-1 использовался во множестве РСДБ-сессий (включая международные), а также в ИПА РАН были отработаны новые методики обработки, заложившие базу для создания новых корреляторов.

В начале 2000-х гг. в ИПА РАН была начата разработка РСДБ-корреляторов на ПЛИС (тоже XF-типа и базо-ориентированных), предназначенных для обработки однобитовых и двухбитовых сигналов с шириной пропускания частотного канала до 16 МГц, которые по основным характеристикам соответствовали коррелятору MarkIV (США) [38]. Первая версия коррелятора, получившего название МикроПарсек [39], была изготовлена в 2005 г. и состояла из четырех базовых модулей (спецпроцессоров), установленных в одном персональном компьютере. В 2007 г. МикроПарсек был расширен до 12 плат, устанавливаемых в промышленный компьютер. С 2006 г. МикроПарсек обрабатывал регулярно проводившиеся на комплексе «Квазар-КВО» РСДБ-сессии. Им было обработано более 100 РСДБ-сессий. В 2009 г. МикроПарсек был заменен новым коррелятором АРК.

АРК (астрометрический радиоинтерферометрический коррелятор) [40] был традиционно построен по базо-ориентированной схеме XF-типа на базе ПЛИС и оснащался современными дисковыми системами регистрации и воспроизведения РСДБ-сигналов Mark5B (США) с пропускной способностью до 1 Гбит/с. В конце 2009 г. был собран 6-станционный (15 базовый) АРК, способный работать в режиме квазиреального времени с данными 16 двухбитовых потоков частотных каналов и частотой дискретизации до 32 МГц. Результаты обработки АРК используются для определения ПВЗ в центре обработки и анализа ИПА РАН.

В CVN (Chinese VLBI Network, Китай), в частности для проектов изучения Луны Chang'e-1, Chang'e-2 и последующих, тоже был разработан программный FX коррелятор [41], способный обрабатывать до 16 частотных

каналов 20 станций (4 в режиме квазиреальном времени) с потоком данных до 1.9 Гбит/с от каждой. В настоящее время разрабатывается новая версия коррелятора на архитектуре ГПУ.

Как видно из этого краткого обзора, для решения астрофизических и астрометрических задач в мире регулярно создаются как радиоинтерферометры совместно с коррелятором, так и универсальные корреляторы для обработки данных, регистрируемых сетями интерферометров.

1.2. Сравнение вычислительной сложности вычислений корреляторов

Алгоритмы корреляторов XF- и FX-типов имеют отличия как в реализации, так и в вычислительной сложности, зависящей от количества станций и задержек (разрешения взаимокорреляционного спектра).

В XF-корреляторе число операций в секунду при вычислении корреляции равно произведению частоты выборки $2B$ (B — ширина полосы пропускания частотного канала, как правило частота выборки выбирается удвоенной значению B), числа различных задержек на одну базу $2N$ и числа баз $n_a(n_a - 1)/2$, где N — число точек спектра в полосе сигнала промежуточной частоты (ПЧ) B , а n_a — число антенн. Преобразование Фурье происходит после интегрирования корреляционных данных за большое число циклов, поэтому его вкладом в общий объем вычислений можно пренебречь. Тогда число операций в секунду можно оценить как

$$O(n_{lag}) \approx 2NBn_a(n_a - 1), \quad (1.2)$$

где каждая операция включает в себя одно умножение действительных чисел и одно сложение.

В FX-корреляторе преобразование Фурье производится по одному разу для каждой антенны через каждые $2N$ отсчетов, поэтому общее число

преобразований в секунду равно Bn_a/N , требующее $N \log_2 N$ комплексных умножений. Далее, через каждые $2N$ отсчетов производится $Nn_a(n_a - 1)/2$ перемножений комплексных амплитуд. Учитывая, что каждую комплексную операцию надо подсчитывать как четыре операции на действительными числами, общее число эквивалентных действительных операций можно оценить как [21]

$$O(n_{FX}) \approx 2Bn_a(2\log_2 N + n_a - 1) \quad (1.3)$$

Вычислительная сложность в корреляторе XF-типа пропорциональна числу баз и числу задержек, а в корреляторе FX типа — числу антенн и логарифму числа спектральных каналов. Таким образом, при большом количестве антенн (станций) и высоком спектральном разрешении (сотни килогерц) создание коррелятора по схеме FX является более предпочтительной, поскольку уменьшается число вычислительных элементов. Тем не менее, стоит отметить, что окончательное сравнение вычислительной сложности XF и FX алгоритмов (точнее, отношения $O(n_{lag})/O(n_{FX})$) является, в общем случае, неординарной задачей. Так, аппаратный XF коррелятор работает с одно- и двухбитовыми потоками, как правило имеет небольшое число задержек (32-64), поэтому требует небольшого числа ресурсов. Программный коррелятор работает с числами с плавающей запятой, поэтому входной битовый поток возрастает в 32 раза (при использовании 4-х байтовых вещественных чисел) при процессорной обработке, что влечет за собой необходимость размещать и перемещать большие объемы данных. При этом программные FX корреляторы более просты в разработке и намного более гибкие по настройке при обработке наблюдений.

Результаты работы XF и FX корреляторов можно считать эквивалентными: получаемые XF-коррелятором задержки в результате преобразования Фурье превращаются в величины комплексно-сопряженные с взаимно-

корреляционными спектрами FX-коррелятора с точностью до треугольного взвешивания [21].

1.3. Характеристики нового коррелятора на гибридном процессорном кластере

На существующем в России РСДБ-комплексе «Квазар-КВО» до 2013 г. максимальный поток данных, регистрируемый на станции, составлял не более 2 Гбит/с. После установки на комплексе «Квазар-КВО» и введения в 2014 г. в эксплуатацию широкополосной системы преобразования сигналов (ШСПС) [42] в ИПА РАН, максимальная скорость регистрации составила 16 Гбит/с (при режиме регистрации 4 частотных диапазонов, двух поляризациях, двухбитовом квантовании и шириной полосы 512 МГц). Функционировавший на тот момент в ИПА РАН коррелятор АРК не был предназначен для обработки сигналов с таким входным потоком, прежде всего из-за аппаратных ограничений системы воспроизведения Mark5B+ и принятых схемотехнических решений. В 2012 г. в ИПА РАН начата опытно-конструкторская работа, посвященная созданию программных корреляторов для центров корреляционной обработки данных РСДБ-комплекса «Квазар-КВО» в интересах обеспечения системы глобальной навигационной спутниковой системой ГЛОНАСС (ОКР «Корреляторы»). Согласно Техническому заданию, коррелятор должен быть способен одновременно обрабатывать потоки данных от 6 станций, суммарный поток данных в одном частотном диапазоне составляет 4 Гбит/с. Максимальный суммарный входной поток данных коррелятора — 96 Гбит/с.

В ходе работ по эскизному проектированию были определены следующие характеристики коррелятора, в том числе:

1. FX-алгоритм обработки;

2. прием данных и их обработка обеспечивается в режиме квазиреального времени для 6 станций, на каждой из которых зарегистрирован двухбитовый сигнал в 4 частотных диапазонах и двух поляризациях; в каждом из частотных диапазонов вычисляются автокорреляционные и взаимокорреляционные спектры для всех сочетаний поляризаций — всего 78 корреляционных спектров;
3. разрешение взаимокорреляционных спектров до 4096 точек (4096 задержек);
4. выделение сигнала фазовой калибровки (СФК) во всей принимаемой полосе частот;
5. аппаратное обеспечение базируется на высокопроизводительном процессорном кластере, построенным на основе блейд-серверной технологии и состоящем из 40 вычислительных узлов. Каждый узел оборудован двумя 8-ядерными процессорами общего назначения и 2 графическими процессорными устройствами (ГПУ) NVidia Tesla K20m.

Программная реализация коррелятора была выбрана потому, что затраты на разработку по сравнению с аппаратной меньше (особенно по срокам). Более того, применение гибридной архитектуры вычислительного устройства (в данном случае гибридного процессорного кластера) позволяет гибко использовать преимущества последовательных и параллельных алгоритмов.

Выделение СФК необходимо для коррекции нелинейности фазочастотной характеристики ($\Phi\text{ЧХ}$) регистрируемого частотного канала, вычислении стабильности задержек сигнала в тракте и повышении точности синтеза при постпроцессорной обработке, что, как следствие, уменьшит ошибку определения групповой задержки.

При применении широкополосных ($\approx 512 - 1024$ МГц) систем регистрации возникает необходимость фильтрации узкополосных помех (в

первую очередь это касается обработки данных в S-диапазоне). Получение взаимнокорреляционных спектров с высоким разрешением решает эту задачу, существенно не снижая эффективную полосу частот.

Результатом работы процессорной обработки входных данных являются файлы, содержащие взаимнокорреляционные спектры с заданным разрешением для каждого частотного канала и поляризации, и файлы, содержащие выделенный СФК для каждого зарегистрированного канала каждой станции.

1.4. Алгоритмы корреляционной обработки РСДБ-наблюдений

Фронт волны радиосигнала, приходящего от внегалактического источника, является практически плоским. Сигнал, регистрируемый на одной из станций базы, имеет смещение во времени относительно сигнала, регистрируемого другой станцией базы, — так называемую геометрическую задержку базы τ_b . Задержка в результате суточного вращения Земли непрерывно меняется во времени. В результате этого сигналы станций друг относительно друга имеют сдвиг и по времени и по доплеровской частоте.

Основной функцией коррелятора является вычисление геометрической задержки базы. Первичная обработка РСДБ-наблюдений FX коррелятором производится по следующему алгоритму.

Для устранения сдвигов по времени и доплеровской частоте сигналов, зарегистрированных на каждой станции, производится приведение к единой шкале времени регистрируемых сигналов. В случае станционного режима обработки выбирается шкала времени, связанная, как правило, с геометрическим центром Земли, а в случае базового режима — одна из станций. Обычно в FX корреляторах реализуется станционный режим. На основе эфемеридного обеспечения перед началом обработки предвычисляются гео-

метрические задержки станций τ_{s1} и τ_{s2} относительно геометрического центра Земли. Как следует из рис. 1.1,

$$\tau_b = \tau_{s1} - \tau_{s2} \quad (1.4)$$

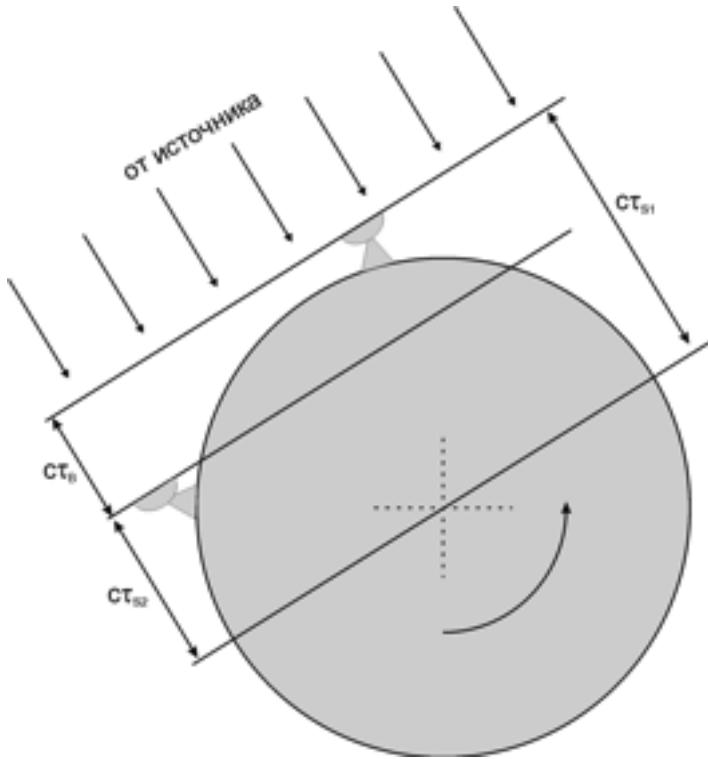


Рис. 1.1. Геометрические задержки (станционные и базовая), где c – скорость света

Пусть $s(t)$ – сигнал, зарегистрированный на станции. Тогда $s(t - \tau(t))$ – сопровожденный по задержке сигнал. При этом $\tau(t)$ – квадратичный полином, построенный внутри секундного интервала. Преобразование шкалы времени происходит по следующему принципу: момент времени t_s , когда фронт волны пересёк станцию, преобразуется к предполагаемому моменту времени t_c , когда тот же фронт волны пересёк (или пересечёт) центр Земли. Предполагаемая разница $t_c - t_s$ называется эфемеридной задержкой τ_e и вычисляется отдельным программным модулем с использованием эфемерид.

При сопровождении сигнала по задержке в битовый поток данных добавляются (путем дублирования предыдущего отсчета) или удаляются из него отсчеты таким образом, чтобы относительно границ периодов накопления сигнал был равномерно распределен вдоль шкалы времени, привязанной к центру Земли. Решение о том, добавлять или удалять отсчеты из потока, принимается исходя из знака первой производной геометрической задержки τ'_s .

Для устранения эффекта, связанного с вращением Земли, сопровожденный по задержке сигнал $s(t - \tau(t))$ умножается на сигнал фазового генератора (фазовращателя), который компенсирует доплеровское смещение фазы каждого отсчета:

$$S_{dop}(t) = s(t - \tau(t)) \cdot e^{i\phi(t)} \quad (1.5)$$

Преобразуя экспоненту к синусу и косинусу фазы доплеровского смещения, получаем:

$$\hat{S}_{i,\cos} = S_i(t - \tau_{si}) \cdot \cos \phi_i \quad (1.6)$$

$$\hat{S}_{i,\sin} = S_i(t - \tau_{si}) \cdot \sin \phi_i \quad (1.7)$$

где i — номер станции, $\phi_i = \tau_i f_{carrier}$ — фаза доплеровского смещения, $f_{carrier}$ — несущая частота (приведенная к середине полосы пропускания частотного канала). ϕ_i строится на основе полинома, коэффициентами которого являются значения соответствующих производных от геометрической задержки. При этом $\tau(t)$ и $\phi(t)$ связаны следующим соотношением:

$$\phi(t) = \tau(t)f_c \quad (1.8)$$

Можно показать, что для качественного сопровождения по доплеровскому смещению в пределах времени накопления (единицы секунд) достаточно разложить в ряд Тейлора функцию $\tau(t)$ по первым трем членам:

$$\tau(\Delta t + t_0) = \tau(t_0) + \tau'(t_0)\Delta t + \tau''(t_0)\frac{\Delta t^2}{2} \quad (1.9)$$

Над получившимся комплексным потоком производится операция быстрого преобразования Фурье (БПФ) для выбранных N точек. В результате получается N значений комплексных чисел спектра сигнала каждой поляризации каждой станции:

$$S(t - \tau(t)) \rightarrow S(\omega_c), \quad (1.10)$$

где ω_c — центральная круговая частота полосы пропускания данного частотного канала.

Далее для всех баз и всех возможных сочетаний поляризаций вычисляется взаимнокорреляционный спектр. Спектр одной станции $S_1(\omega_c)$ умножается на комплексно-сопряженный спектр $S_2^*(\omega_c)$ другой станции, полученный результат накапливается в пределах выбранного периода накопления T и усредняется:

$$S_{12} = \frac{1}{T} \sum_T S_1(f) S_2^*(f) \quad (1.11)$$

Общее число спектров Q (включая автокорреляционный спектр мощности) рассчитывается по формуле

$$Q = \frac{N \cdot P \cdot (N \cdot P + 1)}{2} \quad (1.12)$$

где N — число станций, P — число регистрируемых поляризаций, делитель 2 связан с ассоциативностью вычисления взаимнокорреляционных спектров.

1.5. Методы выделения сигнала фазовой калибровки

В современные РСДБ-радиотелескопы в сигнальный тракт вводят сигнал фазовой калибровки (СФК) для обеспечения контроля с пикосекундной точностью фазовой стабильности приемной системы и групповой задержки принимаемого сигнала при прохождении через тракт. Этот сигнал представляет собой периодическую последовательность коротких импульсов (ширины менее 50 пс), создаваемых генератором пикосекундных импульсов [43].

За счет малой длительности импульсов СФК имеет широкий спектр, перекрывающий весь рабочий диапазон частот приемной системы радиотелескопа. Анализ амплитуды и фазы тонов СФК позволяет получить информацию о характеристиках сигнального тракта и их стабильности. Информация СФК может использоваться при синтезе частотных каналов и при учете аппаратных задержек радиоприемных трактов, а также коррекции фазочастотных характеристик широкополосных частотных каналов.

При этом, несмотря на полезные свойства, для наблюдаемого радиоисточника СФК является помехой, ухудшающей отношение сигнал-шум (ОСШ) на выходе коррелятора. Во время регистрации РСДБ-сеанса мощность СФК должна быть существенно меньше мощности шумов системы (как правило, не более 1%). Следовательно, СФК в сигнале, приходящем на коррелятор, оказывается скрыт под шумами и измерение его параметров становится ресурсоемкой вычислительной задачей, требующей длительного накопления. При этом объем вычислений растет вместе с увеличением регистрируемой полосы частот, которая на современных радиотелескопах, таких как РТ-13 РСДБ-сети «Квазар-КВО» может в совокупности составлять единицы гигагерц [48].

Операцию выделения СФК можно осуществлять как на этапе регистрации сигнала с помощью широкополосной системы преобразования сигналов (ШСПС) [44], так и при процессорной обработке коррелятором.

На регистрацию попадают участки спектра сигнала, перенесенные к нулевой частоте и представленные цифровыми отсчетами. В частотной области СФК в таком сигнале состоит из тонов, расположенных с шагом $f_{\text{ш}} = 1/T_{\text{СФК}}$ и частотным сдвигом $f_{\text{сдвиг}}$, зависящим от настройки гетеродинов в сигнальном тракте и, как правило, обычно составляющим либо 10 кГц для радиотелескопов РТ-32 или 100; 200; ...; 900 кГц для радиотелескопов РТ-13.

Регистрируемый сигнал можно представить как смесь временных отсчетов СФК $S_{\text{СФК}}(k)$ и шумового сигнала $S_{\text{шум}}(k)$:

$$S(k) = S_{\text{СФК}}(k) + S_{\text{шум}}(k) \quad (1.13)$$

Регистрируемый СФК состоит из $N_{\text{СФК}}$ тонов, попавших в полосу пропускания, что можно записать как:

$$S_{\text{СФК}}(k) = \sum_{i=0}^{N_{\text{СФК}}-1} A_i \cos\left(2\pi k \frac{f_i}{f_s} + \phi_i\right), \quad (1.14)$$

где k — номер отсчета, $i = 0, 1, \dots, N_{\text{СФК}} - 1$ — номера тонов СФК в полосе пропускания, A_i и ϕ_i — искомые амплитуды и фазы тонов СФК на частотах $f_i = f_{\text{сдвиг}} + i f_{\text{ш}}$ соответственно, f_s — частота дискретизации сигнала.

Существует несколько способов выделения СФК. Самый очевидный — с помощью дискретного преобразования Фурье:

$$S(n) = \sum_{k=0}^{N-1} s(k) e^{-j2\pi kn/N}, \quad (1.15)$$

где n — номер частотного отсчета ДПФ, j — мнимая единица, N — общее число отсчетов, над которыми производится преобразование. Тонам СФК с частотой f_i будут соответствовать частотные отсчеты с номерами $n_i = N f_i / f_s$. Подбором N можно добиться, чтобы все n_i были целыми числами. Для вычисления одного частотного отсчета ДПФ требуется N операций комплексного умножения и $N - 1$ операций комплексного сложения. Общее число операций вещественного сложения и умножения для всех тонов СФК составит $2N N_{\text{СФК}}$. Как видно, такой способ требует больших затрат вычислительных ресурсов (при $f_s = 1024$ МГц и частоте расстановки тонов $f_{\text{ш}} = 1$ МГц потребуется 10^{12} операций в секунду для одного частотного канала). Такое решение было использовано в корреляторе АРК, причем из-за относительно небольшого числа логических вентилей в ПЛИС было возможно реализовать выделение только 2 тонов СФК. (Справедливости ради

отметим, что так как АРК предназначен для обработки узкополосных каналов, то отсутствует необходимость при синтезе каналов учитывать фазовые искажения видеоконвертеров более чем по одному тону, поэтому общее число операций составляет порядка 16 млн операций на один частотный канал).

В 1993 г. С. Погребенко предложил [45] алгоритм (метод когерентного накопления) вычисления СФК, основанный на предположении, что тона расположены эквидистантно, и позволяющий выделять их одновременно. Эквидистантность означает, что все гармоники СФК кратны N МГц и в интервале времени в $\frac{1}{N}$ мкс, равном периоду наименьшей по частоте гармоники СФК, всегда укладывается целое число периодов каждой из остальных гармоник. В случае выделения СФК без частотного сдвига, нужно разделить отсчеты входного сигнала $S(k)$ на выборки (окна) одинаковой длины L и сложить их между собой на периоде N отсчетов, получив новый сигнал:

$$S_L(k_L) = \sum_{k_N=0}^{N_L-1} S(k_N L + k_L), \quad (1.16)$$

где k_L — номер отсчета в окне, k_N — номер окна в общей выборке с длиной N , $N_L = N/L$ — число складываемых выборок. При этом длину окна L стоит подобрать такой, чтобы в нем помещалось целое число периодов всех тонов СФК, после чего останется выполнить операцию БПФ по выборке длиной L . Тогда для выполнения когерентного накопления требуется всего N операций сложения, примерно $L/2\log_2 L$ комплексных умножений и $L\log_2 L$ комплексных сложений.

При ненулевом частотном сдвиге на интервале $T_{СФК} = 1$ мкс уже не помещается целое число периодов СФК, поэтому необходимо устраниć сдвиг частоты, как показано в работе [46], умножив отсчеты входного сигнала с отсчетами комплексной экспоненты $\exp^{-j2\pi k f_{\text{сдвиг}}/f_s}$. В результате результирующий спектр сдвигается влево на $f_{\text{сдвиг}}$, и тона СФК ровно попадают в сетку $f_{\text{ш}}$. Такая операция потребует дополнительно $2N$ операций умно-

жения для сдвига частоты. В частности, данный метод был реализован в мобильном корреляторе в ИПА РАН [47].

В 2019 г. вышла работа [48], в которой представлен новый алгоритм выделения СФК — двойное когерентное накопление. Автор диссертационной работы имел возможность познакомиться с идеей нового метода задолго до публикации и реализовать его. Метод лишен недостатка метода когерентного накопления со сдвигом частот, в котором необходимо выполнять операции умножения для отсчета входного сигнала. Идея нового метода состоит в том, что и при наличии частотного сдвига может существовать такое число отсчетов $W \ll N$, в котором укладывается целое число периодов всех сдвинутых отсчетов СФК, что позволяет использовать когерентное накопление сигнала окнами по W отсчетам. W удобно определить через частоту $f_W = \text{НОД}(f_s, f_i)$, на одном периоде которой укладывается целое число периодов частот f_s и f_i , а НОД — наибольший общий делитель.

Предложенный способ предполагает когерентное накопление входного сигнала с окном длиной W , внесение частотного сдвига $f_{\text{сдвиг}}$ в полученный сигнал с последующим когерентным накоплением с окном длиной L , после чего для полученной выборки вычисляется БПФ. Общие вычислительные затраты в методе составят $2W + 2L\log_2 L$ операций умножения и N операций сложения, что дает колоссальный выигрыш относительно ранее существовавших методов.

Как будет показано в Главе 2, реализация метода двойного когерентного накопления может быть оптимальна решена на ГПУ.

1.6. Программная модель коррелятора и ее взаимодействие с аппаратными средствами

В широком смысле под программным РСДБ-коррелятором понимается совокупность программных средств, которые отвечают за анализ фай-

ла расписания РСДБ-наблюдений, подготовку коррелятора к процессорной обработке, прием и буферизацию данных, вычисление задержек или взаимокорреляционных спектров, выделение СФК, вычисление поправок к геометрическим задержкам базы. Программные средства функционируют на процессорном вычислительном устройстве, например, на процессорном кластере.

В ИПА РАН в процессе проектирования нового FX коррелятора была предложена [8] следующая программная модель (представлена часть, относящаяся к первичной (процессорной) обработке).

Коррелятор состоит из трех основных программных модулей (блоков): управляющего, станционного и корреляционного. Станционный (СМ) и корреляционный (КМ) модули запускаются как MPI процессы на отдельных блейд-серверах, а управляющий (УМ) — на любом произвольном узле. Межузловой обмен данными происходит по высокоскоростной сети стандарта Infiniband. СМ отвечает за прием входного потока в форматах VDIF [50] или VSI [49], буферизацию, декодировку, сопровождение по задержке, выделение СФК, разделение потока на частотные диапазоны и подготовку выходных буферов для отправки в КМ. Размер выходного буфера равен числу отсчетов в одном периоде накопления. Каждый СМ работает с данными одной станции. Выделение СФК и перепаковка данных по частотным диапазонам реализованы на 2 ГПУ одного блейд-сервера, остальные задачи — на 3 ядрах ЦПУ.

Один КМ принимает данные от всех станций (т.е. от всех СМ), но только одного частотного диапазона. КМ производит процедуру распаковки битового потока и преобразование в массив вещественных чисел, сопровождение по доплеровскому смещению частоты (также известную как остановка интерференционных лепестков, англ. — fringe stopping), вычисление спектра данных каждого канала станции, их комплексно-сопряженное перемножение и усреднение по заданному периоду накопления. Все перечисленные

операции в КМ производятся на одном ГПУ, что позволяет запускать два программных КМ на одном блейд-сервере. УМ занимается координацией СМ и КМ. В задачи УМ входит подача управляющих команд в СМ на прием очередного блока данных, дальнейшую передачу данных в КМ, выбор свободного от вычислительных задач в данное время КМ, прием вычисленных результатов и их сохранение в блоке сохранения данных.

Схематичное изображение программной модели представлено на рис. 1.2. На вход коррелятора подаются файлы задания, логи станций и предвычисленные модели задержек (эфемериды), а также зарегистрированные на радиотелескопах данные. Число СМ выбирается равным числу антенн, участвовавших в радиоастрономическом сеансе, число КМ L выбирается из требований производительности. Результатом первичной обработки являются файлы, содержащие выделенные отсчеты СФК и взаимокорреляционные спектры.

В соответствии с данной программной моделью в 2013 г. в ИПА РАН был разработан и испытан прототип 2-х станционного коррелятора на 5 блейд-серверах, а в 2014 — сконструирован 6-станционный VGOS-совместимый коррелятор, содержащий 40 блейд-серверов. Аппаратное обеспечение (процессорный кластер) было сконструировано ОАО «Т-Платформы» [51]. Оно включают в себя блейд-серверы модели V200F, серверы Intel R2216GZ4GCLX, сетевое оборудование, высокоскоростной RAID-массив, системы управления и синхронизации процессов, системы электропитания и охлаждения. Блейд-серверы модели V200F содержат по два процессора общего назначения Intel E5-2670 (8 ядер, тактовая частота 2.6 ГГц), по два графических процессора NVIDIA Tesla K20 и по 64 Гбайт оперативной памяти. Между собой серверы соединены локальной сетью стандарта InfiniBand на коммутаторах Mellanox, позволяющих одновременно передавать до 56 Гбит/с между любыми двумя абонентами. Серверы Intel R2216GZ4GCLX также имеют по два процессора Intel E5-2670, по два гра-

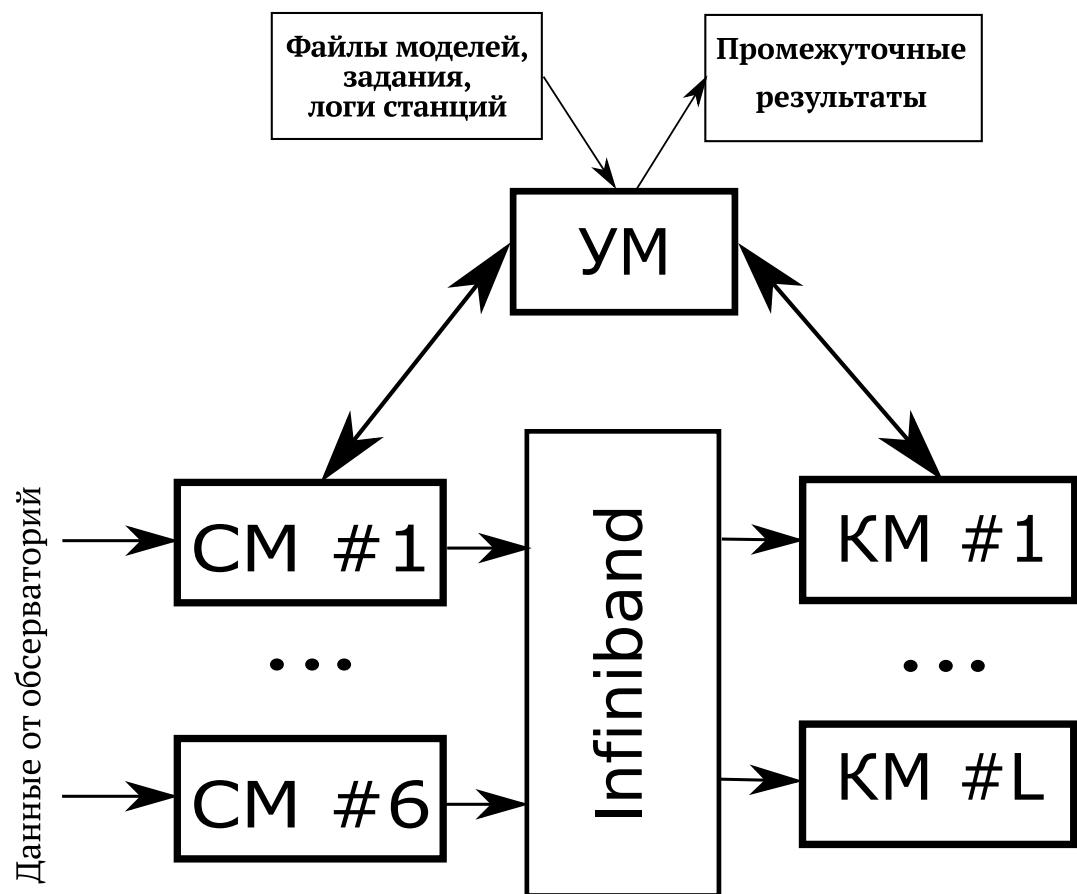


Рис. 1.2. Блок-схема программной модели коррелятора.

фических процессора NVIDIA Tesla K20 и сетевые порты Infiniband. Эти серверы предназначены для приема входных потоков данных через два порта 10 Gb Ethernet каждый и расширенную до 256 Гбайт оперативную память. Всего вычислительный комплекс коррелятора содержит 32 блейд-сервера V200F и 8 серверов Intel R2216GZ4GCLX (всего 80 процессоров Intel и 80 графических процессоров NVIDIA) [1]. На рис. 1.3 представлен фронтальный внешний вид высокопроизводительного кластера.



Рис. 1.3. Вычислительный кластер Программного коррелятора. Крайние и центральная стойки (3 шт.) — кондиционеры, между ними — 4 вычислительных стойки.

1.7. Постановка задач исследования

В России в ИПА РАН создан новый радиоинтерферометр на основе сети малых антенн, соответствующий стандарту VGOS. Одной из особенностю нового комплекса является наличие трехдиапазонной (S, X и Ka) приемной системы, регистрация сигнала с которой происходит на широкополосной СПС на скорости до 16 Гбит/с.

В связи с многократным возрастанием потоков данных, приходящих в центр корреляционной обработки, возникла необходимость создания нового коррелятора, способного в режиме квазиреального времени обрабатывать потоки данных со скоростью не ниже скорости регистрации. В максимальном режиме работы коррелятор должен обрабатывать пришедший от 6 станций двухбитовый сигнал, зарегистрированный в 4 частотных диапазонах, 2 поляризациях, с тактовой частотой дискретизации 1024 МГц. Предложена аппаратно-программная модель нового коррелятора, который разработан для гибридного процессорного кластера, то есть кластера, вычислительные узлы которого содержат процессоры общего назначения и графические процессорные устройства. Согласно этой модели все трудоемкие и хорошо параллелизуемые операции над сигналами — выделение СФК и вычисление взаимокорреляционных спектров — предложено производить на графических процессорных устройствах.

Автор был ответственен за разработку методов и алгоритмов вычислительных функций, обеспечивающих получение взаимокорреляционных спектров и СФК в режиме обработки квазиреального времени. По окончании разработки требовалось провести анализ достигаемой точности параметров корреляционного отклика и определить необходимую начальную точность эфемеридных моделей для определения допустимых режимов обработки. Дальнейшая апробация результатов обработки РСДБ-сессий путем сравнения результатов с другим распространенным коррелятором (на-

пример, DiFX) является стандартной и общеприменимой процедурой, которая выполняется для создаваемых корреляторов. Для оценки и сравнения производительности разработанных программных средств требуется разработать методику и провести испытания.

Алгоритмы и методы вычисления, разработанные автором, описаны в Главе 2. Методика и результаты анализа точностных характеристик вычисленных взаимокорреляционных спектров приведены в Главе 3. Сравнение достигнутого быстродействия Программного коррелятора РАН на основе разработанных методов с коррелятором DiFX и сравнение результатов обработки РСДБ-сессий изложены в Главе 4.

Глава 2. Особенности реализации FX алгоритма данных на графических процессорных устройствах

2.1. Обоснование выбора ГПУ

В настоящее время процессорная обработка данных может производиться на довольно большом числе разнообразных процессоров: центральные процессорные устройства, графические процессорные устройства, микропроцессоры, цифровые сигнальные процессоры, программируемые логические интегральные схемы и т.д. Каждый из этих процессоров имеет свои особенности и круг решаемых задач. Главная задача, которая стоит перед разработчиком, — это выбрать процессор той архитектуры, который вкупе с реализованным алгоритмом будет решать вычислительную задачу наиболее оптимальным образом. Под оптимальностью следует понимать совокупность параметров: быстродействие, энергопотребление, стоимость, возможность сопряжения с другими программно-аппаратными блоками.

Однако, вообще говоря, не существует метода (или он автору неизвестен), который однозначно указывал бы разработчику на то, какой процессор стоит выбрать для той или иной задачи. Выбор процессора может обусловить реализацию алгоритма, и наоборот. В этом случае некоторые представления об особенностях математической модели решаемой задачи могут значительно сузить диапазон применимых процессоров.

В ходе эскизного проектирования был проведен анализ программной модели коррелятора и проведены первые эксперименты на видеокартах игровой серии GeForce фирмы Nvidia, установленные в рабочие станции. Было определено, что реализацию программного коррелятора FX типа целесообразно осуществить на процессорах общего применения совместно с про-

цессорами, предназначенными для массивно-параллельных вычислений, к которым относится ГПУ.

2.2. Ключевые особенности и характеристики ГПУ Nvidia и программной модели CUDA.

Одной из важнейших характеристик любого вычислительного устройства является производительность. Для математических расчетов она обычно измеряется в количестве операций над вещественными данными (FLOPS). Производительность напрямую зависит от тактовых частот центрального процессора и памяти. Однако в последнее десятилетие рост частоты процессоров архитектуры x86 практически прекратился, ввиду технологических ограничений при производстве микросхем и проблем с тепловыделением, поскольку оно пропорционально четвертой степени частоты. Именно поэтому дальнейшее развитие вычислительных процессоров идет по пути увеличения числа параллельно работающих ядер.

Термин Graphics Processing Unit (GPU, графическое процессорное устройство) был впервые использован корпорацией Nvidia для обозначения того факта, что графический ускоритель, первоначально разработанный только для ускорения трехмерной графики, стал мощным программируемым устройством, пригодным для решения значительно более широкого класса вычислительных задач [53].

Ключевым отличием ГПУ от центральных процессоров является архитектура построения чипа. Во-первых, ЦПУ имеет небольшое число ядер (как правило, 4–8, но есть процессоры с 56 ядрами, которые, конечно, не являются массовыми и доступными), работающих на высокой частоте ($\approx 2 - 4$ ГГц) независимо друг от друга. ГПУ работает на небольшой тактовой частоте ($\approx 1 - 1.4$ ГГц) и содержит сотни арифметико-логических устройств. Во-вторых, в отличии от ГПУ кэш на кристалле ЦПУ занимает значительную

часть; в ГПУ кэш имеет меньшее значение за счет принципиально другой стратегии покрытия латентности памяти. Рис. 2.1 отображает приведенные отличия.

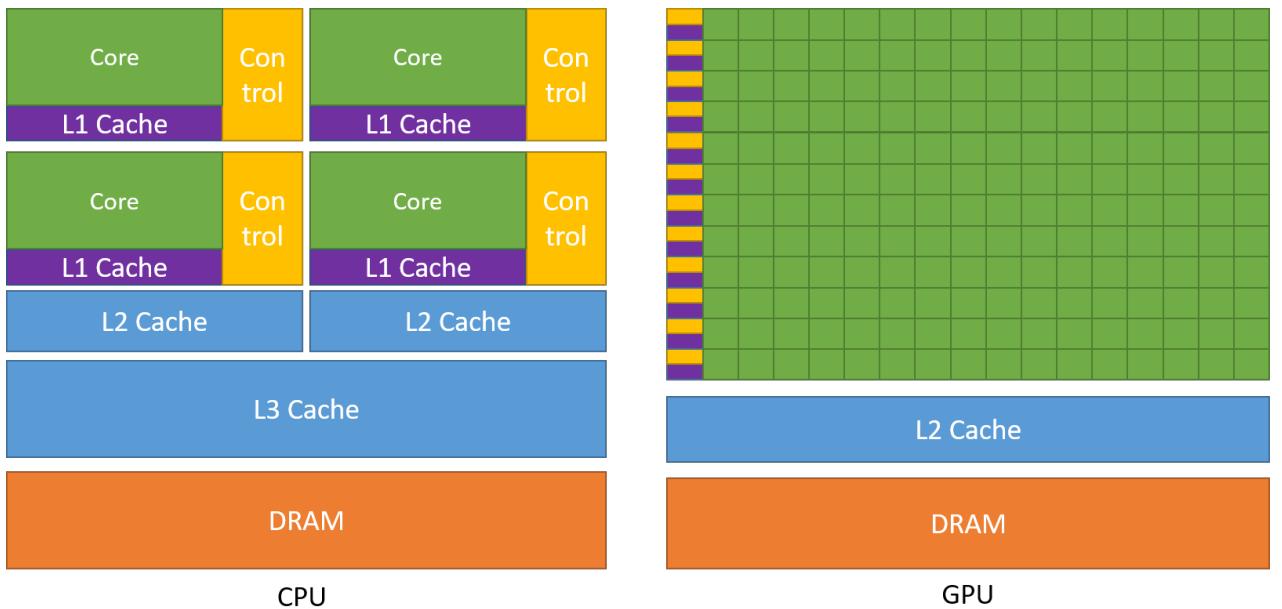


Рис. 2.1. Отличие архитектуры центрального (CPU) и графического (GPU) процессоров. Зеленым цветом показаны арифметико-логические устройства (ALU), синим — кэш-память (cache), желтым — ядро управления. Рисунок взят из [54]

Исходя из особенности архитектуры, ГПУ наиболее эффективны при решении задач, обладающих параллелизмом по данным, число арифметических операций в которых велико по сравнению с операциями над памятью. Иными словами, ГПУ стоит применять в тех задачах, где время расчета программной модели больше времени копирования исходных и результирующих данных в память устройства. К таким задачам можно отнести и задачу обработки данных, поступающих от радиотелескопов с широкополосными каналами СПС.

С 2007 г. корпорация Nvidia выпускает комплект средств разработки (SDK), который позволяет создавать программные средства для ГПУ на основе языков C/C++ на основе CUDA (Compute Unified Device Architecture).

CUDA — это программная модель Nvidia для ГПУ, включающая описание вычислительного параллелизма и иерархичной структуры памяти непосредственно в язык программирования. С точки зрения программного обеспечения, реализация CUDA представляет собой кроссплатформенную систему компиляции и исполнения программ, части которых работают на ЦПУ и ГПУ.

Концепция CUDA отводит ГПУ роль массивно-параллельного сопроцессора, при этом на основной системе (хосте) выполняется последовательная часть кода, а параллельный код переносится на ГПУ, где будет одновременно выполнен большим количеством нитей (threads). Под нитью в ГПУ понимается элементарный вычислительный процесс.

Работа нитей на ГПУ в целом соответствует принципу SIMD (Single Instruction Multiple Data). SIMD — метод обработки, при котором одна и та же операция применяется одновременно ко множеству независимых данных. SIMD-процессор получает на вход поток однородных данных и параллельно обрабатывает их, порождая выходной поток. Программный модуль, описывающий подобное преобразование, называется вычислительным ядром. Однако только нити в пределах одной группы (32 нити), называемой варпом, выполняются одновременно на физическом уровне. Нити разных варпов могут находиться на разных стадиях выполнения. Управление работой варпов производится на аппаратном уровне. Множество нитей группируются в блоки, группа блоков образует сетку.

ГПУ архитектуры Kepler построена как масштабируемый массив потоковых мультипроцессоров. Когда на ГПУ запускается CUDA-ядро, то блоки его сетки выполняются на доступных мультипроцессорах.

Особую роль при разработке приложений играют различные типы памяти, которая в ГПУ делится на кэшируемую и некэшируемую, а также доступную только для чтения и для чтения/записи.

В данной работе использовалась глобальная (global memory), разделяемая (shared memory) и константная память (constant memory). Глобальная память — это обычная память DRAM (dynamic random access memory — динамическая память с произвольным доступом), расположенная на плате ГПУ. Глобальная память может выделяться как с ЦПУ, так и нитями CUDA-ядра. Все нити ядра могут читать и писать в глобальную память. Недостатком этого типа памяти является ее высокая латентность (время отклика на запрос), поэтому основным методом получения эффективных приложений является минимизация доступа к глобальной памяти.

Константная память — кэшируемая область DRAM размером 64 кбайт, доступная с ГПУ только для чтения и для чтения и записи с хоста. Поскольку константная память кэшируется, то она подходит для размещения небольшого объема часто используемых неизменяемых данных, которые должны быть доступны всем нитям.

Разделяемая память размещена непосредственно в каждом мультипроцессоре и доступна для чтения и записи всем нитям блока. В случае, если разделяемую память использовать как буфер, заменяющий обращения к глобальной памяти, можно значительно улучшить производительность ГПУ-приложения. Особенностью использования данного типа памяти является то, что нельзя гарантировать, что операция, только что завершенная в текущей нити, уже выполнена и в нитях других warpов. В связи с этим, любая коллективная операция с разделяемой памятью должна завершаться барьерной синхронизацией.

Описанные ниже алгоритмы были разработаны [56] и проверены на программной версии CUDA 5.0 и CUDA 6.5 для архитектуры версии не ниже чем 2.0.

2.3. Выделение сигнала фазовой калибровки

Как уже было отмечено в Главе 1, в качестве метода выделения СФК был выбран алгоритм двойного когерентного накопления [48]. Этот алгоритм особенно эффективен при использования редукции при суммировании большого числа отсчетов. Редукционный алгоритм был реализован в соответствии с рекомендациями Nvidia [52].

Идея параллельной редукции состоит в следующем. Пусть дана входная последовательность a_0, a_1, \dots, a_{n-1} , над которой необходимо провести бинарную ассоциативную операцию, в нашем случае сложение. Тогда редукций массива a_0, a_1, \dots, a_{n-1} относительно сложения называется

$$A = (((a_0 + a_1) + a_2) + \dots + a_{n-1}) \quad (2.1)$$

При суммировании на последовательном процессоре суммирование тривиально сводится к сложению i -го элемента к сумме, полученной на $i-1$ итерации. Для массива из n элементов требуется выполнить $n-1$ сложение и одно присваивание.

На массивно-параллельном процессоре (ГПУ) можно перегруппировать элементы суммирования таким образом, чтобы каждая нить вычисляла частичную сумму, помещая промежуточный результат в кэшируемую память. Перегруппировывая (2.1), получаем:

$$A = (a_0 + a_1) + (a_2 + a_3) + \dots + (a_{n-2} + a_{n-1}) \quad (2.2)$$

Распараллеливая суммирование (2.2) на N блоков, получаем:

$$A_n = (a_0 + \dots + a_{n-1}) + (a_k + \dots + a_{2n-1}) \quad (2.3)$$

При этом внутри каждой скобки слагаемые суммируются нитями в порядке, указанном в (2.2), то есть задача фактически сводится к суммированию частичных сумм. Графически этот алгоритм представлен на Рис. 2.2.

Скорость вычисления массива с N слагаемыми пропорциональна $\log_2 N$, так как на каждом шаге S выполняется $N/2^S$ операций.

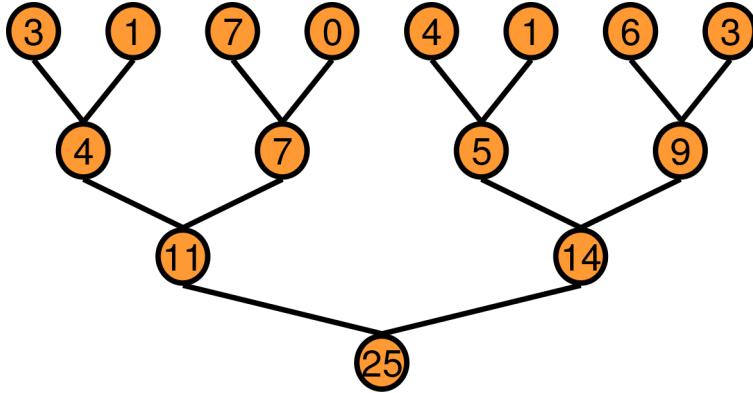


Рис. 2.2. Параллельное суммирование 8 элементов массива. Рисунок взят из [52]

Вычисление СФК с применением редукции и двойного когерентного накопления состоит из 5 этапов: преобразование данных, пришедших со станций, в формат вещественных чисел, первое когерентное накопление, частотный сдвиг (если требуется), второе когерентное накопление, и операция БПФ с отбрасыванием отрицательной части спектра.

Программный блок выделения СФК был реализован в станционном модуле коррелятора. Входные данные коррелятора попадают на вход станционного модуля, декодируются и разделяются на два потока; первый в конечном итоге заполняет выходные буферы, разделенные по частотным диапазонам и пересылаемые в КМ, а второй направляется в блок выделения СФК.

Входной поток делится на окна с числом отсчетов W . Пусть, например, тактовая частота зарегистрированного сигнала равна $f_s = 1024$ МГц, полоса частот $B = 512$ МГц, отстройка гетеродина от кратной 1 МГц частоты равна $f_{\text{сдвиг}} = 100$ кГц, время накопления $t_{\text{н}} = 1$ с. Тогда W можно определить как

$$W = \frac{f_s \cdot t_h}{\text{НОД}(f_s, f_{\text{сдвиг}})} \quad (2.4)$$

Подставляя в (2.4) значения t_h , f_s и f_i , получаем, что $W = 10240$ отсчетов, т.е. после первой редукции из $1024 \cdot 10^6$ элементов останется 10240. Каждый элемент k необходимо умножить на комплексную экспоненту $e^{-i2\pi f_{\text{сдвиг}} k}$, после чего провести редукцию $L = \frac{W}{f_s \text{ [МГц]}}$ элементов. На последнем этапе производится операция БПФ над L элементами, модуль и аргумент получившихся значений положительной части спектра передаются в управляющий модуль для сохранения в выходном файле.

Рекомендации Nvidia по реализации редукции сводятся к исключению либо минимизации факторов, ограничивающих производительность, главным из которых является доступ к памяти. Повышение эффективности связано с несколькими методами:

1. предварительное копирование соответствующих элементов блока данных в разделяемую память;
2. уменьшением переходов в ветви условного оператора;
3. организация выбора суммируемых пар, исключающая конфликты банков (конфликты возникают, когда 2 или более потоков из одного варпа осуществляют доступ к байтам, которые принадлежат разным 32-битным словам, находящимся в одном банке памяти, в результате чего доступ осуществляется последовательно);
4. проведение суммирования первых пар одновременно с записью в разделяемую память;
5. исключение проверок и синхронизации при вычислении в пределах варпа;

Приведенные выше идеи и методы позволили реализовать выделение СФК из 4 каналов с шириной полосы регистрации 512 МГц с суммарным потоком данных 16 Гбит/с в режиме квазиреального времени на СМ с использованием одного ГПУ.

2.4. Функции, решаемые корреляционным модулем

Данные, сопровожденные по задержке и разделенные на частотные диапазоны в станционных модулях, блоками битовых потоков передаются по сети вычислительного кластера и попадают в ОЗУ блейд-сервера. В каждом блоке содержится число отсчетов, соответствующее одному периоду накопления.

На каждом блейд-сервере запущены программные модули, называемые корреляционными модулями (КМ). Целью работы КМ является вычисление взаимокорреляционного спектра, усредненного за этот период накопления.

При вычислении взаимокорреляционного спектра КМ решает следующие задачи:

1. прием данных по сети и помещение их в оперативное запоминающее устройство (ОЗУ);
2. выбор ГПУ, на которой проводятся вычисления;
3. инициализация необходимых структур;
4. выделение необходимой памяти на ГПУ;
5. копирование входного битового потока в ОЗУ ГПУ;
6. декодировка битового потока в вещественные числа и сопровождение по доплеровскому смещению частоты;
7. операция БПФ для сигнала каждой станции;
8. коррекция дробного сопровождения по задержке;
9. вычисление взаимокорреляционного спектра для каждой базы и усреднение за выбранный период накопления;
10. передача полученных результатов в блок сохранения данных.

Как видно из списка задач КМ, ГПУ используется при вычислении всех трудоемких операций, а вспомогательные и служебные функции возложены на ЦПУ. В этой разделе будут рассмотрены вопросы, касающиеся

сопровождения по доплеровскому смещению частоты, быстрому преобразованию Фурье, коррекции дробного сопровождения по задержке, вычисления и усреднения взаимнокорреляционных спектров.

2.5. Реализация алгоритма вычисления взаимнокорреляционных спектров на ГПУ

Корреляционный модуль вычисляет взаимнокорреляционные спектры сигналов одного частотного диапазона, пришедшие из станционных модулей. В разрабатываемом корреляторе РАН для широкополосных сигналов необходимо обеспечить обработку 4 или 8 каналов, зарегистрированных в одной или двух поляризациях.

Стоит отметить, что физическая суть поляризации в КМ никак не отражена и не применяется: он воспринимает 2 поляризации как сигналы двух станций. Таким образом, данные от 6 станций, зарегистрированные в обеих поляризациях, обрабатываются как данные 12 станций одной поляризации.

В ОЗУ КМ поступают блоки станционного сигнала из нескольких СМ. КМ распаковывает биты этого блока в вещественные числа и производит операции сопровождения по доплеровской задержке для каждого отсчета. Над получившимся комплексным набором чисел производится операция БПФ, после чего полученные спектры сигналов одного диапазона от всех станций и поляризаций поступают в блок перемножения и усреднения спектров. В этом блоке спектры всех от всех каналов одного диапазона попарно перемножаются, после чего усредняются на заданном интервале накопления по числу заданных спектральных каналов (см. Рис. 2.3). Число взаимнокорреляционных спектров определяется текущим числом станций N и количеством поляризаций P . Результатом вычисления станут $NP \cdot (NP + 1)/2$ спектров. Так, для 6 станций при регистрации сигнала двух поляризаций мы получаем 78 спектров (12 авто- и 66 взаимнокорреляционных) для одно-

го частотного диапазона. Результат в виде бинарного файла отправляется в блок сохранения данных, находящийся в управляемом модуле.

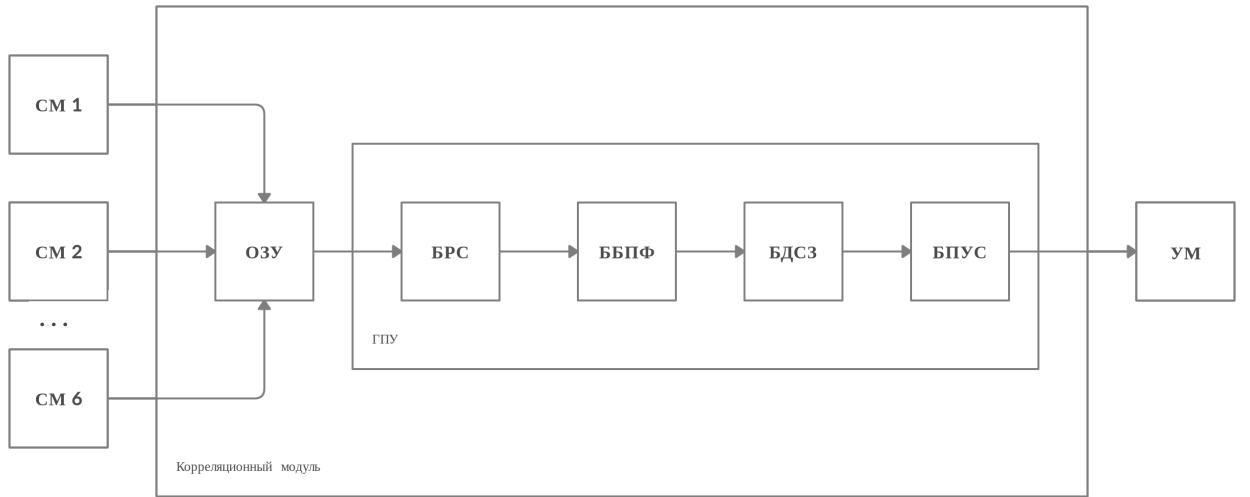


Рис. 2.3. Структурная схема алгоритма вычисления взаимнокорреляционного спектра, исполняемого на КМ. СМ — станционный модуль, БРС — блок распаковки и сопровождения по доплеровскому смещению частоты, ББПФ — блок БПФ, БДСЗ — блок дробного сопровождения по задержке, БПУС — блок перемножения и усреднения спектров, УМ — управляемый модуль.

Из управляемого модуля в КМ передаются параметры обрабатываемого скана: число станций, число каналов в одном частотном диапазоне (поляризаций), число уровней квантования, количество спектральных каналов и число отсчетов в одном периоде накопления. Также передаются данные по каждой станции о числе и позиции пропущенных или вставленных отсчетов в процессе сопровождения по задержке. По этим значениям выделяется необходимые объемы в глобальной памяти ГПУ: для блока станционного сигнала (БСС), получаемого с каждой станции, которые копируются в ОЗУ ГПУ, для комплексного массива данных, подлежащих операции БПФ, и для выходного массива всех вычисленных кросс-спектров. После окончания работы КМ память ГПУ высвобождается.

2.5.1. Сопровождение по доплеровскому смещению фазы

Пришедшие из СМ отсчеты в виде БСС представлены одним либо двумя битами. Для того, чтобы провести сопровождение по доплеровскому смещению частоты, необходимо преобразовать каждый отсчет (т.е. бит или пару битов) в вещественное число, которое впоследствии умножить на значение, выданное фазовым генератором.

В процессе реализации выяснилось, что сопровождение каждого отсчета по частоте, которая рассчитывается индивидуально, занимает много времени, даже несмотря на использование упрощенных тригонометрических функций CUDA `__sin()` и `__cos()`. Поэтому для обеспечения быстродействия наборам отсчетов сопоставлялись группы (по секторам) дискретных аргументов тригонометрических функций. В таком случае целесообразно заранее вычислить все допустимые значения синуса и косинуса для небольшой группы аргументов и поместить эти результаты в константную память ГПУ.

При вызове функции в ОЗУ КМ формируется массив (назовем его `cossinTable`), состоящий из 360 комплексных чисел. Этот массив заполнен по следующему правилу: вещественной и мнимой частям каждого элемента присваивается соответствующее значение косинуса и синуса, аргумент которых является порядковым номером элемента массива, нормированный в единицах градусов.

Одновременно с массивом `cossinTable` в ОЗУ КМ инициализируются вещественный массив `DeT` размерностью 2048 элементов и два вспомогательных: `OneBit`, который проинициализирован двумя значениями -1 и 1, и `TwoBit`, который состоит из 4 значений: -3.3359, -1, +1 и +3.3359. Число 2048 есть произведение числа всевозможных значений принимаемых байтом (256) на число бит в одном байте (8). При заполнении массива `DeT` учитывается тип квантования, выбранный для обработки сигнала. В слу-

чае однобитового режима квантования каждому биту из одного байта БСС ставится в соответствие одно из 256 значений, которым был закодирован при перепаковке каналов в СМ каждый байт. То же относится и к случаю двухбитового квантования, только в соответствие ставится каждая пара бит. После заполнения массива DeT он копируется в константную память ГПУ.

Функция распаковки и сопровождения по доплеровской задержке реализована на ГПУ. Ее параметрами являются указатели на битовый массив, пришедший из СМ, и выходной массив, содержащий сопровожденные по доплеровскому смещению частоты отсчеты в комплексной форме, число поляризаций, число отсчетов в байте, число отсчетов в периоде накопления, установочные значения угла фазового генератора, поправка этих значений для коррекции генератора и оффсет отсчетов внутри периода накоплений.

В СМ при совмещении шкалы времени станции со шкалой времени относительно центра Земли вставлялись или пропускались отсчеты. Удаление или вставка отсчета производилась в зависимости от знака первой производной задержки по времени τ' . Для устранения ошибки сопровождения по доплеровскому смещению частоты необходимо внести поправку в значение фазового генератора на $\pm\pi/2$ в том месте, где отсчет был вставлен или удален. Для реализации данной поправки автором предложен следующий алгоритм.

Перед началом обработки известно число вставленных/удаленных отсчетов за период накопления и их локализация, а также значения эфемеридной задержки τ и двух ее производных: τ' и τ'' . Домножая значения задержки на несущую частоту $F_{carrier}$, получаем значения фазового генератора по формуле:

$$\phi(s) = \tau F_{carrier} + \tau' F_{carrier} s + \tau' F_{carrier} s^2, \quad (2.5)$$

которые передаются в глобальную память ГПУ. После этого вызывается ядро функции сопровождения по доплеровской задержке, которая производит распаковку и сопровождение входных сигналов до места, где впервые был пропущен или удален отсчет, при этом переменная коррекции на $\pi/2$ равна 0. Ввиду того, что во входном битовом потоке число отсчетов равно 4 или 8 (именно столько может поместиться в один байт), число сопровождаемых отсчетов делается кратным 4 или 8 путем деления исходного числа отсчетов на 4 или 8 с округлением, а потом умножения на 4 или 8. Возникающая ошибка сопровождения ничтожно мала, поскольку лишь 2 или 4 отсчета «излишне» сопровождаются фазовым генератором при тактовой частоте квантования 1024 МГц.

Рассчитаем дополнительный фазовый набег. Максимальное значение τ' для наземного интерферометра не может превышать значения 1.5 мкс/с. (Действительно, линейная скорость движения материальной точки на экваторе составляет $V_c \approx 465$ м/с, тогда $\frac{V_c}{c} = \frac{465}{3 \cdot 10^8} \approx 1.5$ мкс/с.) Тогда максимальное значение, принимаемое частотой доплеровского смещения, составляет:

$$F_d = \tau' \cdot F_c = 1500 \cdot F_c [\text{ГГц}] \quad (2.6)$$

При этом максимальный фазовый набег P при тактовой частоте F_s за 4 отсчета составит в оборотах:

$$P = 2\pi \frac{4 \cdot F_d}{F_t} \quad (2.7)$$

Таблица 2.1 содержит вычисленные значения максимального фазового набега для тактовой частоты $F_t = 1024$ МГц для частотных диапазонов S, X и Ka.

Из таблицы 2.1 видно, что независимо от несущей частоты фазовым набегом из-за округления блока отсчетов до 4 можно пренебречь и не учитывать.

Таблица 2.1

Расчет для разных частотных диапазонов максимального фазового набега

Частотный диапазон	Несущая частота, ГГц	Доплеровская частота, кГц	Набег за 4 отсчета, обор.
S	2.5	3.75	$1.46 \cdot 10^{-5}$
X	8.4	12.6	$4.92 \cdot 10^{-5}$
Ka	32	48	$1.88 \cdot 10^{-4}$

Учитывая, был ли удален или вставлен отсчет, переменную коррекции изменяют на $\pm \frac{\pi}{2}$. Максимальное значение, которое может принять эта переменная, равно по модулю $n \cdot \frac{\pi}{2}$, где n — число пропущенных/вставленных отсчетов.

Внутри тела функции происходит пересчет входных значений фазы как функции от времени к значению фазы как функции от порядкового номера отсчета, причем каждый отсчет соответствует индексу нити, которая его обслуживает. Для этого фаза представляется полиномом второго порядка, коэффициенты которого передаются в функцию. К этому полиному добавляется значение корректирующей переменной на $+(n^*pi/2)$, где n — номер текущего запуска ядра. От получившегося значения фазы отнимается ее значение, округленное в меньшую сторону. В случае, если значение стало отрицательным, то к нему добавляется единица. Далее значение фазы умножается на 360 и округляется в меньшую сторону. Итоговое значение является индексом таблицы cossinTable. Эти табличные значения (синусное и косинусное), умноженные на соответствующие значения из массива DeT, являются искомыми значениями, которые присваиваются выходному массиву. Распакованный входной битовый поток в вещественные числа и сопровожденный по доплеровскому смещению частоты сохраняется в глобальной

памяти, указатель на него передается на вход функции, выполняющую операцию БПФ.

2.5.2. Использование быстрого преобразования Фурье на ГПУ

На выходе предыдущей функции был сформирован комплексный массив данных, распакованных и скомпенсированных по доплеровской фазе, т.е. готовых к проведению операции БПФ (скорость вычисления $O(N \log N)$), которое реализовано с помощью библиотеки быстрого преобразования Фурье (FFT) для CUDA — CUFFT. Библиотека CUFFT предоставляет собой простой интерфейс для параллельных вычислений FFT на ГПУ, что позволяет пользователям оперировать числами с плавающей точкой и использовать параллелизм ГПУ без необходимости разработки собственной реализации БПФ, ориентированной на ГПУ. Использование готовой библиотеки CUFFT обусловлено двумя причинами. Во-первых, она реализована Nvidia именно под архитектуру графического процессора, при этом автор диссертации не видит никаких предпосылок к тому, чтобы успешно конкурировать по скорости и точности при самостоятельном написании этой библиотеки. Во-вторых, автором проведено исследование точностных характеристик CUFFT в сравнении с самостоятельной реализацией алгоритма дискретного (скорость вычисления $O(N^2)$) преобразования Фурье (ДПФ, или DFT) на центральном процессоре средствами языка Python 2.7.

Для сравнения спектров, получаемых в результате использования ДПФ и CUFFT, был сформирован вектор комплексных чисел x_n , содержащий $N = 1024$ элемента, распределенных по нормальному закону с нулевым средним и СКО равным единице. Тогда результатом выполнения прямого ДПФ или БПФ будет вектор X_k :

$$X_k = \sum_{n=0}^{1023} x_n \cdot \exp^{-i2\pi kn/N} \quad (2.8)$$

В качестве оценки точности реализации БПФ библиотекой CUFFT будет невязка, определяемая как разность вычисленных векторов X_k^{DFT} и X_k^{CUFFT} . Операции преобразования Фурье над входным вектором x_n проводилась с одинарной точностью float (размер числа 4 байта). При таком представлении числа 1 бит отводится под знак, 8 — под показатель степени, оставшиеся 23 бита — под дробную часть. Тогда количество значащих цифр равно 7 (поскольку т.н. «машинный эпсилон» — разница между 1 и минимальным числом представимым в float большим 1 — для одинарной точности $\epsilon = 2^{-24} \approx 6 \cdot 10^{-8}$).

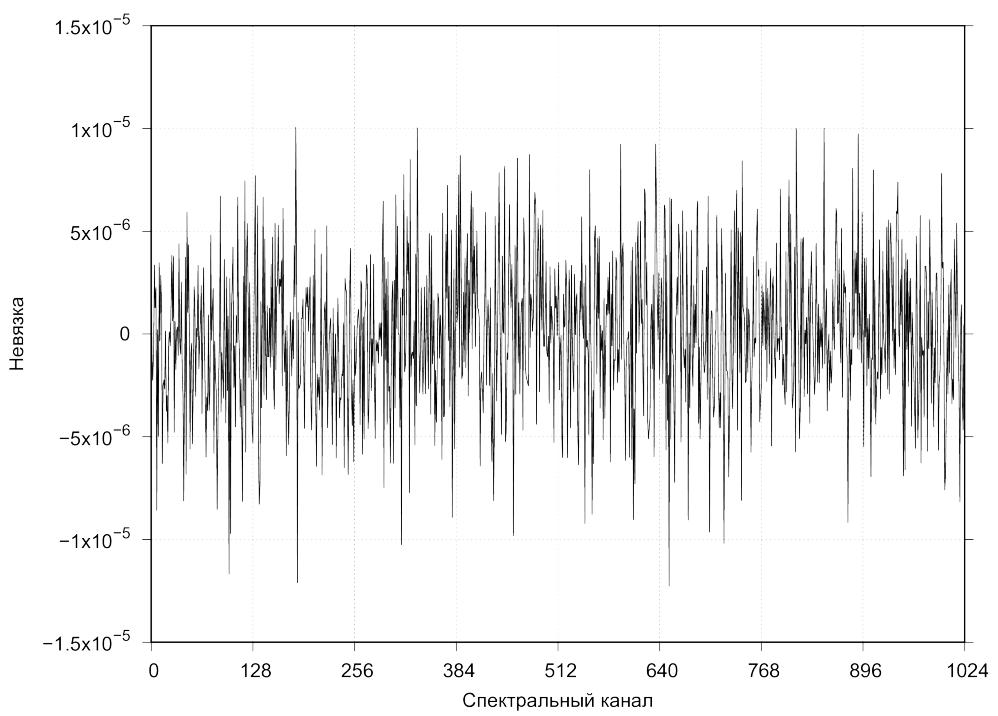
На рис. 2.4 приведены невязки вещественной и мнимой частей. Среднее в обоих случая нулевое, при СКО разностей $3.688 \cdot 10^{-6}$ и $3.863 \cdot 10^{-6}$ в первом и во втором случае соответственно.

Таким образом, принято положительное решение об использовании библиотеки CUFFT для вычисления комплексного спектра.

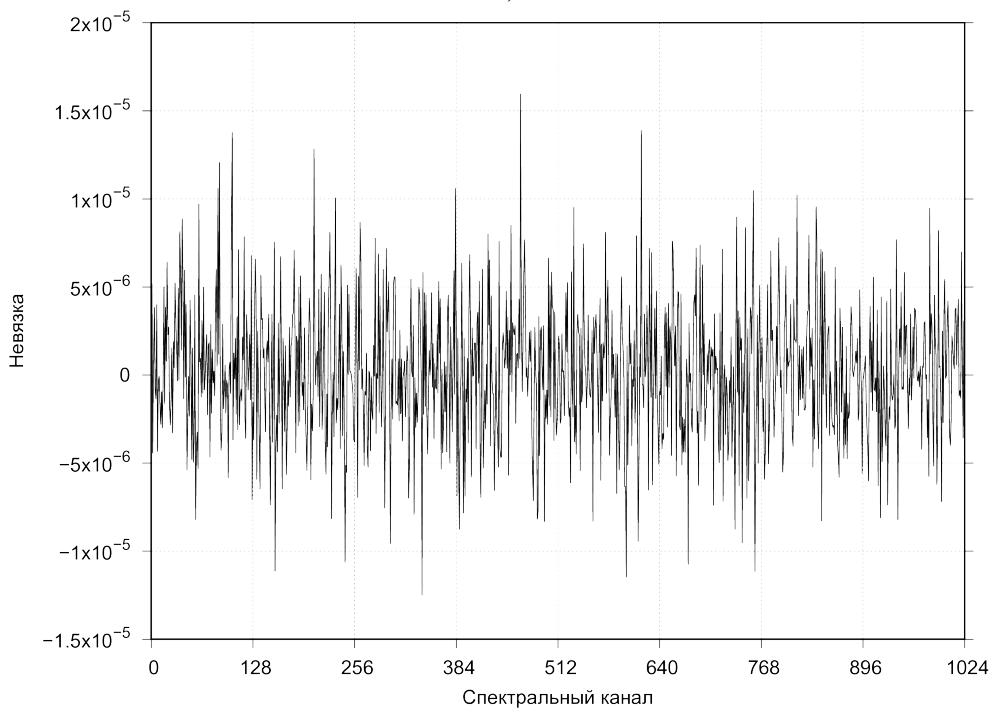
Применение библиотеки CUFFT описано в [59] и достаточно тривиально. Сначала происходит формирование плана `plan`, который инициализируется исходными значениями: вид преобразования (в нашем случае C2C — комплексный в комплексный), число спектральных каналов M и количество преобразований во входном массиве L^*N . Затем сформированный план совместно с указателями на память, где размещены исходные данные, передаются в качестве параметров функции `cufftExecC2C`, которая непосредственно отвечает за операцию БПФ. Результатом работы этой функции является Фурье-образ входных данных, помещенный в глобальную память.

2.5.3. Коррекция дробного сопровождения по задержке

Программный коррелятор РАН реализован по схеме станционного коррелятора, что подразумевает сопровождение по задержке сигнала, зарегистрированного каждым телескопом, относительно центра Земли на неко-



a)



б)

Рис. 2.4. Невязки вычисленных векторов X_k^{DFT} и X_k^{CUFFT} : *а* - вещественная часть; *б* - мнимая часть

торую величину, определяемую эфемеридной моделью коррелятора. Данная процедура выполняется станционным модулем и позволяет применить геометрическую задержку к данным с точностью до одного временного интервала выборки (т.е. до одного отсчета). В некоторых случаях (например, при обработке наблюдения источников со склонением более 60° или сигналов космических аппаратов), требуется скорректировать задержку, соответствующую дробной части отсчета [57]. Такую операцию имеет смысл сделать над фазой сигнала после выполнения операции БПФ. (Автору известен и другой путь решения: например, в корреляторе SFXC реализация коррекции дробного сопровождения по задержке выполняется сразу после дискретного сопровождения, однако требует дополнительных преобразований Фурье — прямого и обратного. Стоит отметить, что данное решение несовместимо с концепцией Программного коррелятора, которая подразумевает передачу сигнала, сопровожденного по задержке, в виде двухбитового потока.) При этом коррекция на $\pm\pi/2$ является избыточной и из процесса остановки интерференционных лепестков исключается (переменная коррекции, отвечающая на счетчик вставленных или пропущенных отсчетов, зануляется).

Реализация алгоритма коррекции дробного сопровождения по задержке реализована на ГПУ и аналогична решению, примененному в корреляторе Астрокосмического центра (АКЦ ФИАН), разработанному для космической миссии "Радиоастрон- [58].

Суть его состоит в следующем. Пусть F_k — некоторый дискретный отсчет на выходе блока быстрого преобразования Фурье. Тогда нескомпенсированную часть геометрической задержки, соответствующую дробной части i -го отсчета, можно учесть, введя дополнительный наклон фазы:

$$F_{newi} = F_k \cdot \exp^{\frac{2\pi i \Delta P_k}{N_{fft}}}, \quad (2.9)$$

где $\Delta P = \frac{\tau}{\Delta\tau} - [\frac{\tau}{\Delta\tau} + 0.5]$ (квадратные скобки указывают на целую часть числа, вычисленного внутри них), τ — задержка на начало текущей выборки, $\Delta\tau$ — изменение задержки на интервале времени, соответствующему количеству отсчетов N_{fft} , $\Delta P \subset [-0.5; +0.5]$.

Вычисленный показатель степени передается в ГПУ-ядро. Общее число нитей подбирается соответствующим общему числу перемножаемых комплексных чисел на заданном интервале накопления. Нить производит чтение из глобальной памяти Фурье-отсчета, перемножает с комплексной экспонентой (тем самым изменяя наклон фазочастотной характеристики, т.е. внося изменение в итоговую задержку), после чего результат перезаписывается в глобальной памяти. Получившиеся данные поступают в блок перемножения и усреднения спектров.

2.5.4. Вычисление взаимнокорреляционных спектров

Операции перемножения и усреднения спектров производятся на ГПУ, которые выделены в отдельную функцию, вызываемую из КМ. В ходе выполнения этой функции производится комплексно сопряженное поэлементное произведение векторов, содержащих данные N станций, а затем усреднение (интегрирование) получившегося результата по заданному количеству спектральных каналов. Число взаимнокорреляционных спектров определяется числом станций N и количеством поляризаций P определяется формулой (1.12).

Существует 2 основных варианта реализации функции перемножения и усреднения спектров:

1. Функция запускается Q раз, за 1 проход рассчитывается 1 взаимнокорреляционный спектр.
2. Функция запускается такое число раз, каким является частное от деления числа спектральных каналов на 32 (1 варп). За один проход вычисляются все взаимнокорреляционные субспектры.

Остальные возможные варианты являются производными от предложенных вариантов. Достоинством первого варианта является его инвариантность от числа станций, поскольку в любой момент времени будет считываться только один спектр, однако серьезным недостатком является то, что данные одной станции будут многократно считываться из латентной глобальной памяти. Действительно, пусть имеются 2 станции. Тогда при расчете 3 спектров понадобится 2 раза произвести операцию чтения для данных первой станции (один раз для автокорреляционного спектра, второй — для взаимокорреляционного). Преимуществом второго варианта является то, что данныечитываются один раз, однако размер этих данных не должен превысить размер разделяемой памяти (48 кб), в которой хранятся промежуточные данные. Однако, выбрав в качестве решения второй вариант, необходимо предусмотреть вариант выхода за пределы 48 кб. Обойти такое ограничение можно разделив задачу вычисления на несколько подзадач (субматриц).

Используя перечисленные соображения, при реализации этой функции были приняты следующие решения:

1. Данные из глобальной памяти копируются в разделяемую, являющуюся кэшируемой. Помимо того, что время обращения к данным этой памяти чрезвычайно мало, компилятор создает копии переменных в разделяемой памяти в каждом блоке, нити одного блока не могут модифицировать ее копии в других блоках.
2. Число запускаемых нитей равно 32, то есть количеству нитей, содержащихся в одном варпе. Это позволяет не пользоваться механизмами синхронизации нитей при обращении к переменным, находящимся в разделяемой памяти.
3. Число блоков равно отношению числа спектральных каналов к 32.

4. При вычислении автокорреляционного спектра не производить запись данных в область памяти, отвечающей за хранение мнимой части чисел (ввиду тождественного равенства нулю).

Автором диссертации реализованы экземпляры функций, производящих операции перемножения и усреднения для режима обработки сигналов, зарегистрированных от 2 до 8 станций. В каждом экземпляре для ускорения работы применен один из методов оптимизации циклов: развертка циклов (loop unrolling).

2.6. Выводы

1. Показано, что точность библиотеки CUFFT для осуществления операции БПФ совпадает с точностью тривиальной реализации ДПФ, а библиотека CUFFT может применяться без потери чувствительности коррелятора.
2. На основе программно-аппаратной архитектуры ГПУ компании Nvidia разработаны методы реализации алгоритмов FX-обработки РСДБ-данных.
3. Изложенные методы и алгоритмы реализованы автором при создании программных блоков Программного коррелятора РАН, выполняющие операции сопровождения по доплеровскому смещению частоты, БПФ, коррекции дробного сопровождения по задержке, перемножения и усреднения спектров и выделяющих СФК. Это позволило решить задачу корреляционной обработки РСДБ-сессий, зарегистрированных широкополосными системами регистрации.

Глава 3. Исследование точностных характеристик коррелятора

3.1. Осознание проблемы и методы ее решения

При использовании коррелятора как инструмента определения геометрической задержки необходимо знать ошибки и погрешности, которые он вносит в итоговый результат. Данные знания позволяют учитывать их при планировании РСДБ-наблюдений, составлении файлов с предвычисленными задержками (эфемерид) и постпроцессорной обработки. Более того, возникающие в результате процессорной обработки систематические ошибки могут быть выявлены и устраниены, что повысит точность всего программного комплекса коррелятора.

Главной задачей радиоинтерферометра нового поколения ИПА РАН на базе радиотелескопов РТ-13 является определение поправок Всемирного времени. Для его определения с СКО не более 20 мкс на базе обсерваторий «Бадары»–«Зеленчукская», «Бадары»–«Светлое» с учетом их широтного расположения, СКО измеряемой коррелятором задержки зарегистрированных сигналов должно быть не более 20 пс.

При работе интерферометра в штатном режиме выделить погрешности, влияющие на точность определения задержки, крайне сложно из-за множества возмущающих факторов. На стабильность задержки корреляционного отклика радиоинтерферометра влияют стабильность инструментальной задержки сигнала в приемно-регистрирующей аппаратуре, погодные факторы, помеховая обстановка и др. В том числе влияет и стабильность вычисляемой коррелятором задержки в зависимости от начальной точности эфемеридной модели. Разумно предположить, что вклад СКО задержки со стороны коррелятора не должен превышать половину допустимого, т.е. не более 10 пс. При планировании РСДБ-наблюдений длительность

сканов в зависимости от яркости источников выбирается такой, чтобы ОСШ на выходе коррелятора составлял 50–150 единиц. И, соответственно, ошибка определения задержки составляла 6–20 пс. Поэтому при исследовании точности собственно коррелятора автор задавался опорным значением ошибки определения задержки в 10 пс.

Одним из способов выявления ошибок коррелятора является его сравнение с другим коррелятором. Несмотря на некоторые преимущества (в первую очередь относительная простота) данного подхода, он не позволит определить абсолютную точность вычисления параметров отклика. Любой существующий РСДБ-коррелятор имеет систематические ошибки и погрешности, поэтому сравнительный анализ результатов процессорной обработки не даст ответа на вопрос о собственной точности определения групповых задержек. Однако для дальнейшего применения мера соответствия разрабатываемого коррелятора и существующих аналогов тоже представляет интерес. Подобное сличение вычисленных полных (т.е. с учетом значения эфемеридной задержки) задержек корреляторами RASFX и DiFX рассмотрено в Главе 4.

Другим методом аттестации корреляторов является сравнение результатов первичной обработки двух корреляторов имеет смысл проводить только после их верификации на основе «эталонного» сигнала (то есть сигнала с заранее детерминированными свойствами).

Не связанную с другим коррелятором верификацию автором предложено [15] провести путем создания программного макета радиоинтерферометра на основе трех генераторов шума с заранее известным отношением сигнал-шум (SNR). В 2015 г. совместно с ФГУП «ВНИИФТРИ» была разработана методика метрологической аттестации коррелятора. Согласно ей один генератор шума имитирует генератор полезного сигнала, который складывается с шумовыми сигналами двух других генераторов. Эти сигналы подвергаются двухбитовому квантованию, после чего в битовом пото-

ке расставляются необходимые VDIF заголовки, образуя тем самым скан квазинаблюдения. Полученные два скана совместно с некоторой выбранной эфемеридной моделью подаются на вход коррелятора. В полученном взаимокорреляционном отклике исследуются значения SNR, задержки τ и частоты интерференции F_i . В идеальном корреляторе вычисленные значения τ и F_i должны строго соответствовать эфемеридной модели, а SNR должно отвечать исходному значению на входе с учетом проигрыша коррелятора из-за шума квантования ($\approx 12\%$ при двухбитовом квантовании), т.е. коррелятор не должен снижать чувствительность интерферометра. Качество обработки реального коррелятора определяется по СКО невязок τ и F_i , полученным по разностям между модельными и вычисленными значениями.

3.2. Исследование свойств программного широкополосного шумо-вого генератора

Для создания сканов квазинаблюдений необходимо использовать генераторы случайных последовательностей. В аппаратных генераторах истинно случайных последовательностей (ГСП) источником случайных значений является физический процесс, например тепловой шум электронных компонент. С некоторым допущением систему квазара и радиотелескопов можно считать ГСП.

Использование аппаратного генератора шума, несмотря на абсолютную случайность выдаваемого результата при любой длине последовательности, имеет ряд сложностей. Так, например, даже в лабораторных условиях для генерации данных с заданными СКО и мощностью, необходимо минимизировать влияние флуктуаций выходных параметров, связанных с нестабильностью питания, электромагнитных помех, колебаний температуры воздуха в помещении. При использовании нескольких генераторов шума

подобные факторы могут создать серьезные трудности для поддержания высокой стабильности и детерминированности выходных параметров сигнала. В разделе 3.5 будет рассмотрено применение такого генератора.

Поэтому автором принято решение для создания тестового скана использовать программный генератор псевдослучайных последовательностей чисел (ГПСП). Под таким генератором понимается алгоритм, порождающий последовательность чисел, элементы которой почти независимы друг от друга и подчиняются заданному распределению. В качестве программного ГПСП был использован генератор `randn(n,1)`, реализованный в математическом пакете MATLAB. ГПСП `randn(n,1)` формирует одномерный вектор размера n , элементами которого являются случайные величины, распределенные по нормальному закону с нулевым математическим ожиданием и среднеквадратическим отклонением равным 1.

При использования псевдослучайной последовательности необходима гарантия того, что на некотором интервале времени она была случайной. Имеет смысл взять интервал времени равный как минимум одному периоду накопления t_{ap} , поскольку коррелятор обрабатывает каждый следующий период накопления независимо от предыдущего (за исключением непрерывности сопровождения эфемеридной модели). При формировании одного широкополосного сигнала длительностью 16 с необходима генерация трех вещественных последовательностей формата float (4 байт) с $1024 \cdot 10^6$ элементов в секунду, требующих объем 192 ГБ. Такой объем является слишком большим для генерации и хранения его в ОЗУ, поэтому генерацию последовательностей необходимо разбить на субпоследовательности длиной равной, например, одному периоду накопления при обработке. Пусть $t_{ap} = 1/16$ с, тогда число вещественных отсчетов составит $f_s \cdot t_{ap} = 64 \cdot 10^6$. При этом число генерируемых субпоследовательностей составит 256.

При использовании ГПСП с периодом накопления коррелятора $t_{ap} \leq 1/16$ сек достаточно убедиться в случайности последовательности длиной

$64 \cdot 10^6$ элементов. Критерием выбран коэффициент корреляции Пирсона, позволяющий установить линейную независимость двух выборок.

Сгенерируем 2 сигнала x и y с нормальным распределением, с нулевым средним и СКО $\sigma_x = \sigma_y = 1$:

$$x = randn(64e6, 1); \quad (3.1)$$

$$y = randn(64e6, 1); \quad (3.2)$$

Коэффициент корреляции Пирсона рассчитывается по формуле:

$$\rho_{xy} = \frac{cov(x, y)}{\sqrt{\sigma_x^2 \cdot \sigma_y^2}}, \quad (3.3)$$

где $cov(x, y)$ — ковариация между x и y , σ_x^2 и σ_y^2 — дисперсии.

Учитывая, что $\sigma_x = \sigma_y = 1$, получаем, что достаточно измерить ковариацию выборок x и y . В результате вычисления (3.3) $\rho = 0.00317$, т.е. x и y можно считать практически линейно независимыми, а генератор $randn(n, 1)$ — пригодным для создания сканов квазиаблюдений.

Теперь рассчитаем ожидаемое отношение сигнал/шум при неквантованной выборке на выходе коррелятора. Как следует из [21], отношение сигнал/шум равно

$$SNR \approx \rho \cdot \sqrt{N}, \quad (3.4)$$

где N — число отсчетов, ρ — коэффициент корреляции между входными сигналами.

Пусть имеются псевдослучайные сигналы x , y и z , их дисперсии соответственно равны σ_x^2 , σ_y^2 и σ_z^2 . Пусть z будет «полезным» сигналом, имитирующим сигнал квазара, аддитивно добавляемым к x и y , имитирующим шумы системы радиотелескопов. То есть на вход коррелятора поступает па-

ра сканов, содержащих сигналы $x+z$ и $y+z$. Тогда коэффициент корреляции можно представить как

$$\rho = \frac{\frac{1}{N} \cdot \sum (x_i + z_i)(y_i + z_i)}{\sqrt{\sigma_{x+z}^2 \cdot \sigma_{y+z}^2}} \quad (3.5)$$

Учитывая, что мощность сигналов x и y много больше мощности z и раскрывая скобки, получаем:

$$\rho = \frac{\frac{1}{N} \cdot \sum x_i y_i + \frac{1}{N} \cdot \sum x_i z_i + \frac{1}{N} \cdot \sum y_i z_i + \sigma_z^2}{\sqrt{\sigma_x^2 \cdot \sigma_y^2}} \quad (3.6)$$

Принимая $\sigma_x = \sigma_y$:

$$\rho = \frac{C_{xy} + C_{xz} + C_{yz} + \sigma_z^2}{\sigma_x^2}, \quad (3.7)$$

где C_{xy} , C_{xz} и C_{yz} — соответствующие ковариации между сигналами x , y и z . Измерив их, а также отношение $\frac{\sigma_z^2}{\sigma_x^2}$, получаем из (3.7) значение ρ , подставляя в (3.4), можно получить ожидаемое отношение сигнал/шум на выходе коррелятора для неквантованной выборки. С учетом двухбитового квантования, потери мощности полезного сигнала составляют около 12%, получаем итоговую формулу для расчета ожидаемого SNR:

$$SNR = 0.88 \cdot \rho \cdot \sqrt{N}, \quad (3.8)$$

Точность определения задержки σ_τ и частоты интерференции скана с длительностью T σ_{F_I} вычисляются по формулам [21]:

$$\sigma_\tau = \frac{\sqrt{12}}{2\pi B \cdot SNR} \quad (3.9)$$

$$\sigma_{F_I} = \frac{\sqrt{12}}{T \cdot SNR} \quad (3.10)$$

3.3. Описание экспериментальной модели

С целью изучения точностных характеристик коррелятора ИПА РАН были созданы два скана длительностью 16 с, которые имитируют сигналы одного частотного канала, зарегистрированные на 2 радиотелескопах, с шириной полосы пропускания частотного канала $B = 512$ МГц и тактовой частотой $f_s = 1024$ МГц, общее число отсчетов составило $16384 \cdot 10^6$. Программный генератор сканов был реализован на языке MATLAB. На рис. 3.1 изображена структурная схема генератора сканов, имитирующих работу радиointеферометра.

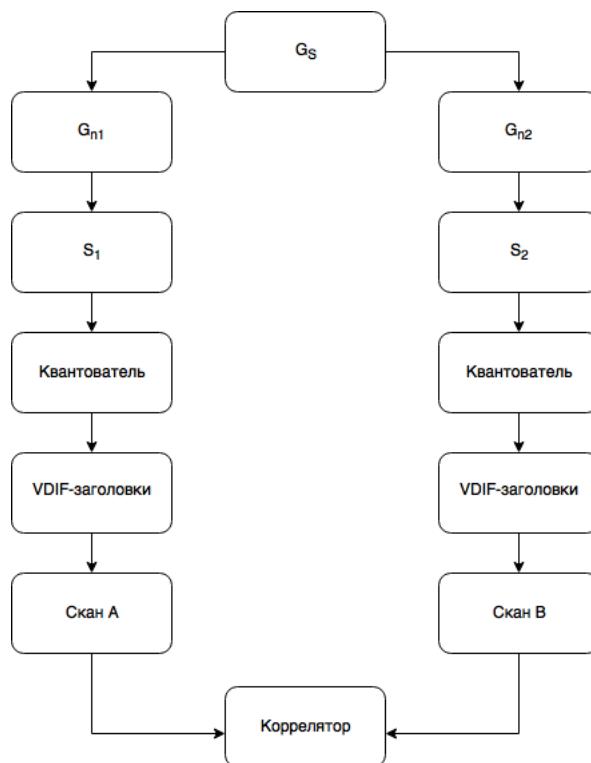


Рис. 3.1. Блок-схема программной модели для контроля точности корреляционной обработки сигналов в интерферометре

Он состоит из 3 генераторов шума `randn()`. ГПСП G_s является источником полезного сигнала, имитирующего сигнал удаленного радиоисточника. Два других ГПСП — G_{n1} и G_{n2} — имитируют шумы приемных систем радиотелескопов; для упрощения анализа результатов принимаем, что

$P_{G_{n1}} = P_{G_{n2}}$. Тогда сигналы S_1 и S_2 на вход системы преобразования сигналов можно записать как

$$S_1 = A \cdot G_s + G_{n1} \quad (3.11)$$

$$S_2 = A \cdot G_s + G_{n2}, \quad (3.12)$$

где A – амплитудный множитель генератора шума для задания требуемого соотношения сигнал/шум. Для $G_{n1}/G_s = 1000$ $A = 1/\sqrt{1000}$.

Представление амплитуды каждой выборки двумя битами ведет к четырехуровнему квантованию. Как показано в [21], наиболее оптимальное двухбитовое квантование в системах преобразования сигналов достигается при выборе уровня квантования равным σ . При таком квантовании каждый отсчет может принимать одно из четырех значений, которое определяется амплитудой (мантиssa сигнала) и знаком неквантованного отсчета. Для определения пары бит, соответствующих отсчету, проводится следующая операция сравнения. После вычисления σ_{s_1} и σ_{s_2} каждый элемент последовательностей s_1 и s_2 необходимо сравнить с соответствующим σ , а затем присвоить соответствующему порядковому элементу s_1 и s_2 значения из таблицы 3.1. Потом над целочисленными значениями s_1 и s_2 делается операция битовой кодировки, при которой каждый элемент последовательности получает свое двухбитовое представление. Получившиеся бинарные потоки сохраняются как отдельные файлы. Далее в этих файлах проставляются VDIF-заголовки [50].

VDIF представляет собой формат потока данных, состоящий из набора блоков (фреймов), каждый из которых содержит короткий самоидентифицирующийся заголовок, за которым следует массив данных. Заголовок занимает 32 байта, размер блока данных выбирается исходя из удобства протокола передачи данных (как правило он составляет 1280 или 5120 байт). Заголовок содержит идентификатор станции, номер эпохи (порядковый но-

мер полугодия с 2000 г.), номер секунды с начала эпохи, порядковый номер фрейма с начала текущей секунды, логарифм числа частотных каналов, количество уровней квантования, а также поле для пользовательской информации (15 байт).

Для имитации задержки между разнесенными приемниками сигнала на основе сгенерированных бинарных файлов достаточно расставить в них VDIF-заголовки, сдвинув их нумерацию на одной станции на некоторое число фреймов относительно данных другой. При сдвиге меток времени необходимо учесть образовавшуюся задержку в эфемеридном файле, чтобы отклик попал в корреляционное окно.

Согласно (3.8), (3.9) и (3.10) при создании сканов квазинаблюдений были заданы следующие характеристики сигналов: задержка между «станциями» равна 1 мс, теоретический ОСШ равен 112, $\sigma_\tau = 9.6$ пс, $\sigma_{F_I} = 2$ мГц (на несущей частоте 8 ГГц $\sigma_{F_I} = 0.25$ пс/с).

Таблица 3.1

Соответствие значения отсчетов сигнала в зависимости от σ

Сравнение такта с σ	Знак сигнала	Мантисса сигнала
$s_i > \sigma$	1	1
$s_i < \sigma, S_i > 0$	1	0
$s_i > -\sigma, S_i < 0$	0	1
$s_i < -\sigma$	0	0

3.4. Исследование точностных характеристик реализованного FX-алгоритма

Сгенерированные файлы формата VDIF, содержащие сигналы квазинаблюдений, были обработаны на корреляторе RASFX. Оценка точностных характеристик FX-алгоритма производилась по результатам корреля-

ционной обработки постпроцессорным программным обеспечением (ППО) WOPS, которое входит в состав Программного коррелятора. Выходной файл коррелятора, содержащий взаимнокорреляционные спектры подается на вход WOPS, которое вычисляет точные координаты отклика (задержку и частоту интерференции, а также отношение сигнал/шум). Эти значения сравниваются с ожидаемыми — заданными эфемеридными файлами частотой интерференции (постоянной в течении всего скана наблюдений) и задержкой, приведенной на середину скана — и делается вывод о качестве работы и реализации алгоритма вычисления взаимнокорреляционных спектров, а также границ его применимости.

Для компенсации постоянного сдвига сигналов в 1 мс в файлы эфемерид вводилось постоянное значение задержки: 1 мс в файл первой станции, 2 мс в файл второй станции. Для корректной работы блоков сопровождения по задержке и доплеровскому смещению в оба файла эфемерид вводилась скорость изменения задержки 100 нс/с.

Кроме того в эфемеридные файлы вводился малый сдвиг по задержке и частоте интерференции (разность на двух станциях базы) для имитации РСДБ-наблюдений. При обработке реальных РСДБ-наблюдений ненулевая частота интерференции свидетельствует о величине нескомпенсированного доплеровского смещения вследствие неточности эфемеридной модели; обычно это значение не превышает 5 пс/с. Для изучения в эксперименте взят сдвиг в интервале от -20 до 20 пс/с. Значение вычисленной задержки в корреляционном окне при обработке реальных РСДБ-наблюдений не превышает 50 нс (величина смещения определяется после обработки первого скана, эфемериды корректируются таким образом, чтобы задержка отклика приходилась на центр корреляционного окна, затем сканы переорабатываются, чтобы избежать потерь чувствительности, связанных с треугольным взвешиванием). Для изучения в эксперименте взят интервал от -200 до 200 нс.

Графически задаваемые значения задержек и частот интерференций приведены на рис. 3.2.

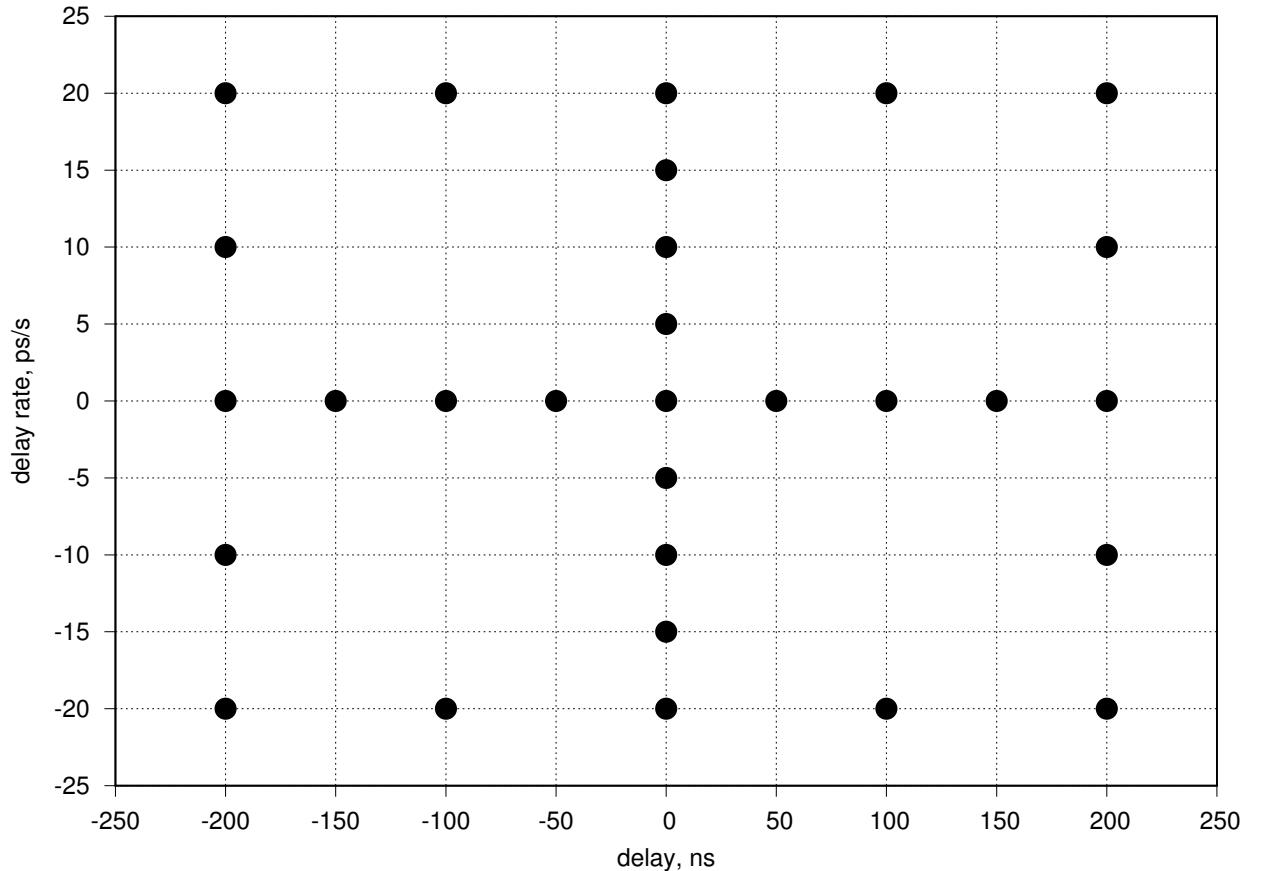


Рис. 3.2. Распределение заданных эфемеридной моделью значений частоты интерференции и задержки

3.4.1. Точностные характеристики коррелятора при нулевой скорости изменения задержки

Для исследования точностных характеристик коррелятора при $F_i = 0$ пс/с (в реальных наблюдениях такая ситуация возникает при равенстве доплеровских частот станций) проведены 9 измерений. Эфемеридные модели для обоих сканов совпадали за исключением постоянной дополнительно внесенной задержки $\tau_{s1} = 1$ мс и $\tau_{s2} = 2$ мс и вносимой задержкой $\Delta\tau = 50$ нс в диапазоне $-200 \dots 200$ нс: $\tau'_{s1} = \tau'_{s2} = 100$ нс/с, $\tau''_{s1} = \tau''_{s2} = 0$ пс/с.

Величины, заданные эфемеридными файлами и вычисленные корреляторами, а также вычисленные невязки обобщены в Таблице 3.2. График зависимости невязки задержек от вносимой задерки приведен на Рис. 3.3.

Таблица 3.2

Результаты обработки сканов с нулевой скоростью изменения задержки

№	Заданные величины			Вычисленные величины			Невязки
	Задержка на начало эфемеридного файла, нс	Задержка на центр скана, нс	F_i , пс/с	τ , нс	F_i , пс/с	τ , пс	
1	-200	200	0	200.0137	-0.0301	13.7398	-0.0301
2	-150	150	0	150.0137	-0.0252	13.7496	-0.0252
3	-100	100	0	100.0154	-0.0247	15.3506	-0.0247
4	-50	50	0	50.0144	-0.0233	14.4534	-0.0233
5	0	0	0	0.0144	-0.0225	14.455	-0.0225
6	50	-50	0	-49.987	-0.0185	12.963	-0.0185
7	100	-100	0	-99.9878	-0.0165	12.167	-0.0165
8	150	-150	0	-149.989	-0.0156	10.8688	-0.0156
9	200	-200	0	-199.99	-0.0183	9.6634	-0.0183

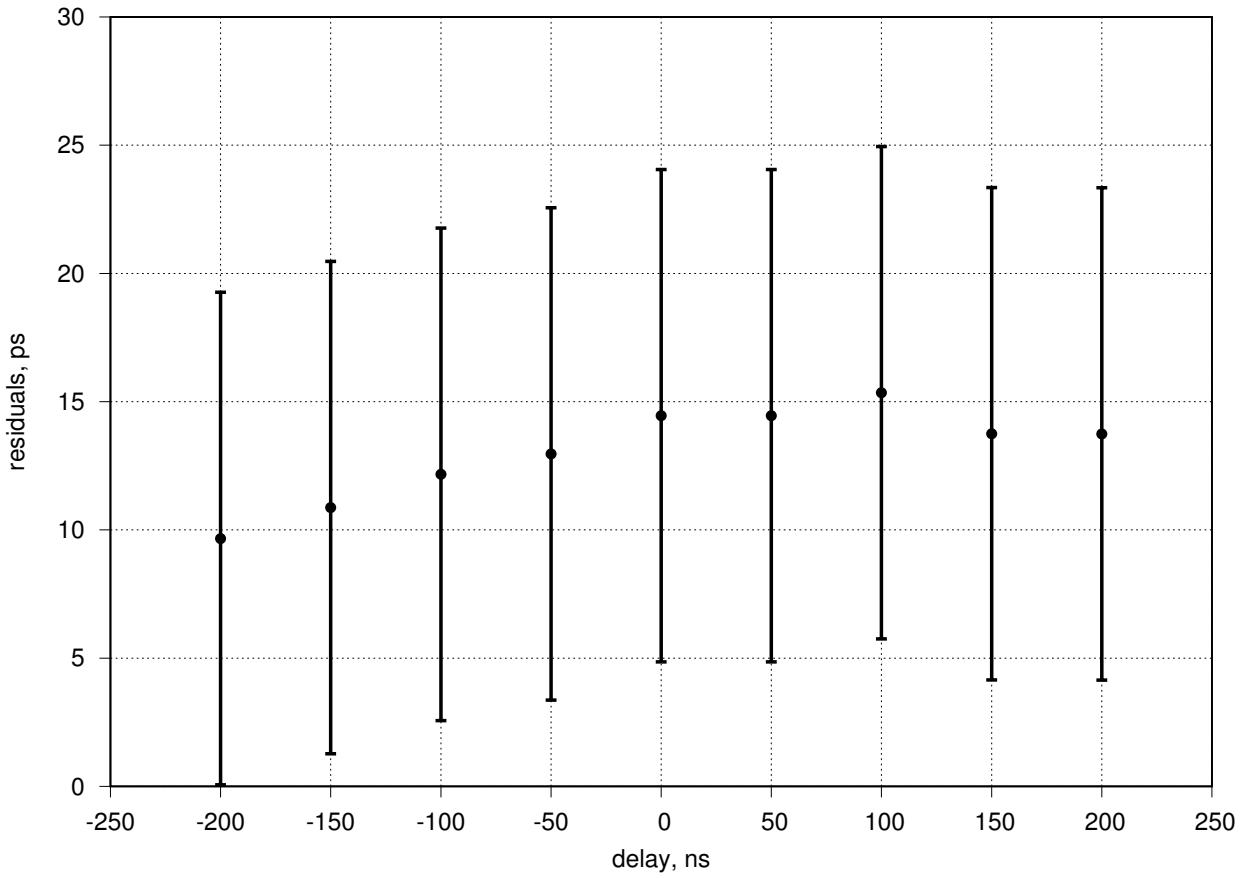


Рис. 3.3. Зависимость невязки и формальной ошибки задержки от вносимой задержки

Вычисление СКО по невязкам задержки дало результат $\sigma_\tau = 1.74$ пс, т.е. он находится внутри формальной ошибки определения (9.6 пс). Следовательно, в данном режиме работы коррелятор удовлетворяет требованиям ТЗ.

Данный результат имеет практическое применение при обработке данных с интерферометра с нулевой базой. В частности, при измерении стабильности задержки приемно-регистрирующей аппаратуры в лабораторных условиях важно знать собственную стабильность измерительного прибора (коррелятора) и соответствующее этой стабильности ОСШ. Важно и то, что в широком диапазоне значений $\Delta\tau = \pm 200$ нс сохраняется высокая точность вычисления координат корреляционного отклика.

3.4.2. Точностные характеристики коррелятора при ненулевой скорости изменения задержки

Следующие 20 экспериментов проводились аналогичным образом. В эфемеридные файлы были внесены следующие начальные условия: $\tau_{s1} = 1$ мс и $\tau_{s2} = 2$ мс, $\tau'_{s1} = \tau'_{s2} = 100$ нс/с, $\tau''_{s1} = \tau''_{s2} = 0$ пс/с. Дополнительно в разных экспериментах к эфемериде одной станции добавлялись смещения задержки от -20 до 20 пс/с с шагом 5 пс/с.

Величины, заданные эфемеридными файлами и вычисленные коррелятором, а также вычисленные невязки обобщены в Таблице 3.3.

Таблица 3.3: Результаты обработки сканов с ненулевой скоростью изменения задержки

№	Заданные величины			Вычисленные величины			Невязки	
	Задержка на начало эфемеридного файла, нс	Задержка на центр скана, нс	F_i , нс/с	τ , нс	F_i , нс/с	τ , нс	F_i , нс/с	
1	0	-0.36	-20	-0.34627	-20.0361	13.7278	-0.0361	
2	0	-0.18	-10	-0.15982	-10.0097	20.1806	-0.0097	
3	0	-0.09	-5	-0.07316	-5.0305	16.839	-0.0305	
4	0	0.09	5	0.104669	4.9846	14.6692	-0.0154	
5	0	0.18	10	0.193686	9.9431	13.6862	-0.0569	
6	0	0.27	15	0.284085	14.9426	14.0852	-0.0574	
7	0	0.36	20	0.372775	19.9376	12.7752	-0.0624	
8	-200	199.64	-20	199.6532	-19.9665	13.167	0.0335	
9	-200	199.82	-10	199.8349	-9.9718	14.8564	0.0282	
10	-200	200.18	10	200.1831	9.9537	3.1074	-0.0463	
11	-200	200.36	20	200.3655	19.9684	5.5368	-0.0316	
12	-100	99.64	-20	99.65507	-19.9644	15.0712	0.0356	

13	-100	100.36	20	100.3661	19.9775	6.055	-0.0225
14	100	-100.36	-20	-100.345	-19.9592	14.8816	0.0408
15	100	-99.64	20	-99.6335	19.9853	6.4706	-0.0147
16	200	-200.36	-20	-200.346	-19.9619	13.5762	0.0381
17	200	-200.18	-10	-200.167	-9.9697	13.1606	0.0303
18	200	-199.82	10	-199.818	9.9644	2.4288	-0.0356
19	200	-199.64	20	-199.636	19.9836	4.3672	-0.0164

Вычисление СКО по невязкам задержки в этой группе экспериментов дало результат $\sigma_\tau = 4.98$ пс, т.е. этот результат находится внутри формальной ошибки определения (9.6 пс). При этом среднее значение невязок задержки составило 12 пс, что говорит о ненулевой систематической ошибке коррелятора.

Наибольший вклад в СКО невязок задержки вносят эксперименты с большими значениями $\Delta\tau$ и $\Delta\tau'$, при которых наблюдается увеличение ошибки определения координат отклика, что накладывает ограничения на обработку радиоисточников с быстрым изменением координат (например, космических аппаратов). Для правильной обработки подобного рода источников потребуется корректировка эфемерид.

Обобщение двух наборов невязок показало по ансамблю значений различных задержек и частот интерференции, что СКО составляет 4.4 пс при обработке широкополосных сканов с ОСШ равным 112. СКО групповой задержки корреляционного отклика Программного коррелятора РАН при РСДБ-наблюдениях в подавляющем большинстве случаев будет определяться формальной ошибкой в соответствии с (3.9).

В результате данного исследования получено Свидетельство об аттестации программного обеспечения №0011, подтверждающее, что программное обеспечение Программного коррелятора обеспечивает СКО результатов корреляционной обработки не более 10 пс (см. Приложение А).

3.5. Результаты определения точностных характеристик коррелятора при использовании аппаратного макета радиоинтерферометра

Как уже отмечалось выше, использование аппаратных генераторов шума для создания сканов квазиаблюдений с целью испытаний коррелятора на соответствие вычисляемых параметров отклика влечет существен-

ные трудности (главным образом — контроль стабильности параметров). Частично преодолеть их можно, собрав макет радиоинтерферометра [2] с нулевой базой на основе двух криостатируемых приемных систем радиотелескопа (ПСР) в лабораторных условиях. В данном разделе описано применение сканов квазинаблюдения на макете для определения точностных характеристики коррелятора.

На макете, состоящем из двух ПСР, зарегистрирован широкополосный сигнал длительностью 10 с в X-диапазоне (начало полосы 9476.6 МГц) с ожидаемым ОСШ в диапазоне 220–240. ОСШ был подобран таким образом, чтобы формальная ошибка определения задержки соответствовала определенной ранее точности ее вычисления коррелятором и не превышала 5 пс. Длина скана выбрана достаточно короткой, чтобы гарантировать практическую неизменность параметров макета за время регистрации.

Созданы следующие эфемеридные модели. Для сигнала первой «станции» $\tau_{s1} = 1$ мс, $\tau'_{s1} = 100$ нс/с, $\tau''_{s1} = 0$ пс/с². Для сигнала второй «станции» $\tau_{s2} = 1$ мс, $\tau'_{s2} = 100$ нс/с + $\Delta\tau'$, $\tau''_{s2} = 0$ пс/с². В 12 экспериментах $\Delta\tau'$ принимало значения 0, 0.1, 0.5, 1, 5, 10, 30, 50, 100, 300, 500, 1000 пс/с. Начальные значения задержки моделей подобраны таким образом, чтобы задержка, приведенная на центр 10 с скана была нулевой. В таком случае вычисленные задержка и частота интерференции совпадет с определяемыми невязками. При $\Delta\tau' = 0$ пс/с можно оценить «истинную» задержку, равную разности плеч интерферометра относительно системы регистрации. По результатам обработки коррелятором она составила 18.0487 нс. По отклонению значений задержки при других режимах обработки от этой величины оценивался диапазон допустимых вносимых ошибок в эфемеридную модель.

В Табл. 3.4 приведены результаты обработки. На Рис. 3.4 представлена зависимость величины отклонения задержки от детерминированной величины при различных $\Delta\tau'$ в логарифмическом масштабе, на Рис. 3.5 —

зависимость вычисляемой частоты интерференции при различных $\Delta\tau'$ в логарифмическом масштабе, на Рис. 3.6 — зависимость ОСШ при различных $\Delta\tau'$ в логарифмическом масштабе.

Таблица 3.4: Результаты обработки сканов, зарегистрированные на макете

№	Заданные величины			Вычисленные величины			Невязки	
	Задержка на начало эфемеридного файла, нс	Задержка на центр скана, нс	F_i , пс/с	τ , нс	F_i , пс/с	τ , нс	F_i , пс/с	
1	0	0	0	18.0487	0.299	18.0487	0.299	
2	-0.0005	0	0.1	18.0487	1.2222	18.0487	1.2222	
3	-0.0025	0	0.5	18.0489	4.9402	18.0489	4.9402	
4	-0.005	0	1	18.0494	10.0485	18.0494	10.0485	
5	-0.025	0	5	18.0484	47.0724	18.0484	47.0724	
6	-0.050	0	10	18.0492	93.1355	18.0492	93.1355	
7	-0.150	0	30	18.0421	277.1872	18.0421	277.1872	
8	-0.250	0	50	18.0396	461.8014	18.0396	461.8014	
9	-0.5	0	100	17.0276	923.2618	17.0276	923.2618	
10	-1.5	0	300	17.9774	2769.0239	17.9774	2769.0239	
11	-2.5	0	500	17.5876	4627.4498	17.5876	4627.4498	
12	-5	0	1000	17.0352	9262.82	17.0352	9262.82	

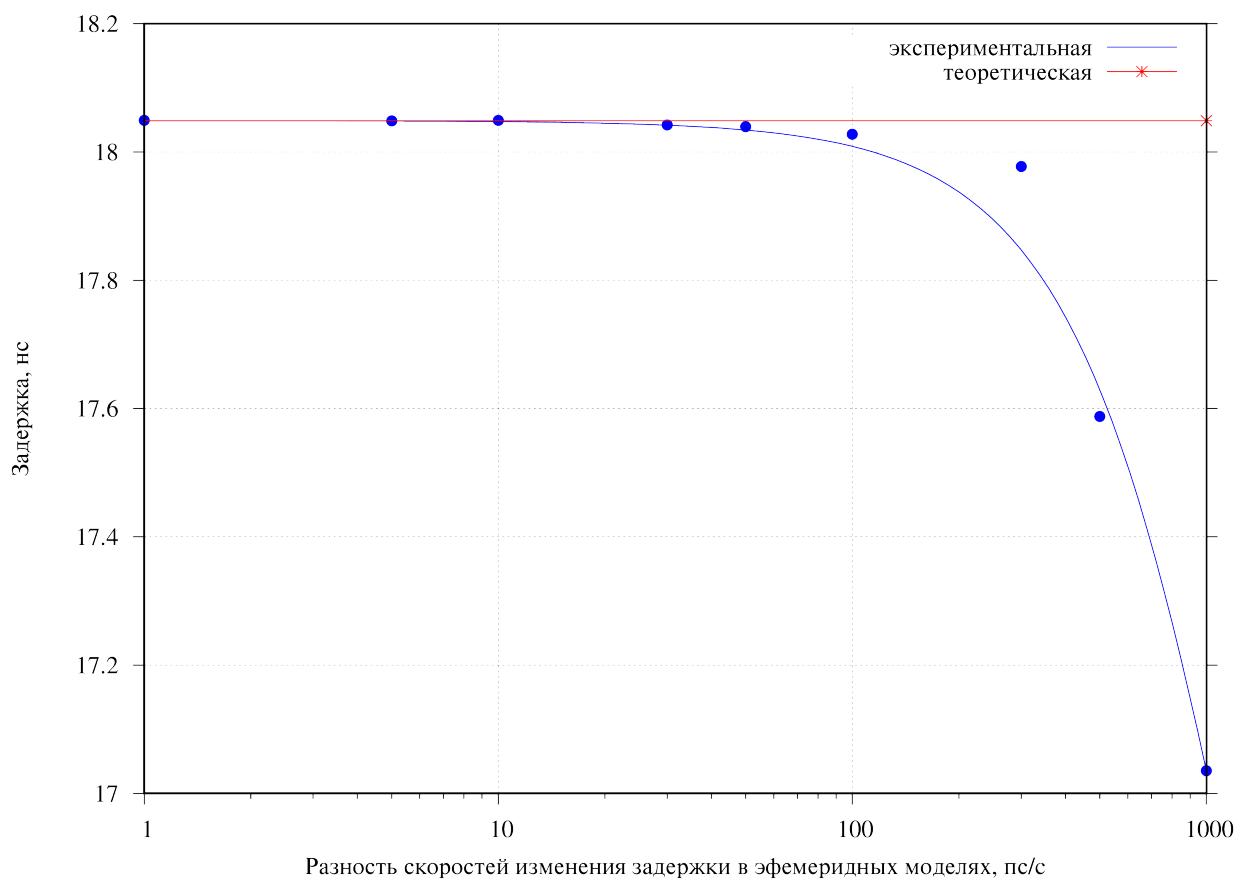


Рис. 3.4. Зависимость вычисленной задержки от вносимой в модель скорости изменения задержки на одной из станций. Красной линией показано ожидаемое значение, синие точки — экспериментальные, синяя линия (кривая Безье) приведена для наглядности.

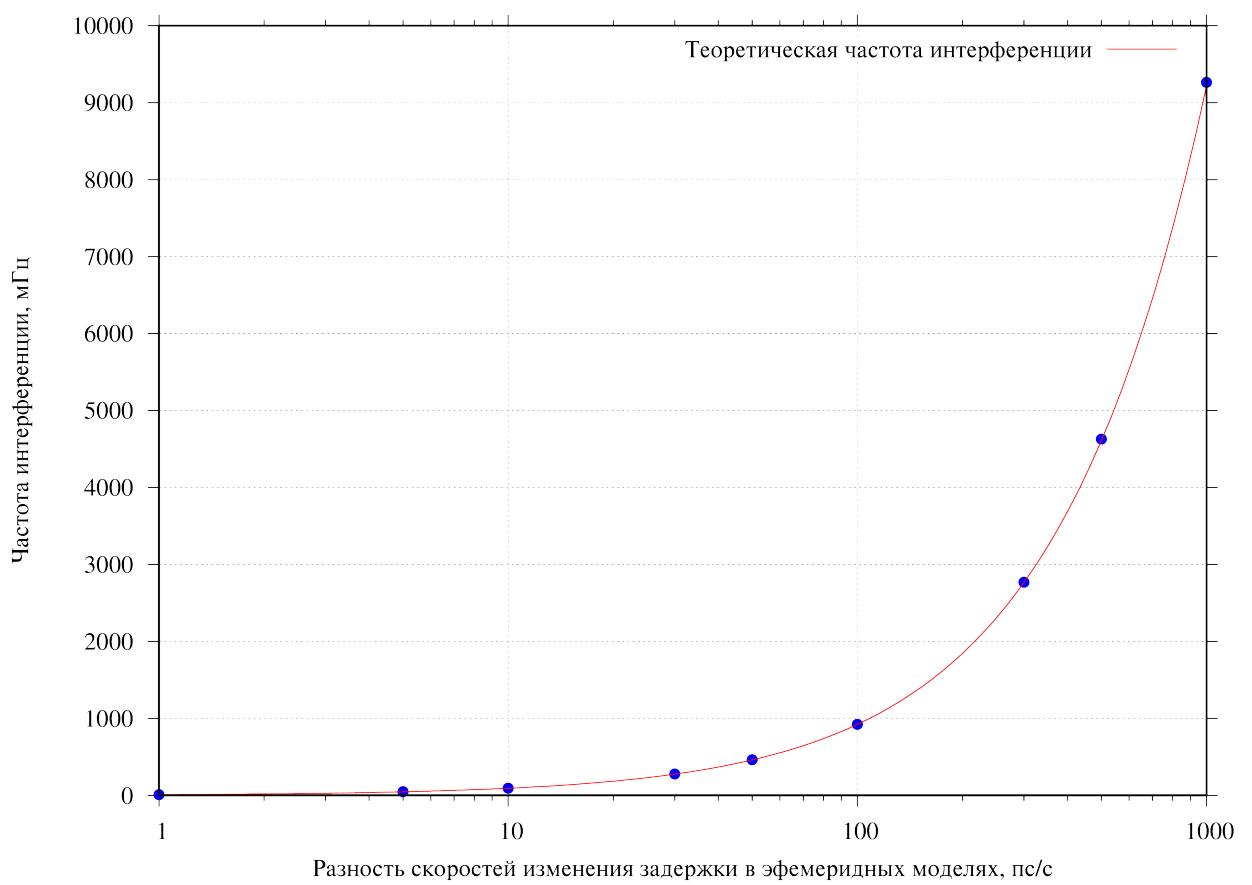


Рис. 3.5. Зависимость вычисляемой частоты интерференции от вносимой в модель скорости изменения задержки на одной из станций. Красной линией показано ожидаемое значение, синие точки — экспериментальные.

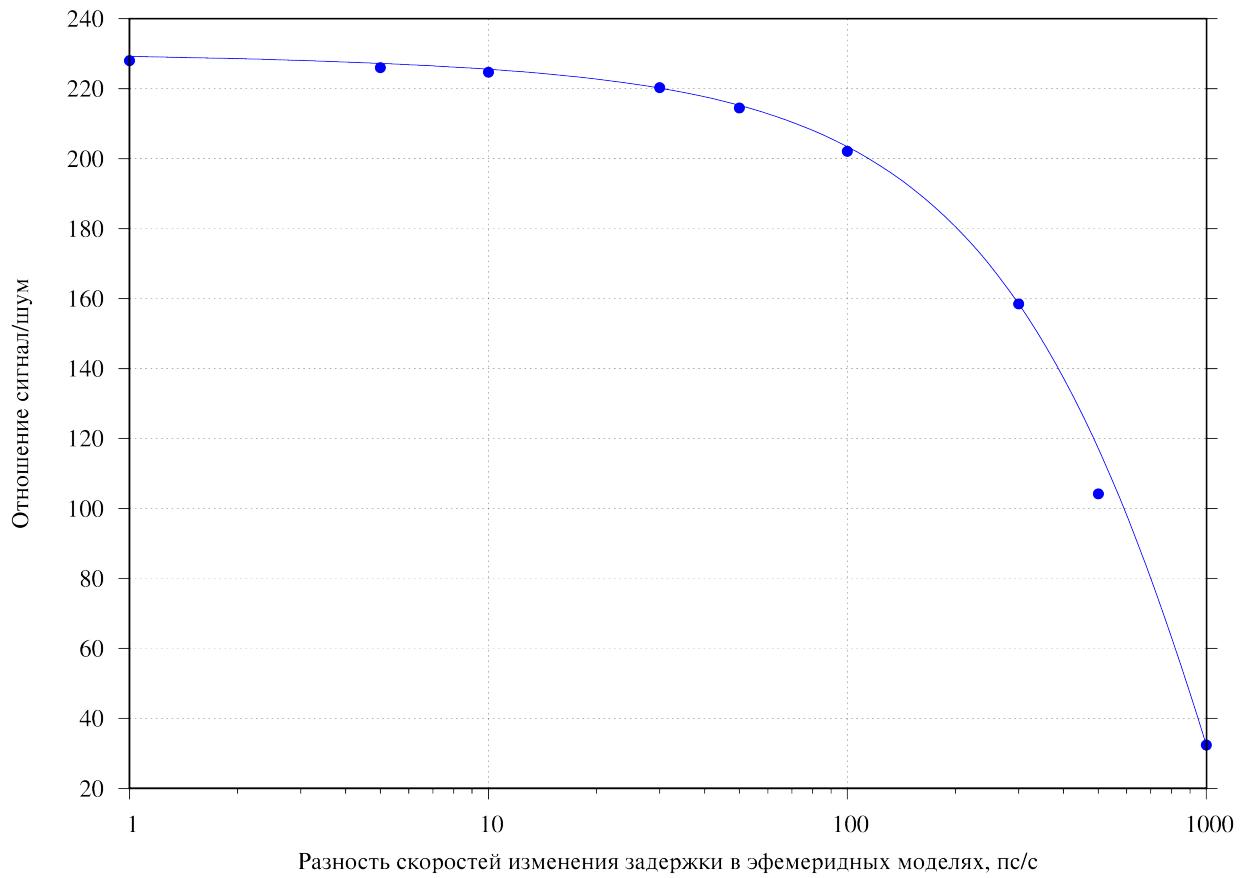


Рис. 3.6. Зависимость ОСШ от вносимой в модель скорости изменения задержки на одной из станций. Синие точки — экспериментальные, синяя линия (кривая Безье) приведена для наглядности.

Результат обработки показал, что если $\Delta\tau'$ не превышает 30 пс/с, то коррелятор сохраняет практически неизменную точность определения характеристик корреляционного отклика — задержку, частоту интерференции и ОСШ, позволяя использовать приближенные модели при обработке источников, координаты и скорости их изменения которых известны с ограниченной точностью.

Использование Программного коррелятора РАН при обработке данных макета радиоинтерферометра с нулевой базой позволило проводить интерферометрические исследования радиоастрономической аппаратуры в лабораторных условиях, а также эксперименты, проведение которых в обсерваториях затруднительно. В результате этой работы была создана методика

обработки наблюдений, доработано программное обеспечение, позволяющее обрабатывать данные, зарегистрированные на интерферометре с нулевой базой. Подробно методика исследования стабильности макета и результаты обработки изложены в работах [2, 3, 6].

3.6. Выводы

1. Автором предложено оценить точность вычисляемых параметров корреляционного отклика, полученным в результате обработки сканов, сгенерированными шумовыми сигналами, с известными с высокой точностью задержкой, частотой интегрирования и отношением сигнал/шум.

2. Создано программное обеспечение, позволяющее создавать сканы формата VDIF с двухбитовым квантованием с заданными характеристиками ОСШ и имитацией разнесения станций на расстояние.

3. По результатам метрологической аттестации, проведенной совместно с ФГУП ВНИИФТРИ путем корреляции сканов квазинаблюдений с детерминированными параметрами отклика, показано, что СКО определения задержки коррелятором не превышает 10 пс.

4. Результаты обработки сканов квазинаблюдений и сканов, полученных на макете радиоинтерферометра, показали высокую точность работы алгоритмов FX-обработки, реализованной на ГПУ, а также обозначили необходимую точность эфемеридных моделей при обработке сигналов, зарегистрированных от различных видов радиоисточников (квазаров, космических аппаратов и пр.).

5. Полученные результаты могут применяться для оценки вклада коррелятора в потери чувствительности радиоинтерферометра совместно с оценками нестабильности приемно-регистрирующей аппаратуры и системой частотно-временной синхронизации.

Глава 4. Результаты обработки РСДБ-данных и сравнение с другими корреляторами

Использование РСДБ-коррелятора как точного инструмента для вычисления геометрических задержек прихода фронта сигнала от радиоисточника на антенны радиотелескопов требует его поверки, в том числе путем сличения с существующими аналогами. Точностные характеристики были изучены в Главе 3, данная глава описывает результаты обработки реальных РСДБ-сессий и сличение результатов обработки с коррелятором DiFX, а также сравнение быстродействия процессорной обработки данных.

4.1. Использование коррелятора в работе в составе радионтерферометра

К началу 2014 г. в ИПА РАН начал функционировать прототип программного обеспечения разрабатываемого коррелятора в рамках ОКР «Корреляторы», в котором автором были реализованы алгоритмы вычисления взаимокорреляционных функций и выделения сигнала фазовой калибровки. Данный прототип позволил обработать проведенный еще 21 сентября 2012 г. экспериментальный РСДБ-сессия с широкополосным каналом на базе «Светлое» — «Зеленчукская» с использованием макета широкополосного цифрового преобразователя сигналов [60]. На тот момент радиотелескопы РТ-13 еще не были построены, поэтому для проведения экспериментального сеанса наблюдений использовались радиотелескопы РТ-32. В ходе экспериментального РСДБ-сессии Ru-TEST074 наблюдались 8 калибровочных радиоисточников с плотностью потока излучения от 0.099 до 2 Ян. Первоначально все 8 сканов были обработаны на корреляторе DiFX, а в марте 2014 — и на Программном корреляторе РАН, были получены четкие корреляционные отклики и подтверждена работа вычислительных алгоритмов.

В мае-июне 2015 г. на только что введенных в тестовую эксплуатацию радиотелескопах РТ-13 на базе «Бадары» —«Зеленчукская» был проведен ряд тестовых сеансов часовой длительности для определения поправок Всемирного времени UT1-UTC. Наблюдения проводились в двух частотных диапазонах X и S. В каждом диапазоне регистрировалось по одному частотному каналу одной поляризации в режиме двухбитового квантования и тактовой частотой 1024 МГц. Суммарный поток данных составил, таким образом, 8 Гбит/с. Результаты обработки приведены в табл. 4.1, из которой видно, что СКО невязок находится в диапазоне 35-70 пс, а формальная ошибка определения поправок Всемирного времени диапазоне 18-32 мкс. Ошибка вычисления задержек коррелятором не превышает 35-70 пс, что обусловлено в первую очередь неточным знанием координат станций.

Таблица 4.1

Результаты обработки тестовых серий наблюдений

Дата и время начала сессии наблюдений	Кол-во сканов	СКО невязок, пс	Формальная ошибка оценки Всемирного времени, мкс
2015.05.20, 08:30	30	35.7	21.4
2015.06.02, 05:00	46	59.0	32.1
2015.06.02, 17:00	55	51.0	18.3
2015.06.02, 23:00	58	66.7	18.4
2015.06.03, 05:00	54	64.0	32.1
2015.06.03, 17:00	56	49.7	28.7
2015.06.03, 23:00	58	55.7	24.3

Интенсивность проведения и обработки наблюдений были увеличены в ноябре 2015 г. С 4 по 24 ноября 2015 г. в ходе проведения Государственных испытаний по ОКР «Квазар-М» проводилось и обрабатывалось до 4 сессий

наблюдений в сутки. После окончания Государственных испытаний продолжились проведение и обработка сессий наблюдений; всего за 2015 г. было обработано 137 сессий наблюдений.

С весны 2016 г., после расширения пропускной способности каналов связи от обсерваторий до коррелятора, интенсивность проведения и обработки наблюдений была увеличена. В сутки проводится 5 сессий в диапазонах S/X длительностью 1 час и одна сессия в диапазонах S/X/Ka длительностью 30 минут. Сессии в диапазонах S/X содержат до 125 наблюдений длительностью по 10-50 секунд, в диапазонах S/X/Ka — до 50 наблюдений длительности от 20 до 60 секунд. Периодически проводятся и обрабатываются сессии наблюдений в диапазонах S/X длительностью 24 часа [18].

Начиная с марта 2019 г. в обсерватории «Светлое» введен в эксплуатацию еще один радиотелескоп РТ-13, оснащенный трехдиапазонной приемной системой, принимающий участие в регулярных (2 раза в сутки) часовых сеансах совместно с РТ-13 в обсерваториях «Бадары» и «Зеленчукская». На данный момент обработано более 400 трехбазовых широкополосных сеансов.

Также Программный коррелятор с середины 2018 г. используется для обработки данных радиотелескопов РТ-32 по программам определения поправок Всемирного времени (один сеанс в сутки часовой длительности) и ПВЗ (один сеанс в неделю длительностью 22 часа). Производится регистрация 10 каналов X-диапазона и 6 каналов S-диапазона с шириной полосы 8 МГц и однобитовым квантованием. Поток данных от каждой станции составляет 256 Мбит/с, что позволяет проводить обработку часового сеанса (программа R-I всего за 3-5 минут, а суточного сеанса (программа Ru-E) — за 2 часа.

Всего за время эксплуатации в 2015-2019 гг. было успешно обработано более 7000 реальных и более 300 экспериментальных широкополосных

(512 МГц) и 500 узкополосных наблюдений (4-16 МГц), общее число обработанных сканов составило более полумиллиона.

4.2. Быстродействие Программного коррелятора РАН

Одной из важнейших предпосылок к созданию Программного коррелятора РАН было ожидаемое быстродействие, достигаемое за счет применения хорошо параллелизумых алгоритмов на ГПУ. В конце 2015 г. были проведены его испытания на максимальную производительность. В ходе испытаний в оперативную память кешеров были загружены 8-канальные сканы наблюдения от 2 станций, зарегистрированные в двухбитовом режиме с полосой пропускания частотного канала 512 МГц, длительность скана 40 сек. Путем изменения имен файлов была произведена имитация наблюдений источника 6 станциями. Во время испытания время обработки составило 42 секунды, включая операции на инициализацию и deinициализацию всех программных модулей, обнаружены корреляционные отклики во всех частотных каналах и обеих поляризациях, что позволило считать испытания успешно пройденными по критерию возможности обработки коррелятором РСДБ-данных в режиме квазиреального времени.

Помимо основной цели испытаний, были получены оценки количества требуемых аппаратных средств (вычислительных узлов) для обработки в квазиреальном времени при 2-х, 3-х, 4-х, 5- и 6-станционной обработке широкополосных данных со спектральным разрешением 4096 точек. Данные обобщены в Таблице 4.2.

Помимо измерения абсолютной производительности на процессорном кластере, автора интересовало сравнение скоростных характеристик с коррелятором DiFX. Экземпляр DiFX версии 2.4.1 установлен совместно с Программным коррелятором РАН на вычислительный кластер; обработка на корреляторе DiFX ведется для возможности сравнения результатов с Про-

Таблица 4.2

Количество необходимых вычислительных модулей для разных режимов обработки

Кол-во станций	Число поляризаций	Кол-во баз	Число ГПУ Tesla K20	Число выч. модулей
2	1	3	8	4
	2	10	14	7
3	1	6	10	5
	2	21	22	11
4	1	10	14	7
	2	36	27	14
5	1	15	16	8
	2	55	41	21
6	1	21	22	11
	2	78	55	28

граммным коррелятором и для отладки алгоритмов программного обеспечения. Имеющаяся версия DiFX также позволила провести и работу по сравнению характеристик быстродействия процессорной обработки.

Автором была предложена следующая методика. Для устранения всех факторов, которые непосредственно не связаны с вычислительными алгоритмами, были произведены следующие процедуры:

1. На всех узлах вычислительного кластера остановлены все вычисления, в том числе и для того, чтобы гарантированно освободить сеть Infiniband от передачи данных между узлами
2. В оперативную память кешеров загружены исходные данные (сканы) для устранения потенциально возможных задержек при передаче данных от внешних серверов хранения данных

3. Обработка скана проводится 10 раз, отбрасываются минимальное и максимальное значения, по оставшимся рассчитывается среднее
4. Коррелятор DiFX запускается многократно с итеративным увеличением числа задействованных процессорных ядер. В случае если увеличение числа ядер не приводит к увеличению производительности (т.е. происходит насыщение), то фиксируется результат, полученный на предыдущей итерации.

Оценка производительности производилась на основе данных, записываемых корреляторами в log-файлы. Коррелятор DiFX формирует log-файл, в котором записывается число, равное отношению затраченного системного (процессорного) времени к длительности скана. В Log-файле каждого корреляционного модуля Программного коррелятора фиксируется абсолютное время, затраченное каждым программным модулем на обработку одного периода накопления, которое затем было просуммировано для последующего сравнения.

Тестирование производительности коррелятора DiFX проведено для трех вариантов обработки: 2 станции и 4 частотных канала (самый нетребовательный с точки зрения вычислительных ресурсов), 2 станции и 8 частотных каналов и, наконец, 6 станций и 8 частотных каналов (самый трудоемкий).

Как было установлено, требование по обработке в режиме квазиреального времени DiFX выполняет только при обработке 2 станций и 4 каналов, достигая необходимой производительности с 95 процессорными ядрами. В двух других режимах произошла т.н. утилизация сети Infiniband, вызвавшая насыщение вычислительного комплекса, не успев достигнуть ожидаемой производительности. Это связано с программной архитектурой DiFX: межблочный обмен данным происходит в формате вещественных чисел, в отличие от коррелятора RASFX.

Сравнение производительности коррелятора RASFX и коррелятора DiFX сведено в Таблице 4.3.

Таблица 4.3

Минимальное количество блейд-серверов, требуемых для максимальной производительности при обработке РСДБ-данных в различных режимах регистрации . В скобках указаны количество процессорных ядер Intel и достигнутое отношение к реальному времени.

	2 станции, 4 кан.	2 станции, 8 кан.	6 станций, 8 кан.
RASFX	2	7	28
DiFX 2.4.1	7 (95, 1:1)	12 (180, 1.45:1)	19 (280, 2.6:1)

4.3. Сравнение результатов обработки геодезических РСДБ-наблюдений Программного коррелятора РАН и DiFX

Сразу после окончания разработки основных вычислительных алгоритмов было начато исследование качества результатов процессорной обработки в сравнении с коррелятором DiFX. Данная работа проводилась в несколько этапов; ниже приведены результаты сравнения вычисленных полных задержек и сравнение определенных ПВЗ (по параметру Всемирного времени) после анализа пакетом вторичной обработки QUASAR.

4.3.1. Сравнение групповых задержек, вычисленных корреляторами

После того, как в 2015 г. в ИПА РАН был введен в эксплуатацию радиоинтерферометр на базе радиотелескопов РТ-13 (база «Бадары» — «Зеленчукская»), начала проводиться регулярная обработка сеансов на корреляторе RASFX и DiFX. Результат процессорной обработки коррелятора

RASFX — файлы, содержащие взаимнокорреляционные спектры и выделенные отсчеты СФК — поступает на вход ППО WOPS, являющейся составной частью коррелятора, который совместно с утилитой CreateNGS вычисляет полную задержку. Результат процессорной обработки коррелятора DiFX в формате SWIN преобразуется в формат FITS-IDI [62] с помощью утилиты difx2fits, входящей в состав DiFX, после чего получившийся FITS-файл обрабатывается ПО PIMA.

ППО WOPS служит для постпроцессорной обработки данных. Результатом работы ППО являются вычисленные групповые задержки и частоты интерференции, их формальные ошибки, отношение сигнал-шум для каждого наблюдения.

Пакет программного обеспечения PIMA ориентирован на пакетную обработку РСДБ экспериментов для астрономии и геодезии. PIMA позволяет обрабатывать данные от любого коррелятора, который генерирует выходные файлы, соответствующие спецификациям формата FITS-IDI. С помощью пакета PIMA можно выполнять калибровки температуры системы, усиления антенны, фазовую калибровку и калибровку полосы пропускания, а также вычислять геометрическую задержку и частоту интерференции ко-герентно усредненных отсчетов взаимнокорреляционной функции.

Вычисленные корреляторами групповые задержки имеют различия, обусловленные не только разными алгоритмами обработки входных РСДБ данных и эфемеридным обеспечением, но и различными ППО. С целью устраниТЬ влияние различий ППО на итоговый результат использована единая ППО для обоих корреляторов: для этих целей было выбрано ПО PIMA.

Для сравнения были выбраны наблюдения, проводившиеся на радиотелескопах РТ-13 и РТ-32 РСДБ-сети «Квазар-КВО» на базе «Бадары»—«Зеленчукская» с целью определения поправок Всемирного времени. Наблюдения на РТ-13 проводились с 7 по 26 сентября 2018 г. по 5 часовых

сеансов в сутки в S/X диапазонах с шириной полосы регистрации 512 МГц в следующем режиме:

1. один частотный канал в обеих круговых поляризациях в S-диапазоне;
2. два частотных канала в правой круговой поляризации в X-диапазоне;
3. двухбитовое квантование регистрируемых данных;
4. 60-70 наблюдений источников в сеансе;
5. суммарный поток данных 8 Гбит/с от станции в момент регистрации.

Наблюдения с участием РТ-32 проводились с 16 августа по 2 сентября 2018 г. по 1 часовому сеансу в сутки с шириной полосы регистрации одного частотного канала 8 МГц в следующем режиме:

1. 6 частотных каналов в правой круговой поляризации в S-диапазоне;
2. 10 частотных каналов в правой круговой поляризации в X-диапазоне;
3. однобитовое квантование регистрируемых данных;
4. 20-25 наблюдений источников в сеансе;
5. суммарный поток данных 256 Мбит/с от станции в момент регистрации.

Поскольку РИМА работает с файлами формата FITS-IDI, авторами разработаны [5] утилиты base2swin и rasfx2difx, а также использованы программы difx2fits и CreateNGS. Как следует из рис. 4.1, первым шагом является преобразование взаимнокорреляционных спектров из Baseline в SWIN, используя base2swin.

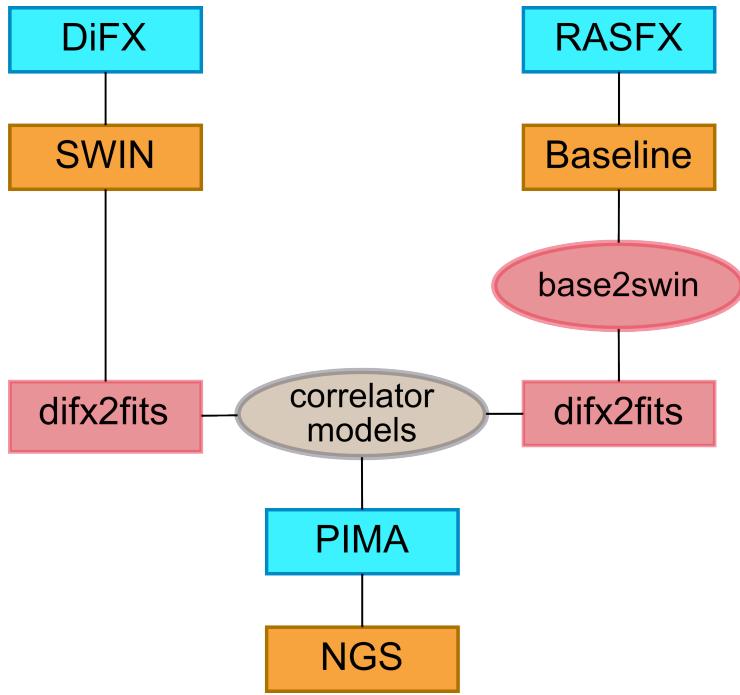


Рис. 4.1. Алгоритм совместной обработки и преобразования форматов выходных данных

Утилита rasfx2difx использует модели RASFX и подставляет их в файлы DiFX. После этого утилитой difx2fits формируются файлы формата FITS-IDI. Поскольку PIMA вычисляет полные задержки и частоты интерференции, отличающиеся от моделей RASFX, то была использована задержка в корреляционном окне (т.е. поправку к задержке, вычисленной по эфемеридной модели коррелятора). Полная задержка расчитывалась с использованием входящей в состав RASFX программы CreateNGS.

Используя разработанное ПО, получены задержки для 18 часовых сеансов с РТ-32 и 97 часовых сеансов с РТ-13 [4]. Для рядов задержек полиномами высоких степеней вычислены и учтены систематические сдвиги для нейтрализации эффектов, возникающих в результате применения корреляторами разных эфемеридных моделей, произведена фильтрация выбросов по критерию $\pm 3\sigma$. На рис. 4.2 и рис. 4.3 представлены получившиеся остаточные разности групповых задержек по данным РТ-32 и РТ-13, соответственно. Произведена оценка дисперсии для различных вариантов обработ-

ки (см. табл. 4.4). Для РТ-13 вычислены разности задержек и их дисперсии по четырем комбинациям широкополосных частотных каналов по 512 МГц каждый, в то время как для РТ-32 производился синтез частотной полосы из узкополосных частотных каналов по 8 МГц каждый.

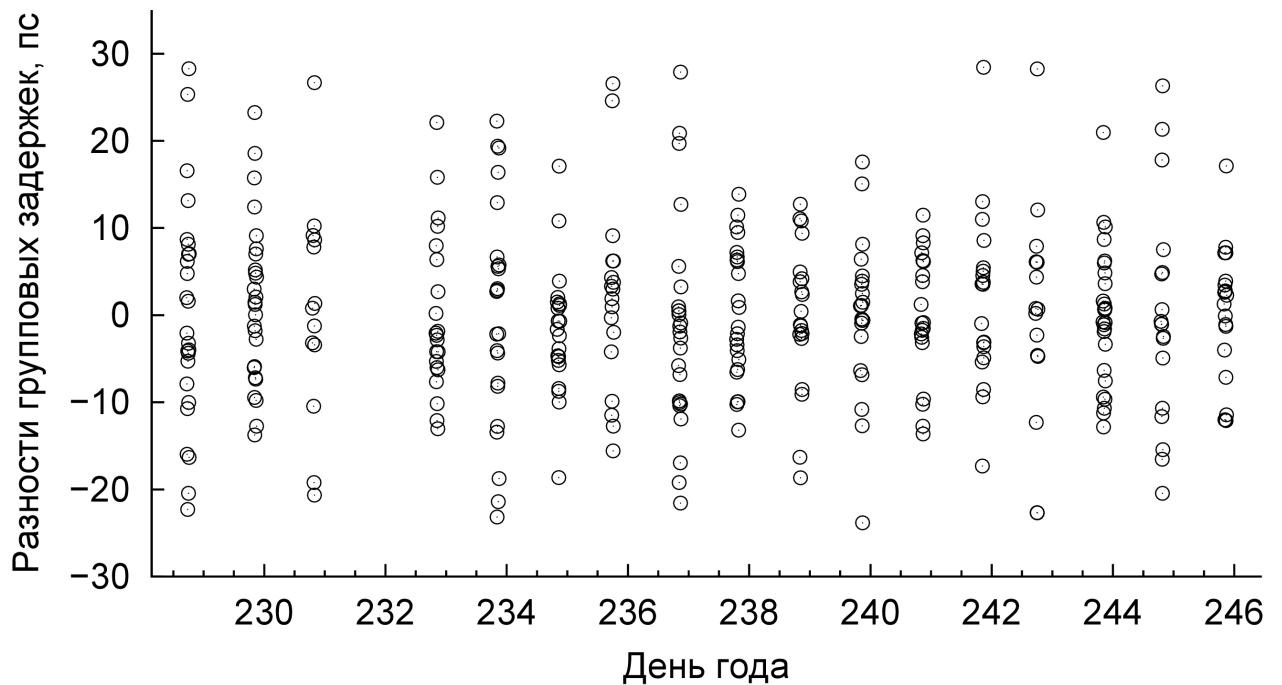


Рис. 4.2. Разности групповых задержек, вычисленных ПО РИМА по данным обработки корреляторами RASFX и DiFX часовых наблюдений РТ-32; СКО разности задержек 10 пс

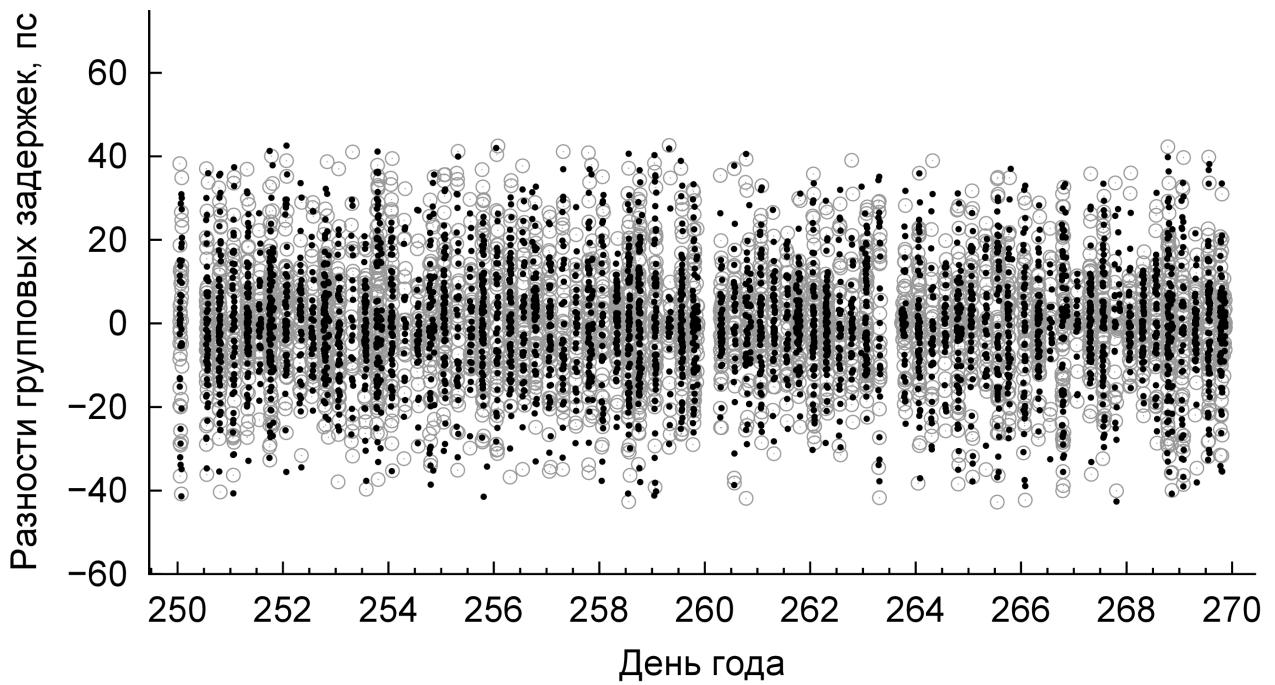


Рис. 4.3. Разности групповых задержек, вычисленных по данным корреляционной обработки часовых наблюдений РТ-13: разности задержек, вычисленных в ПО PIMA по данным обработки корреляторами DiFX и RASFX обозначены серыми кружками с точкой, СКО разности задержек 14.3 пс; черными жирными точками обозначены разности задержек, вычисленных в ПО PIMA по данным обработки коррелятора DiFX и ППО WOPS по данным обработки коррелятора RASFX; СКО разности задержек 14.1 пс

Таблица 4.4

Значения СКО для различных вариантов обработки данных: σ_p – СКО разности задержек DIFX(PIMA) и RASFX(PIMA), σ_w – СКО разности задержек DIFX(PIMA) и RASFX(WOPS)

	σ_p , пс	σ_w , пс
PT-32, X RCP (10 каналов), S RCP (6 каналов)	10.0	
PT-13, X RCP (8591.6 МГц), S RCP (2675.9 МГц)	14.3	14.1
PT-13, X RCP (8591.6 МГц), S LCP (2675.9 МГц)	14.3	14.1
PT-13, X RCP (9103.6 МГц), S RCP (2675.9 МГц)	15.4	14.5
PT-13, X RCP (9103.6 МГц), S LCP (2675.9 МГц)	15.3	14.4

Анализ 97 сеансов с PT-13 и 17 сеансов с PT-32 показал, что СКО остаточных разностей задержек от разных корреляторов и ППО не превышает 15.4 пс и 10 пс для PT-13 и PT-32, соответственно. Этот результат сходится с формальными ошибками определения задержек, что позволяет сделать вывод о согласованности результатов процессорной обработки двух корреляторов.

4.3.2. Сравнение по результатам оценки Всемирного времени

Для сравнения оценок Всемирного времени, полученных из результатов обработки корреляторами RASFX и DiFX, были использованы данные сеансов, проведенные по интенсивной геодезической программе «R» на радиотелескопах сети «Квазар-КВО» с 7 по 26 сентября 2018 г. Ежедневно регистрировались 5 часовых сеансов в диапазонах X и S на базе «Бадары» — «Зеленчукская» с целью определения Всемирного времени. РСДБ-наблюдения проводились в следующем режиме:

- 1 канал правой и левой круговых поляризаций S-диапазона (SR и SL);
- 2 канала правой круговой поляризации X-диапазона (X1R и X2R);

3. двухбитовое квантование;
4. суммарный поток данных от одного радиотелескопа — 8 Гбит/с;
5. 20 или 65 сканов за сеанс.

Данные были переданы в Центр корреляционной обработки в Санкт-Петербург и обработаны двумя корреляторами. Обработка были проведена со спектральным разрешением 250 кГц для обоих корреляторов, время накопления для Программного коррелятора выбрано 1/16 с, а для DiFX — 0.5 с. Постпроцессорная обработка была проведена в пакете PIMA по алгоритму, описанному в разделе 4.3.1, а также ППО WOPS. Результаты постпроцессорной обработки были сохранены в формате NGS [64] и переданы для анализа (вторичной обработки) в многофункциональный программный пакет пакет QUASAR [65].

QUASAR предназначен для массовой обработки РСДБ-наблюдений, выполненных на глобальных и региональных сетях станций и способен решать разнообразные задачи астрометрии, космической геодезии и координатно-временного обеспечения. Для целей автора QUASAR был призван решить задачу вычисления величины отклонения оценки Всемирного времени от международного ряда IERS C04 [63].

В соответствии с частотным режимом регистрации были получены 4 (X1R-SR, X2R-SR, X1R-SL, X2R-SL) комбинации частотных каналов: каждый X-канал был скомбинирован с S-каналом для коррекции ионосферной задержки. Результат обработки получившихся 12 групп NGS файлов для различных вариантов обработки (DiFX+PIMA, RASFX+PIMA и RASFX+WOPS) представлен на Рис. 4.4 в виде разности C04-UTC.

Анализ более 50 сессий сеансов показал, что конечные разности UT1-UTC и IERS C04 для различных частотных комбинаций и различных связок программного обеспечения хорошо согласуются и их СКО не превышают 30 мкс. Связка DiFX+PIMA показала лучший результат (на несколько мкс) вследствие того, что корреляторы DiFX являются основным средством

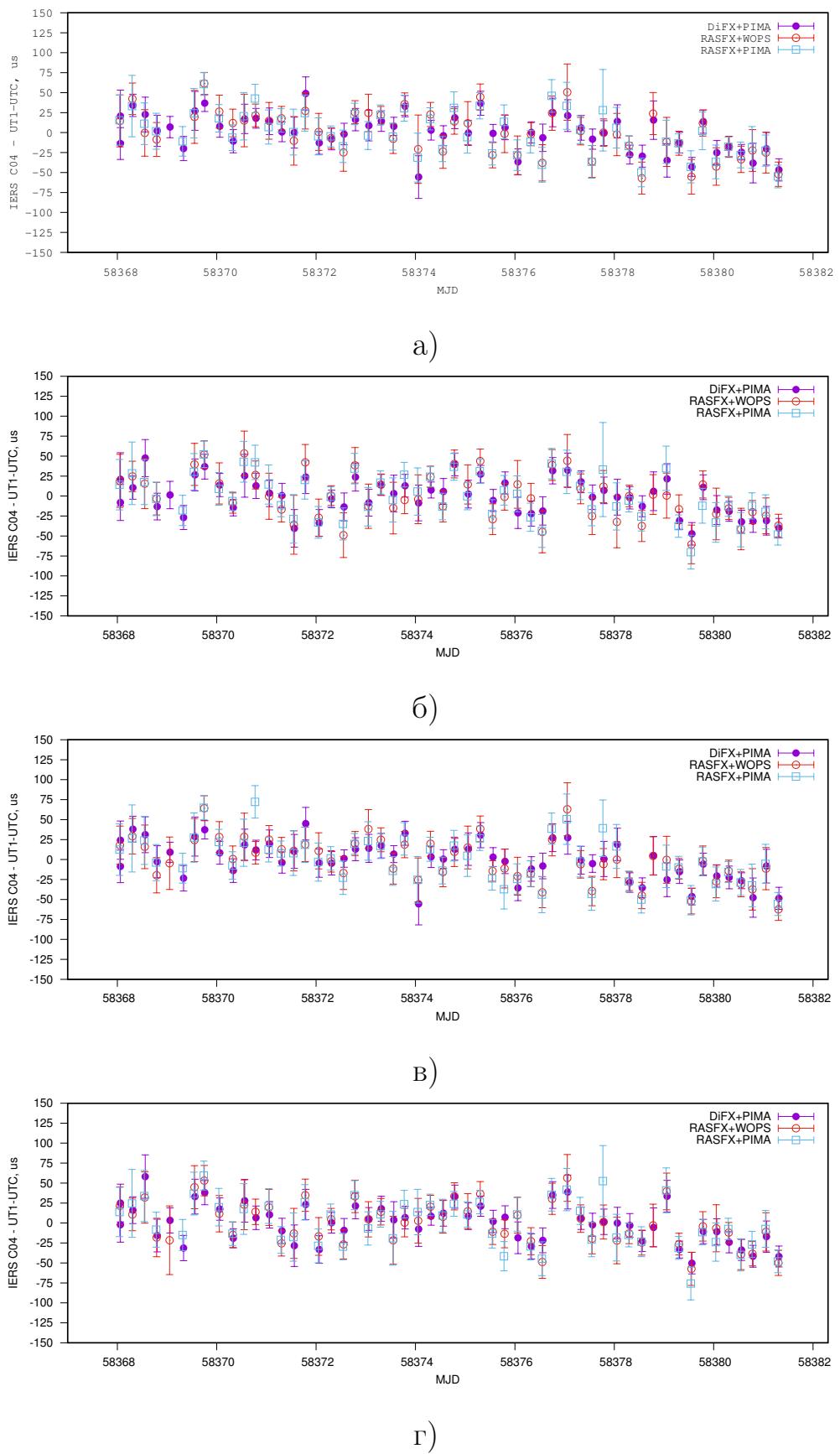


Рис. 4.4. Разности между UT1-UTC и C04-IERS (в мкс) для разных сочетаний каналов: *a* - X1R-SR; *б* - X2R-SR; *в* - X1R-SL; *г* - X2R-SL. По оси X отложена дата в формате модифицированной юлианской даты

получения результатов первичной обработки для построения международного ряда IERS C04. Результатом этого является минимально возможное отклонение, обусловленное уже главным образом характеристиками интерферометра. Иными словами, ряд IERS C04 уже содержит систематические ошибки коррелятора DiFX и не учитывает систематические ошибки коррелятора RASFХ.

4.4. Выводы к главе 4

1. Разработанные алгоритмы FX-обработки РСДБ-данных прошли успешную апробацию в составе Программного коррелятора РАН (RASFX) при обработке регулярных РСДБ-сеансов модернизированного комплекса «Квазар-КВО». За 6 лет работы коррелятора обработано свыше 7000 широкополосных сеансов с РТ-13 и более 500 узкополосных сеансов с РТ-32.
2. Проведены измерения количества необходимых вычислительных узлов для обеспечения требования вычисления взаимокорреляционных спектров в режиме квазиреального времени в при регистрации 4 частотных каналов для разного числа станций и поляризаций. РСДБ-сигналов. Показано, что требуемое количество вычислительных узлов составляет от 4 (при регистрации одной поляризации на 2 станциях) до 28 (2 поляризации и 6 станций).
3. Проведены сравнительные испытания на производительность корреляторов RASFX и DiFX. Показано, что во всех режимах обработки Программный коррелятор РАН имеет преимущество в скорости и количестве требуемых вычислительных ресурсов.
4. Исследованы результаты процессорной обработки в сравнении с результатами коррелятора DiFX. Проведено сравнение полных задержек, полученных из обработки РСДБ-сеансов на радиотелескопах РТ-13 и РТ-32, и сравнение поправок к Всемирному времени, вычисленных пакетом QUASAR. Результаты работы обоих корреляторов хорошо согласуются.

Заключение

Продолжающееся развитие РСДБ как науки выдвигает новые требования к методам и средствам обработки данных, зарегистрированных на радиотелескопах. С каждым годом в мире увеличивается их количество, расширяется полоса регистрации сигнала, одновременно падают стоимости хранения и передачи данных по оптоволоконным сетям к центрам обработки данных. Все эти факторы подталкивают разработчиков программных средств корреляторов к повышению производительности уже имеющихся вычислительных комплексов, использованию новых аппаратных архитектур, созданию распределенного коррелятора и новых универсальных алгоритмов эффективной обработки РСДБ-данных от радиотелескопов, оборудованных различными приемно-регистрирующими комплексами. Одним из таких направлений и является перенос параллелизуемых алгоритмов программного FX-коррелятора на ГПУ, реализованный автором диссертации.

В результате проведенной работы впервые в мире на графических процессорных устройствах разработаны и реализованы оригинальные FX-алгоритмы РСДБ-обработки данных. Это позволило создать Программный коррелятор РАН (коррелятор RASFX) для обработки широкополосных РСДБ-наблюдения в режиме квазиреального времени от сети VGOS-совместимых радиотелескопов с общим потоком данных 96 Гбит/с. Коррелятор вошел в состав модернизированного РСДБ-комплекса «Квазар-КВО».

Качество разработанных решений подтвердилось как экспериментальными, так и реальными РСДБ-наблюдениями в 2014–2020 гг. Всего за время многолетней эксплуатации было успешно обработано более 7000 реальных и более 300 экспериментальных широкополосных и 500 узкополосных наблюдений, общее число обработанных сканов составило более полумиллиона.

Коррелятор начал работу в конце 2014–начале 2015 гг., что позволило по мере ввода в эксплуатацию быстроповоротных антенн малого диаметра РТ-13 начать первыми в мире проводить и обрабатывать регулярные РСДБ-наблюдения с широкой полосой регистрации для оперативного вычисления поправок к Всемирному времени, в том числе в интересах фундаментального обеспечения системы ГЛОНАСС.

После разработки программных решений и методов исследованы точностные характеристики алгоритмов корреляционной обработки в составе коррелятора. Для этой цели разработана методика и набор программных решений, позволившие создать набор искусственных сканов наблюдений с заранее детерминированными параметрами: ОСШ, задержка и частота интерференции. Благодаря этому удалось определить СКО определения задержки на корреляторе, составившее 4.4 пс. На практике определены допустимые ошибки значений предвычисленных задержек и их первых производных, при которых обеспечивается приемлемая точность сопровождения РСДБ-сигналов и коррелятор выдает корректные значения отношения сигнал-шум, групповой задержки и частоты интерференции.

Особый интерес представляла работа по сличению результатов обработки разработанного коррелятора с коррелятором DiFX, а также их сравнение по производительности. Проведено сравнение задержек сессий, зарегистрированных на радиотелескопах РТ-32 и РТ-13, а также сделаны оценки результатов поправок к Всемирному времени. Полученные результаты показали высокий уровень сходимости. В части производительности проведенные исследования показали преимущество использования ГПУ перед процессорами общего назначения, особенно при обработке данных от большого количества станций.

В заключение я выражаю искреннюю благодарность моему научному руководителю, Игорю Феликовичу Суркису, за всестороннюю помощь в научной работе, терпение, внимание и добное отношение ко мне.

Я благодарен моим коллегам за плодотворное научное сотрудничество и отдельно А.Е. Мельникову за дружескую поддержку и В.Ю. Мишину за помочь в решении технических и семантических проблем. Глубокую благодарность хочется выразить Д.А. Павлову, Е.В. Носову, В.К. Чернову и Ю.В. Векшину за исключительно полезные научные дискуссии, советы и интерес к моей работе. Я признателен А.В. Ипатову за мотивирующий импульс, положивший начало этой работе.

И, наконец, я благодарен моей семье и друзьям, чьи внимание, настойчивость и поддержка заставили оформить полученные результаты в виде диссертации.

Список обозначений

В работе используются следующие обозначения:

БПФ — быстрое преобразование Фурье

БСС — блок станционного сигнала

ГПУ — графическое процессорное устройство

ГПИ — генератор пикосекундных импульсов

ГСП — генератор случайной последовательности

ГПСП — генератор псевдослучайной последовательности

ГШ — генератор шума

ДПФ — дискретное преобразование Фурье

ИПА РАН — Институт прикладной астрономии Российской академии наук

КМ — корреляционный модуль

ОЗУ — оперативное запоминающее устройство

ОКР — опытно-конструкторская работа

ППО — постпроцессорное программное обеспечение

ПВЗ — параметры вращения Земли

ПСР — приемная система радиотелескопа

РСДБ — радиоинтерферометрия со сверхдлинными базами

СКО — среднеквадратическое отклонение

СМ — станционный модуль

СФК — сигнал фазовой калибровки

ОСШ (SNR) — отношение сигнал-шум (signal to noise ratio)

СКО — среднеквадратическое отклонение

РСДБ — радиоинтерферометрия со сверхдлинной базой

ШСПС — широкополосная система преобразования сигналов

Приложение А

Свидетельство об аттестации программного обеспечения



Приложение Б

Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2018613915

Программное обеспечение широкополосного
РСДБ-коррелятора

Правообладатель: *Российская Федерация, от имени которой
выступает Федеральное агентство по техническому
регулированию и метрологии (RU)*

Авторы: Суркис Игорь Феликсович (RU), Журавов Дмитрий
Вячеславович (RU), Зимовский Владимир Федорович (RU), Кен Войцех
Олегович (RU), Курдубова Яна Леонидовна (RU), Мишин Владимир
Юревич (RU), Мишина Надежда Александровна (RU), Павлов
Дмитрий Алексеевич (RU), Шантырь Виолетта Анатольевна (RU)

Заявка № 2017663263

Дата поступления 20 декабря 2017 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 27 марта 2018 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ильин



Литература

Публикации автора по теме диссертации, включенных в перечень ВАК

1. 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.
2. 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.
3. Ю. В. Векшин, В. О. **Кен**, В. К. Чернов, А. А. Евстигнеев. Исследования характеристик приемных устройств на радиоинтерферометрическом стенде // Труды ИПА РАН. — 2018. — Вып. 46. — С. 19—30.
4. **Кен В.О.**, А. Е. Мельников. Сравнение результатов обработки геодезических РСДБ-наблюдений корреляторами RASFX и DiFX // Труды ИПА РАН. — 2019. — Вып. 49. — С. 37—42.
5. **V. Ken**, A. Melnikov. RASFX and DiFX: The comparison of geodetic VLBI processing results // PoS(EVN2018)138. — 2019. — Vol. 344.
6. **V. Ken**, Y. Vekshin, V. Chernov, A. Evtigneev, E. Khvostov, M. Zotov. Analysis of VLBI Interferometer Characteristics Using Zero-baseline Lab Prototype and RASFX Correlator // PoS(EVN2018)142. — 2019. — Vol. 344.
7. Ю. В. Векшин, В. О. **Кен**. Анализ стабильности задержки сигналов в приемно-регистрирующей аппаратуре радиотелескопов РТ-13 по результатам корреляционной обработки РСДБ-наблюдений // Труды ИПА РАН. — 2019. — Вып. 51. — С. 42—48.

Публикации автора по теме диссертации в других научных изданиях

8. *И. Ф. Суркис, В. Ф. Зимовский, В. О. Кен, А. Е. Мельников, В. Ю. Мишин, Н. А. Соколова, В. А. Шантырь.* Программный коррелятор для РСДБ-сети малых антенн // Труды ИПА РАН. — 2012. — Вып. 24. — С. 172–176.
9. *И. Ф. Суркис, В. Ф. Зимовский, В. А. Шантырь, В. О. Кен, В. Ю. Мишин, Н. А. Соколова, Д. А. Павлов.* Характеристики и структура программного РСДБ-коррелятора для обработки наблюдений сети малых антенн // Труды ИПА РАН. — 2013. — Вып. 27. — С. 299–305.
10. *Voytsekh Ken, Vladimir Mishin, Dmitry Pavlov, Nadezda Sokolova, Igor Surkis.* Design of a VGOS Software Correlator Based on GPUs // IVS 2014 General Meeting Proceedings "VGOS: The New VLBI Network Dirk Behrend, Karen D. Baver, and Kyla L. Armstrong (Eds), 183–187 (2014)
11. *И. Ф. Суркис, В. Ф. Зимовский, В. О. Кен, Я. Л. Курдубова, В. Ю. Мишин, Н. А. Мишина, В. А. Шантырь.* Программный РСДБ-коррелятор на гибридном процессорном кластере // Труды ИПА РАН. — 2015. — Вып. 33. — С. 64–71.
12. *V. Ken, I. Surkis, Y. Kurdubova, A. Melnikov, N. Mishina, V. Mishin, V. Shantyr.* IAA VGOS GPU-based Software Correlator: current status and broadband processing. // Proceedings of the 22nd European VLBI Group for Geodesy and Astrometry Working Meeting 18-21 May 2015 Ponta Delgada, Azores, P.40.
13. *В. О. Кен, И. Ф. Суркис.* Основные принципы реализации FX-алгоритма корреляционной обработки РСДБ-данных на графических процессорных устройствах // Труды ИПА РАН. — 2015. — Вып. 33. — С. 58–63.

14. *B. O. Кен, A. E. Мельников, И. Ф. Суркис, B. A. Шантырь.* Первое сличение результатов обработки широкополосных РСДБ-данных на корреляторах DiFX и Программном корреляторе РАН // Труды ИПА РАН. — 2016. — Вып. 36. — С. 102–106.
15. *V. Ken, I. Surkis, L. Yurov.* RASFX correlator accuracy characteristics // 13th European VLBI Network Symposium and Users Meeting. Program and Abstracts Book. IAA RAS. 2016. Р. 68
16. *I. Surkis, V. Ken, Y. Kurdubova, N. Mishina, V. Mishin, V. Shantyr, D. Zhuravov, V. Zimovsky.* The RASFX VGOS GPU Based Software Correlator // Труды ИПА РАН. — 2017. — Вып. 41. — С. 123–126
17. *D. Zhuravov, A. Melnikov, S. Kurdubov, I. Surkis, V. Ken, V. Mishin, V. Shantyr, N. Mishina, Y. Kurdubova, V. Zimovsky.* RASFX Correlator Processing Result // Труды ИПА РАН. — 2017. — Вып. 41. — С. 147–150.
18. *И. Ф. Суркис, Д. В. Журавов, В. Ф. Зимовский, B. O. Кен, Я. Л. Курдубова, В. Ю. Мишин, Н. А. Мишина, В. А. Шантырь.* Программные корреляторы на графических процессорных устройствах. Результаты обработки РСДБ-наблюдений радиотелескопов РТ-13 // Труды ИПА РАН. — 2017. — Вып. 43. — С. 129–139.

Объекты интеллектуальной собственности

19. Суркис И.Ф., Журавов Д.В., Зимовский В.Ф., Кен В.О., Курдубова Я.Л., Мишин В.Ю., Мишина Н.А., Павлов Д.А., Шантырь В.А. Программное обеспечение широкополосного РСДБ-коррелятора. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ RU 2018613915, 27.03.2018.

Цитируемые источники

20. *Малкин З.М.* Проект VLBI2010 // «Известия Главной астрономической обсерватории в Пулкове» № 219, вып. 4. Санкт-Петербург, 2009.
21. *Томпсон Р., Моран Дж., Свенсон Дж.* Интерферометрия и синтез в радиоастрономии. Издание второе, переработанное и дополненное / Под ред. Л.И. Матвеенко. М.: Физматлит, 2003.
22. *Deller A.T., Brisken W.F., Phillips C.J., Morgan J., Alef W., Cappallo R., Middelberg E., Romney J., Rottmann H., Tingay S.J., Wayth R.* DiFX-2: A more flexible, efficient, robust, and powerful software correlator // Publications of the Astronomical Society of the Pacific. — IOP Publishing, 2011. — Vol. 123, no. 901. — P. 275-287. 2013. — Вып. 27. — C. 499–503.
23. *Keimpema, A., Kettenis, M.M., Pogrebenko, S.V. et al.* The SFXC software correlator for very long baseline interferometry: algorithms and implementation. *Exp Astron* 39, 259–279 (2015). <https://doi.org/10.1007/s10686-015-9446-1>
24. *H. Verkouter* The UniBoard correlator system — an overview [Электронный ресурс] — URL: <http://www.jive.nl/jivewiki/lib/exe/fetch.php?media=uniboard:juc-memo-16-theuniboardcorrelatorsystem.pdf>
25. *Gunst, A., Szomoru, A., Schoonderbeek, G. et al.* The application of UniBoard as a beam former for APERTIF. *Exp Astron* 37, 55–67 (2014). [Электронный ресурс] — URL: <https://doi.org/10.1007/s10686-013-9366-x>
26. Australian Square Kilometre Array Pathfinder [Электронный ресурс] — URL: <https://www.atnf.csiro.au/projects/askap/>
27. *John W. Romein, P. Chris Broekema, Jan David Mol, Rob V. van Nieuwpoort* The LOFAR Correlator: Implementation and Performance

Analysis [Электронный ресурс] — URL: <https://www.astron.nl/romein/papers/PPoPP-10/lofar.pdf>

28. *P. Chris Broekema, J. Jan David Mol, R. Nijboer, A.S. van Amersfoort, M.A. Brentjens, G. Marcel Loose, W.F.A. Klijn, J.W. Romein Cobalt: A GPU-based correlator and beamformer for LOFAR. Astronomy and Computing.* Vol. 23, April 2018, P. 180-192
29. *S. M. Ord, B. Crosse, D. Emrich, et al. The Murchison Widefield Array Correlator.* Publications of the Astronomical Society of Australia, 32, 2015.
30. *J. Kocz, L. J. Greenhill, B. R. Barsdell, et al. Digital Signal Processing Using Stream High Performance Computing: A 512-Input Broadband Correlator for Radio Astronomy.* Journal of Astronomical Instrumentation, 4, March 2015.
31. *A. R. Parsons, D. C. Backer, G. S. Foster, et al. The Precision Array for Probing the Epoch of Reionization: Eight Station Results.* The Astronomical Journal, 139:1468–1480, April 2010.
32. *Primiani Rurik & Young, K. & Young, André & Patel, Nimesh & Wilson, Robert & Vertatschitsch, Laura & Chitwood, Billie & Srinivasan, Ranjani & MacMahon, David & Weintraub, Jonathan.* (2016). SWARM: A 32 GHz Correlator and VLBI Beamformer for the Submillimeter Array. Journal of Astronomical Instrumentation. 05. 10.1142/S2251171716410063.
33. *Hickish, Jack & Werthimer, Dan.* (2016). The Collaboration for Astronomy Signal Processing and Electronics Research (CASPER): Lowering barriers to entry in radio astronomy research with open-source, community-driven digital signal processing hardware and software. 1670-1670. 10.1109/PIERS.2016.7734754.
34. *Mamoru Sekido, Kazuhiro Takefuji, Masanori Tsutsumi.* Correlation Processing in NICT Kashima [Электронный ресурс] — URL: <http://www2.nict.go.jp/sts/stmg/ivstdc/siryou/2014/IVS-AnnualRep/conict.pdf>

35. VLBI Correlators in Kashima [Электронный ресурс] — URL: <https://ntrs.nasa.gov/archive/nasa/casi.ntrs.nasa.gov/20150003888.pdf>
36. *Sergey F. Likhachev, Vladimir I. Kostenko, Igor A. Girin, Andrey S. Andrianov, Vladimir E. Zharov, Alexey G. Rudnitskiy.* Software correlator for Radioastron mission // Journal of Astronomical Instrumentation, vol. 06, no. 03
37. *Суркис И.Ф., Зимовский В.Ф., Шантырь В.А., Мельников А.Е.* Разработка РСДБ-корреляторов в ИПА РАН. // История науки и техники. 2013. № 3. С. 27-42.
38. Mark 4 Correlator [Электронный ресурс] — URL: <https://www.haystack.mit.edu/geo/mark4/index.html>
39. *В. Ф. Зимовский, И. Ф. Суркис.* Пакетная многоканальная корреляционная обработка РСДБ-наблюдений // Труды ИПА РАН. — 2007. — Вып. 16. — С. 211–218.
40. *Суркис И.Ф., Зимовский В.Ф., Шантырь В.А., Мельников А.Е.* Радиоинтерферометрический коррелятор для комплекса «Квазар-КВО». // Приборы и техника эксперимента. — 2011. — №1. — С.91-99.
41. *Weimin Zheng et al.* The Software Correlator of the Chinese VLBI Network // IVS 2010 General Meeting Proceedings, p.157–161
42. *А. С. Бердников, С. А. Гренков, А. В. Крохалев, Д. А. Маршалов, Е. В. Носов, Л. В. Федотов, Н. Е. Кольцов.* Перспективная цифровая широкополосная система преобразования сигналов BRAS для РСДБ-радиотелескопов // Труды ИПА РАН. — 2013. — Вып. 27. — С. 96–101.
43. *А. В. Вытнов, Д. В. Иванов, А. П. Милев.* Генератор пикосекундных импульсов системы фазовой калибровки РСДБ-комплекса «Квазар-КВО» // Труды ИПА РАН. — 2006. — Вып. 15. — С. 130–139.
44. *Е. В. Носов.* Е. В. Носов. Реализация на программируемой логической интегральной схеме контроля сигнала фазовой калибровки в перспек-

- тивной широкополосной системе преобразования сигналов // Труды ИПА РАН. — Вып. 27. — С. 499–503.
45. Analysis of Phase Cal Extraction Algorithms and a Proposal for a Parallel Multitone Phase Cal Extraction Software Development // EVN Doc #8 [Электронный ресурс] — https://www.atnf.csiro.au/vlbi/dokuwiki/lib/exe/fetch.php/difx/evn_doc_8.pdf
46. *Wagner J., Pogrebensko S.* Fast multi-tone phase calibration signal extraction. [Электронный ресурс] — <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/summary?doi=10.1.1.471.7181>
47. *B. Ю. Мишин, Н. А. Соколова, И. Ф. Суркис, Я. Л. Курдубова.* Корреляционные программные средства диагностики аппаратуры обсерваторий комплекса Квазар-КВО // Труды ИПА РАН. — Вып. 27. — С. 492–495.
48. *Носов Е.В.* Методы измерения сигнала фазовой калибровки РСДБ-радиотелескопов // Изв. вузов. Радиофизика. 2019. Т. 62, № 4. С. 263–276.
49. VLBI Standard Interface (VSI). [Электронный ресурс] — URL: <https://www.haystack.mit.edu/tech/vlbi/vsi/index.html>
50. VLBI Data Interchange Format (VDIF) Specification. [Электронный ресурс] — URL: https://vlbi.org/wp-content/uploads/2019/03/VDIF_specification_Release_1.1.1.pdf
51. ОАО «Т-Платформы». [Электронный ресурс] — URL: <https://www.t-platforms.ru/>
52. Optimizing Parallel Reduction in CUDA. [Электронный ресурс] — URL: <https://developer.download.nvidia.com/assets/cuda/files/reduction.pdf>
53. *А. В. Боресков и др.* Параллельные вычисления на GPU. Архитектура и программная модель CUDA: Учеб. пособие. М., Издательство Московского Университета, 2012

54. CUDA C++ PROGRAMMING GUIDE [Электронный ресурс] — URL: https://docs.nvidia.com/pdf/CUDA_C_Programming_Guide.pdf
55. Whitney, Alan R. How Do VLBI Correlators Work? // International VLBI Service for Geodesy and Astrometry 2000 General Meeting Proceedings, edited by Nancy R. Vandenberg and Karen D. Baver, NASA/CP-2000-209893, 2000., p.187-205
56. B. O. Кен, И. Ф. Суркис. Основные принципы реализации FX-алгоритма корреляционной обработки РСДБ-данных на графических процессорных устройствах // Труды ИПА РАН. — 2015. — Вып. 33. — С. 58–63.
57. Romney, J. D. 1999, ASP Conf. Ser. 180: Synthesis Imaging in Radio Astronomy II, 180, 57
58. Андрианов А.С., Гирин И.А., Жаров В.Е., Костенко В.И., Лихачев С.Ф., Шацкая М.В. Корреляционная обработка данных наземно-космического интерферометра «РАДИОАСТРОН» // Вестник НПО им. С.А. Лавочкина, №.3, 55 (2014)
59. cuFFT [Электронный ресурс] — URL: <https://docs.nvidia.com/cuda/cufft/>
60. Маршалов Д.А., Носов Е.В., Федотов Л.В. Системы преобразования сигналов радиоинтерферометрического комплекса «КВАЗАР-КВО» // Вестник Сибирского гос. аэрокосмического ун-та им. ак. М.Ф. Решетнева. 2014. Т. 56. №4. С. 81.
61. Petrov L., Kovalev Y. Y., Fomalont E. B., Gordon D. The very long baseline array galactic plane survey — VGaPS // The Astronomical Journal. — IOP Publishing, 2011. — Vol. 142, no. 2. — P. 35.
62. FITS Interferometry Data Interchange Format [Электронный ресурс] — URL: <http://www.aips.nrao.edu/FITS-IDI.html>

63. Earth orientation data [Электронный ресурс] — URL: <https://www.iers.org/IERS/EN/DataProducts/EarthOrientationData/eop.html>
64. VLBI data holdings [Электронный ресурс] — URL: https://cddis.nasa.gov/Data_and_Derived_Products/VLBI/VLBI_data_holdings.html
65. *B. С. Губанов, С. Л. Курдубов, И. Ф. Суркис.* Новая версия пакета QUASAR для обработки РСДБ-наблюдений // Труды ИПА РАН. — 2007. — Вып. 16. — С. 61–83.