

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

**«Рязанский государственный радиотехнический университет
имени В.Ф. Уткина»**

На правах рукописи



Чинь Нгок Хиеу

**АЛГОРИТМЫ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ИМПУЛЬСНЫХ
РАДИОСИГНАЛОВ С ПЕРЕМЕННЫМ ПЕРИОДОМ ПОВТОРЕНИЯ
НА ФОНЕ УЗКОПОЛОСНЫХ ПОМЕХ**

Специальности:

2.2.13. Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения

2.2.16. Радиолокация и радионавигация

ДИССЕРТАЦИЯ

на соискание ученой степени кандидата технических наук

Научный руководитель
доктор технических наук, профессор
Кошелев Виталий Иванович

Рязань 2025

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
ГЛАВА 1 СТРУКТУРА ВЫЧИСЛЕНИЙ СПЕКТРАЛЬНЫХ ОТСЧЕТОВ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ КОГЕРЕНТНОЙ НЕЭКВИДИСТАНТНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ.....	12
1.1 Классический доплеровский процессор многоканальной фильтрации	13
1.1.1 Применение когерентной неэквидистантной последовательности импульсов в радиотехнических системах	14
1.1.2 Межпериодные корреляционные матрицы сигнала и помехи с учетом вобуляции периода повторения импульсов	19
1.1.3 Структура доплеровского процессора многоканальной фильтрации.....	23
1.2 Оптимальный многоканальный алгоритм обнаружения.....	25
1.3 Процессоры многоканальной фильтрации на основе модифицированного алгоритма БПФ.....	28
1.3.1 Структура модифицированного алгоритма БПФ при двухпериодной вобуляции периода повторения импульсов	28
1.3.2 Структура модифицированного алгоритма БПФ при трехпериодной вобуляции периода повторения импульсов	33
1.3.3 Метод комбинирования классического и модифицированного алгоритмов БПФ.....	37
1.4 Критерии оценки эффективности многоканальной фильтрации.....	38
1.5 Выводы по первой главе.....	40
ГЛАВА 2 ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛА С НЕЭКВИДИСТАНТНЫМ ПЕРИОДОМ СЛЕДОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ	41
2.1 Оценка эффективности многоканального фильтра в различных условиях сигнально- помеховой обстановки	42
2.1.1 Оценка эффективности многоканального фильтра при обработке сигнала с переменным периодом следования на фоне белого гауссовского шума.....	42
2.1.2 Оценка эффективности многоканального фильтра при обработке сигнала с переменным периодом следования на фоне узкополосной помехи	46

2.1.3 Эффективность многоканального фильтра с оптимальной весовой обработкой сигнала с переменным периодом следования.....	54
2.2 Методы снижения погрешности при оценке модулирующей частоты неэквидистантной последовательности импульсов	60
2.2.1 Оценка модулирующей частоты методом максимального правдоподобия.....	61
2.2.2 Оценка модулирующей частоты методом параболической интерполяции.....	66
2.2.3 Сравнительный анализ погрешности вычисления модулирующей частоты различными методами	68
2.3 Выводы по второй главе.....	75
ГЛАВА 3 РЕАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОРА МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ НА ПЛИС	78
3.1 Аппаратные средства в цифровой обработке сигналов для реализации процессора БПФ.....	79
3.1.1 Требование проектирования процессора многоканальной фильтрации.....	79
3.1.2 Расчет вычислительных затрат модифицированных алгоритмов БПФ	80
3.1.3 Выбор аппаратных средств для реализации процессора БПФ	82
3.2 Архитектура модифицированного алгоритма БПФ на ПЛИС типа FPGA	87
3.2.1 Последовательная архитектура модифицированного алгоритма БПФ НПИ на ПЛИС типа FPGA	88
3.2.2 Конвейерная архитектура модифицированного алгоритма БПФ на ПЛИС типа FPGA.....	91
3.3 Реализация модифицированного алгоритма БПФ на ПЛИС.....	93
3.3.1 Реализация модифицированного алгоритма БПФ с последовательной архитектурой на ПЛИС	93
3.3.2 Реализация модифицированного алгоритма БПФ с конвейерной архитектурой на ПЛИС.....	98
3.4 Результаты синтеза.....	100
3.5 Выводы к третьей главе.....	108
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	110
СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ	112

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	114
ПРИЛОЖЕНИЕ А. КОПИЯ АКТОВ ВНЕДРЕНИЯ	131
ПРИЛОЖЕНИЕ В. КОПИЯ СВИДЕТЕЛЬСТВ О ГОСУДАРСТВЕННОЙ РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ.....	135
ПРИЛОЖЕНИЕ С. КОПИЯ ДИПЛОМОВ	143

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. Радиотехнические системы (РТС) используются в различных областях науки и техники, играя важную роль в гражданских и специальных приложениях, таких как телекоммуникации, радиосвязь, радиолокация, радионавигация и др. Одной из важнейших их подсистем является система первичной межпериодной обработки периодических импульсных сигналов, решающая задачи обработки и измерения параметров сигналов на фоне помех [1-4]. Параметры эффективности РТС сильно зависят от интенсивности некоррелированных и коррелированных помех [5-11].

Улучшение таких показателей РТС, как энергетический выигрыш в отношении полезного сигнала и помех, среднеквадратические ошибки оценки параметров сигнала в радиолокации, связанные с вероятностью правильного его обнаружения, является актуальной задачей. Ее решение достигается использованием методов цифровой обработки сигналов. Одним из эффективных способов построения подсистем обработки сигналов (ПОС) является применение многоканальных частотных фильтров (МЧФ), выделившихся в самостоятельный класс цифровых устройств, известных как доплеровские процессоры сигналов (ДПС) [12-19]. Проектирование ДПС во многом зависит от решаемой задачи и часто требует значительных вычислительных ресурсов. Основная сложность заключается в выборе алгоритма спектрального преобразования, а также в оптимизации предварительной весовой обработки принимаемого импульсного сигнала [20-25]. Эти этапы, например в радиолокации, критически важны для обеспечения максимальной дальности обнаружения объектов и высокой точности оценки параметров их движения.

В радиотехнических задачах когерентные пачки импульсов применяются для эффективного накопления сигналов при действии шумов и помех и оценки модулирующей частоты сигнала. В работе [26] показано, что эффективность когерентного накопления сигнала при действии шума превосходит эффективность некогерентного. В работе [27] разработан алгоритм для обработки принимаемого сигнала

с различностью степени когерентности сигнала. На эффективность накопления периодических сигналов влияет степень их корреляции, а также их структурные особенности, в частности неравномерность межимпульсных интервалов [28-31]. Такие неэквидистантные последовательности импульсов (НПИ) часто используются в радиотехнических задачах, например в системах передачи информации с времяимпульсной модуляцией, радиолокации, для устранения эффектов слепых скоростей и слепых дальностей, а также расширения зоны однозначного измерения частот модулированных сигналов [33-42].

Одним из способов повышения эффективности МЧФ является модифицирование обычно используемого в МЧФ алгоритма быстрого преобразования Фурье (БПФ). Целесообразно использование максимума энергетического критерия или максимума критерия вероятности правильного обнаружения. Важным является снижение погрешности оценки модулирующей частоты сигналов с неэквидистантным периодом следования импульсов. Решение этих задач представлено в диссертационной работе и подтверждено реализацией полученных алгоритмов на аппаратном уровне с помощью программируемых логических интегральных схем (ПЛИС).

Степень проработанности темы. Существенный вклад в развитие теории обнаружения сигналов и оценку их параметров был внесен отечественными и зарубежными исследователями, это работы Вайнштейна Л.А., Зубакова В.Д. [5], Тартаковского Г.П. [43], Репина В.Г. [44], Ван Триса Г. [1], Миддлтона Д. [45], Бакута П.А. [46], Ширмана Я.Д., Манжоса В.Н. [6], Тихонова В.И. [9], Бакулева П.А. [2], Сколника М. [34], Сосулина Ю.Г. [7]. Оптимизация весовых функций и проектирование доплеровских фильтров когерентного накопления проводились исследователями Рабинером Б., Гоулдом Л. [47], Хэррисом Ф.Дж. [48], Свердликом М.Б. [49], Барановым П.Е. [50], Кошелевым В.И., Поповым Д.И. [51], Лихаревым В.А., Лифановым Е.И. [52]. Вопросы фильтрации когерентной пачки импульсов с неэквидистантным периодом следования рассматривались в работах Мураками Т., Джонсона Р.С. [53], Леванона Н., Мозесона Э. [54], Ричардса М.А. [55], Испира М., Кандана К. [56], Бланта С.Д., Чанга Р.Дж. [57], Кошелева В.И.,

Горкина В.Н. [58], Кострова В.В., Богатова А.Д. [59-62], Букварева Е.А., Рябкова А.П. [63] и других исследователей.

Цель диссертации. Разработка алгоритмов многоканальной обработки когерентной последовательности импульсов с переменной частотой повторения импульсов, обеспечивающих повышение эффективности многоканальной фильтрации подсистемы первичной обработки и снижение погрешности оценки модулирующей частоты сигнала, а также реализацию модифицированных алгоритмов БПФ на ПЛИС.

Объектом исследования является многоканальный фильтр в подсистеме первичной обработки сигналов.

Предметом исследования являются алгоритмы функционирования (структура вычислений) многоканального частотного (доплеровского) фильтра на основе преобразования Фурье неэквидистантной последовательности отсчетов.

Задачи диссертации. Для достижения этой цели поставлены и решены следующие задачи.

1. Обоснован выбор критериев оценки эффективности многоканальной доплеровской фильтрации и разработана структура алгоритмов функционирования процессоров многоканальной фильтрации НПИ.

2. Сформированы модели сигналов и помех и определены их корреляционные матрицы с учетом неэквидистантных периодов следования импульсов (вобуляции) и модулирующего (доплеровского сдвига) частоты.

3. Разработаны методы и алгоритмы оценки модулирующей частоты сигнала с НПИ, а также проанализированы погрешности различных методов оценки модулирующей частоты.

4. Разработана архитектура алгоритмов функционирования многоканального фильтра НПИ на ПЛИС и получены экспериментальные оценки времени и максимальной частоты обработки, необходимых ресурсов для синтеза двух вариантов структур алгоритмов вычислений.

Методы исследования. Для решения поставленных задач использован современный инструментарий математического анализа, линейной алгебры, мате-

матического и имитационного моделирования, цифровой обработки сигналов, теории оценивания и математической статистики, а также теории обнаружения сигналов и цифровой схемотехники. Выполнены проектирование и реализация алгоритмов на современной отладочной платформе ПЛИС.

Научная новизна

1. Алгоритмы спектральной обработки сигналов с неэквидистантным периодом следования импульсов на фоне шумов отличаются от известных алгоритмов, основанных на классическом БПФ, оптимизацией их фазовой структуры в соответствии с параметрами изменения периода повторения импульсов. *(Соответствует п. 5 специальности 2.2.13 Разработка и исследование алгоритмов, включая цифровые, обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, в том числе синтез и оптимизация алгоритмов обработки).*

2. Алгоритмы спектральной обработки сигналов с неэквидистантным периодом следования импульсов на фоне узкополосных помех отличаются от известных структур, основанных на классическом БПФ, оптимизацией его амплитудно-фазовой структуры в соответствии с корреляционными матрицами сигнала с переменным периодом повторения импульсов. *(Соответствует п.6 специальности 2.2.13 Разработка и исследование методов и алгоритмов обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, включая системы телевидения и передачи информации, при наличии помех с целью повышения помехоустойчивости).*

3. Алгоритмы извлечения уточненной оценки скорости цели по результатам вычисления модулирующей доплеровской частоты сигналов с неэквидистантным периодом следования импульсов основаны на максимизации функции правдоподобия и модифицированной версии алгоритма БПФ, учитывающие параметры изменения периода повторения импульсов. *(Соответствует п. 13 специальности 2.2.16 Разработка и исследование методов и алгоритмов обработки радиосигналов и извлечения из них информации при воздействии помех).*

Основные положения, выносимые на защиту

1. Модифицированный алгоритм быстрого преобразования Фурье с оптимизацией его фазовой структуры в соответствии с параметрами изменения периода повторения импульсов обеспечивает увеличение среднего энергетического выигрыша в отношении сигнал-шум на 1,6 дБ при обработке неэквидистантной последовательности импульсов на фоне белого шума по сравнению с многоканальным фильтром на основе классического алгоритма БПФ. (Соответствует **п. 5 специальности 2.2.13** Разработка и исследование алгоритмов, включая цифровые, обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, в том числе синтез и оптимизация алгоритмов обработки).

2. Комбинация классического и модифицированного алгоритмов БПФ с оптимизацией его амплитудно-фазовой структуры в соответствии с корреляционными свойствами сигнала с переменным периодом повторения импульсов обеспечивает повышение средней вероятности правильного обнаружения сигнала на 5 % при обработке неэквидистантной последовательности импульсов на фоне узкополосной помехи и белого шума по сравнению с многоканальным фильтром на основе классического алгоритма БПФ. (Соответствует **п.6 специальности 2.2.13** Разработка и исследование методов и алгоритмов обработки сигналов и информации в радиотехнических устройствах и системах различного назначения, включая системы телевидения и передачи информации, при наличии помех с целью повышения помехоустойчивости и **п. 13 специальности 2.2.16** Разработка и исследование методов и алгоритмов обработки радиосигналов и извлечения из них информации при воздействии помех).

3. Алгоритм извлечения уточненной оценки скорости цели, основанный на максимизации функции правдоподобия, учитывающий параметры возбуждения периода повторения импульсов сигнала, обеспечивает уменьшение средней относительной погрешности оценки частоты Доплера на 38 % по сравнению с многоканальным фильтром на основе классического алгоритма БПФ. (Соответствует **п. 13 специальности 2.2.16** Разработка и исследование методов и алгоритмов

обработки радиосигналов и извлечения из них информации при воздействии помех).

Достоверность полученных результатов основывается на использовании апробированных математических моделей корреляционных матриц сигнала и помехи, критериев синтеза и анализа алгоритмов в соответствии с классическими статистическими методами и корректностью проведенных математических преобразований. Достоверность подтверждена работоспособностью алгоритмов, реализованных с помощью компьютерного моделирования, а также их реализацией на физическом уровне (на ПЛИС).

Практическая значимость. Разработанные алгоритмы БПФ и его архитектуры реализуются в реальном аппаратном устройстве, при этом практически доказано повышение эффективности многоканальной фильтрации в подсистеме ПОС, выраженной в увеличении среднего выигрыша в отношении сигнал-шум и сигнал-(помеха+шум) и уменьшении погрешности оценки модулирующей частоты пачки импульсов с неэквидистантным периодом следования импульсов.

Внедрение результатов работы. Результаты диссертации внедрены в АО «Торговля и развитие электронных технологий E-STARs» (Социалистическая Республика Вьетнам) и в РГРТУ им. В.Ф. Уткина при изучении дисциплины "Методы спектрального анализа сигналов" магистрантами направления "Радиотехника" 11.04.01 (разработаны методические указания, лабораторный макет и программное обеспечение к нему).

Личное участие автора. Личный вклад автора состоит в выполнении основных разделов теоретических и экспериментальных исследований по обоснованию предложенных алгоритмов, подготовку публикаций, компьютерное моделирование работы модифицированных алгоритмов БПФ, проектирование и реализацию архитектуры алгоритмов модифицированного БПФ на ПЛИС, а также выводы по результатам теоретических и экспериментальных исследований.

Апробация работы. Результаты исследований, составляющих основное содержание диссертации, докладывались на 5 международных и одной всероссийской научно-технических конференциях:

1. VI Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2023» (г. Рязань, 01–03 марта 2023 г.);
2. VII Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2024» (г. Рязань, 04–06 марта 2024 г.);
3. XX Международная научно-практическая конференция «Электронные средства и системы управления» (г. Томск, 20–22 ноября 2024 г.);
4. VIII Международная научно-практическая конференция «Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем» «Радиоинфоком-2024» (г. Москва, 18–22 ноября 2024 г.);
5. XXIX Всероссийская научно-техническая конференция студентов, молодых ученых и специалистов «Новые информационные технологии в научных исследованиях» (г. Рязань, 28 ноября 2024 г.);
6. XXVII Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2025» (г. Москва, 26–28 марта 2025 г.).

Публикации. По теме диссертации опубликовано 20 работ, в том числе 5 статей в изданиях, рекомендованных ВАК к опубликованию основных научных результатов по профилю защищаемой диссертации, один научный доклад, опубликованный в зарубежном журнале, входящем в базу цитирования Scopus, 5 публикаций, индексируемых в РИНЦ, 8 свидетельств о государственной регистрации программ для ЭВМ и одна учебно-методическая работа.

Структура и объем диссертации. Диссертационная работа состоит из введения, трех глав, заключения, приложений и списка литературы. Материал изложен на 145 страницах, включает 49 рисунков и 20 таблиц, а также 3 приложения. Список использованной литературы содержит 145 наименований.

ГЛАВА 1 СТРУКТУРА ВЫЧИСЛЕНИЙ СПЕКТРАЛЬНЫХ ОТСЧЕТОВ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ФИЛЬТРОВ КОГЕРЕНТНОЙ НЕЭКВИДИСТАНТНОЙ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ИМПУЛЬСОВ

В радиотехнических системах когерентные пачки импульсов с неэквидистантным периодом следования (или неэквидистантные последовательности импульсов) применяются для устранения эффектов слепых зон по скорости и дальности. Однако при обработке таких последовательностей с использованием классического когерентного доплеровского процессора, реализованного на основе стандартного алгоритма БПФ [64], не учитывается вобуляция периода повторения импульсов, что приводит к снижению эффективности когерентного накопления энергии сигнала [29]. В связи с этим приведем обзор структуры вычислений многоканальной фильтрации неэквидистантной последовательности импульсов и реализации ее на процессоре сигналов. В первой главе необходимо последовательно решить следующие задачи:

- в разделе 1.1 анализируются спектральные характеристики сигнала с вобуляцией периода повторения импульсов и частотные характеристики классического доплеровского процессора;
- в разделе 1.2 исследуется структура доплеровского процессора, оптимизированного по критерию максимального коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум);
- в разделе 1.3 проводится анализ функционирования процессоров, реализованных на основе модифицированного алгоритма БПФ;
- раздел 1.4 содержит анализ критериев, применяемых для оценки эффективности многоканальной фильтрации с различными типами процессоров;
- в разделе 1.5 формулируются основные выводы по результатам первой главы.

В данной главе используются материалы научных работ [29-31], [65, 66], опубликованных в соавторстве. Основные полученные в главе результаты опубликованы в указанных работах.

1.1 Классический доплеровский процессор многоканальной фильтрации

В РЛС обнаружения движущихся объектов используется пачка из N импульсов с регулярной или нерегулярной частотой повторения импульсов (ЧПИ) и с заданной несущей частотой. Рассматривается когерентная пачка импульсов, состоящая из когерентной последовательности импульсов, которая позволяет измерять доплеровскую частоту сигнала и позволяет повышать отношение сигнал-шум. Также имеется возможность эффективной доплеровской фильтрации и разрешения сигналов по частоте. Отраженные сигналы, полученные в течение времени одной пачки, обрабатываются в многоканальном фильтре с конечными импульсными характеристиками N -го порядка (N импульсов).

Основная роль процессора доплеровских сигналов в режиме обнаружения и сопровождения заключается в выполнении многоканального когерентного накопления сигналов, отраженных от объектов, движущихся с неизвестными скоростями. Кроме того, методы доплеровской фильтрации помогают подавлять пассивные помехи, обеспечивают первичную оценку радиальной скорости объекта и ее производных, а в сочетании с частотно-модулированными сигналами позволяют проводить предварительную оценку дальности до объекта [20]. В работе [67-69] рассмотрено исследование межпериодного когерентного накопления сигнала. Методы когерентной интеграции сигналов с неэквидистантным периодом следования импульсов рассмотрены в работах [70-72]. Многоканальным системам и процессорам доплеровских сигналов посвящены работы [13, 20] и [73-75]. В работе [76] представлено проектирование набора режекторных фильтров для доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов, отраженных от малоскоростных воздушных объектов. Проектирование фильтра с конечной импульсной характеристикой для сигналов с неэквидистантным периодом следования представлено в [77], а в работе [78] представлено проектирование МЧФ на основе алгоритма БПФ. В [79] рассмотрено построение адаптивной обработки сигналов для повышения эффективности первичной обработки когерентных пачек сигналов с возбуждением ЧПИ. В работе [80] исследованы алгоритмы, обеспечивающие повышение

эффективности многоканальной фильтрации сигналов с нелинейным изменением доплеровской фазы.

1.1.1 Применение когерентной неэквидистантной последовательности импульсов в радиотехнических системах

В радиотехнических системах с селекцией движущихся целей (СДЦ) в импульсно-доплеровском радаре используется импульсный сигнал для обнаружения движущихся объектов на фоне помех. Если импульсный сигнал имеет низкую ЧПИ, то, как правило, обеспечивается однозначность измерения дальности, однако может возникать неоднозначность измерения доплеровских частот. В импульсно-доплеровских радиолокационных системах (РЛС) применяются импульсные сигналы со средней или высокой частотой повторения импульсов (ЧПИ). В обоих случаях используется частотная селекция принимаемого сигнала для обнаружения движущихся объектов на фоне УП. РЛС с высокой ЧПИ характеризуются однозначностью в частотной области и отсутствием слепых скоростей, однако имеют ограниченные возможности по однозначному измерению дальности. В свою очередь, системы со средней ЧПИ сочетают как отмеченные преимущества, так и недостатки при измерении дальности и скорости [2, 34].

Особое место среди радиолокационных сигналов занимают когерентные последовательности импульсов с неэквидистантным периодом следования. Их использование позволяет эффективно решать задачи устранения слепых зон, а также неоднозначностей в определении дальности и скорости. Теоретической базой для разработки алгоритмов устранения неоднозначности служит китайская теорема об остатках, а также метод перебора возможных решений [81, 82]. Выбор числа подпачек импульсов с переменным периодом следования и числа импульсов для каждой подпачки при оценке однозначной доплеровской частоты смещения рассмотрен в работах [83, 84]. Обработка НПИ применительно к системам подавления помех рассматривалась в ряде работ, например [53, 59]. Исследована автокорреляционная и взаимно-корреляционная функции сигнала в виде пачки когерентных импульсов с нерегулярной структурой [85].

Импульсы с неэквидистантным периодом следования известны как вид сигналов с временной импульсной модуляцией. Временная импульсная модуляция (ВИМ) соответствует девиации импульсов на временной оси по закону модулирующего сигнала. Различают два вида ВИМ: 1) фазоимпульсная модуляция (ФИМ); 2) частотно-импульсная модуляция (ЧИМ) [86]. Неэквидистантная последовательность (вобулированных) импульсов следует через неравные временные интервалы T_i (различные периоды повторения импульсов), изменяющиеся по определенному закону с дискретностью dT , кратной некоторой доле периода повторения импульсов. Такая неэквидистантная последовательность импульсов во временной области $s(t)$ с периодами повторения импульсов T_1 и T_2 может рассматриваться как сумма двух эквидистантных последовательностей импульсов $s_1(t)$ и $s_2(t)$, как:

$$\begin{aligned} s(t) &= s_1(t) + s_2(t), \\ s_1(t) &= \left(\sum_{i=0}^{N/2-1} (1(t - iT_e) - 1(t - iT_e - \tau)) \right) \cos(\omega_d t), \\ s_2(t) &= s_1(t - T_1), \end{aligned}$$

где $1(t - iT)$ – единичный импульс, $T_e = T_1 + T_2$ – период вобуляции, ω_d – доплеровская частота и τ – длительность импульса. Если пренебречь длительностью импульса ввиду ее малости по сравнению с периодом повторения, то спектр неэквидистантной последовательности импульсов с двухпериодной вобуляцией периода повторения импульсов (ДВППИ) представлен на рис. 1.1. Спектр сигнала с ДВППИ на рис. 1.1 согласен [14, 66, 87], что в спектре НПИ есть дополнительный боковой лепесток, уровень которого зависит от степени вобуляции периода повторения импульсов (СВППИ).

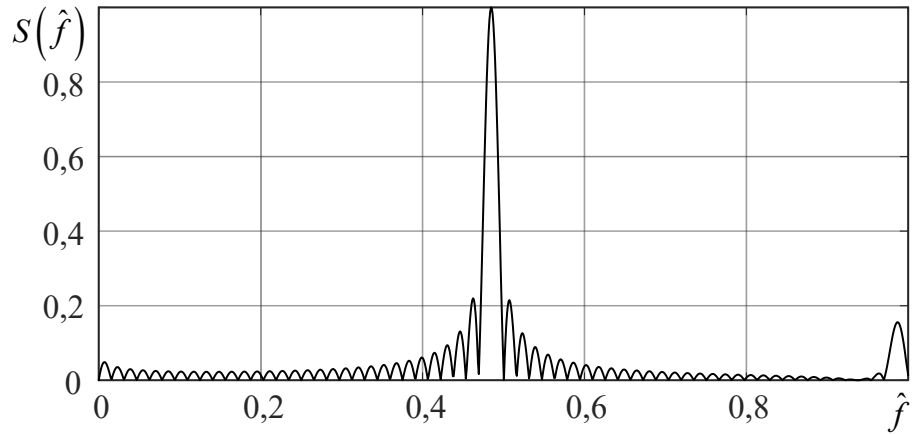


Рисунок 1.1 – Спектр неэквилистантной последовательности импульсов с ДВПИ

Более сложную форму имеют спектры неэквилистантных пачечных из N импульсов при наличии амплитудно-импульсной модуляции и числе $p > 2$ различных периодах повторения импульсов (ППИ). Так, в примере $p = 3$ (три различных ППИ) получим период вобуляции $T_{\epsilon} = T_1 + T_2 + T_3 = 3T_0$ и различные периоды примерно определяются как:

$$T_1 = T_0 - 2dT, T_2 = T_0 - dT, T_3 = T_0 + 3dT,$$

а при $p = 4$ (четыре различных ППИ) получим период вобуляции $T_{\epsilon} = T_1 + T_2 + T_3 + T_4 = 4T_0$ и различные периоды примерно определяются как:

$$T_1 = T_0 - 2dT, T_2 = T_0, T_3 = T_0 - dT, T_4 = T_0 + 3dT.$$

На рис. 1.2 представлен пример неэквилистантной последовательности импульсов с четырьмя ППИ.

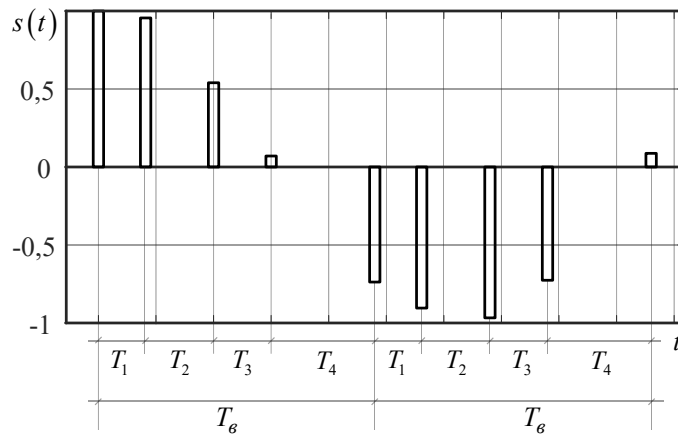


Рисунок 1.2 – Неэквилистантная последовательность импульсов

Для случая p - различных периодов повторения импульсов входная последовательность может быть представлена как сумма p - эквидистантных подпоследовательностей с общим периодом следования импульсов (период возбуждения T_e):

$$\begin{aligned}
 s(t) &= (s_1(t) + s_2(t) + s_3(t) + \dots + s_p(t)), \\
 s_1(t) &= \left(\sum_{i=0}^{N/p-1} (1(t - iT_e) - 1(t - iT_e - \tau)) \right) \cos(\omega_0 t), \\
 s_2(t) &= s_1(t - T_1), \\
 s_3(t) &= s_1(t - T_1 - T_2), \\
 &\dots \\
 s_p(t) &= s_1(t - T_1 - T_2 - \dots - T_{p-1}),
 \end{aligned}$$

где $s(t)$ – временное представление исходной неэквидистантной последовательности импульсов с отсчетами $\{x_n\}$; $s_1(t), s_2(t), s_3(t), \dots, s_p(t)$ – временные представления эквидистантных подпоследовательностей с отсчетами $\{x_{pn}\}, \{x_{pn+1}\}, \dots, \{x_{pn+p-1}\}$ соответственно.

Исходная неэквидистантная последовательность N -отсчетов $\{x_n\}$ разделяется на p – эквидистантные подпоследовательности импульсов N/p -отсчетов $\{x_{pn}\}, \{x_{pn+1}\}, \dots, \{x_{pn+p-1}\}$ с периодом возбуждения T_e и сдвиги между которыми соответственно равны $T_1, T_2, \dots, T_p$ (различные ППИ исходной последовательности $\{x_n\}$). Отклонения эквидистантных подпоследовательностей от их положений в случае, когда исходная импульсная последовательность $\{x_n\}$ является эквидистантной, характеризуются величинами СВППИ v_m , $m = 1 \dots p-1$, которые определяются следующим образом:

$$v_m = \left(mT_0 - \sum_{i=1}^m T_i \right) / T_0,$$

где $T_0 = T_e/p = \sum_{i=1}^p T_i/p$ – средний период повторения импульсов, T_i , $i = 1 \dots p$ – раз-

личные периоды повторения импульсов; $T_e = \sum_{i=1}^p T_i$ – период возбуждения; при

$T_1 = T_2 = \dots = T_p$ данная последовательность $\{x_n\}$ становится эквидистантной и $\nu_m = 0$.

На основании приведенных выше правил формирования различных периодов следования импульсов рассмотрим спектры сигналов с возбуждающей периода следования импульсов при $p=3$, $p=4$ и $N=64$, представленные на рис. 1.3.

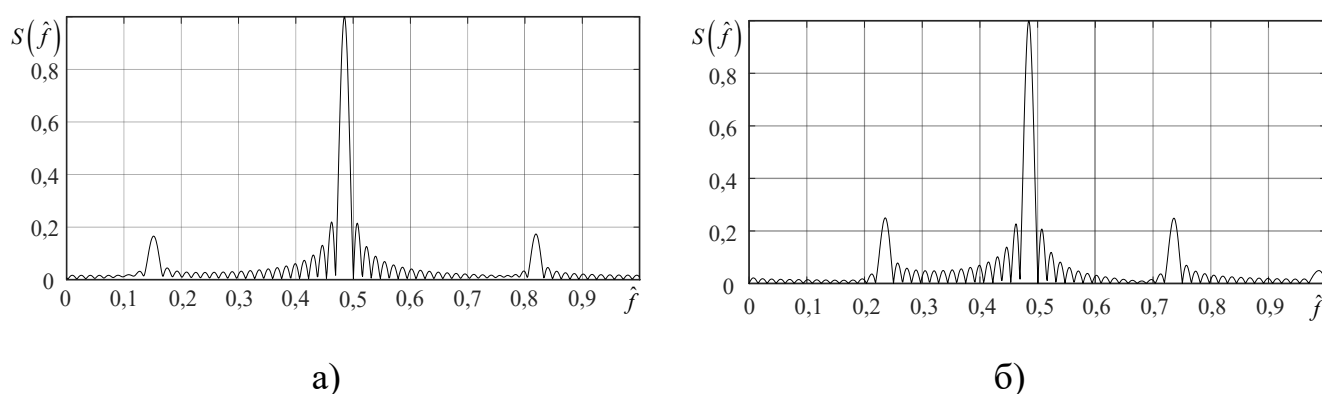


Рисунок 1.3 – Спектры неэквидистантных последовательностей импульсов при

а) $p=3$, б) $p=4$

Как следует из рис. 1.1 и рис. 1.3, в спектрах наблюдаются один, два и три $(p-1)$ дополнительных боковых лепестка в соответствии с количеством различных периодов, не учитываемых при классической доплеровской фильтрации. Исследование отношения сигнал/шум P_s / σ_n^2 проводилось с использованием доплеровской фильтрации на основе классического алгоритма БПФ. Пусть отношение сигнал/шум P_s / σ_n^2 на входе доплеровского фильтра составляет 10 дБ. Рассмотрим результаты расчета отношения сигнал/шум P_s / σ_n^2 в зависимости от значения dT/T_0 на выходе доплеровского фильтра для различных параметров p . Результаты представлены в табл. 1.1.

Таблица 1.1 – Результаты вычисления отношения сигнал/шум на выходе МЧФ

p	2			3			4		
dT/T_0	0	0,2	0,4	0	0,2	0,4	0	0,2	0,4
P_s / σ_n^2 , дБ	34,25	33,82	32,41	34,25	32,67	27,31	34,25	31,57	26,30

При $dT/T_0 = 0$, пачка становится эквидистантной и естественно P_s / σ_n^2 остается постоянной при различных значениях p . На основании результатов, представленных в табл. 1.1, можно отметить, что увеличение dT (то есть повышение вобуляции ППИ) приводит к снижению отношения сигнал-шум. Это объясняется уменьшением когерентного усиления в области основных лепестков на частотах, кратных $1/(NT_0)$ с ростом степени вобуляции периода повторения импульсов. Эти потери при вобуляции периода повторения можно устранить с помощью предложенной ниже модификации алгоритма БПФ. Следует подчеркнуть, что при увеличении количества различных периодов повторения импульсов скорость уменьшения этого отношения становится значительно выше. Следовательно, при проектировании многоканального фильтра необходимо учитывать вобуляцию периода повторения импульсов, с целью повышения отношения сигнал-шум.

1.1.2 Межпериодные корреляционные матрицы сигнала и помехи с учетом вобуляции периода повторения импульсов

В настоящее время в радиолокационных системах для моделирования радиосигналов широко применяются многомерный случайный процесс с гауссовским распределением. Входной случайный процесс, как правило, включает полезный сигнал, УП и БГШ. Плотность распределения вероятности входного процесса выражается следующим образом [88]:

$$W(\mathbf{x}) = (4\pi)^{-N} (\det^{-1} \mathbf{R}) \exp\{-\mathbf{x}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{x} / 2\},$$

где $\mathbf{x}$ – выборочный N -мерный вектор процесса; $\mathbf{R}$ и $\mathbf{R}^{-1}$ – прямая и обратная корреляционные матрицы обрабатываемого процесса, а символ H обозначает транспонирование и комплексное сопряжение. В случае, если входной процесс представляет собой только БГШ, его корреляционная матрица является единичной.

$$\mathbf{R} = \mathbf{R}^{-1} = \mathbf{E}.$$

Корреляционная матрица входной суммы помехи и шума представляется в следующем виде:

$$\mathbf{R}_{c+n} = (\mathbf{R}_c + \lambda \mathbf{E}) / (1 + \lambda),$$

$$\mathbf{R}_c = \eta \mathbf{R}_c^g + (1 - \eta) \mathbf{R}_c^r,$$

где $\mathbf{R}_c$ – это нормированная корреляционная матрица помехи, $\mathbf{R}_c^g$ – нормированная корреляционная матрица процесса с гауссовской аппроксимацией спектра, $\mathbf{R}_c^r$ – нормированная корреляционная матрица процесса с резонансной аппроксимацией спектра, λ – отношение шум-помеха и $\eta \in [0; 1]$ – относительная доля составляющей гауссовского и $(1 - \eta)$ резонансного процессов. При этом [88]:

$$r_{m,n}^g = \exp\left(-\left[\pi(m-n)\Delta F_c\right]^2 / 2,8\right),$$

$$r_{m,n}^r = \exp\left(-\pi|m-n|\Delta F_c\right),$$

где ΔF_c – относительная ширина спектра помехи, m, n – индексы элементов корреляционной матрицы помехи с размерами $N \times N$, которая является действительной. Общий вид матрицы помехи при $\eta = 1$ для марковского процесса с бесконечной связью на нулевой частоте модуляции (в радиолокации соответствует неподвижным объектам) определяются следующим образом:

$$\mathbf{R}_c = \begin{bmatrix} 1 & e^{\frac{-(\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} & e^{\frac{-(2\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} & \dots & e^{\frac{-((N-1)\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} \\ e^{\frac{-(\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} & 1 & e^{\frac{-(\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} & \dots & e^{\frac{-((N-2)\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} \\ e^{\frac{-(2\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} & e^{\frac{-(\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} & 1 & \dots & e^{\frac{-((N-3)\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{\frac{-((N-1)\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} & e^{\frac{-((N-2)\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} & e^{\frac{-((N-3)\pi\Delta F_c)^2}{2,8}} & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (1.1)$$

Нормированная корреляционная матрица сигнала $\mathbf{R}_s$ также обычно представляется в виде марковского процесса с одной связью, элементы которой определяются следующим образом [88]:

$$r_{m,n}^s = \exp\left(-\pi|m-n|\Delta F_s - j2\pi T_0 f_s(m-n)\right),$$

где ΔF_s – относительная ширина спектра сигнала f_s – доплеровское смещение частоты сигнала, T_0 – средний период повторения импульсов.

Нормализованная комплексная корреляционная матрица сигнала с размерами $N \times N$ представляется в виде:

$$\mathbf{R}_s = \begin{bmatrix} 1 & e^{-\pi\Delta F_s + j2\pi T_0 f_s} & \dots & e^{-(N-1)\pi\Delta F_s + j2(N-1)\pi T_0 f_s} \\ e^{-\pi\Delta F_s - j2\pi T_0 f_s} & 1 & \dots & e^{-(N-2)\pi\Delta F_s + j2(N-2)\pi T_0 f_s} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{-(N-1)\pi\Delta F_s - j2(N-1)\pi T_0 f_s} & e^{-(N-2)\pi\Delta F_s - j2(N-2)\pi T_0 f_s} & \dots & 1 \end{bmatrix}. \quad (1.2)$$

Из выражений (1.1) и (1.2) видно, что нормированная корреляционная матрица помехи является симметричной, а сигнала – эрмитовой. Следовательно, корреляционные матрицы сигнала и помехи с переменным ППИ сохраняют свою структуру. Предположим, что входной процесс имеют p – различных ППИ, тогда будет $p - 1$ величин, характеризующих СВППИ $\nu_1, \nu_2, \nu_3, \dots, \nu_{p-1}$. В связи с этим элементы межпериодных корреляционных матриц помехи и сигнала с учетом СВППИ представляются соответственно выражениями [89]:

$$r_{m,n,\nu}^c = \exp\left(-\left(\pi\left((m - \nu_x) - (n - \nu_y)\right)\Delta F_c\right)^2 / 2,8\right), \quad (1.3)$$

$$r_{m,n,\nu}^s = \exp\left(-\pi\left|(m - \nu_x) - (n - \nu_y)\right|\Delta F_s - j2\pi T_0 f_s\left|(m - \nu_x) - (n - \nu_y)\right|\right), \quad (1.4)$$

где индексы x, y – определяются остатками при делении m и n на p : $x = m \bmod p$, $y = n \bmod p$, p – количество различных периодов и $\nu_0 = 0$. Примеры нормированных корреляционных матриц помехи и сигнала при $\Delta F_c = 0,1$, $\Delta F_s = 0,01$, $p = 2$, $N = 16$ в двух случаях $\nu = 0$ и $\nu = 0,2$ представляются как:

$$\begin{aligned}
\mathbf{R}_c^{v=0} &= \begin{bmatrix} 1 & 0,965 & 0,869 & 0,728 & \dots & 0 \\ 0,965 & 1 & 0,965 & 0,869 & \dots & 10^{-3} \\ 0,869 & 0,965 & 1 & 0,965 & \dots & 2,6 \cdot 10^{-3} \\ 0,728 & 0,869 & 0,965 & 1 & \dots & 6,2 \cdot 10^{-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 10^{-3} & 2,6 \cdot 10^{-3} & 6,2 \cdot 10^{-3} & \dots & 1 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{R}_c^{v=0,2} &= \begin{bmatrix} 1 & 0,978 & 0,869 & 0,759 & \dots & 0 \\ 0,978 & 1 & 0,951 & 0,869 & \dots & 10^{-3} \\ 0,869 & 0,951 & 1 & 0,978 & \dots & 3,1 \cdot 10^{-3} \\ 0,759 & 0,869 & 0,978 & 1 & \dots & 6,2 \cdot 10^{-3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 10^{-3} & 3,1 \cdot 10^{-3} & 6,2 \cdot 10^{-3} & \dots & 1 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{R}_s^{v=0} &= \begin{bmatrix} 1 & 0,969 \cdot e^{-j2,75} & 0,939 \cdot e^{-j5,50} & 0,910 \cdot e^{-j8,25} & \dots & 0,624 \cdot e^{-j41,23} \\ 0,969 \cdot e^{j2,75} & 1 & 0,969 \cdot e^{-j2,75} & 0,939 \cdot e^{-j5,50} & \dots & 0,644 \cdot e^{-j38,48} \\ 0,939 \cdot e^{j5,50} & 0,969 \cdot e^{j2,75} & 1 & 0,969 \cdot e^{-j2,75} & \dots & 0,665 \cdot e^{-j35,74} \\ 0,910 \cdot e^{j8,25} & 0,939 \cdot e^{j5,50} & 0,969 \cdot e^{j2,75} & 1 & \dots & 0,686 \cdot e^{-j32,99} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0,624 \cdot e^{j41,23} & 0,644 \cdot e^{j38,48} & 0,665 \cdot e^{j35,74} & 0,686 \cdot e^{j32,99} & \dots & 1 \end{bmatrix}, \\
\mathbf{R}_s^{v=0,2} &= \begin{bmatrix} 1 & 0,975 \cdot e^{-j2,20} & 0,939 \cdot e^{-j5,50} & 0,916 \cdot e^{-j7,70} & \dots & 0,628 \cdot e^{-j40,68} \\ 0,975 \cdot e^{j2,20} & 1 & 0,963 \cdot e^{-j3,30} & 0,939 \cdot e^{-j5,50} & \dots & 0,644 \cdot e^{-j38,48} \\ 0,939 \cdot e^{j5,50} & 0,963 \cdot e^{j3,30} & 1 & 0,975 \cdot e^{-j2,20} & \dots & 0,669 \cdot e^{-j35,19} \\ 0,916 \cdot e^{j7,70} & 0,939 \cdot e^{j5,50} & 0,975 \cdot e^{j2,20} & 1 & \dots & 0,686 \cdot e^{-j32,99} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0,628 \cdot e^{j40,68} & 0,644 \cdot e^{j38,48} & 0,669 \cdot e^{j35,19} & 0,686 \cdot e^{j32,99} & \dots & 1 \end{bmatrix}.
\end{aligned}$$

За счет вобуляции периода повторения импульсов форма спектра мощности помехи также будет изменяться (в зависимости от степени вобуляции периода повторения импульсов), что необходимо учитывать при проектировании доплеровских фильтров для обеспечения максимизации подавления помехи. На рис. 1.4. представлены спектры мощности помех при двухпериодной вобуляцией периода повторения импульсов с различными значениями СВППИ.

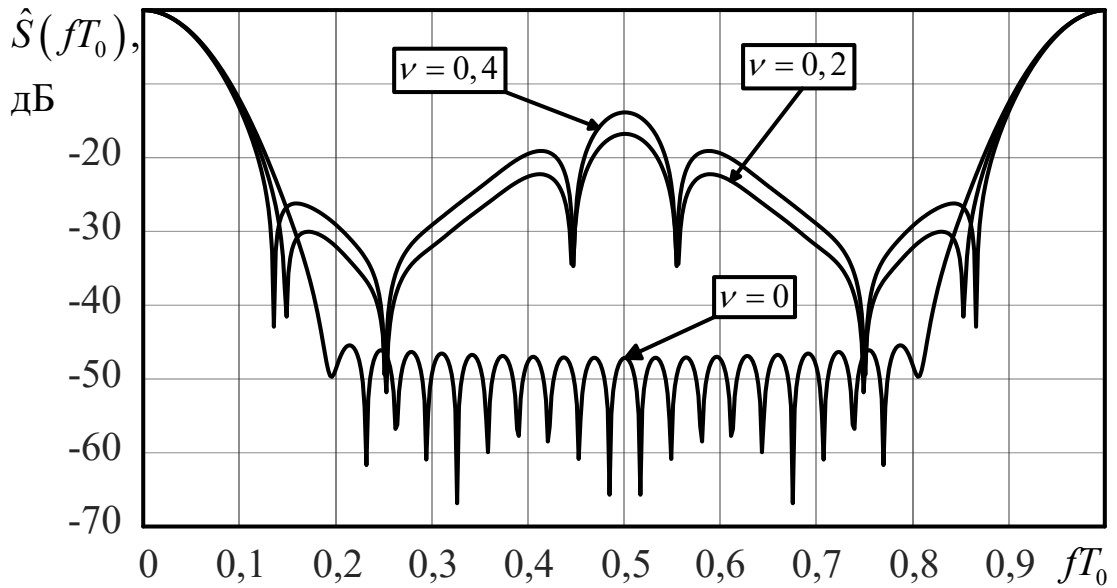


Рисунок 1.4 – Спектры мощности помехи при ДВППИ

Из рис. 1.4 видно, что в спектре помехи также появляются дополнительные боковые лепестки, уровни которых увеличиваются с ростом значения СВППИ. Это может снижать эффективность подавления помехи в некоторых каналах многоканального фильтра и будет рассмотрено в главе II.

1.1.3 Структура доплеровского процессора многоканальной фильтрации

Доплеровский фильтр (ДФ) является многоканальным фильтром, выполняющим когерентное накопление сигналов с априорно неизвестной доплеровской частотой в отдельных, неперекрывающихся поддиапазонах доплеровских частот. При этом обеспечивается также подавление УП, присутствующие на других частотах. Количество поддиапазонов выбирается соответствующим числу импульсов в пачке сигнала. Этот метод увеличивает степень когерентного накопления сигналов объекта в каждом ДФ и обеспечивает более эффективное подавление пассивных помех в более широком диапазоне доплеровских частот по сравнению использованием режекторным фильтром [34]. Квадрат амплитуды на выходе каждого доплеровского фильтра поступает на пороговое устройство. На рис. 1.5 представлен блок-диаграмма многоканального фильтра на основе дискретного преобразования (ДПФ).

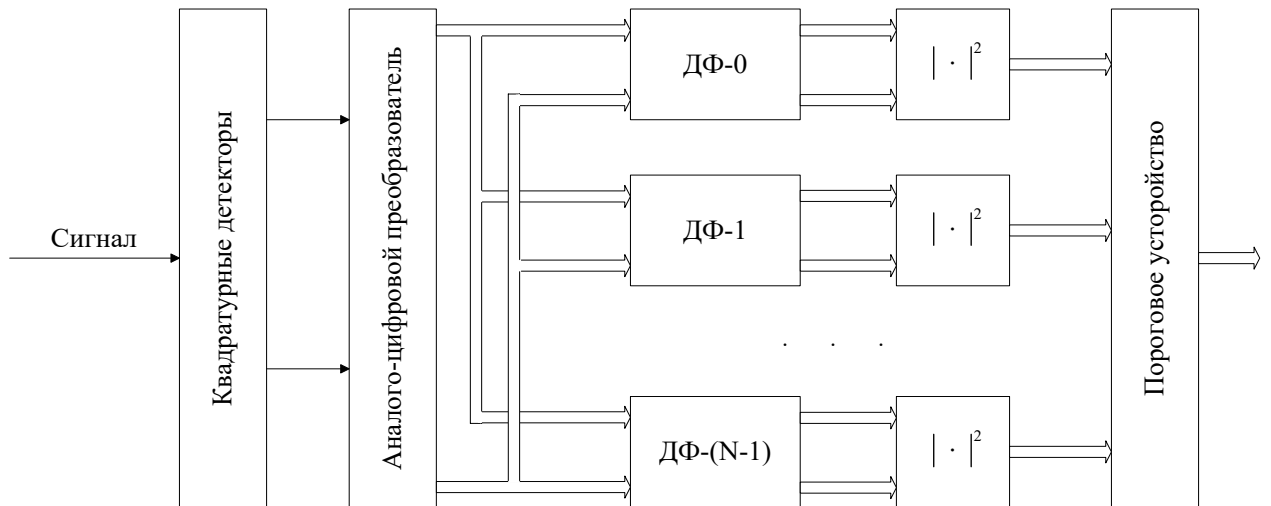


Рисунок 1.5 – Структура многоканального фильтра на основе ДПФ

При использовании большого количества импульсов N эффективно применить алгоритм БПФ для реализации многоканального фильтра. Сигнал предварительно умножается на весовые коэффициенты перед обработкой в соответствии с центральной частотой каждого доплеровского поддиапазона. Реализация на аппаратуре много упрощена за счет уменьшения количество вычислительных операций. При этом структурная схема многоканального фильтра на основе классического алгоритма БПФ описана на рис. 1.6 и на рис. 1.7 представлены амплитудно-частотные характеристики (АЧХ) доплеровских фильтров многоканального фильтра.

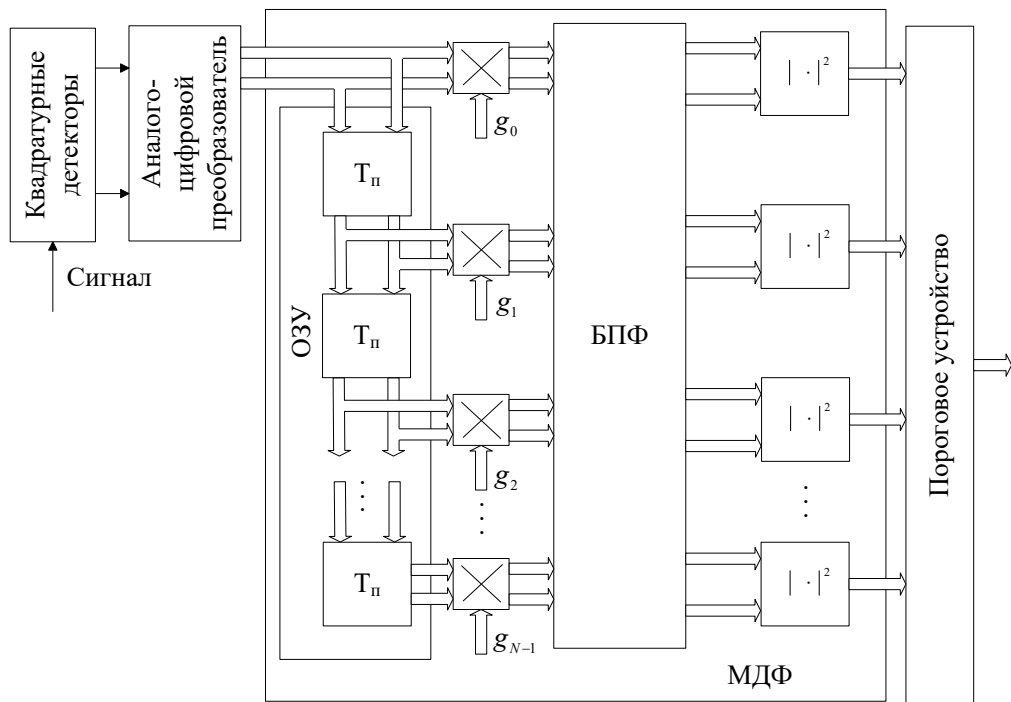


Рисунок 1.6 – Структурная схема многоканального фильтра

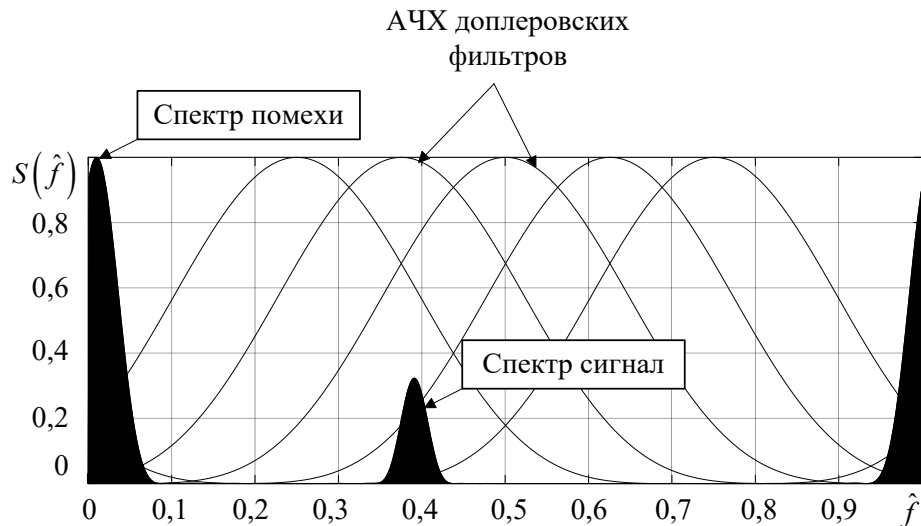


Рисунок 1.7 – АЧХ доплеровских фильтров многоканального фильтра

При количестве импульсов N многоканальный фильтр можно рассматривать как гребенку из N доплеровских фильтров, каждый из которых настроен на свою центральную частоту. Частотные настройки фильтров определяются по формуле:

$$f_k = \frac{k}{NT_0},$$

где T_0 – средний период повторения импульсов, k – номер канала доплеровского фильтра.

Структура многоканального фильтра содержит оперативное запоминающее устройство (ОЗУ) для хранения выборок входного сигнала, блок умножителей для выполнения временного взвешивания по каждому частотному каналу, а также процессор БПФ, осуществляющий преобразование сигнала в частотную область. Результаты вычислений представляют собой выходные мощности сигналов в отдельных доплеровских каналах.

1.2 Оптимальный многоканальный алгоритм обнаружения

Отраженные сигналы рассматриваются как совокупность различных отраженных сигналов от различных блестящих точек. В то же время отраженные сигналы от источника помехи представляют собой сумму отраженных сигналов от различных элементов источника помехи. Поскольку перемещение отражений происходят медленно, отраженные сигналы от источника помехи являются корре-

лированными сигналами [78]. При оптимизации обнаружения пачки когерентных импульсов на фоне УП можно рассматривать в ряде работ [15, 90].

Согласно работе [15] для сигнала с полностью известными параметрами достаточная статистика определяется следующим образом:

$$\xi = \ln(\lambda(\mathbf{x})) = \mathbf{x}^H \mathbf{R}^{-1} \mathbf{s},$$

где $\mathbf{x}$ – вектор-столбец комплексной входной смеси фильтра, $\mathbf{s}$ – ожидаемый комплексный вектор-столбец сигнала, $\mathbf{R}^{-1}$ – N -мерная обрабатываемая матрица.

На рис. 1.8 представлена структура оптимальной обработки [11].

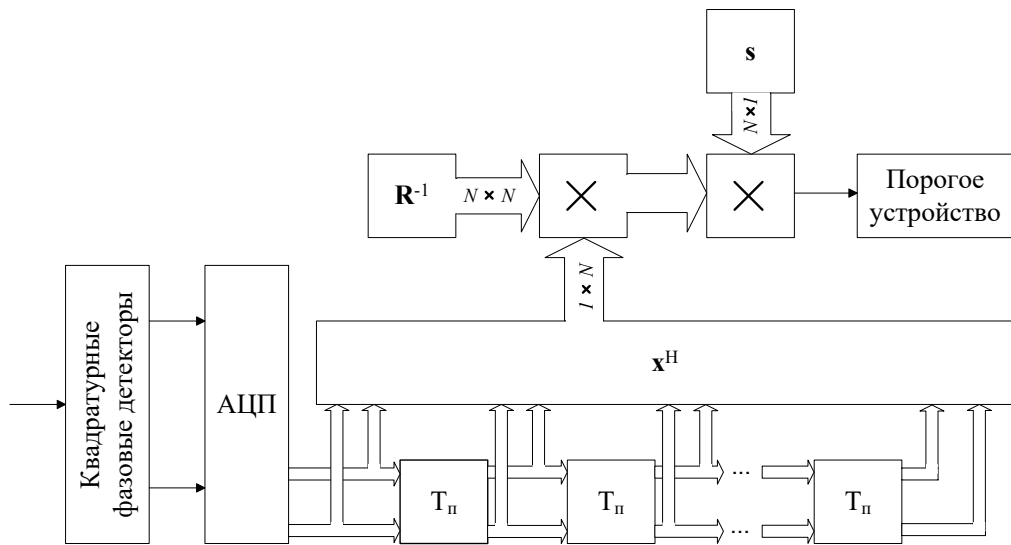


Рисунок 1.8 – Структура оптимального приемника

Входной сигнал проходит через квадратурные фазовые детекторы, после чего преобразуется из аналогового в цифровой вид в блоке аналого-цифрового преобразователя (АЦП). Затем данные сохраняются в памяти для последующей обработки. Фильтр использует два квадратурных канала, что позволяет устранить влияние начальной фазы сигнала. Размер обрабатываемых процессов указывается на стрелках.

Для упрощения вычислений обработка сводится к фильтрации сигнала с помощью узкополосного фильтра путем разложения ядра достаточной статистики в произведение векторов $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{w}\mathbf{w}^H$, где $\mathbf{w} = \{w_i\}$ – комплексный вектор-столбец импульсной характеристики линейного фильтра, $w_i = g_i \cdot e^{-j\psi_i}$ – i -й элемент векто-

ра импульсной характеристики $\mathbf{w}$, ψ_i – угол поворота вектора обработки по ожидаемой фазы сигнала для i -го периода повторения.

При подавлении помехи выигрыш определяется на основе отношения сигнал-(помеха+шум) на выходе и входе фильтра или коэффициента улучшения, который выражается следующей формулой:

$$\mu = \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_{cn}^2} \right)_{\text{вых}} / \left(\frac{\sigma_s^2}{\sigma_{cn}^2} \right)_{\text{вх}} = \frac{(\sigma_s^2)_{\text{вых}}}{(\sigma_s^2)_{\text{вх}}} \cdot \frac{(\sigma_{cn}^2)_{\text{вх}}}{(\sigma_{cn}^2)_{\text{вых}}} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w} (1 + \lambda)}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_c + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w}},$$

где σ_s^2 и σ_{cn}^2 соответствуют мощностям сигнала и смеси помехи и шума соответственно.

Для максимизации коэффициента улучшения фильтра в задаче обнаружения необходимо выбрать вектор обработки $\mathbf{w}$ из условия:

$$\mu = \mu(\mathbf{w}) \rightarrow \max_{\mathbf{w}}.$$

При решении характеристического уравнения $\det\{\mathbf{R}_s - \mu(\mathbf{R}_c + \lambda \mathbf{E})\}$ и системы линейных уравнений $\{(\mathbf{R}_c + \lambda \mathbf{E})^{-1} \mathbf{R}_s\} \mathbf{w}_{opt} = \mu \mathbf{w}_{opt}$ для собственного вектора $\mathbf{w}_{opt}$, соответствующего максимальному собственному значению матрицы $(\mathbf{R}_c + \lambda \mathbf{E})^{-1} \mathbf{R}_s$ можно определить максимальное значение μ [15]. При обработке НПД собственный вектор оптимизации $\mathbf{w}_{opt}$ определяется с учетом вобуляции в нормированных корреляционных матрицах, элементы которых соответствуют (1.3) и (1.4). Однако такой подход не является более простым по сравнению с использованием матричного фильтра, поскольку требует решения как характеристического уравнения, так и системы линейных уравнений. Кроме того, если значение отношения шум-помеха λ не задано априорно, необходимо также оценивать отношение шум-помех на входе фильтра.

Оптимизация в каждом частотном канале по отдельности делает невозможное применение алгоритма БПФ. В то же время, для обеспечения высокой вычислительной эффективности в многоканальном обнаружителе рассмотрим синтез многоканального фильтра на основе модифицированного алгоритма БПФ с ис-

пользованием взвешенных окон. Это позволяет повысить эффективность фильтра по критериям максимума усредненного по доплеровским каналам среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помехи+шума) и максимума усредненной по доплеровским каналам средней вероятности правильного обнаружения.

1.3 Процессоры многоканальной фильтрации на основе модифицированного алгоритма БПФ

Классический доплеровский процессор на основе БПФ обеспечивает быстрое и относительно простое вычисление при обработке когерентного пакета импульсов. Однако при использовании неэквидистантной последовательности импульсов такой процессор уже не может обеспечивать оптимальное решение. Это связано с тем, что классический процессор не учитывает изменение периода следования импульсов, что приводит к снижению когерентного накопления и потере энергетической эффективности. Оптимальный фильтр, напротив, учитывает как структуру входного сигнала, так и статистические характеристики помех, что позволяет сформировать импульсную характеристику фильтра, обеспечивающую максимум по энергетическому критерию. Однако такая фильтрация требует значительных вычислительных затрат и не позволяет использовать алгоритм БПФ, что приводит к резкому увеличению объема вычислений. Поэтому в этом разделе рассмотрим синтез доплеровского процессора на основе модифицированного алгоритма БПФ с учетом вобуляции периода повторения импульсов. Алгоритм доплеровской фильтрации, учитывающий параметры вобуляции периода повторения импульсов зондирующего сигнала, анализировался в [12, 14, 29, 63, 91].

1.3.1 Структура модифицированного алгоритма БПФ при двухпериодной вобуляции периода повторения импульсов

Если последовательность $\{x_n\}$ является эквидистантной импульсы следуют с периодом T_0 , то спектральные отсчеты X_k ее N -точечного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) можно представить как:

$$X_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n} W_N^{2nk} + \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n+1} W_N^{(2n+1)k}, \quad (1.5)$$

$$W_N = \exp\left(-\frac{j2\pi}{N}\right).$$

Исходная последовательность длины N может быть разделена на две подпоследовательности: четную и нечетную меньшей длины $N/2$. Такой алгоритм известен к алгоритму с прореживанием по времени. Когда входная последовательность $\{x_n\}$ является неэквилидистантной, в отличие от эквидистантного случая, нечетные отсчеты $\{x_{2n+1}\}$ смещаются во времени влево на интервал $\Delta T = T_0 - T_1$. Где $T_0 = (T_1 + T_2)/2$ – средний период повторения импульсов, T_1, T_2 , – различные периоды повторения импульсов исходной последовательности $\{x_n\}$. Это временное смещение приводит к фазовому сдвигу, зависящему от параметра возбуждения периода повторения импульсов. Для компенсации данного эффекта алгоритм (1.5) подлежит модификации путем введения корректирующего фазового сдвига. В результате, модифицированное N -точечное ДПФ последовательности $\{x_n\}$ вычисляется путем умножения на дополнительный множитель на последнем этапе вычислений. При этом модифицированный алгоритм ДПФ представлен следующим выражением:

$$X_k = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{2n} W_N^{2nk} + e^{j2\pi k v \frac{N}{2}} \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{2n+1} W_N^{(2n+1)k}, \quad k = 0, 1, \dots, N-1,$$

где $v = \Delta T / T_0$.

На заключительном этапе модифицированного алгоритма БПФ коэффициент вращения модифицируется дополнительным умножением:

$$\begin{cases} W_{v,N}^k = e^{j2\pi v \frac{k}{N}} W_N^k = e^{-j2\pi \frac{k}{N}(1-v)}, & k = 0, 1, \dots, N/2 - 1, \\ W_{v,N}^{k+\frac{N}{2}} = e^{-j2\pi \frac{k+\frac{N}{2}}{N}(1-v)} = -W_{v,N}^k \cdot e^{j\pi v}, & k = 0, 1, \dots, N/2 - 1. \end{cases}$$

Алгоритм Кули-Тьюки эффективно обеспечивает вычисление БПФ для количества отсчетов равном степени 2. Базовая операция radix-2 «бабочка» является ядром алгоритма БПФ и сводится к вычислению суммы двух комплексных чисел и их разности с последующим умножением на коэффициент вращения (рис. 1.9).

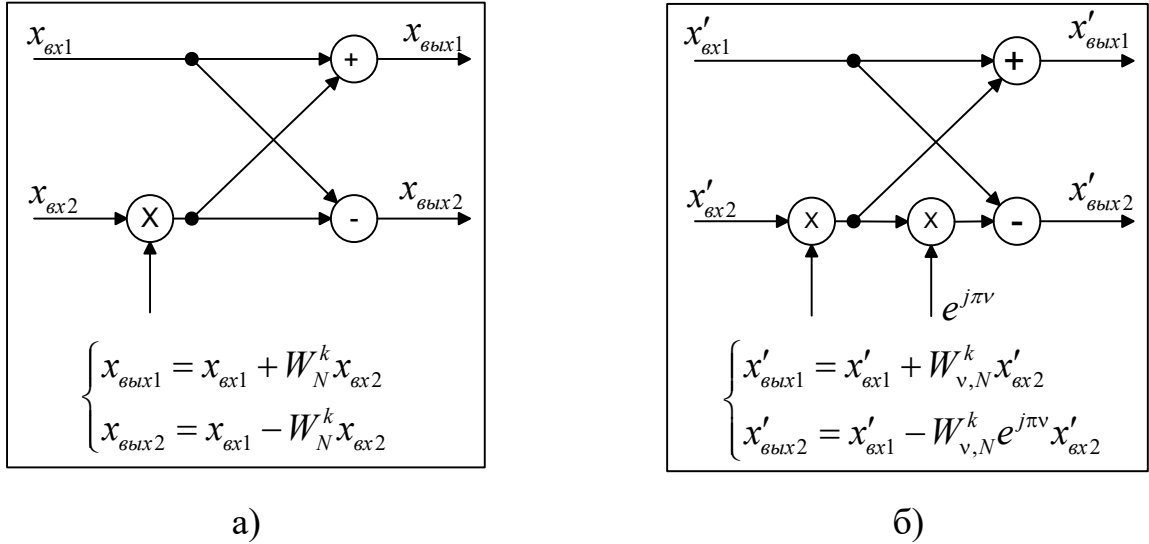


Рисунок 1.9 – Графики диаграмм «бабочка», (а) для вычисления операции radix-2, (б) для вычисления модифицированной операции radix-2

При этом граф вычисления модифицированного алгоритма БПФ и структура многоканальной фильтрации представлены на рис. 1.10 и рис. 1.11 соответственно.

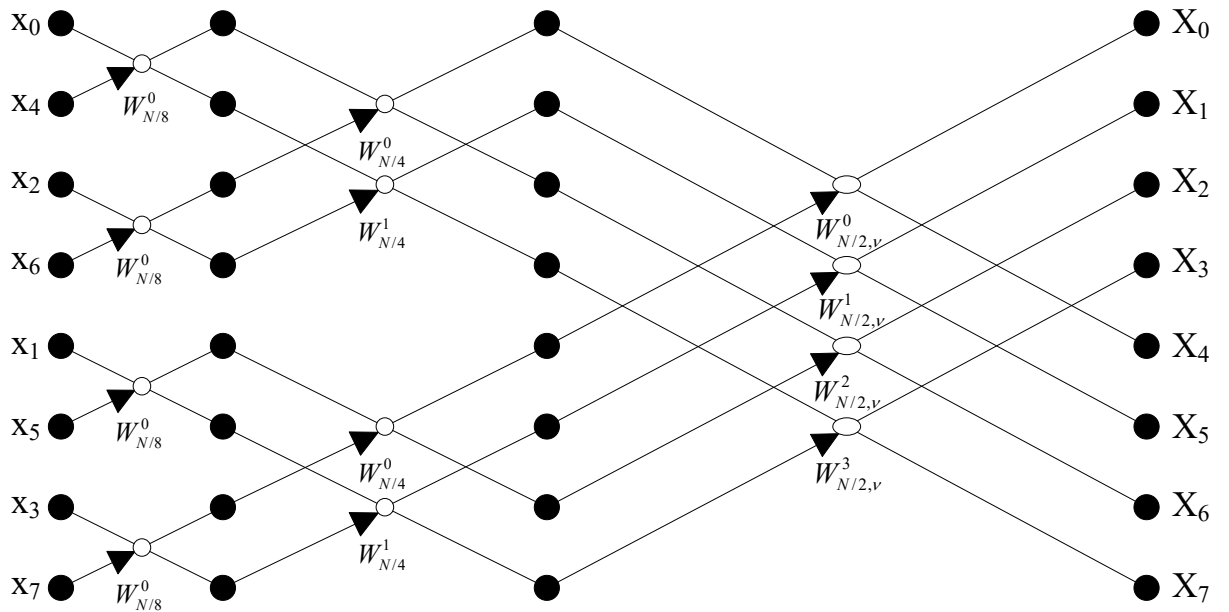


Рисунок 1.10 – Граф вычисления модифицированного алгоритма БПФ

при $p = 2$ и $N = 8$

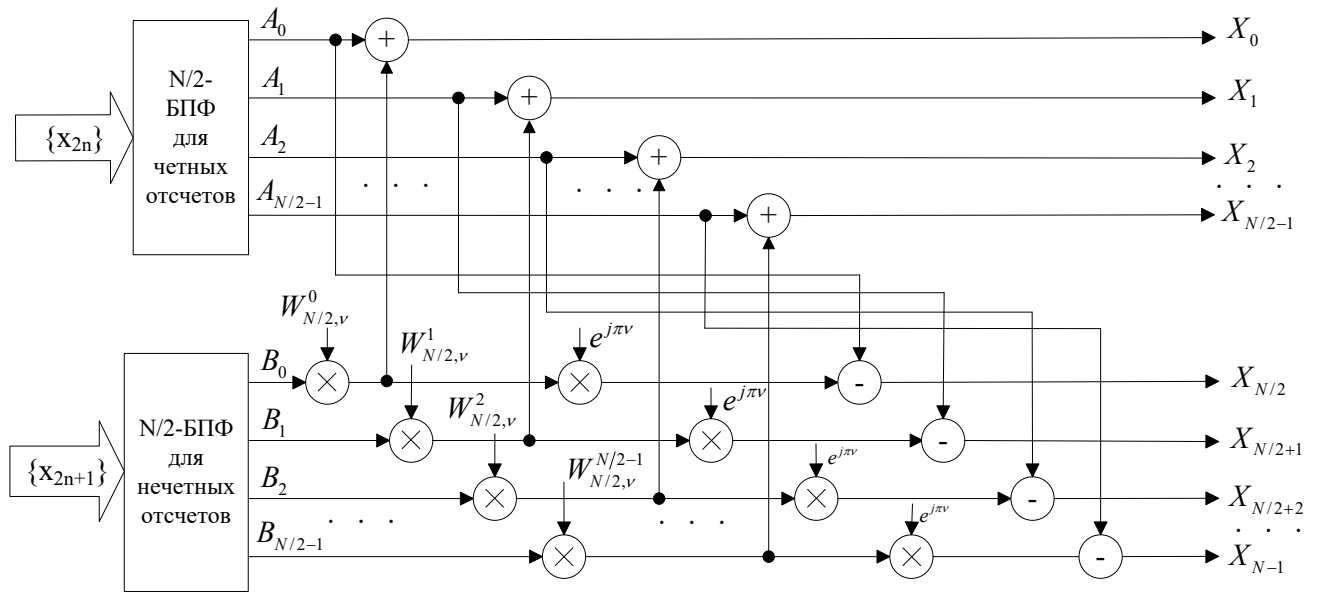


Рисунок 1.11 – Структура модифицированного алгоритма БПФ при двухпериодной вобуляции $p = 2$

Предположим, что многоканальный фильтр содержит 32 канала для обработки сигнала при степени вобуляции периода повторения импульсов $\nu = 0, 2$. В этом случае рассмотрим АЧХ доплеровского фильтра при применении классического алгоритма БПФ и модифицированного алгоритма БПФ с прямоугольным окном в 15-м канале $k = 15$, которые представлены на рис. 1.12 и рис. 1.13.

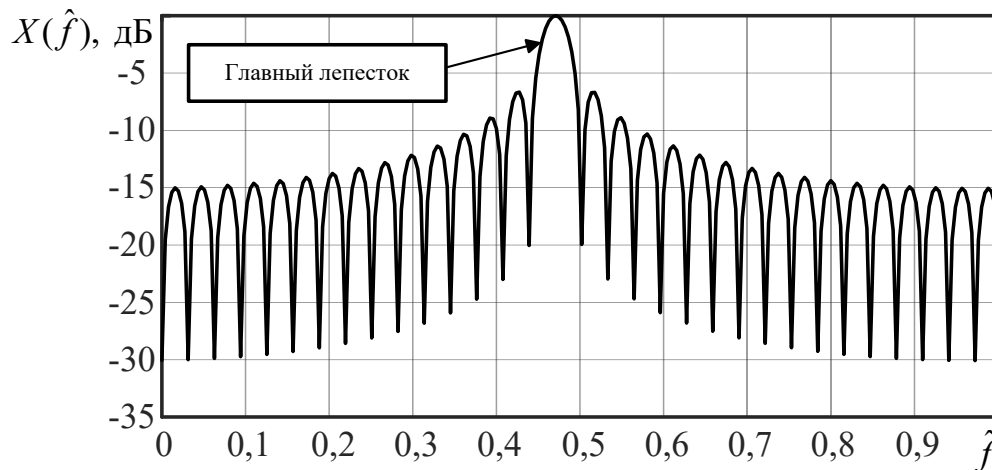


Рисунок 1.12 – АЧХ 15-го доплеровского фильтра на основе классического алгоритма БПФ при $k = 15$

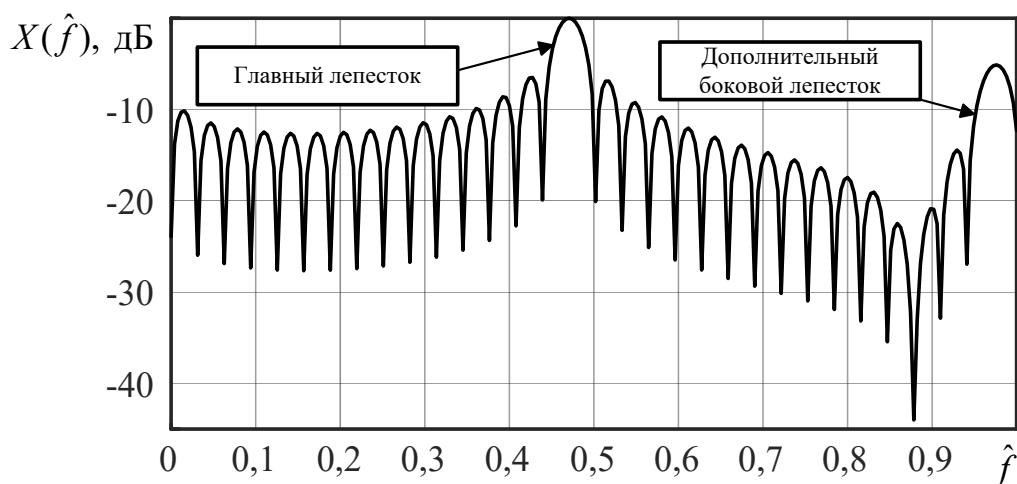


Рисунок 1.13 – АЧХ 15-го доплеровского фильтра на основе модифицированного алгоритма БПФ при $k = 15$

Из рис. 1.12 и 1.13 можно отметить, что при использовании модифицированного алгоритма БПФ возникает дополнительный боковой лепесток по сравнению с классическим алгоритмом БПФ. Следует отметить, что АЧХ доплеровского фильтра на основе модифицированного алгоритма БПФ содержит дополнительный боковой лепесток, аналогичный спектру неэквидистантной последовательности импульсов, представленной на рис. 1.1. Это приводит к увеличению когерентного накопления при фильтрации.

На рис. 1.14 представлена зависимость уровня дополнительного бокового лепестка (УДБЛ) от степени вобуляции периода повторения импульсов в различных каналах многоканальной фильтрации.

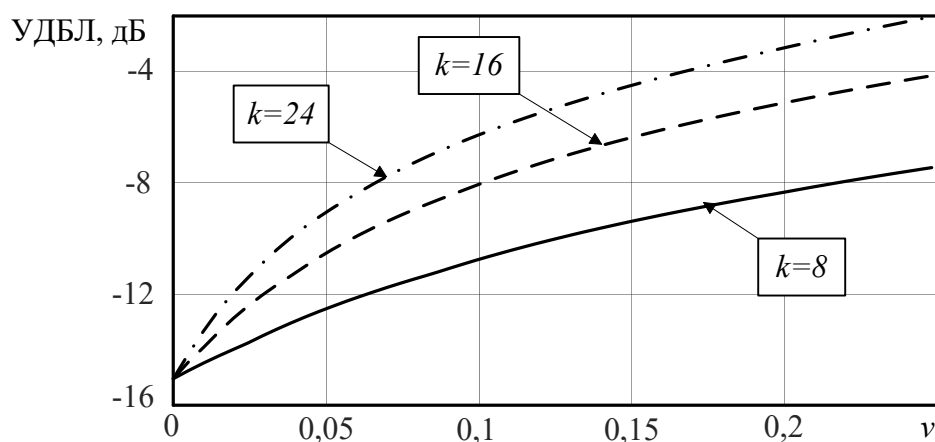


Рисунок 1.14 – Зависимость УДБЛ в различных частотных каналах от степени вобуляции периода повторения импульсов

Из рис. 1.14 видно, что с увеличением степени вобуляции периода повторения импульсов УДБЛ возрастает, что математически связано с дополнительным умножением на множитель $-\exp\left(\frac{j2\pi k\nu}{N}\right)$. Кроме того, с увеличением номера канала значение УДБЛ возрастает. Увеличение УДБЛ оказывает влияние на эффективность подавления УП, что рассматривается в разделе, посвященном оценке эффективности многоканальной фильтрации.

1.3.2 Структура модифицированного алгоритма БПФ при трехпериодной вобуляции периода повторения импульсов

Рассуждая аналогичным образом, можно получить алгоритм и структуру доплеровского процессора БПФ для вобулированных сигналов с любым числом различных периодов повторения. Для анализа структуры модифицированного алгоритма БПФ (когда $p = 3$) при обработке последовательности импульсов с трехпериодной вобуляции периода повторения импульсов (ТВППИ) рассмотрим последовательность импульсов сигнала с неэквилидистантным периодом следования $\{x_n\}$, длина которой представляет собой кратное трем число импульсов. Предположим, что общее количество импульсов последовательности $\{x_n\} - N = 3 \cdot 2^a$. В этом случае НПИ $\{x_n\}$ можно представить как сумму трех эквидистантных подпоследовательностей $\{x_{3n}\}$, $\{x_{3n+1}\}$ и $\{x_{3n+2}\}$. Модифицированный алгоритм БПФ для сигналов с ТВППИ реализуется путем вычисления классического БПФ для каждой эквидистантной подпоследовательностей импульсов $\{x_{3n}\}$, $\{x_{3n+1}\}$ и $\{x_{3n+2}\}$. Полученные результаты, обозначенные как A_k , B_k и C_k , затем используются на заключительном этапе вычисления с учетом соответствующих коэффициентов, учитывающих вобуляцию периода повторения импульсов.

Классическое ДПФ последовательности $\{x_n\}$ определяется как:

$$X_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n} W_N^{3nk} + W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n+1} W_N^{3nk} + W_N^{2k} \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n+2} W_N^{3nk}.$$

Модифицированный алгоритм ДПФ при ТВППИ для последовательности $\{x_n\}$ определяется компенсированием фазового смещения каждой подпоследовательности, путем соответствующих фазовых сдвигов. В связи с этим получим выражение для вычисления значения отсчета на выходе k -го частотного канала МЧФ:

$$X_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n} W_N^{3nk} + e^{\frac{j2\pi k\alpha}{N}} W_N^k \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n+1} W_N^{3nk} + e^{\frac{j2\pi k\beta}{N}} W_N^{2k} \sum_{n=0}^{\frac{N}{3}-1} x_{3n+2} W_N^{3nk}, \quad (1.6)$$

$$X_k = A_k + e^{\frac{j2\pi k\alpha}{N}} W_N^k B_k + e^{\frac{j2\pi k\beta}{N}} W_N^{2k} C_k,$$

$$\alpha = \frac{T_0 - T_1}{T_0}, \quad \beta = \frac{2T_0 - T_1 - T_2}{T_0},$$

$$W_{\alpha,N}^k = e^{\frac{j2\pi k\alpha}{N}} W_N^k = e^{\frac{j2\pi k\alpha}{N}} e^{\frac{-j2\pi k}{N}} = e^{\frac{j2\pi k}{N}(\alpha-1)},$$

$$W_{\alpha,N}^k = \begin{cases} W_{\alpha,N}^k, & 0 \leq k \leq \frac{N}{3} - 1, \\ W_{\alpha,N}^{k-\frac{N}{3}} \cdot e^{\frac{j2\pi(\alpha-1)}{3}}, & \frac{N}{3} \leq k \leq \frac{2N}{3} - 1, \\ W_{\alpha,N}^{k-\frac{2N}{3}} \cdot e^{\frac{j4\pi(\alpha-1)}{3}}, & \frac{2N}{3} \leq k \leq N - 1, \end{cases}$$

$$W_{\beta,N}^k = e^{\frac{j2\pi k\beta}{N}} W_N^{2k} = e^{\frac{j2\pi k\beta}{N}} e^{\frac{-j2\pi 2k}{N}} = e^{\frac{j2\pi k}{N}(\beta-2)},$$

$$W_{\beta,N}^k = \begin{cases} W_{\beta,N}^k, & 0 \leq k \leq \frac{N}{3} - 1, \\ W_{\beta,N}^{k-\frac{N}{3}} \cdot e^{\frac{j2\pi(\beta-2)}{3}}, & \frac{N}{3} \leq k \leq \frac{2N}{3} - 1, \\ W_{\beta,N}^{k-\frac{2N}{3}} \cdot e^{\frac{j4\pi(\beta-2)}{3}}, & \frac{2N}{3} \leq k \leq N - 1, \end{cases}$$

где $T_0 = (T_1 + T_2 + T_3)/3$ – средний период повторения импульсов, T_1 , T_2 , T_3 – различные периоды повторения импульсов, α и β характеризуют степень вобуляции периода повторения импульсного сигнала. Далее используются α и β для обозначения СВППИ при ТВППИ, чтобы отличать их от ν -СВППИ при ДВППИ.

При $\alpha = \beta = 0$ данная последовательность $\{x_n\}$ становится эквидистантной. Тогда выражение (1.6) преобразуется в классический алгоритм ДПФ.

На основе приведенных формул можно построить структуру модифицированного алгоритма БПФ обработки сигнала с ТВППИ, представленную на рис. 1.15.

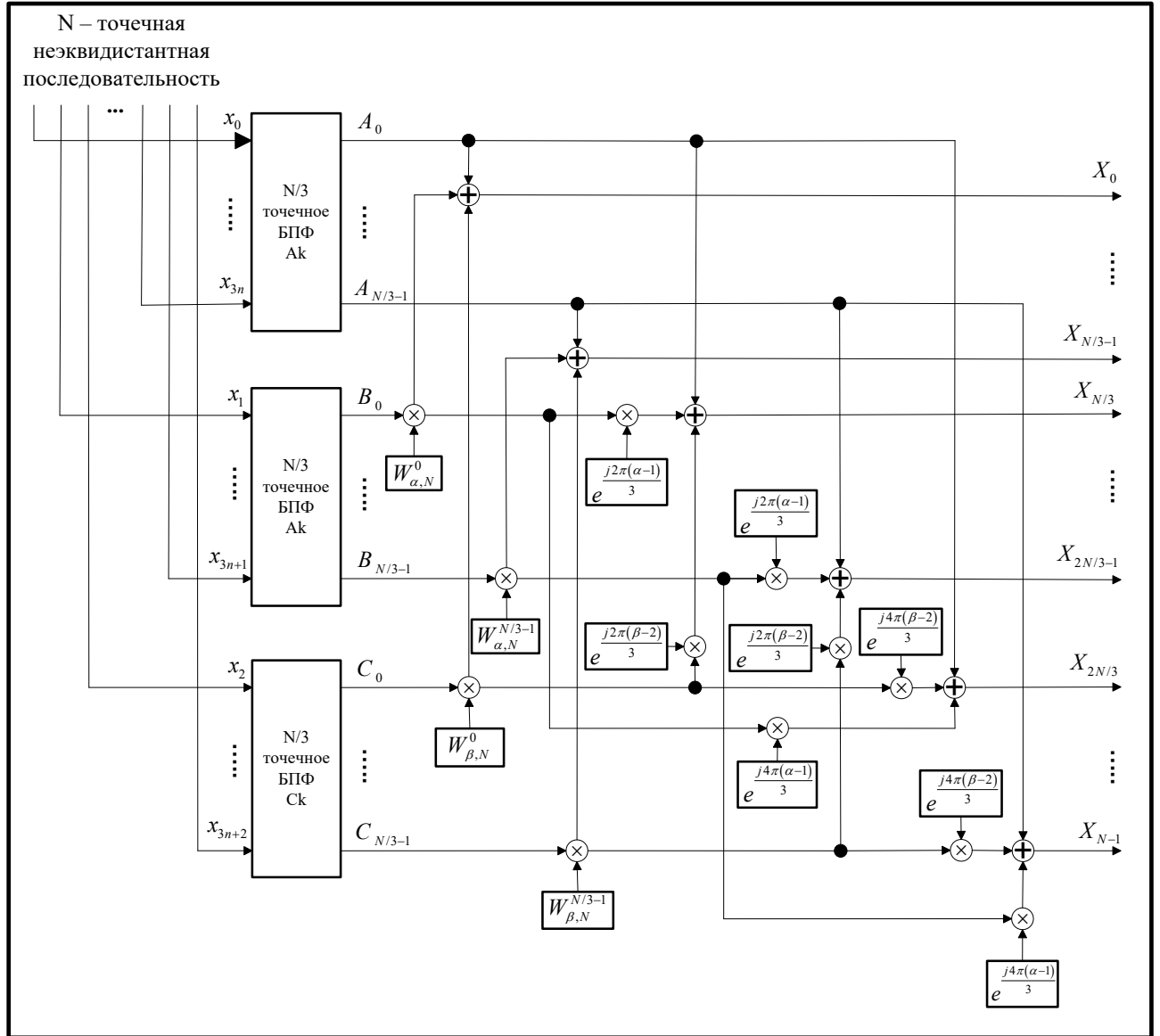


Рисунок 1.15 – Структура модифицированного алгоритма БПФ
для ТВППИ

Данная структура имеет большую сложность по сравнению со структурой для ДВПИ, поскольку результаты синтезируются на основе вычислений классического БПФ трех эквидистантных подпоследовательностей. Соответствующий вычислительный граф данной структуры представлен на рис. 1.16.

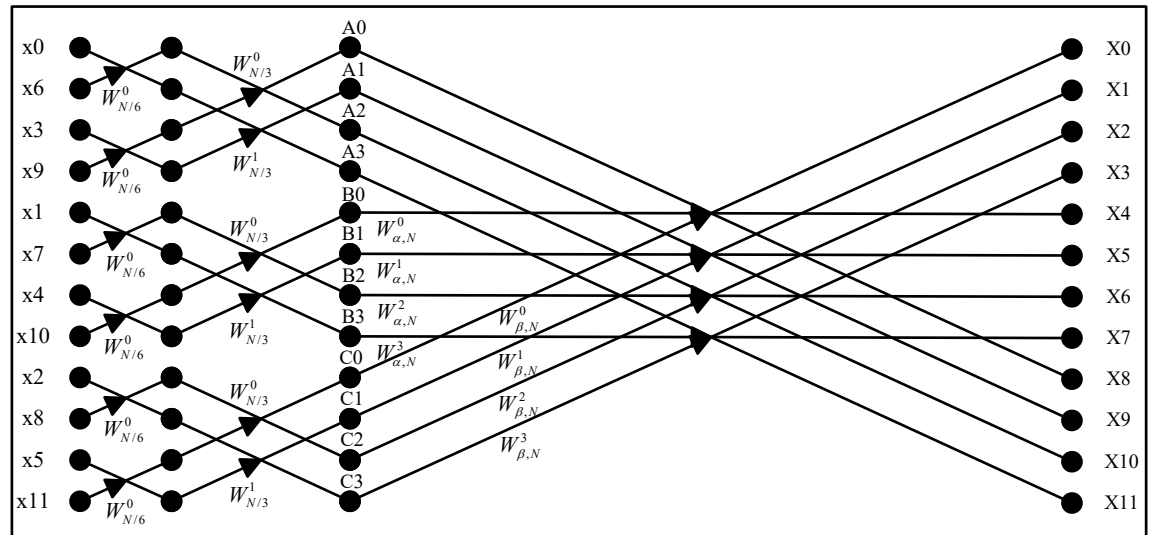


Рисунок 1.16 – Пример направленного графа при $N=12$ для модифицированного алгоритма БПФ при трех различных периодах повторения импульсов

Предположим, что многоканальный фильтр содержит 24 канала для обработки сигнала с ТВППИ. В этом случае АЧХ 11-го доплеровского фильтра, основанного на модифицированном алгоритме БПФ со степенями $\alpha=0,25$ и $\beta=0,2$, представлена на рис. 1.17.

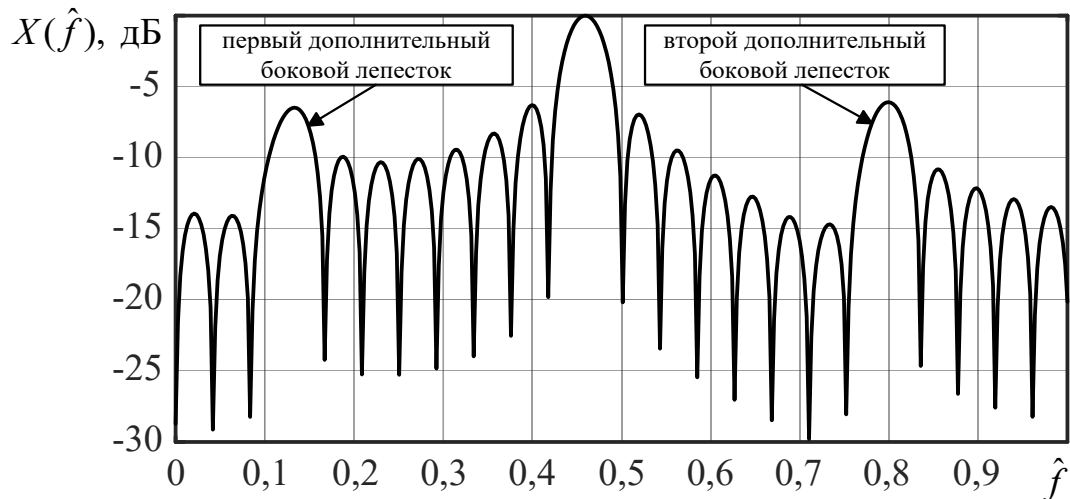


Рисунок 1.17 – АЧХ 11-го доплеровского фильтра на основе модифицированного алгоритма БПФ

Из рис. 1.17 видно, что в АЧХ появляются два дополнительных боковых лепестка, что на один больше по сравнению с доплеровским фильтром, обрабатывающим сигнал с ДВПИИ. АЧХ доплеровского фильтра тоже аналогична спектру сигнала с тремя различными периодами повторения импульсов (на рис. 1.3), что

способствует увеличению когерентного накопления сигналов при фильтрации, однако оказывает негативное влияние на процесс подавления помех.

Чем больше количество различных периодов повторения, тем больше количество дополнительных боковых лепестков. Это приводит к уменьшению эффективности подавления помех, при этом также возрастает сложность структуры алгоритма. В связи с этим ограничимся исследованием сигнала с тремя различными периодами повторения импульсов.

1.3.3 Метод комбинирования классического и модифицированного алгоритмов БПФ

Для устранения недостатков модифицированного алгоритма БПФ при обработке НПИ, рассмотрим метод комбинирования модифицированного БПФ и классического БПФ. Сущность метода комбинирования алгоритмов БПФ поясняется с помощью диаграммы коэффициентов улучшения в каналах МЧФ для сигнала с ДВПИИ. На рис. 1.18 представлено примерное значение коэффициента улучшения отношения сигнал-(шум + помеха) для различных каналов в многоканальном фильтре с 32 каналами.

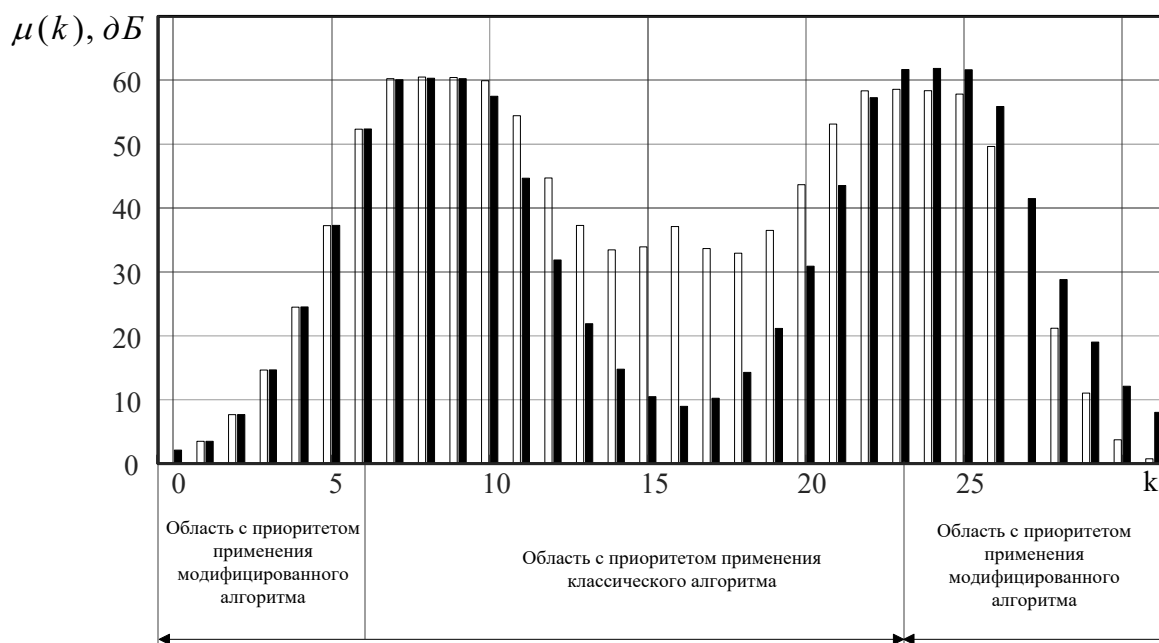


Рисунок 1.18 – Коэффициенты улучшения в каналах МЧФ для сигнала с ДВПИИ

При этом зачерненные столбцы соответствуют использованию модифицированного алгоритма БПФ, а белые – классическому алгоритму БПФ. Из рис. 1.18

видно, что модифицированный алгоритм БПФ не обеспечивает преимущества перед классическим алгоритмом БПФ во всех каналах из-за наличия дополнительных боковых лепестков в АЧХ многоканального фильтра, перекрывающихся с УП. Поэтому вычисление по модифицированному алгоритму БПФ применяется только в тех каналах, в которых дополнительный боковой лепесток (ДБЛ) не оказывает значительного влияния. На практике область применения модифицированного алгоритма БПФ определяется относительной шириной спектра УП и отношением мощности БГШ к УП. Более подробно эффективность и характеристики комбинированного алгоритма будут рассмотрены в главе II.

1.4 Критерии оценки эффективности многоканальной фильтрации

Поскольку доплеровская фаза сигнала заранее неизвестна и зависит от скорости движущегося объекта, усредним величину коэффициента улучшения сигнал (помеха+шум) μ_i в каждом доплеровском канале по всем возможным значениям доплеровского фазового сдвига φ_s в пределах соответствующего доплеровского частотного диапазона канала $\Delta\psi_i$. В результате усреднения на основе расчета коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум), представленного в разделе 1.2 получаем следующую формулу:

$$\mu_i = \mu_i(\mathbf{w}) = \int_{\psi_i - \frac{\Delta\psi_i}{2}}^{\psi_i + \frac{\Delta\psi_i}{2}} \left(\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w} (1 + \lambda)}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_c + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w}} W_i(\varphi_s) \right) d\varphi_s,$$

где ψ_i – центральная частотная i -го доплеровского канала, $W_i(\varphi_s)$ – плотность вероятности распределения величины φ_s внутри i -го канала.

Предположим, что вероятность появления сигнала одинакова во всех доплеровских каналах, а плотность распределения вероятности доплеровской фазы внутри канала $W_i(\varphi_s)$ является равномерной. В этом случае целевая функция – средний коэффициент улучшения отношения сигнал (помеха+шум) с усреднением по всем доплеровским каналам определяется следующим образом:

$$\bar{\mu} = \bar{\mu}(\mathbf{w}) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{\Delta\psi_i} \int_{\psi_i - \frac{\Delta\psi_i}{2}}^{\psi_i + \frac{\Delta\psi_i}{2}} \left(\frac{\mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w} (1 + \lambda)}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_c + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w}} \right) d\varphi_s \rightarrow \max_{\mathbf{w}}. \quad (1.7)$$

При использовании критерия Неймана–Пирсона выбор вектора обработки $\mathbf{w}$ влияет на вероятность правильного обнаружения сигнала D при фиксированной вероятности ложной тревоги F . Когда вероятность появления сигнала в доплеровских каналах P_i известна заранее или задана априорно, средняя вероятность правильного обнаружения сигнала $\bar{D}$ по всем доплеровским каналам может быть представлена в следующем виде [92]:

$$\bar{D} = \sum_{i=1}^N P_i D_i,$$

где D_i – вероятность правильного обнаружения в i -ом канале и N – количество каналов.

Вероятность правильного обнаружения сигнала в каждом доплеровском канале определяется следующим образом:

$$D_i = D_i(\mu_i) = F^{\frac{1}{1+Q\mu_i}},$$

где Q – пороговый сигнал, являющийся постоянной величиной, одинаковой для всех доплеровских каналов, а μ_i – коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха+шум).

При этом в результате усреднения вероятности правильного обнаружения сигнала в i -м доплеровском канале получаем:

$$D_i(\mu_i) = \int_{\psi_i - \frac{\Delta\psi_i}{2}}^{\psi_i + \frac{\Delta\psi_i}{2}} \left(F^{\frac{1}{1+Q\mu_i(\varphi_s)}} W_i(\varphi_s) \right) d\varphi_s = \int_{\psi_i - \frac{\Delta\psi_i}{2}}^{\psi_i + \frac{\Delta\psi_i}{2}} \left(\exp\left(\frac{\ln(F)}{1+Q\mu_i(\varphi_s)} \right) W_i(\varphi_s) \right) d\varphi_s.$$

Предположим, что вероятность появления сигнала одинакова во всех доплеровских каналах, а плотность распределения вероятности доплеровской фазы внутри канала $W_i(\varphi_s)$ является равномерной. В этом случае целевая функция –

средняя вероятность правильного обнаружения сигнал с усреднением по всем доплеровским каналам определяется следующим образом:

$$\bar{D} = \bar{D}(\mathbf{w}) = \frac{1}{N} \sum_{i=0}^{N-1} \frac{1}{\Delta\psi_i} \int_{\psi_i - \frac{\Delta\psi_i}{2}}^{\psi_i + \frac{\Delta\psi_i}{2}} \exp\left(\frac{\ln(F) \mathbf{w}^H (\mathbf{R}_c + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w}}{\mathbf{w}^H (\mathbf{R}_c + \lambda \mathbf{E}) \mathbf{w} + Q \mathbf{w}^H \mathbf{R}_s \mathbf{w} (1 + \lambda)}\right) d\varphi_s \rightarrow \max_{\mathbf{w}}. (1.8)$$

Таким образом, критерии оценки эффективности многоканальной фильтрации вытекают из целевых функций (1.7) и (1.8) в соответствии с критериями максимума среднего коэффициента улучшения сигнал-(помеха+шум) с усреднением по всем доплеровским частотным каналам, а также максимума средней вероятности правильного обнаружения сигнала с усреднением по всем доплеровским частотным каналам.

1.5 Выводы по первой главе

В первой главе обоснован выбор моделей корреляционных матриц помехи, сигнала и критериев для оценки эффективности многоканального фильтра, а также рассмотрена структура многоканального фильтра, реализуемого с применением четырех типов процессоров: классического алгоритма БПФ, оптимального алгоритма, модифицированного БПФ и комбинированного алгоритма. Установлено, что использование модифицированного алгоритма БПФ приводит к возникновению ДБЛ в амплитудно-частотной характеристике фильтра. Наличие ДБЛ в АЧХ обусловлено теми же эффектами, что и появление ДБЛ в спектре сигнала при неэквидистантном периоде следования импульсов. Число ДБЛ увеличивается с ростом количества различных частот повторения, а их уровень может достигать до -2 дБ в зависимости от номера канала и степени вобуляции. Такой эффект обусловлен необходимостью выполнения дополнительных операций умножения, направленных на компенсацию фазового смещения, возникающего в результате вобуляции периода повторения импульсов.

ГЛАВА 2 ОЦЕНКА ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОКАНАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛА С НЕЭКВИДИСТАНТНЫМ ПЕРИОДОМ СЛЕДОВАНИЯ ИМПУЛЬСОВ

В первой главе была рассмотрена структура многоканального фильтра с различными процессорами на основе БПФ, модифицированного БПФ и оптимального алгоритма. В связи с этим, в данной главе проводится анализ преимуществ указанных алгоритмов в условиях наличия смеси УП и БГШ. Для этого требуется оценить эффективность многоканального фильтра при использовании различных доплеровских процессоров в соответствии с определенными критериями.

Используем представленные в предыдущей главе критерии оценки эффективности многоканального фильтра:

- критерий максимума среднего коэффициента улучшения с усреднением по всем частотным каналам;
- критерий максимума средней вероятности правильного обнаружения сигнала с усреднением по всем частотным каналам.

Кроме того, выходные данные многоканального фильтра могут быть использованы для оценки фазового сдвига отраженного сигнала, вызванного эффектом Доплера. С применением различных методов оценки частоты в сочетании с модифицированным алгоритмом БПФ проводится сравнительный анализ ошибок оценки частоты сигнала при переменном периоде повторения импульсов.

В связи с вышеизложенным, во второй главе необходимо последовательно решить следующие задачи:

- провести оценку эффективности многоканального фильтра на фоне белого шума и узкополосной помехи (раздел 2.1);
- решить задачу оценки смещения частоты при обработке сигнала с переменным периодом следования (раздел 2.2).

В данной главе используются материалы авторских научных работ [29-32, 89, 93, 94], опубликованных лично [32] и в соавторстве с научным руководителем.

2.1 Оценка эффективности многоканального фильтра в различных условиях сигнально-помеховой обстановки

Оценка эффективности многоканального фильтра является одним из важнейших этапов перед реализацией проекта на реальной аппаратуре. Она обеспечивает оптимизацию выбора подходящих алгоритмов для конкретной области применения. Поскольку АЧХ фильтра, основанного на модифицированном алгоритме БПФ, содержит дополнительные боковые лепестки, важно оценить эффективность алгоритмов не только на фоне белого шума, но и на фоне узкополосной помехи, смешанной с белым шумом.

2.1.1 Оценка эффективности многоканального фильтра при обработке сигнала с переменным периодом следования на фоне белого гауссовского шума.

При оценке эффективности многоканального фильтра используются критерии (1.7) и (1.8). Для исследования эффективности многоканального фильтра при обработке сигналов с ДВППИ и ТВППИ используются нормированные корреляционные матрицы сигналов с элементами, соответствующими выражению (1.4) при $p = 2$ и $p = 3$. При этом используются следующие параметры многоканального фильтра (МФ) и сигнала: $N = 16$, $F = 10^{-8}$, $Q = 10$ дБ и $\Delta F_s = 0,01$. Для упрощенного исследования предположим, что значения величин СВППИ $\alpha = \beta$ при обработке сигнала с ТВППИ.

На рис. 2.1 приведены зависимости среднего коэффициента улучшения и средней вероятности правильного обнаружения сигнала от параметров СВППИ при обработке сигналов с ДВППИ и ТВППИ, где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, а сплошная линия – классическому алгоритму.

По результатам исследования, представленным на рис. 2.1 следует, что при применении классического алгоритма с увеличением степени вобуляции вероятность правильного обнаружения и коэффициент улучшения отношения сигнал-шум уменьшаются в каждом канале. Это связано с потерей части энергии сигнала

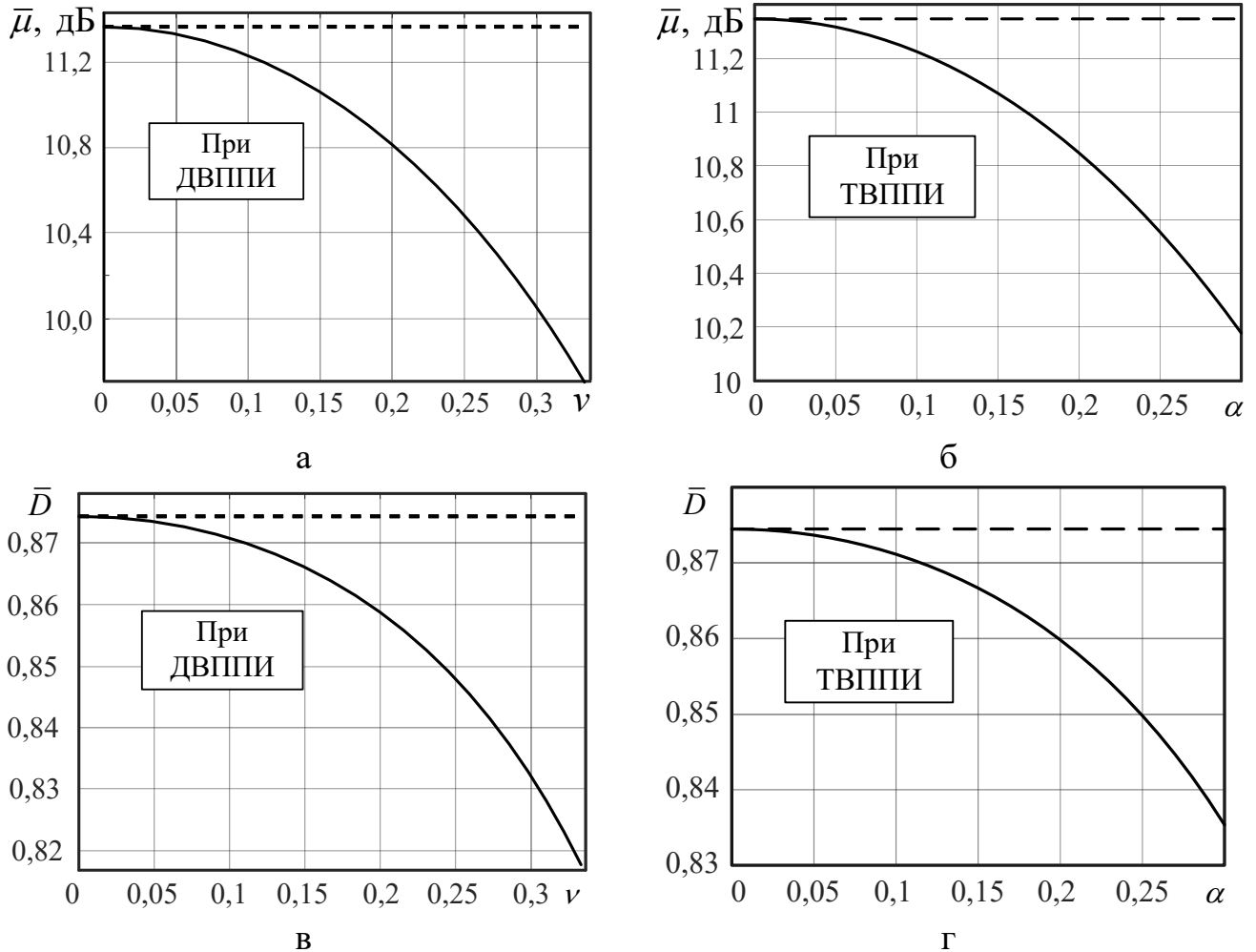


Рисунок 2.1 – Зависимости среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-шум (а, б) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала (в, г) от величин СВПИ

при вобуляции периода повторения импульсов. При применении модифицированного алгоритма вероятность правильного обнаружения и коэффициент улучшения зависят от степени вобуляции и соответствуют эквидистантной последовательности. Из этого можно сделать вывод, что при отсутствии УП применение модифицированного алгоритма для обработки сигнала с переменным периодом следования обеспечивает выигрыш в средней вероятности правильного обнаружения сигнала и среднем коэффициенте улучшения отношения сигнал-шум.

На рис. 2.2 представлены зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала от отношения сигнал-шум, где пунктирная линия соответствует модифицированному алгоритму, а сплошная линия – классическому алгоритму

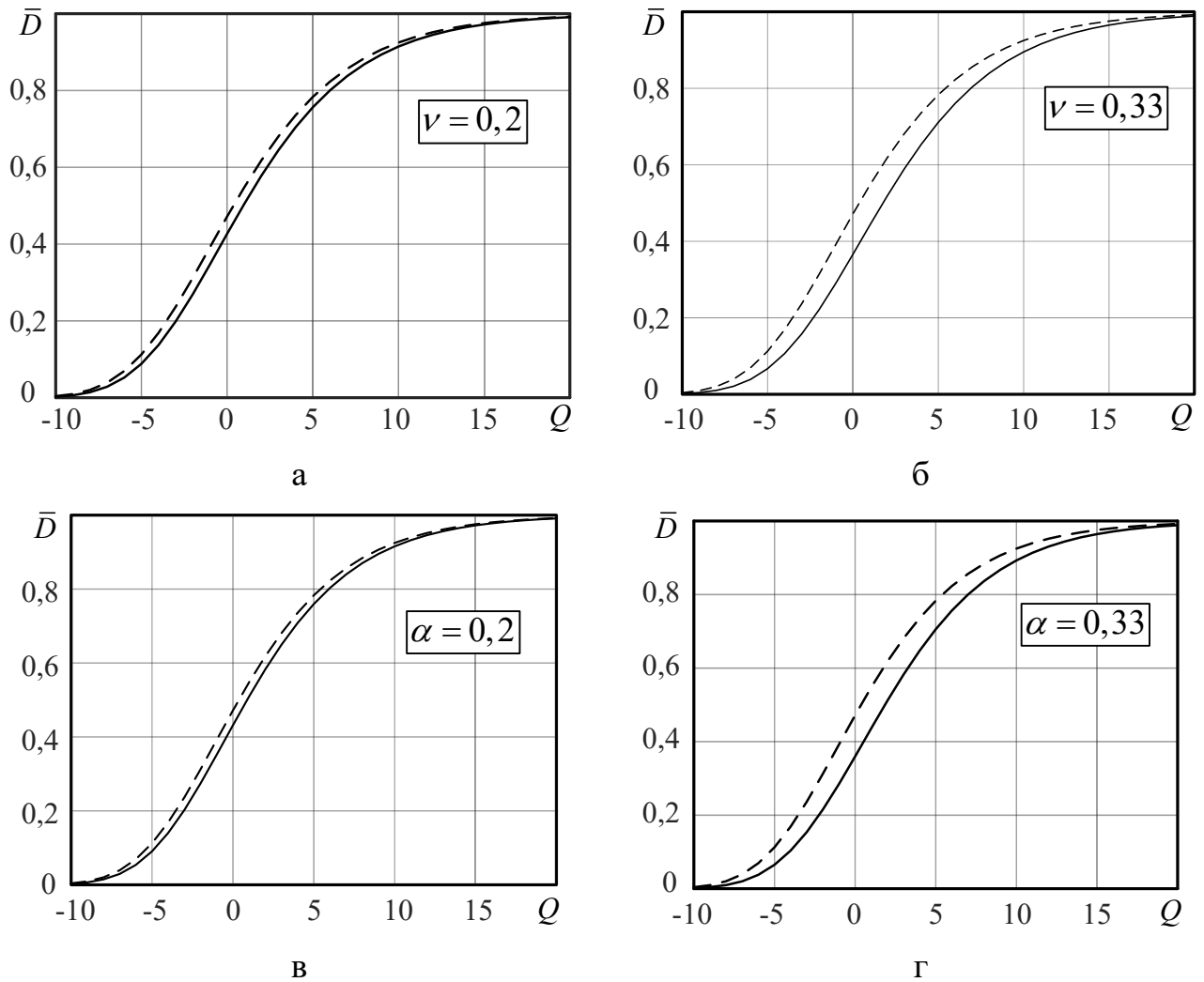


Рисунок 2.2 – Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала от входного отношения сигнал-шум (а, б) при ДВППИ, (в, г) при ТВППИ

Из результатов исследования, представленных на рис. 2.2 видно, что применение модифицированного алгоритма дает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум в пределах от 0 до 10 дБ при обработке сигнала с ДВППИ ($\nu = 0,2$) и в пределах от 0 до 15 дБ при обработке сигнала с ДВППИ ($\nu = 0,33$). А также при обработке сигнала с ТВППИ применение модифицированного алгоритма также дает выигрыш в пороговом отношении сигнал-шум: в пределах от 0 до 10 дБ при $\alpha = \beta = 0,2$ и от 0 до 15 дБ при $\alpha = \beta = 0,33$. При этом можно сделать вывод, что чем больше значения СВППИ, тем выше предел выигрыша в пороговом отношении сигнал-шум при применении модифицированного алгоритма.

На рис. 2.3 представлены зависимости среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-шум и средней вероятности правильного обнаружения сигнала от количества каналов МФ при обработке сигналов с ДВПИИ и ТВППИ. На рисунках используется пунктирная линия для обозначения эффективности модифицированного алгоритма БПФ, а сплошная линия – для классического алгоритма БПФ.

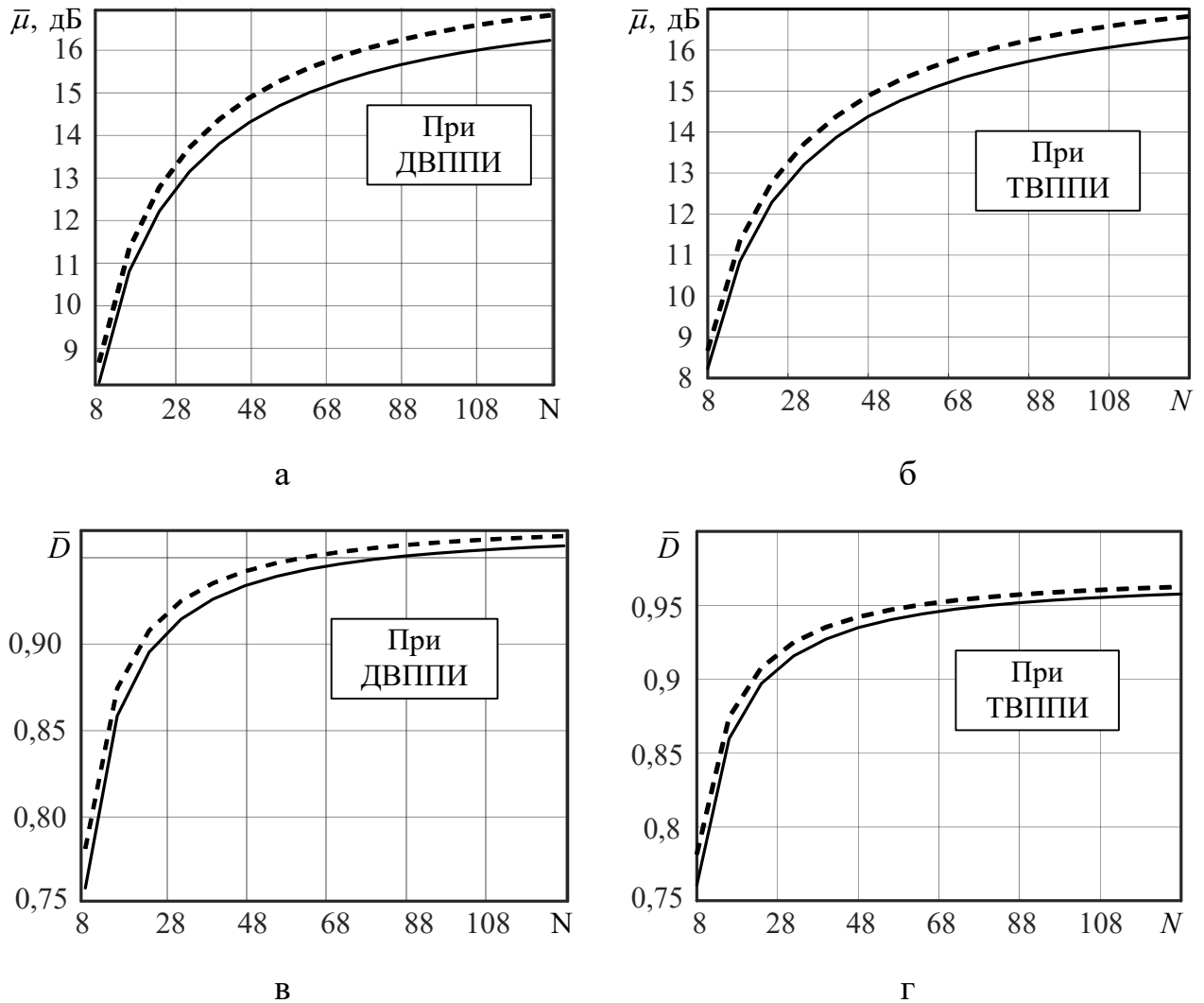


Рисунок 2.3 – Зависимости среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-шум (а, б) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала (в, г) от количества каналов фильтра

Исследование проведено при значениях СВПИИ $\nu = 0,2$ для обработки сигнала с ДВПИИ и $\alpha = \beta = 0,2$ для обработки сигнала с ТВППИ. Остальные параметры оставались неизменными, как указано выше. По результатам исследования,

представленным на рис. 2.3 видно, что с увеличением количества каналов МФ вероятность правильного обнаружения сигнала и коэффициент улучшения отношения сигнал-шум увеличиваются в каждом канале в обоих случаях при обработке сигналов с ДВПИИ и с ТВПИИ. Отметим, что с ростом количества каналов выигрыш в среднем коэффициенте улучшения увеличивается непрерывно при применении модифицированного алгоритма БПФ, в то же время вероятность правильного обнаружения сигнала ограничивается значениями, которые близкие к единице. Кроме того, с увеличением количества каналов выигрыш от применения модифицированного алгоритма БПФ уменьшается и стремится к нулю.

2.1.2 Оценка эффективности многоканального фильтра при обработке сигнала с переменным периодом следования на фоне узкополосной помехи

При наличии УП используются критерии (1.7) и (1.8) для оценки эффективности многоканальной фильтрации с применением различных алгоритмов ДПС. В процессе исследования использовано окно Дольфа-Чебышева, выражение для которого во временной области при четных N имеет вид [88]:

$$g_i = \frac{2}{N} \left[10^\gamma + 2 \sum_{j=1}^{\frac{N}{2}-1} T_{N-1} \left(\operatorname{ch} \left(\frac{1}{N-1} \operatorname{arch}(10^\gamma) \right) \cos \left(\frac{\pi j}{N} \right) \cos \left(\frac{2\pi j}{N} \left(i - \frac{N+1}{2} \right) \right) \right) \right],$$

где γ - параметр, определяющий ширину главного и его амплитуду по отношению к уровню боковых лепестков, T_{N-1} - полином Чебышева, $\operatorname{ch}(x)$ - гиперболический косинус, $\operatorname{arch}(x)$ - обратный гиперболический косинус.

При этом элементы вектора весовой обработки с последующим БПФ $\mathbf{w}$ определяются как:

$$\dot{w}_i = g_i \exp(-j\psi_i),$$

где ψ_i - фазовая настройка i -го канала многоканального фильтра, определяемая на основе используемого алгоритма ДПС.

В качестве нормированных корреляционных матриц помехи и сигнала используются соответствующие модели с элементами, представляющими выражениями

ями (1.3) и (1.4) соответственно. При этом используются следующие параметры $F=10^{-8}$, $Q=10^{-2}$, $\lambda=10^{-5}$, $\Delta F_s=0,01$, $\Delta F_c=0,1$, $N=32$, $\gamma=3,2$.

На рис. 2.4 приведены зависимости среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) (показатель по энергии) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала (показатель по вероятности) от параметра СВППИ на фоне УП и БГШ с применением классического и модифицированного алгоритмов.

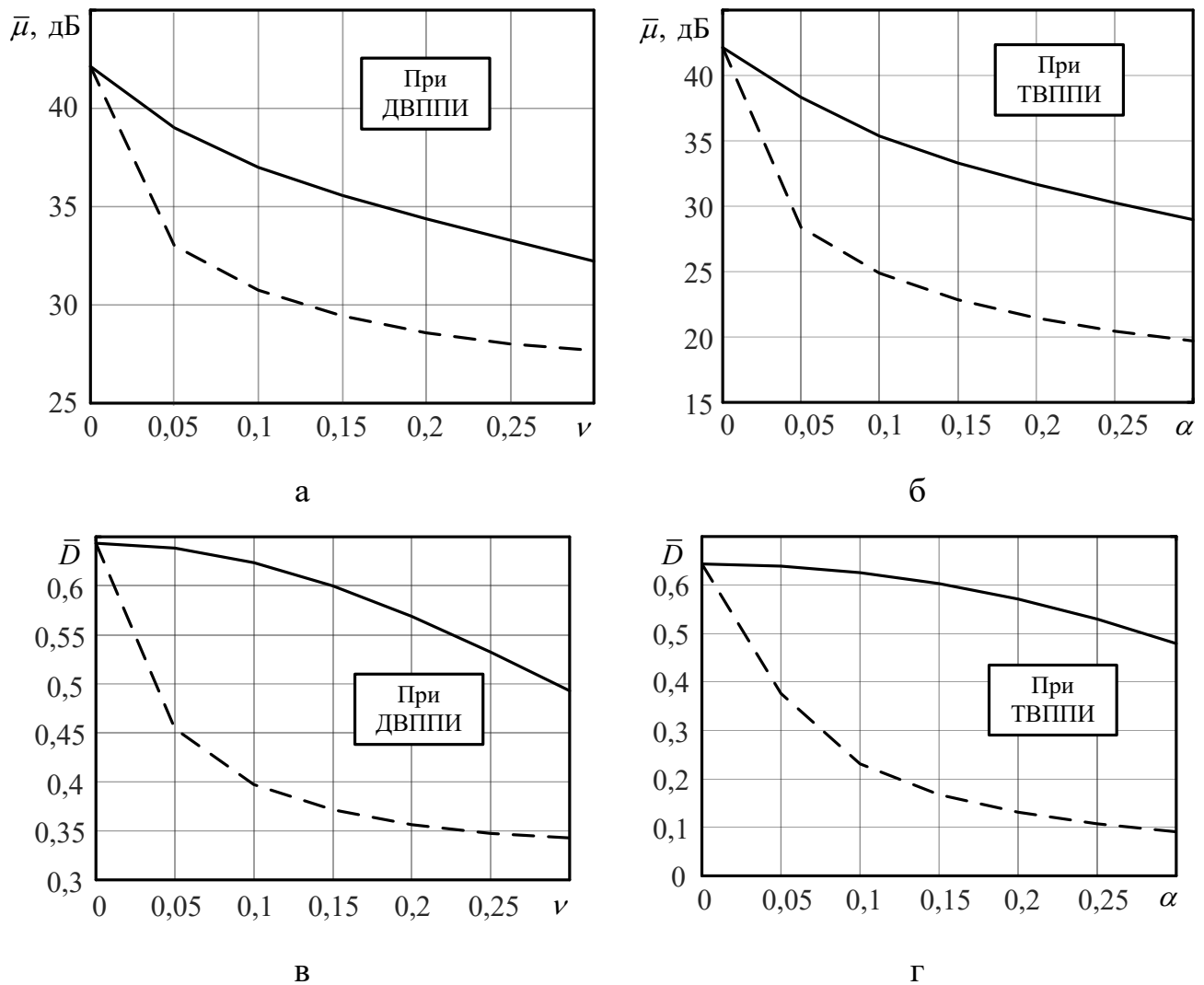


Рисунок 2.4 – Зависимости среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) (а, б) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала (в, г) от параметра СВППИ при ДВПИ и ТВППИ

Из приведенных зависимостей на рис. 2.4 следует, что при наличии УП и БГШ с увеличением СВППИ значения $\bar{\mu}$ и $\bar{D}$ уменьшаются как при обработке

сигнала с ДВППИ, так и при обработке сигнала с ТВППИ. Отметим, что при применении модифицированного алгоритма БПФ показатели по вероятности и энергии снижаются быстрее, чем при применении классического алгоритма БПФ. Это связано с увеличением при этом доли мощности УП попадающей в несколько каналов, настроенных на сигнал. Такой недостаток возникает вследствие наличия дополнительных боковых лепестков в АЧХ доплеровского фильтра, а также в спектре помехи.

На рис. 2.5 показаны спектры УП и АЧХ многоканального фильтра (с применением модифицированного алгоритма) при двухпериодной и трехпериодной возбуждении соответственно, где пунктирная линия и сплошная линия соответствуют спектру УП и АЧХ МФ.

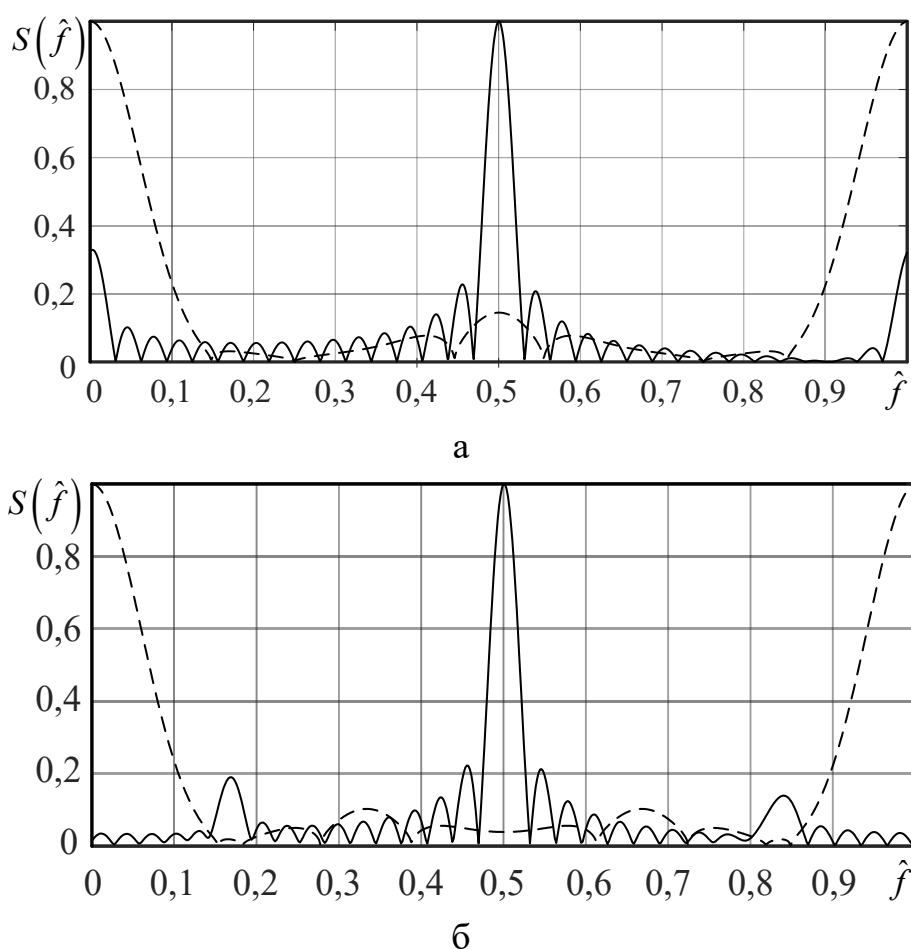


Рисунок 2.5 – Спектры УП и АЧХ доплеровского фильтра при использовании
(а) ДВППИ и (б) ТВППИ

Мощность УП увеличивается в тех каналах, где дополнительный боковой лепесток АЧХ доплеровского фильтра (при применении модифицированного алго-

ритма БПФ) полностью или частично перекрывается с главным лепестком спектра помехи. Это приводит к снижению эффективности подавления помехи. Кроме того, в спектре помехи также наблюдаются ДБЛ, поэтому даже при применении классического алгоритма БПФ показатели $\bar{\mu}$ и $\bar{D}$ также ухудшаются. При обработке сигнала с ТВППИ ухудшение показателей по вероятности и энергии выражено сильнее, чем при использовании ДВППИ. Это связано с тем, что при увеличении количества различных ЧПИ возрастает число ДБЛ, что в свою очередь, приводит к увеличению числа каналов, в которых эффективность подавления помехи существенно снижается.

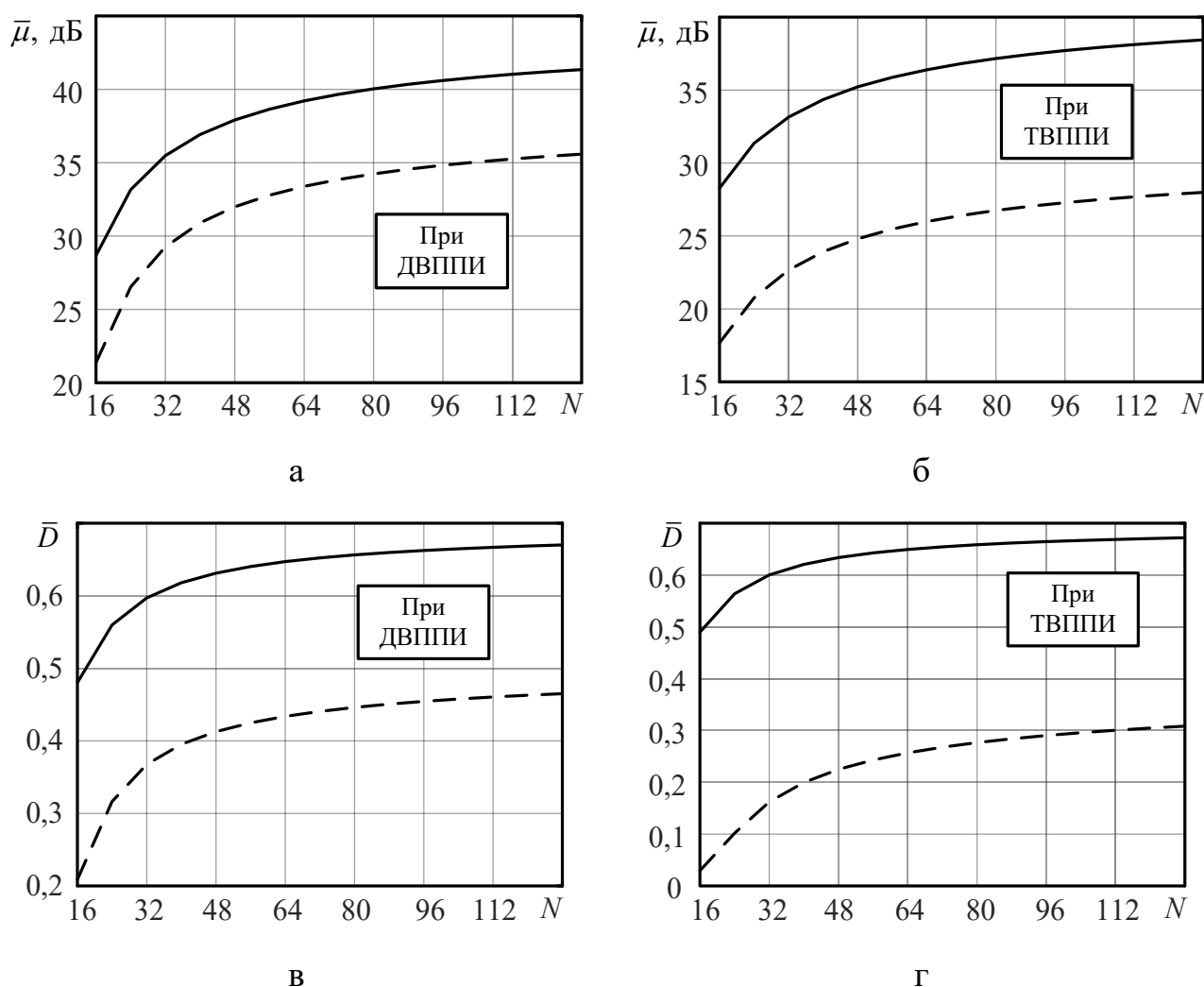


Рисунок 2.6 – Зависимости среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+ шум) (а, б) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала от количества каналов МФ (в, г)

На рис. 2.6 представлены зависимости среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+ шум) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала от количества каналов МФ. При обработке сигнала с ДВППИ используется значение СВППИ $\nu = 0,15$, а при обработке сигнала с ТВППИ используются значения $\alpha = \beta = 0,15$. Другие параметры не изменяются. В процессе исследования используются следующие обозначения: сплошная линия соответствует применению классического алгоритма БПФ, а пунктирная линия – модифицированного.

По результатам исследования, представленным на рис. 2.6 видно, что с увеличением количества каналов МФ средняя вероятность правильного обнаружения сигнала и средний коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) увеличиваются в обоих случаях при обработке сигналов с ДВППИ и с ТВППИ. Отметим, что с при обработке сигнала с ТВППИ показатели средней вероятности и среднего коэффициента улучшения снижаются более существенно при применении модифицированного алгоритма БПФ по сравнению с применением классического алгоритма БПФ. Как отмечено выше, при отсутствии УП применение модифицированного алгоритма БПФ обеспечивает выигрыш по сравнению с применением классического алгоритма. Для полного или частичного устранения негативного влияния УП целесообразно подавлять УП до процедуры МФ. Другим способом является применение комбинированного метода, принцип которого основан на комбинации классического и модифицированного алгоритмов БПФ.

Из рисунков 1.18 и 2.5 следует, что для получения максимального среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) целесообразно применить модифицированный алгоритм только в тех каналах МФ, для которых дополнительный боковой лепесток АЧХ фильтра не перекрывается с главным лепестком спектра УП. Граница каналов с приоритетом применения классического алгоритма зависит от относительной ширины спектра УП, а также от отношения шум-помеха по мощности. При обработке сигнала с ДВППИ границы каналов,

разделяющих классический алгоритм и модифицированный алгоритм определяются следующими выражениями:

$$0 \leq k \leq (0,5 - \xi(\Delta F_c, \lambda))N, \quad (2.1)$$

$$(0,5 - \xi(\Delta F_c, \lambda))N < k \leq (0,5 + \xi(\Delta F_c, \lambda))N, \quad (2.2)$$

$$k > (0,5 + \xi(\Delta F_c, \lambda))N, \quad (2.3)$$

где выражения (2.1) и (2.3) используются для определения границы каналов, в которых применяется модифицированный алгоритм БПФ, а выражение (2.2) – для классического алгоритма БПФ, $\xi(\Delta F_c, \lambda)$ - функция относительной границы каналов от относительной ширины спектра УП и отношения шум-помеха.

При этом максимальный средний коэффициент улучшения определяется комбинированным применением модифицированного и классического алгоритмов:

$$\bar{\mu}(\xi) = \frac{1}{N} \cdot \left(\sum_{k=0}^{[(0,5-\xi)N]} \mu_k + \sum_{k=[(0,5-\xi)N]+1}^{[(0,5+\xi)N]} \mu'_k + \sum_{k=[(0,5+\xi)N]+1}^{N-1} \mu_k \right) \rightarrow \max_{\xi}, \quad (2.4)$$

где μ_k и μ'_k – соответственные коэффициенты улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) при применении модифицированного и классического алгоритмов БПФ.

Аналогично можно определить параметры комбинированного метода (2.4) для обработки сигнал с ТВППИ при использовании критерия среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум).

В табл. 2.1 и табл. 2.2 приведены результаты расчетов значения $\xi(\Delta F_c, \lambda)$ при заданных относительной ширине спектра УП и отношении шум-помеха, которые обеспечивают максимальный средний коэффициент улучшения.

Таблица 2.1 – Оптимальная относительная граница каналов МФ при обработке сигнала с ДВПИИ

$\lambda, \text{дБ}$ \ ΔF_c	0,05	0,07	0,1	0,2	0,25
-20	0,07	0,1	0,13	0,2	0,2
-30	0,07	0,1	0,16	0,2	0,2
-40	0,1	0,14	0,16	0,2	0,2
-50	0,1	0,14	0,2	0,2	0,2
-60	0,1	0,14	0,2	0,2	0,2
-70	0,1	0,14	0,2	0,2	0,2

Из приведенных результатов можно видеть, что при $\xi = 0,2$ применение комбинированного метода для обработки сигнала с ДВПИИ повышает эффективность МФ. Для оптимизации обработки сигнала с ДВПИИ следует выбрать $\xi = 2\Delta F_c$ при $\lambda \leq -50$ дБ и $\Delta F_c \leq 0,1$.

Таблица 2.2 – Оптимальная относительная граница каналов МФ при обработке сигнала с ТВППИ

$\lambda, \text{дБ}$ \ ΔF_c	0,05	0,07	0,1	0,2	0,25
-20	0,22	0,26	0,30	0,30	0,30
-30	0,26	0,26	0,30	0,30	0,30
-40	0,26	0,30	0,30	0,30	0,30
-50	0,26	0,30	0,30	0,30	0,30
-60	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30
-70	0,30	0,30	0,30	0,30	0,30

Аналогично при $\xi = 0,3$ применение комбинированного метода для обработки сигнала с ТВППИ повышает эффективность МФ. Однако оптимизация обработки сигнала с ТВППИ является более сложной задачей и в работе не рассматривается.

В табл. 2.3 представлены результаты расчетов среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) при различных алгоритмах БПФ.

Таблица 2.3 – Результаты расчетов среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум)

При ДВППИ	СВППИ	ν	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3
	Классическое БПФ	$\bar{\mu}(\nu)$, дБ	42,14	39,01	36,99	35,57	34,38	33,3	32,2
	Комбинированное БПФ	$\bar{\mu}(\nu)$, дБ	42,14	39,06	37,18	35,98	35,12	34,48	34,01
При ТВППИ	СВППИ	α	0	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25	0,3
	Классическое БПФ	$\bar{\mu}(\alpha)$, дБ	42,14	38,32	35,36	33,30	31,67	30,26	28,97
	Комбинированное БПФ	$\bar{\mu}(\alpha)$, дБ	42,14	38,35	35,47	33,55	32,11	30,97	30

На основе результатов вычислений коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) было проведено вычисление средней вероятности правильного обнаружения сигнала. При этом на рис. 2.7 представлены зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала от значения СВППИ, где пунктирно-точечная линия и сплошная линия соответствуют применениям комбинированного и классического алгоритмов соответственно.

Из результатов, представленных на рис. 2.7 видно, что применение комбинированного алгоритма БПФ обеспечивает выигрыш по сравнению с классическим алгоритмом БПФ. Следует отметить, что этот выигрыш при обработке сигнала с ТВППИ много ниже по сравнению с выигрышем при обработке сигнала с ДВППИ. Это связано с тем, что в АЧХ доплеровского фильтра, сформированной на основе модифицированного алгоритма БПФ при обработке сигнала с ТВППИ, наблюдается больше количество ДБЛ. В случае обработки сигнала на фоне помехи и шума комбинация классического и модифицированного алгоритмов БПФ

обеспечивает повышение среднего энергетического выигрыша в отношении сигнал-(помеха+шум) на 1,8 дБ и увеличение средней вероятности правильного обнаружения сигнала на 5 % при обработке двухпериодной неэквидистантной последовательности импульсов по сравнению с многоканальным фильтром на основе классического алгоритма БПФ, а при обработке сигнала с ТВППИ соответственно – 1,03 дБ и 2 %.

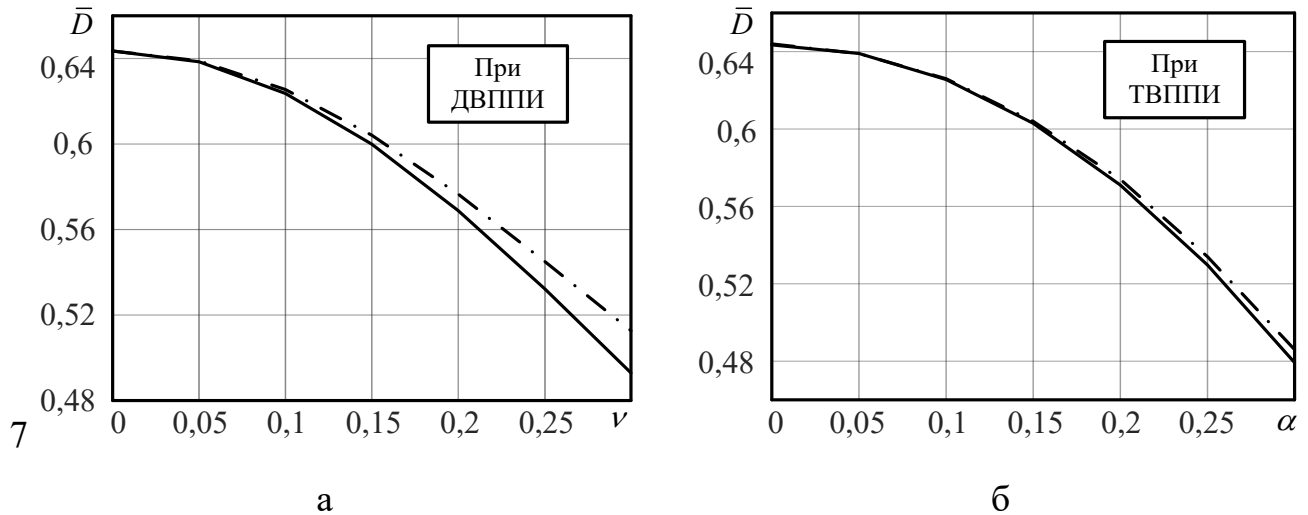


Рисунок 2.7 – Зависимости средней вероятности правильного обнаружения сигнала от значения СВППИ при обработке сигнала с ДВПИ (а) и при обработке сигнала с ТВППИ (б)

2.1.3 Эффективность многоканального фильтра с оптимальной весовой обработкой сигнала с переменным периодом следования

При оптимизации весовой обработки МФ и анализе эффективности МФ по выбранным критериям (1.7) и (1.8) использованы следующие параметры: $F = 10^{-8}$, $Q = 10^{-2}$, $\lambda = 10^{-5}$, $\Delta F_s = 0,01$, $\Delta F_c = 0,1$, $N = 16$, $\nu = 0,15$ для сигнала с ДВПИ, $\alpha = \beta = 0,15$ для сигнала с ТВППИ; собственный вектор матрицы $(\mathbf{R}_c + \lambda \mathbf{E})^{-1} \mathbf{R}_s$ определен в соответствии с алгоритмами из раздела 1.2. Результаты вычисления оптимальных векторов весовой обработки в каналах с номерами $k = 0; 7; 15$ в случаях эквидистантной последовательности импульсов (ЭПИ) и НПИ с ДВПИ показаны в табл. 2.4, где n – номер элемента вектора оптимальной весовой обработки $\mathbf{w}_{opt}$.

Таблица 2.4 – Оптимальные коэффициенты весовой обработки в нескольких каналах многоканальной фильтрации при обработке сигнала с ДВПИИ

n	k					
	0		7		15	
	$\nu = 0$	$\nu = 0,15$	$\nu = 0$	$\nu = 0,15$	$\nu = 0$	$\nu = 0,15$
0	-0,047	0,008	$0,034 e^{-j \cdot 1,906}$	$0,041 e^{-j \cdot 2,544}$	$0,035 e^{j \cdot 2,234}$	$0,041 e^{-j \cdot 2,543}$
1	0,175	0,068	$0,144 e^{j \cdot 1,131}$	$0,136 e^{j \cdot 0,504}$	$0,135 e^{-j \cdot 0,614}$	$0,136 e^{j \cdot 0,505}$
2	-0,194	0,250	$0,270 e^{j \cdot 4,096}$	$0,276 e^{j \cdot 3,430}$	$0,206 e^{-j \cdot 3,233}$	$0,276 e^{j \cdot 3,430}$
3	-0,104	0,273	$0,302 e^{j \cdot 6,913}$	$0,301 e^{j \cdot 6,283}$	$0,199 e^{-j \cdot 5,191}$	$0,301 e^{j \cdot 6,283}$
4	0,379	-0,126	$0,277 e^{j \cdot 9,530}$	$0,278 e^{j \cdot 8,832}$	$0,285 e^{-j \cdot 7,022}$	$0,278 e^{j \cdot 8,832}$
5	-0,094	0,433	$0,280 e^{j \cdot 12,212}$	$0,278 e^{j \cdot 11,597}$	$0,293 e^{-j \cdot 8,959}$	$0,278 e^{j \cdot 11,596}$
6	-0,418	-0,137	$0,285 e^{j \cdot 15,055}$	$0,282 e^{j \cdot 14,376}$	$0,337 e^{-j \cdot 10,670}$	$0,282 e^{j \cdot 14,376}$
7	0,303	-0,369	$0,279 e^{j \cdot 17,826}$	$0,282 e^{j \cdot 17,196}$	$0,343 e^{-j \cdot 12,566}$	$0,282 e^{j \cdot 17,195}$
8	0,303	0,369	$0,279 e^{j \cdot 20,503}$	$0,282 e^{j \cdot 19,826}$	$0,343 e^{-j \cdot 14,259}$	$0,282 e^{j \cdot 19,825}$
9	-0,418	0,137	$0,285 e^{j \cdot 23,273}$	$0,282 e^{j \cdot 22,645}$	$0,337 e^{-j \cdot 16,156}$	$0,282 e^{j \cdot 22,644}$
10	-0,094	-0,433	$0,280 e^{j \cdot 26,117}$	$0,278 e^{j \cdot 25,424}$	$0,293 e^{-j \cdot 17,867}$	$0,278 e^{j \cdot 25,425}$
11	0,379	0,126	$0,277 e^{j \cdot 28,799}$	$0,278 e^{j \cdot 28,189}$	$0,285 e^{-j \cdot 19,804}$	$0,278 e^{j \cdot 28,189}$
12	-0,104	0,273	$0,302 e^{j \cdot 31,416}$	$0,301 e^{j \cdot 30,738}$	$0,199 e^{-j \cdot 21,635}$	$0,301 e^{j \cdot 30,737}$
13	-0,194	-0,25	$0,270 e^{j \cdot 34,233}$	$0,276 e^{j \cdot 33,591}$	$0,206 e^{-j \cdot 23,592}$	$0,276 e^{j \cdot 33,590}$
14	0,175	0,068	$0,144 e^{j \cdot 37,198}$	$0,136 e^{j \cdot 36,517}$	$0,135 e^{-j \cdot 26,212}$	$0,136 e^{j \cdot 36,516}$
15	-0,047	-0,008	$0,034 e^{j \cdot 40,235}$	$0,041 e^{j \cdot 39,566}$	$0,035 e^{-j \cdot 29,059}$	$0,041 e^{j \cdot 39,564}$

Из табл. 2.4 можно сделать следующие выводы:

– векторы оптимальной весовой обработки при обработке ЭПИ и НПИ различаются;

– при обработке НПИ векторы оптимальной весовой обработки 7-го и 15-го каналов мало отличаются друг от друга и их фазы линейно возрастают, что связано с особенностью характеристик спектра помехи и сигнала с вобуляцией периода, которые обсуждаются далее.

Проведено исследование зависимости формы АЧХ при оптимальной весовой обработки от номера частотного канала МФ по данным табл. 2.4. При качественном анализе АЧХ в обозначенных выше каналах МФ и их сопоставлении со спектрами помехи по модели (1.3) и сигнала по модели (1.4) удобнее использовать прямоугольное окно. Соответствующие АЧХ показаны на рис. 2.8, где АЧХ доплеровского фильтра обозначается сплошной линией с жирной, а спектр помехи – штриховая линия и спектр сигнала – сплошной тонкой линией.

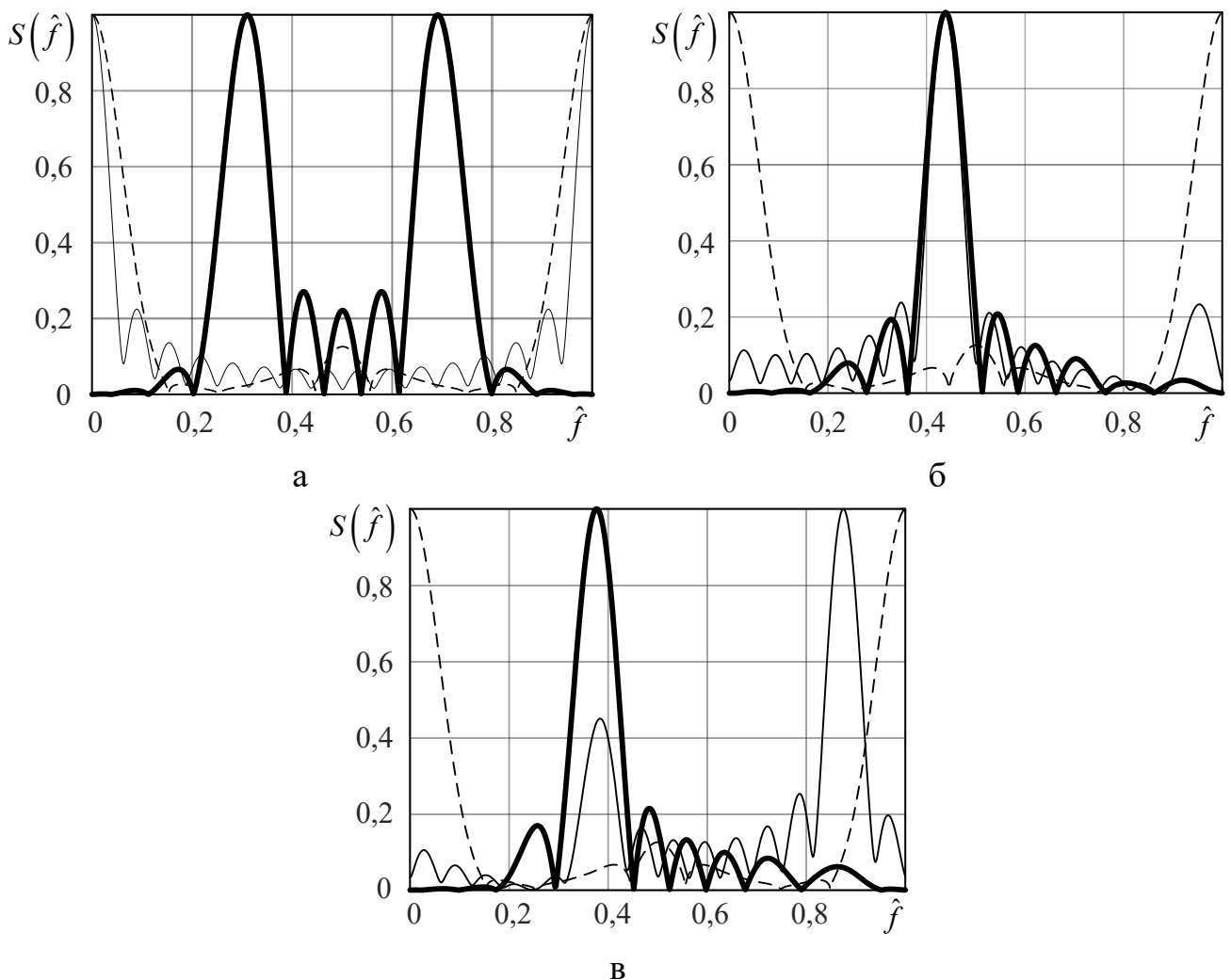


Рисунок 2.8 – АЧХ доплеровского фильтра в различных каналах МФ, 0-го канала (а), 7-го канала (б) и 15-го канала (в) и спектр помехи

При оптимизации весовой обработки боковые лепестки АЧХ каналов МФ подавляются в каналах, в которых они перекрываются с главным лепестком спектра помехи, до некоторого оптимального уровня, определяемого компромиссом между накоплением сигнала и подавлением помехи. Благодаря этому энергетический критерий достигает больших значений, чем при использовании алгоритма БПФ.

Проведено исследование зависимостей среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) $\bar{\mu}$ и средней вероятности правильного обнаружения сигнала $\bar{D}$ от значения СВППИ при оптимизации весовой обработки. Результаты такого анализа при изменении значений СВППИ $\nu = 0 \dots 0,4$ для обработки сигнала с ДВПИ представлены на рис. 2.9.

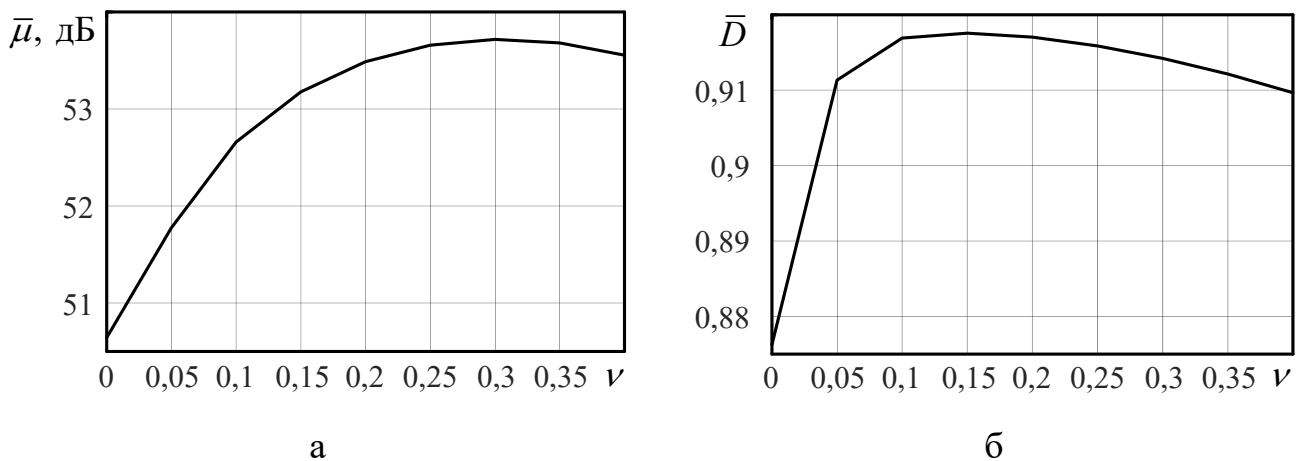


Рисунок 2.9 – Зависимости среднего коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) (а) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала (б) от значения СВППИ

Из результатов, представленных на рис. 2.9 можно сделать следующие выводы:

- оптимизация весовой обработки обеспечивает высокие значения критериев эффективности в диапазоне рассмотренных значений СВППИ. Это связано с устранением при оптимизации весовой обработки недостатков, отмеченных в разделе 2.1.2 при применении алгоритмов БПФ. Помеха более эффективно подавляется, что приводит к увеличению среднего выигрыша в отношении сигнал-(помеха + шум) и повышению средней вероятности правильного обнаружения;

- с увеличением значения СВППИ средняя вероятность правильного обнаружения сигнала и средний коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) увеличиваются, так как в некоторых каналах оптимальный фильтр приоритетно усиливает мощность сигнала в боковом лепестке по сравнению с усилением сигнала в главном лепестке, перекрываемом помехой. В результате помеха подавляется, а мощность сигнала несколько увеличивается за счет его накопления в боковом лепестке АЧХ (см. рис. 2.8, в);

- значения $\bar{D}$ и $\bar{\mu}$ снижаются при дальнейшем возрастании значения СВППИ, так как при этом уровень бокового лепестка спектра помехи чрезмерно увеличивается, как показано на рис. 1.4;

- в ряде случаев оптимизация $\bar{D}$ и $\bar{\mu}$ приводит к неоднозначным результатам. Это связано с тем, что вероятность правильного обнаружения сигнала при достижении значений, близких к единице, возрастает медленнее с дальнейшим ростом отношения сигнал-(помеха + шум).

Проведем сравнительный анализ эффективности МФ при обработке сигнала с ДВПИИ и с ТВППИ при различных весовых окнах по критериям среднего по частотным каналам коэффициента улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) и средней вероятности правильного обнаружения сигнала при оптимизации весовой обработки и применении комбинированного метода с различными известными весовыми окнами (табл. 2.5). Весовые окна 1–6 не зависят от параметра формы окна, а 7–8 зависят от параметров окна γ_2 и γ_3 , где γ_2 используется при обработке сигнала с ДВПИИ и γ_3 используется при обработке сигнала с ТВППИ.

Таблица 2.5 – Средний по частотным каналам коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха + шум) и средняя вероятность правильного обнаружения сигнала

№	Окно	$\bar{\mu}(w)$, дБ			$\bar{D}(w)$		
		$v = 0$	$v = 0,15$	$\alpha = 0,15$	$v = 0$	$v = 0,15$	$\alpha = 0,15$
1	Прямоугольное	19,38	19,58	19,29	0,01	0,01	0,01
2	Блэкмана–Хэрриса	32,02	24,91	24,82	0,47	0,38	0,38

Продолжение таблицы 2.5

№	Окно	$\bar{\mu}(\mathbf{w})$, дБ			$\bar{D}(\mathbf{w})$		
		$v = 0$	$v = 0,15$	$\alpha = 0,15$	$v = 0$	$v = 0,15$	$\alpha = 0,15$
3	Треугольное	30,6	27,29	27,22	0,49	0,42	0,42
4	Хэмминга	29,3	27,90	27,80	0,51	0,45	0,45
5	Блэкмана	34,5	27,08	26,99	0,53	0,45	0,45
6	Гаусса	32,6	28,65	28,55	0,55	0,48	0,48
7	Дольфа–Чебышева ($\gamma_2 = 2,43, \gamma_3 = 2,5$)	33,7	29,90	29,83	0,56	0,50	0,49
8	Кайзера–Бесселя ($\gamma_2 = 4,42, \gamma_3 = 4,49$)	34,4	30,06	30,00	0,57	0,50	0,50
9	Оптимальное	50,6	53,18	52,83	0,88	0,92	0,92

По данным табл. 2.5 можно сделать следующие выводы:

- применение весовых окон значительно повышает эффективность МФ при обработке НПИ. Так в ряде случаев при отсутствии весовой обработки обнаружение сигнала практически невозможно. При использовании алгоритма БПФ (комбинированный метод) максимум средней вероятности обнаружения сигнала при заданных условиях достигается использованием окна Кайзера–Бесселя с параметрами $\gamma_2 = 4,42$ при ДВПИ и $\gamma_3 = 4,49$ при ТВПИ. Оптимальные параметры γ_2 и γ_3 получены методом одномерной оптимизации [106].

- оптимизация весовой обработки отдельно для каждого канала обеспечивает максимальную эффективность МФ по каждому из рассматриваемых критериев, однако в этом случае невозможно применение алгоритма БПФ, так как он требует одинакового взвешивания отсчетов обрабатываемой последовательности. В этом случае МФ реализуется алгоритмом ДПФ.

- при использовании алгоритмов БПФ эффективность по критериям $\bar{D}$ и $\bar{\mu}$ в случае ЭПИ выше, чем в случае НПИ. Однако при оптимизации весовой обработки $\bar{D}$ и $\bar{\mu}$ в случае НПИ выше, чем для ЭПИ.

2.2 Методы снижения погрешности при оценке модулирующей частоты неэквидистантной последовательности импульсов

В радиотехнике используются различные методы оценки частоты сигналов, применяемые в зависимости от решаемой задачи и требуемой точности оценки частоты. Одним из эффективных методов оценки является многоканальная частотная фильтрация, основанная на быстром преобразовании Фурье (БПФ). Измерение доплеровского смещения частоты эхо-сигнала в многоканальном частотном фильтре осуществляется анализом уровней сигналов на выходе нескольких частотных каналов, характеризующих спектральный состав входного сигнала. Частоты отдельных компонент оцениваются по номеру канала МЧФ, на выходе которого отклик превышает некоторый пороговый уровень, с частотным разрешением, зависящим от количества каналов МЧФ. В работе [95] рассмотрен интерполяционный способ оценки доплеровской частоты для работы компенсатора помех. Расчет дисперсии оценки регулярного доплеровского смещения частоты отраженных сигналов метеорологических радиолокаторов выполнен в [96-97]. Улучшение разрешающей способности измерителей частоты с помощью параболической и гауссовой интерполяции спектра рассмотрено в [98]. В работе [99] проанализирован метод измерения частоты, использующий БПФ и реализована схема измерения частоты на основе программируемых логических интегральных схем. В работах [58, 100] представлен способ аппроксимации интерполирующей параболы через последовательные отсчеты спектра, соответствующие смежным частотным каналам БПФ. В [101, 102] рассмотрены особенности оценки частоты сигнала при малых отношениях сигнал-шум. В работе [103] исследуется точность оценки синхрофазора, обеспечиваемая алгоритмом трехточечного интерполяционного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) и полиномиальной аппроксимацией численно рассчитанного спектра окна. Оценка частоты, основанная на среднеквадратичной комбинации двухточечного и трехточечного интерполяционных алгоритмов дискретного преобразования Фурье с прямоугольным окном исследована в [104]. Оценка частоты дискретных отсчетов гармонического сигнала

при симметричной и несимметричной структуре спектральных компонент проанализирована в [105].

В зависимости от поставленных задач можно использовать методы оценки частоты,

ориентированные на определенные зондирующие сигналы, такие, как непрерывный, импульсный, амплитудный модулированный, фазомодулированный, частотно модулированный, с эквидистантным следованием радиоимпульсов, а также с неэквидистантным следованием радиоимпульсов. Методы оценки смещенной частоты сигналов с неэквидистантным следованием импульсов имеют существенные и недостаточно исследованные особенности.

В этом разделе предложены и проанализированы модифицированные с учетом неэквидистантных периодов следования алгоритмы оценки частоты радиоимпульсов, в том числе метод, основанный на оценке максимального правдоподобия и интерполяционный метод на основе модифицированного алгоритма БПФ, рассматриваемого в первом главе.

2.2.1 Оценка модулирующей частоты методом максимального правдоподобия

В многоканальной частотной фильтрации обработка отраженной последовательности производится на видеочастоте. На рис. 2.10 представлена структурная схема обработки отраженного сигнала, включающая два квадратурных канала необходимые ввиду неизвестной начальной фазы обрабатываемого сигнала. Радиоимпульсы с выхода усилителя промежуточной частоты (УПЧ) преобразуются в фазовых детекторах (ФД), на опорные входы которых подаются колебания с относительным сдвигом фазы на $\pi/2$ от генератора когерентного напряжения (ГКН), входящего в состав блока синхронизации. При наличии смещения частоты в спектре отраженного сигнала комплексный выходной сигнал ФД представляет собой последовательность видеоимпульсов с априорно неизвестной доплеровской модуляцией амплитуды. Дальнейшая обработка выполняется в цифровом виде двух каналах (синфазном и квадратурном).

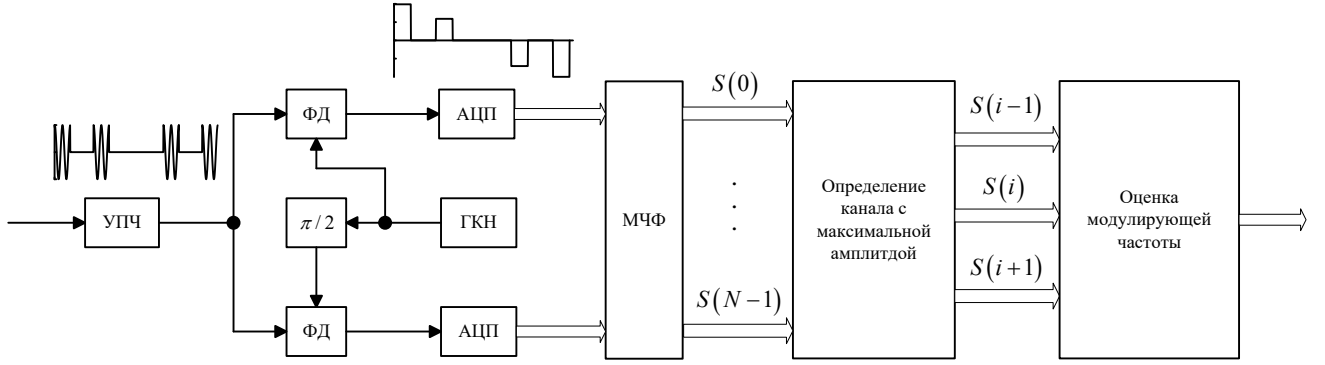


Рисунок 2.10 – Структурная схема обработки отраженного сигнала

Вектор дискретных отсчетов смеси I неэквилидистантных последовательностей импульсов и шума $\mathbf{s}$ на входе МЧФ можно представить следующим выражением:

$$\mathbf{s} = \sum_{i=1}^I \mathbf{x}_i + \mathbf{n}, \quad (2.5)$$

где $\mathbf{x}_i$ вектор – i -ой входной последовательности сигнала, $\mathbf{n}$ – вектор дискретных отсчетов БГШ.

Для упрощения анализа положим $I = 1$ в (2.5), тогда единственная неэквилидистантная последовательность $\mathbf{x}$ с элементами $\{x_n\}$ получается модулированной по амплитуде в соответствии с априорно неизвестным смещением частоты сигнала f_s . При ДВПИИ данная последовательность может рассматриваться как сумма четной $\{x_{2n}\}$ и нечетной $\{x_{2n+1}\}$ комплексных дискретных эквилидистантных последовательностей, которые имеют вид:

$$x_{2n} = A_0 e^{j2\pi f_s n(T_1 + T_2)}, \quad n = 0..N/2 - 1, \quad (2.6)$$

$$x_{2n+1} = A_0 e^{j2\pi f_s (n(T_1 + T_2) + T_1)}, \quad n = 0..N/2 - 1, \quad (2.7)$$

где A_0 – амплитуда сигнала, T_1 и T_2 временные сдвиги между последовательностями $\{x_{2n}\}$ и $\{x_{2n+1}\}$.

Выходные спектральные отсчеты сигнала вычисляются ДПФ или БПФ входного сигнала с применением прямоугольного окна (т.е. без дополнительной весовой обработки):

$$X_k = \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{2n} W_N^{2nk} + W_N^k \cdot \sum_{n=0}^{N/2-1} x_{2n+1} W_N^{2nk}, \quad (2.8)$$

где $W_N = e^{-j\frac{2\pi}{N}}$.

Частотное разрешение N -точечного БПФ (частотная настройка его соседних каналов) $\Delta f = 1/(NT_0)$, где $T_0 = (T_1 + T_2)/2$ – средний период следования неэквидистантных последовательностей импульсов. Очевидно, что в общем случае значение частоты принятого сигнала не совпадает с центральной частотой настройки МЧФ.

Учитывая выражения (2.6), (2.7), (2.8) спектральные отсчеты сигнала можно представить в следующем виде:

$$X_k = \frac{2A_0 \sin(\pi T_0 N(f_s - f_k))}{\sin(2\pi T_0(f_s - f_k))} \cdot \cos(\pi T_0(f_s - f_k) - \pi f_s T_0 \nu) \cdot \exp(j(\pi f_s T_0(N-1-\nu) - f_k T_0 \pi(N-1))), \quad (2.9)$$

где $k = 0 \dots N-1$, $f_k = k\Delta f$ – настройка k -го канала и $\nu = (T_0 - T_1)/T_0$ – степень возбуждения периода повторения импульсов. Если сигнал в некотором i -ом канале МЧФ имеет максимальную амплитуду $X_{\max}$, то на основе (2.9) спектральные отсчеты в соседних с i -ым каналом можно записать в следующем виде:

$$X_{i+m} = X_i \exp(jm\pi T_0 \Delta f) \frac{\sin(2\pi T_0(f_s - f_i)) \cos(\pi T_0(f_s - f_{i+m}) - \pi T_0 f_s \nu)}{\sin(2\pi T_0(f_s - f_{i+m})) \cos(\pi T_0(f_s - f_i) - \pi T_0 f_s \nu)}, \quad (2.10)$$

где $f_{i+m} = f_i + m\Delta f$, $m = -M \dots M$, M – некоторое количество спектральных отсчетов справа и слева от положения отсчета с максимальной амплитудой, которые можно использовать для уточнения оценки. В окрестности спектрального пика i -го канала $f_s \approx f_i$, поэтому справедливы следующие приближения:

$$\begin{aligned} \sin(2\pi T_0(f_s - f_{i+m})) &= \sin(2\pi T_0((f_s - f_i) - m\Delta f)) \approx 2\pi T_0((f_s - f_i) - m\Delta f), \\ \cos(\pi T_0(f_s - f_{i+m}) - \pi T_0 f_s \nu) &= \cos((1-\nu)(\pi T_0(f_s - f_i)) - \pi T_0(f_i \nu + m\Delta f)) \approx \\ &\approx \cos(\pi T_0(f_i \nu + m\Delta f)). \end{aligned}$$

Исходя из выражения (2.10) величину поправки $\delta = f_s - f_i$ к оценке частоты при достаточном большом отношении сигнал-шум выходные значения смеси сигнала и шума МЧФ в окрестности спектрального пика можно представить в виде:

$$S_{i+m} \approx X_{i+m} \approx X_i \exp(j\pi T_0 m \Delta f) \frac{\delta \cos(\pi T_0 f_i \nu + \pi T_0 m \Delta f)}{(\delta - m \Delta f) \cos(\pi T_0 f_s \nu)}. \quad (2.11)$$

При $M = 1$ из выражения (2.11) получим:

$$\frac{|S_{i+1}|}{|S_{i-1}|} = \frac{(\Delta f + \delta) \cos(\pi T_0 f_i \nu + \pi T_0 \Delta f)}{(\Delta f - \delta) \cos(\pi T_0 f_i \nu - \pi T_0 \Delta f)},$$

а величина поправки δ определяется следующей формулой:

$$\delta = \Delta f \cdot \frac{(|S_{i+1}| \cos(\pi T_0 f_i \nu - \pi T_0 \Delta f) - |S_{i-1}| \cos(\pi T_0 f_i \nu + \pi T_0 \Delta f))}{(|S_{i+1}| \cos(\pi T_0 f_i \nu - \pi T_0 \Delta f) + |S_{i-1}| \cos(\pi T_0 f_i \nu + \pi T_0 \Delta f))}. \quad (2.12)$$

Выражение (2.12) соответствует прямому вычислению поправки оценки частоты на основе значений спектральных амплитуд с учетом степени вобуляции. При этом оценка доплеровского смещения частоты вычисляется как $\tilde{f} = f_i + \delta$. На рис. 2.11 представлены амплитудный спектр сигнала и АЧХ смежных каналов МЧФ в случае применения прямоугольного окна.

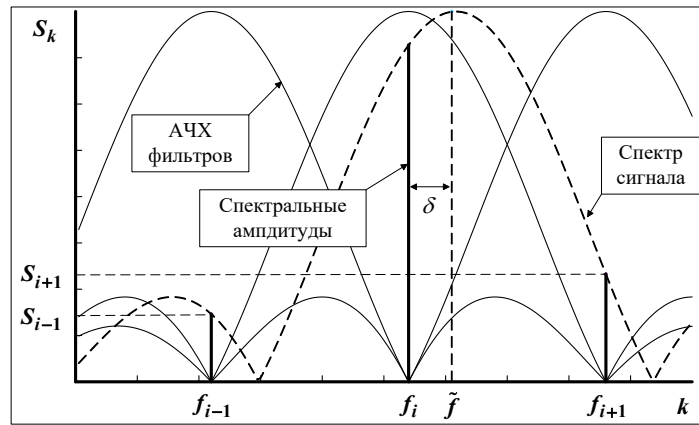


Рисунок 2.11 – АЧХ смежных каналов МЧФ и спектр сигнала

Рассмотренный метод вычисления поправки не учитывает влияние шума и поэтому эффективен при большом отношении сигнал-шум. При малом отношении сигнал-шум для оценки неизвестной частоты необходимо учитывать влияние шума. Предполагая, что шум является некоррелированным гауссовским процессом, функцию правдоподобия (плотности распределения вероятностей, зависящей

от неизвестного параметра δ) элементов вектора $\mathbf{S}$ спектральных отсчетов смеси сигнала и шума на выходе МЧФ, вычисленных модифицированным алгоритмом БПФ можно записать в следующем виде:

$$P(\mathbf{S} / \delta) = \frac{1}{(\sqrt{2\pi}\sigma)^{2M+1}} \exp \left\{ -\frac{1}{2\sigma^2} [\mathbf{S} - X_i \Delta \delta]^T [\mathbf{S} - X_i \Delta \delta] \right\}, \quad (2.13)$$

где X_i – максимальное амплитудное значение сигнала на выходе канала МЧФ, $\Delta \delta$ – вектор коэффициентов, определяющих поправки оценки частоты с учетом спектральных амплитуд отсчетов смежных с отсчетом X_i .

При применении модифицированного алгоритма БПФ выражение (2.9) принимает вид:

$$X_k = \frac{2A_0 \sin(\pi T_0 N(f_s - f_k))}{\sin(2\pi T_0(f_s - f_k))} \cdot \cos(\pi T_0(1 - \nu)(f_s - f_k)) \cdot \exp(j(\pi T_0(N - 1 - \nu)(f_s - f_k))).$$

При этом спектральные отсчеты в соседних канала с i -ым каналом (максимальная амплитуда) можно записать в следующем виде:

$$X_{i+m} = X_i \exp(j\pi T_0 m(1 + \nu)\Delta f) \frac{\sin(2\pi T_0(f_s - f_i)) \cos(\pi T_0(1 - \nu)(f_s - f_{i+m}))}{\sin(2\pi T_0(f_s - f_{i+m})) \cos(\pi T_0(1 - \nu)(f_s - f_i))}.$$

В окрестности спектрального пика i -го канала $f_s \approx f_i$, поэтому справедливо следующее приближение:

$$X_{i+m} \approx X_i \exp(j\pi T_0 m(1 + \nu)\Delta f) \frac{\delta}{(\delta - m\Delta f)}. \quad (2.14)$$

Выражение (2.14) соответствует случаю эквидистантной последовательности импульсов, однако уровни спектральных отсчетов вычисляются модифицированным алгоритмом БПФ. При этом элементы вектора $\Delta \delta$ определяются как:

$$\Delta \delta_m = \frac{\delta}{\delta - m\Delta f},$$

Оценка максимального правдоподобия находится решением уравнения для производной натурального логарифма выражения (2.13) по δ :

$$\frac{d \ln(P(\mathbf{S} / \delta))}{d\delta} = 0,$$

откуда следует, что

$$\sum_{m=-M}^M \left[\frac{m\Delta f S_{i+m} X_i}{(\delta - m\Delta f)^2} - \frac{m\Delta f \delta X_i^2}{(\delta - m\Delta f)^3} \right] = 0. \quad (2.15)$$

В окрестности максимального пика $S_i \approx X_i$, при $M = 1$ уравнению (2.15) эквивалентно следующее уравнение:

$$S_i \left(\frac{\delta}{(\delta + \Delta f)^3} - \frac{\delta}{(\delta - \Delta f)^3} \right) + \frac{S_{i+1}}{(\delta - \Delta f)^2} - \frac{S_{i-1}}{(\delta + \Delta f)^2} = 0. \quad (2.16)$$

Решим уравнение (2.16) относительно переменной $\Delta K = \delta / \Delta f$, тогда:

$$\Delta K^4 + b_1 \Delta K^3 + b_2 \Delta K - 1 = 0, \quad (2.17)$$

а коэффициенты b_1 и b_2 выразим как:

$$b_1 = \operatorname{Re} \left\{ \frac{-6S_i + 2(S_{i+1} + S_{i-1})}{S_{i+1} - S_{i-1}} \right\}, \quad b_2 = \operatorname{Re} \left\{ \frac{-2(S_i + S_{i+1} + S_{i-1})}{S_{i+1} - S_{i-1}} \right\}.$$

Решив уравнение (2.17) методом Феррари [107], получим значение поправки $\delta = \Delta K \Delta f$, позволяющей уточнить оценку частоты $\tilde{f} = f_i + \delta$.

2.2.2 Оценка модулирующей частоты методом параболической интерполяции

При использовании весовой оконной обработки неэквидистантной последовательности импульсов, математическое описание спектра является значительно более сложным, что затрудняет получение поправки в аналитической форме. В этом случае для аппроксимации формы спектра сигнала можно применить интерполяционный метод, используя интерполирующую параболу [101]. Поправка оценки частоты в этом случае определяется в соответствии с положением точки максимума параболы (рис. 2.12), а выражение для аппроксимации спектра сигнала принимает вид:

$$|S(f_{i+m})| = \sum_{l=0}^{L-1} a_l f_{i+m}^l, \quad (2.18)$$

где $L = 2M + 1$ – количество спектральных отсчетов, используемых для аппроксимации формы главного лепестка спектра сигнала.

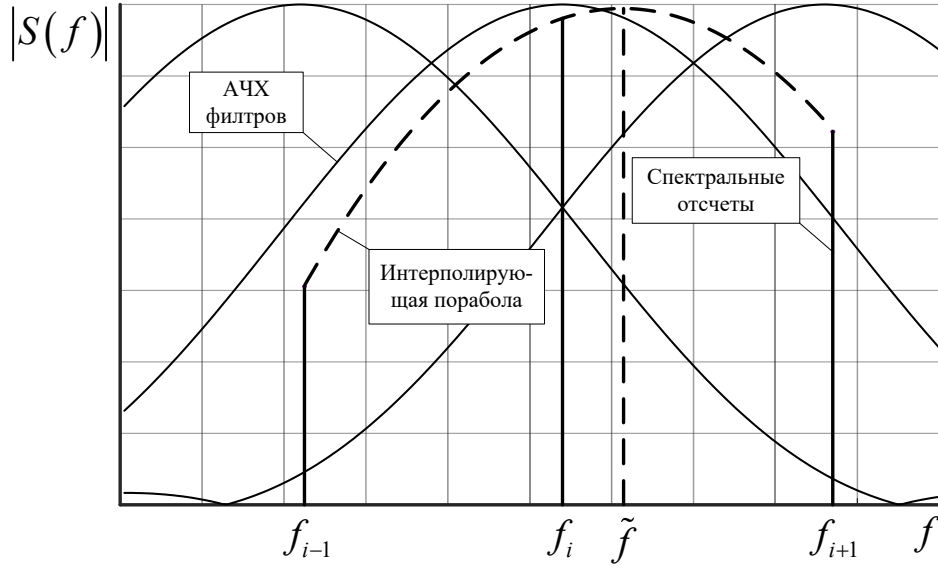


Рисунок 2.12 – Интерполирующая параболола создана тремя точками с наибольшими амплитудами отсчетов БПФ

Вектор коэффициентов аппроксимирующей параболы $\mathbf{a} = \{a_l\}$ находится из выражения:

$$\mathbf{a} = \mathbf{\Theta}^{-1} \mathbf{S},$$

где $\mathbf{S} = \{S_{i+m}\}$ – вектор амплитуд спектральных отсчетов в точках f_{i+m} , а элементы матрицы $\mathbf{\Theta} = \{\theta_{ml}\}$ находится как $\theta_{ml} = f_{i+m}^l$, $m = -M \dots M$, $l = 0 \dots L-1$. Искомое значение смещения частоты определяется положением максимума главного лепестка спектра, поэтому оценку $\tilde{f}$ можно найти, определив производную:

$$\frac{d|S(f)|}{df} = 0 \quad (2.19)$$

при условии $f \in [f_{i-1} \dots f_{i+1}]$. В частности, при использовании трех спектральных отсчетов выражение (2.18) представляет собой квадратное уравнение и (2.19) имеет единственное решение $\tilde{f} = -2a_1 / a_2$. Практически использование от 3 до 5 отсчетов L представляется наилучшим во многих случаях, так как спектральные амплитуды в каналах МЧФ быстро уменьшаются с удалением от канала с максимальной амплитудой и приближаются к уровню шума. Это может привести к уве-

личению погрешности оценки частоты. Кроме того, увеличение L увеличивает количество вычислительных операций.

Таким образом, при использовании интерполирующей параболы получается непосредственная оценка смещения частоты. При вычислении модифицированного алгоритма БПФ возможно применение оконных функций, которые выбираются в соответствии с требуемым уровнем боковых лепестков АЧХ МЧФ.

Считаем равновероятным распределение смещения частоты отраженного сигнала в пределах частотного канала. Тогда среднюю относительную погрешность (СОП) по всем каналам можно определить следующим образом:

$$\bar{\varepsilon}_\sigma = \frac{1}{N\Delta f} \sum_{k=0}^{N-1} \int_{f_k - \Delta f/2}^{f_k + \Delta f/2} \frac{\sigma_{\tilde{f}}(f_s)}{\Delta f/2} df_s, \quad (2.20)$$

где $\sigma_{\tilde{f}} = \sqrt{(\tilde{f} - f_s)^2}$ среднеквадратическое отклонение оценки частоты от истинного значения в каждом из каналов, а $\Delta f / 2$ - половина интервала частотного разрешения БПФ.

2.2.3 Сравнительный анализ погрешности вычисления модулирующей частоты различными методами

Исследование эффективности алгоритмов оценки смещения частоты проведено при следующих параметрах сигнала: средний период повторения неэквиливантной последовательности импульсов $T_0 = 2 \cdot 10^{-4}$ с, несущая частота модулирующего сигнала $f_c = 3$ ГГц, количество отсчетов N варьировалось (16, 32, 64, 128), степень вобуляции V периода – в пределах (0...0,3), отношение сигнал-шум Q – в пределах (10...50) дБ.

Для оценки эффективности алгоритмов исследованы три случая:

- без учета вобуляции периода повторения импульсов в спектральных отсчетах при применении классического алгоритма БПФ для вычисления спектральных отсчетов (I);

- с учетом вобуляции периода повторения импульсов в спектральных отсчетах при применении классического алгоритма БПФ для вычисления спектральных отсчетов (II);

- без учета вобуляции периода повторения импульсов в спектральных отсчетах, но с применением модифицированного алгоритма БПФ для вычисления спектральных отсчетов (III).

При использовании параметров $N = 16$ и $Q = 30$ дБ в табл. 2.6 приведен расчет значений средней абсолютной погрешности оценки скорости цели $\bar{\sigma}_c$ в м/с по всем доплеровском канале для трех рассмотренных случаев (I, II, III). Результаты представлены при применении метода прямого вычисления поправки (2.12).

Таблица 2.6 – Результаты вычисления значений средней погрешности оценки скорости цели в м/с.

V		0	0,05	0,10	0,15	0,20	0,25
$\bar{\sigma}_c$, м/с	I	0,88	0,95	1,09	1,28	1,45	1,66
	II	0,88	0,88	0,89	0,91	0,92	0,92
	III	0,88	0,88	0,89	0,9	0,91	0,91

Из табл. 2.6. видно, что с увеличением степени вобуляции периода повторения импульсов ошибки оценки скорости цели увеличиваются. Использование известных процедур для оценки скорости цели (доплеровская частота смещения) может приводить к увеличению ошибки оценки до 2 раз. Для уменьшения влияния вобуляции периода повторения импульсов на погрешность оценки доплеровской частоты смещения предложено учитывать вобуляцию периода в спектральных отсчетах (II) или для вычисления спектральных отсчетов (III) применять модифицированный алгоритм БПФ. При этом полученные результаты практически совпадают, поэтому в дальнейшем исследовании не рассматривается случай учета вобуляции периода повторения импульсов в спектральных отсчетах (II).

В табл. 2.7 приведены зависимости СКО оценки $\sigma_{\hat{f}}$ от смещения частоты сигнала f_s . Результаты соответствуют количеству каналов БПФ $N = 16$, отноше-

нию сигнал-шум $Q = 20$ дБ, степени возбуждения периода повторения импульсов $\nu = 0,2$, смещениям частоты сигнала в пределах $f_s = [2,344...2,656]$ кГц (границы определены левыми и правыми границами восьмого частотного канала). СКО оценки частоты σ_1 , σ_2 и σ_3 от истинного значения, полученные методом оценки максимального правдоподобия с применением модифицированного БПФ, методом прямого вычисления поправки от спектральных амплитуд с учетом степени возбуждения и методом интерполирующей параболы с применением модифицированного БПФ соответственно.

Таблица 2.7 – Результат расчетов среднеквадратического отклонения оценки от истинного при изменении смещения частоты сигнала

$f_s, \text{кГц}$ σ	2,34	2,38	2,41	2,44	2,47	2,5	2,53	2,56	2,59	2,63	2,66
$\sigma_1, \text{Гц}$	3,2	3,4	3,5	3,8	3,8	21,7	3,9	3,9	3,4	3,3	3,3
$\sigma_2, \text{Гц}$	10,3	13,7	16	22,3	44,9	122,15	40,7	20,8	14,9	11,9	10,3
$\sigma_3, \text{Гц}$	8,6	13,5	15,6	13,2	8,2	5,1	8,6	13,3	15,5	13,2	8,1

Из анализа результатов расчетов можно видеть, что СКО оценки частоты зависит от смещения частоты сигнала. Погрешность вычисления поправки частоты снижается при удалении частоты сигнала от центральной частоты канала БПФ, так как амплитуда в соседних каналах сильно зависит от шума при совпадении частоты сигнала с центральной частотой канала БПФ, а это в свою очередь приводит к сильной зависимости коэффициентов уравнений (2.12) и (2.17) от шума. Погрешность оценки частоты методом интерполирующей параболы напротив уменьшается при приближении частоты сигнала к центру канала БПФ, так как коэффициенты уравнения (2.19) в меньшей степени зависят от уровня шума, а при совпадении частоты сигнала и центральной частотой канала БПФ влиянием шума можно пренебречь.

На рис. 2.13 представлены зависимости СОП $\bar{\varepsilon}_\sigma$ от отношения сигнал-шум и степени возбуждения периода следования импульсов методом прямого вычисления

поправки по спектральным амплитудам при $N = 16$, сплошная и пунктирная линии получены при учете и неучете степени вобуляции соответственно.

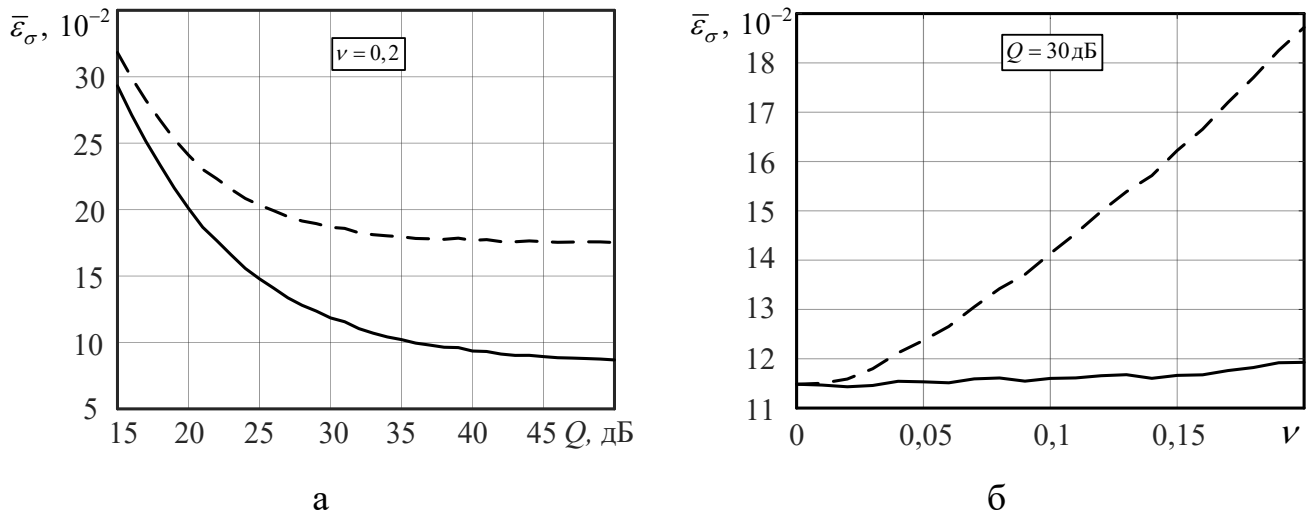


Рисунок 2.13 – Зависимости средней относительной погрешности $\bar{\varepsilon}_\sigma$ от отношения сигнал-шум (а) и степени вобуляции периода следования импульсов (б) методом прямого вычисления поправки по уровню спектральных амплитуд

Полученные результаты позволяют сделать вывод о том, что с увеличением отношения сигнал-шум Q СОП оценки смещения частоты уменьшается, но с увеличением степени вобуляции СОП оно значительно возрастает. При учете величины степени вобуляции СОП оценки смещения частоты практически от степени вобуляции не зависят и СОП оценки значительно (до двух раз) меньше, чем СОП оценки при неучете степени вобуляции. Таким образом, представленный метод учета степени вобуляции значительно снижает погрешность оценки частоты неэквидистантных сигналов по сравнению с известным методом [100]. Метод прямого вычисления поправки на основе спектральных амплитуд обеспечивает высокую эффективность только при большом отношении сигнал-шум. Так при отношении сигнал-шум $Q = 50$ дБ относительная ошибка оценки может составлять 0,08, но при $Q = 15$ дБ она возрастает более, чем в 3,6 раза до 0,29. Поэтому при малом отношении сигнал-шум рекомендуется использовать метод максимального правдоподобия.

На рис. 2.14 представлены зависимости СОП оценки смещения частоты от отношения сигнал-шум и от степени вобуляции периода следования импульсов,

полученные методом максимального правдоподобия, где сплошная и пунктирная линии относятся соответственно к применению модифицированного алгоритма БПФ и классического алгоритма БПФ.

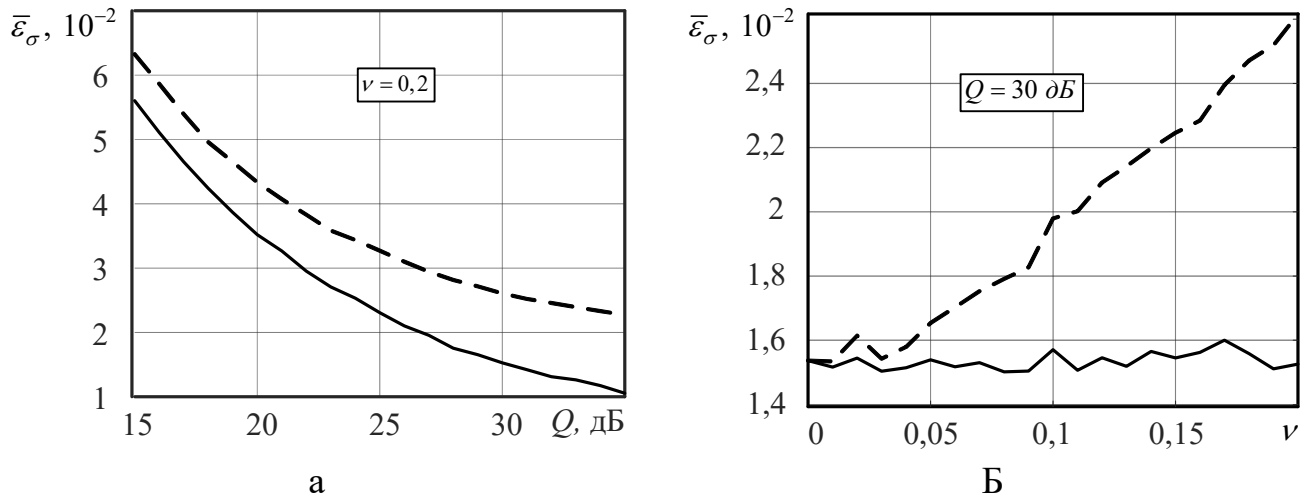


Рисунок 2.14 – Зависимости средней относительной погрешности $\bar{\varepsilon}_\sigma$ от отношения сигнал-шум (а) и степени возбуждения периода следования импульсов (б), полученные методом максимального правдоподобия

Следовательно, с увеличением отношения сигнал-шум и степени возбуждения периода СОП оценки смещения частоты изменяются, как и при применении алгоритма прямого вычисления поправки от спектральных амплитуд. Применение модифицированного алгоритма БПФ позволяет поддерживать уровень СОП в окрестности уровня СОП оценки частоты эквидистантной последовательности импульсов. При $Q = 30$ дБ и $\nu = 0,2$ применение модифицированного алгоритма БПФ обеспечивает уменьшение средней относительной погрешности оценки частоты сигнала с неэквидистантным периодом следования импульсов на 38 % по сравнению с многоканальным фильтром на основе классического алгоритма БПФ. Метод максимального правдоподобия обеспечивает малую СОП даже при небольшом отношении сигнал-шум, что достигается учетом влияния шума. Так при отношении сигнал-шум $Q = 15$ дБ СОП оценки частоты может быть достигать $5,5 \cdot 10^{-2}$, а при $Q = 30$ дБ – СОП оценки 10^{-2} .

Ниже проведен анализ эффективности оценки смещения частоты методом интерполирующей параболы при использования весовых окон. На рис. 2.15 пред-

ставлены зависимости СОП оценки $\bar{\varepsilon}_\sigma$ от отношения сигнал-шум и от степени вобуляции периода следования импульсов методом интерполирующей параболы, где сплошная и пунктирная линии соответствуют применениям модифицированного алгоритма БПФ и классического алгоритма БПФ с окном Блэкмана-Хэрриса.

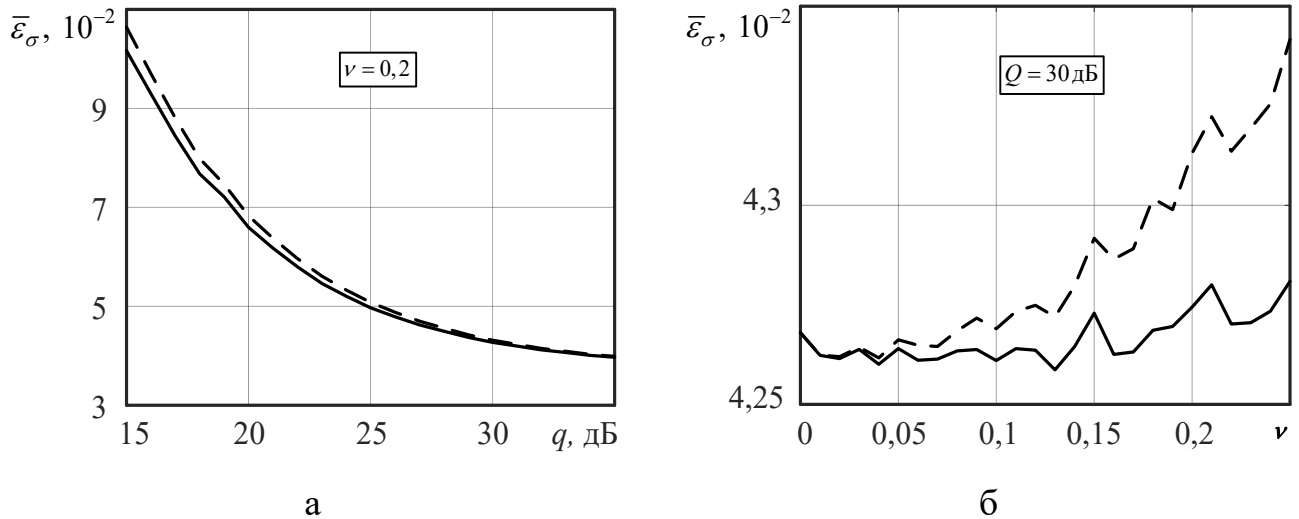


Рисунок 2.15 – Зависимости средней относительной погрешности $\bar{\varepsilon}_\sigma$ от отношения сигнал-шум (а) и степени вобуляции периода следования импульсов (б) методом интерполирующей параболы

По полученным результатам можно сделать вывод, что с увеличением отношения сигнал-шум, как и степени вобуляции зависимость изменения СОП оценки частоты методом интерполирующей параболы имеет такой же характер, как при применении методов вычисления поправки. Применение модифицированного алгоритма БПФ повышает точность оценки частоты по сравнению с классическим БПФ при малом отношении сигнал-шум. Но СОП оценки частоты, полученные классическим и модифицированным алгоритмами БПФ мало отличаются при большом отношении сигнал-шум. Метод интерполирующей параболы обеспечивает малую СОП оценки при большом отношении сигнал-шум. Так при отношении сигнал-шум $Q = 15$ дБ СОП оценки может быть составлять 0,1, а при $Q = 30$ дБ – СОП оценки уменьшается до $4,27 \cdot 10^{-2}$.

Разрешение БПФ по частоте сильно зависит от количества каналов БПФ, что следует из табл. 2.8, в которой представлены результаты анализа СОП оценки ча-

стоты в зависимости от количества каналов БПФ, вида весового окна при отношении сигнал-шум $Q = 30$ дБ и степени возбуждения периода повторения импульсов $\nu = 0, 2$. В ходе исследования используются следующие обозначения:

- первый метод – метод интерполирующей параболы с применением модифицированного БПФ;
- второй метод – метод прямого вычисления поправки по уровню спектральных амплитуд;
- третий метод – метод оценки максимального правдоподобия с использованием модифицированного БПФ.

Таблица 2.8 – Результат расчетов средней относительной ошибки $\bar{\varepsilon}_\sigma$, 10^{-2} при разном количестве каналов БПФ и использовании разных весовых окон

Тип окна		Прямо- угольное	Тре- уголь- ное	Хэм- минга	Блэк- мана Хэр- риса	Гаусса	Блэк- мана	Ханна
1-й метод	$N = 16$	28,77	8,84	8,2	4,27	7,75	5,16	6,03
	$N = 32$	28,71	8,73	8,34	4,28	7,79	5,33	6,32
	$N = 64$	28,65	8,67	8,42	4,3	7,89	5,42	6,47
	$N = 128$	28,62	8,63	8,43	4,3	7,93	5,45	6,53
2-й метод	$N = 16$	11,87	Оценки не вычисляются					
	$N = 32$	10,52						
	$N = 64$	9,54						
	$N = 128$	8,84						
3-й метод	$N = 16$	1,53						
	$N = 32$	1,11						
	$N = 64$	0,87						
	$N = 128$	0,65						

Методы прямого вычисления поправки и оценки максимального правдоподобия позволяют значительно уменьшить СОП оценки с увеличением количества каналов БПФ, так как в процессе вычисления поправки использовалось приближенное выражение, которое тем точнее, чем больше количество каналов БПФ. При применении прямоугольного окна для вычисления БПФ метод оценки максимального правдоподобия обеспечивает наименьшую ошибку по сравнению с другими методами, а метод интерполяции не обеспечивает высокую точность оценки. Однако, при использовании метода интерполирующей параболы можно применить разные весовые окна для уменьшения СОП. При применении метода интерполирующей параболы с увеличением количества каналов БПФ СОП оценки мало изменяется. Это позволяет применять метод интерполирующей параболы при любом количестве каналов БПФ для получения оценки с заданной точностью.

2.3 Выводы по второй главе

При обработке сигнала на фоне БГШ с использованием параметров $Q = 10$ дБ, $\Delta F_s = 0,01$, $N = 16$ и $F = 10^{-8}$, согласно полученным результатам, применение модифицированного алгоритма БПФ дает выигрыш по сравнению с классическим алгоритмом БПФ. При обработке сигнала с ДВПИИ при $\nu = 0,33$ применение модифицированного алгоритма БПФ увеличивает среднюю вероятность правильного обнаружения сигнала на 10 % и обеспечивает улучшение среднего коэффициента улучшения отношения сигнала-шум на 1,6 дБ. В случае обработки сигнала с ТВПИИ при $\alpha = \beta = 0,3$ применение алгоритма модифицированного алгоритма БПФ увеличивает среднюю вероятность на 5 % и улучшает отношение сигнал/шум на 1,17 дБ.

При наличии УП и БГШ для исследования использовались следующие параметры сигнала и помех: $\Delta F_s = 0,01$, $\Delta F_c = 0,1$, $\nu = 0,15$ – при ДВПИИ, $\alpha = \beta = 0,15$ при – ТВПИИ, $\lambda = 10^{-5}$, $F = 10^{-8}$, $Q = 10^{-2}$ и $N = 16$. По результатам исследования при применении модифицированного алгоритма БПФ увеличение значения СВПИИ приводит к снижению значений $\bar{\mu}$ и $\bar{D}$. Для устранения данно-

го недостатка предлагается комбинированный алгоритм, обеспечивающий повышение эффективности МФ по сравнению с классическим алгоритмом БПФ. Комбинированный алгоритм обеспечивает повышение среднего энергетического выигрыша в отношении сигнал-(помеха+шум) на 1,8 дБ и увеличение средней вероятности правильного обнаружения сигнала на 5 % при обработке сигнала с ДВПИ по сравнению с многоканальным фильтром на основе классического алгоритма БПФ, а при обработке сигнала с ТВППИ соответственно – 1,03 дБ и 2 %.

Оптимизация весовой обработки МФ при указанных условиях наличия УП позволяет значительно повысить используемые усредненные характеристики эффективности. При этом средний коэффициент улучшения отношения сигнал-(помеха+шум) и средняя вероятность правильного обнаружения сигнала достигают значений до 53,18 дБ и 0,92 при обработке сигнала с ДВПИ, а также до 52,83 дБ и 0,92 при обработке сигнала с ТВППИ. Однако используемая при этом раздельная оптимизация весовых окон для каждого частотного канала при обработке НПИ обеспечивает эти преимущества ценой отказа от применения БПФ в пользу алгоритма ДПФ.

Исследовано применение известных методов оценки частоты радиоимпульсов для сигналов с неэквидистантным периодом следования и проведен их сравнительный анализ. На основе модифицированного алгоритма БПФ вычислены поправки оценки частоты, учитывающие параметры вобуляции периода повторения радиоимпульсов. Показано, что при отношении сигнал-шум 30 дБ и степени вобуляции периода следования радиоимпульсов 0,2 поправки к оценке частоты, полученные методом максимального правдоподобия, обеспечивают минимальное среднее значение относительной ошибки $1,53 \cdot 10^{-2}$ и $0,65 \cdot 10^{-2}$ соответственно для 16-точечного и 128-точечного БПФ. К сожалению, такой метод применим только к прямоугольному окну при вычислении БПФ. Метод интерполирующей параболы позволяет применить различные весовые окна, кроме того, он не критичен к количеству каналов БПФ. Так при 16-точечном и 128-точечном БПФ с использованием окна Блэкмана-Харриса средние значения относительной ошибки

частоты составляют примерно $4,30 \cdot 10^{-2}$. Полученные результаты позволяют обоснованно выбирать метод вычисления оценки частоты при многоканальной частотной фильтрации по критерию средней погрешности оценки частоты сигнала с неэквидистантным периодом следования.

ГЛАВА 3 РЕАЛИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОРА МОДИФИЦИРОВАННОГО АЛГОРИТМА БЫСТРОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ НА ПЛИС

Во второй главе рассмотрена эффективность многоканального фильтра при использовании различных процессоров и отмечено, что по мере увеличения количества различных ППИ сигнала эффективность МФ снижается на фоне смеси УП и БГШ. Комбинированный алгоритм (классический и модифицированный алгоритмы БПФ) действительно позволяет повысить эффективность МФ по сравнению с классическим БПФ, однако при высоком значении СВППИ существенное увеличение достигается лишь при обработке сигнала с ДВППИ.

Многоканальный фильтр, основанный на классическом алгоритме БПФ, получил широкое распространение в инженерных разработках аппаратных средств. В связи с этим в данной главе рассматривается проектирование многоканального фильтра, основанного на модифицированном алгоритме БПФ для обработки сигналов с ДВППИ в аппаратной реализации. Такой фильтр позволяет эффективно обрабатывать сигналы с ДВППИ для устранения слепых зон по скорости и дальности и обеспечивать высокую эффективность многоканальной фильтрации при относительно простой структуре по сравнению с фильтрами, предназначенными для обработки сигналов с числом ППИ более двух. Однако, требуется оценить "плату" за повышение эффективности, определяемую такими параметрами цифровой обработки сигналов, как увеличение количества вычислительных операций, требуемый объем памяти, быстродействие процессора, точность представления данных.

В связи с вышеизложенным, в третьей главе последовательно решены следующие задачи:

- в разделе 3.1 оцениваются требования к аппаратным средствам реализации процессора БПФ на практике, включая цифровой сигнальный процессор (ЦСП) и ПЛИС;
- в разделе 3.2 анализируются архитектуры модифицированного алгоритма БПФ на ПЛИС типа FPGA;

- в разделе 3.3 реализован проект модифицированного алгоритма БПФ на ПЛИС на языке Verilog, внедренный в учебный процесс РГРТУ и в АО «Торговля и развитие электронных технологий E-STARs» (Социалистическая Республика Вьетнам);

- в разделе 3.4 проводится эксперимент на оценочной плате ПЛИС и анализ полученных результатов;

- в разделе 3.5 на основе эксперимента формулируются выводы главы.

В данной главе используются материалы научных работ [108-110], опубликованных в соавторстве.

3.1 Аппаратные средства в цифровой обработке сигналов для реализации процессора БПФ

Для выбора аппаратных средств при реализации процессора БПФ необходимо сформулировать требования к проектированию с точки зрения времени вычисления БПФ, оценить вычислительные затраты модифицированного алгоритма БПФ, а также оценить возможности вычислительных ресурсов доступных аппаратных решений.

3.1.1 Требование проектирования процессора многоканальной фильтрации

В режиме обзора бортовой радиолокационной станции (БРЛС) процессы зондирования и приема сигналов происходит непрерывно с периодом повторения импульсов и повторяются после приема пачки импульсов для других положений антенного луча. Передатчик непрерывно излучает пачки импульсов для сканирования всех разрешаемых элементов в области обзора. МФ обрабатывает принимаемые сигналы с темпом, определяемым элементом разрешения по дальности (длительностью зондирующего импульса). Принимаемые сигналы после аналого-цифрового преобразования сохраняются в ОЗУ и поступают в процессор БПФ (рис. 1.6). Для обеспечения непрерывной обработки МФ время вычисления каждого БПФ должно меньше либо равно длительность импульса ($t_{\text{бпф}} \leq \tau$). В [111] подробно рассматриваются тактико-характеристики современных БРЛС. Длительность импульса зависит от режима работы БРЛС и типа БРЛС. Так для БРЛС

AN/APY-10 она составляет $5-13,2 \text{ мкс}$ [111], при этом время обработки один БПФ должно быть $t_{\text{бпф}} \leq 13,2 \text{ мкс}$.

3.1.2 Расчет вычислительных затрат модифицированных алгоритмов БПФ

В случае, если $N = pq = 2^a \cdot 2^b$ ($p = 2^a$ и $q = 2^b$) – составное число, а между эквидистантными подпоследовательностями присутствует p – различных сдвигов, при числе отсчетов в каждой подпоследовательности, равном q , реализация БПФ осуществляется в $a + b$ этапов. При этом b – этапов отводятся на вычисление БПФ каждой из эквидистантных подпоследовательностей, а a – этапов на выполнение дополнительных комплексных умножений с поворачивающими множителями $\exp(j2\pi kv_m/N)$. Количество комплексных сложений при этом не изменяется, а общее число комплексных умножений возрастает как в [14] на величину:

$$M_{\text{дон}} = Na/2.$$

Общее количество комплексных сложений и умножений соответственно равны

$$A = N(a + b),$$

$$M = M_{\text{клас}} + M_{\text{дон}} = N(a + b)/2 + Na/2 = \frac{N}{2} \log_2(N) + \frac{N}{2} \log_2(p),$$

где $M_{\text{клас}} = N(a + b)/2$ – количество комплексных умножений по классическому алгоритму БПФ.

В работе [63] алгоритм обработки НПИ также имеет аналогичный принцип, но при быстрой реализации количество комплексных умножений отличается:

$$M_L = N \log_2(N)/2 - N \log_2(p)/2 + L(p - 1),$$

где $L \geq N$ – число параллельных каналов когерентного накопления.

В табл. 3.1 представлен результат расчета количества комплексных операций в зависимости от количества отсчетов N и сдвигов - p .

Таблица 3.1 – Результаты расчетов числа комплексных операций

N	16			32			64			128		
p	1	2	4	1	2	4	1	2	4	1	2	4
A	64	64	64	160	160	160	384	384	384	896	896	896
$M_{дон}$	0	8	16	0	16	32	0	32	64	0	64	128
M	32	40	48	80	96	112	192	224	256	448	512	576
M_L , при $L = N$	32	40	64	80	96	144	192	224	320	448	512	704
$\frac{M_{дон}}{A + M_{класс}}$, %	0	8,3	16,7	0	6,7	13,3	0	5,6	11,1	0	4,8	9,5

Из табл. 3.1 следует, что при $p=1$ (отсутствие вобуляции) модифицированный алгоритм БПФ сводится к классическому алгоритму БПФ. При увеличении значения p общее количество комплексных сложений остается неизменным, в то время как число комплексных умножений возрастает. При этом доля дополнительных комплексных операций по отношению к общему числу комплексных операций уменьшается с ростом числа отсчетов: она составляет 16,7% при $N=16$ и $p=4$, и снижается до 9,5% при $N=128$ и том же значении p .

При $p \neq 2^a$ и $q = 2^b$, например, p – простое число, при $N = pq = p \cdot 2^b$ вычисления выполняются по $b+1$ – этапной процедурой. На заключительном этапе осуществляется дополнительное фазовое вращение отсчетов путем умножения на поворачивающий множитель $\exp(\frac{j2\pi kv_m}{N})$. Как видно из структурной схемы БПФ, (рис. 1.15), количество комплексных операций не зависит от степени вобуляции периода повторения импульсов. Общее число комплексных сложений и умножений определяется следующими формулами как в [65]:

$$A_2 = Nb + (p-1)N,$$

$$M_2 = \frac{N}{2}b + (p-1)N,$$

заметим, что если $L = N$ то $M_2 = M_L$.

В табл. 3.2 представлен результат расчета числа комплексных операций при числе сдвигов p -простого числа.

Таблица 3.2 – Результаты расчетов числа комплексных операций при числе сдвигов p -простого числа.

b	2		3		4		5	
p	3	5	3	5	3	5	3	5
N	12	20	24	40	48	80	96	160
A_2	48	120	120	280	288	640	672	1440
M_2	36	100	84	220	192	480	432	1040

Проведен расчет вычислительных затрат модифицированного алгоритма БПФ, на основании которого установлено, что при $N = pq = 2^a \cdot 2^b$ ($p = 2^a$ и $q = 2^b$) общее количество комплексных сложений остается неизменным при увеличении числа различных ППИ, тогда как количество комплексных умножений возрастает. При этом доля дополнительных комплексных операций в модифицированном алгоритме БПФ уменьшается с 16,7 % до 9,5 % при увеличении числа отсчетов с 16 до 128 по сравнению с классическим алгоритмом БПФ. Следует отметить, что при $N = pq = p \cdot 2^b$ и p – простым числе необходимость в дополнительных комплексных операциях отсутствует. Этот результат имеет важное значение для проектирования процессора, реализующего многоканальный фильтр на ПЛИС.

3.1.3 Выбор аппаратных средств для реализации процессора БПФ

Во второй половине 1970-х годов появились цифровые сигнальные процессоры (ЦСП), которые получили широкое распространение в области телекоммуникаций, систем приема и передачи сигналов, а также в радиолокации [112]. Программируемые логические интегральные схемы, включая программируемые пользователем вентильные матрицы (Field Programmable Gate Array – FPGA), которые были разработаны в 80-х годах и активно развиваются в 2000-х годах [113]. Оба

типа микросхем как ЦСП, так и FPGA широко используются в цифровой обработке сигналов (ЦОС).

ЦОС используется в различных областях, таких как аудио- и видеотехника, телекоммуникации, медицина, радиолокация и т. д. Используемые в ЦОС микрочипы должны соответствовать соответствующим требованиям для обеспечения надежной и эффективной работы системы. Прежде всего, к важным задачам ЦОС относятся операции реального времени с высокой вычислительной сложностью, такие как свертка, умножение матриц, алгоритм БПФ и т. д. Эти операции требуют значительных вычислительных ресурсов, поэтому для их эффективного выполнения необходимо использовать высокопроизводительное устройство, обеспечивающее требуемую точность и скорость обработки, а также такие факторы, как энергопотребление, размер и стоимость системы [114].

Благодаря вычислительно-ориентированной архитектуре и встроенным блокам умножения с накоплением, ЦСП особенно эффективен при выполнении задач в режиме реального времени [115]. Программирование на ЦСП для конкретной задачи обычно выполняется с использованием языка высокого уровня, такого как С, и с использованием библиотек, ориентированных на конкретные задачи. FPGA является гибкой интегральной микросхемой, которая позволяет пользователю настраивать ее логику после производства. Благодаря полностью параллельной архитектуре FPGA обеспечивают высокую эффективность при выполнении задач цифровой обработки сигналов в реальном времени, а также предоставляют широкие возможности для переконфигурации, повторного использования модулей и адаптации к специфике конкретных приложений [116]. В работах [117, 118] представлено сравнительное исследование эффективности использования FPGA и ЦСП для реализации фильтров с конечной импульсной характеристикой (КИХ) и бесконечной импульсной характеристикой (БИХ).

Для оценки производительности цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) часто используется параметр, отражающий количество операций умножения с накоплением, выполняемых за одну секунду. Этот показатель обозначается как MACS (Multiply-Accumulate Operations per Second) в английском языке

(1 миллиард MACS = 1 GMACS) и является стандартным в технической документации к ЦСП. В случае с ПЛИС данный параметр не указывается напрямую, однако его можно вычислить на основе произведения количества встроенных блоков умножения и тактовой частоты [119]. В табл. 3.3 представлены расчетные значения производительности в MACS, выраженные в количестве операций умножения за секунду (КОУС) для высокопроизводительных ПЛИС (семейство Altera Stratix 10) [120, 121], ЦСП серии C6000 от Texas Instruments (TI) [122-126] и низкопроизводительных ПЛИС (семейство Altera Cyclone IV) [127, 128].

Из табл. 3.3 видно, что благодаря возможностям параллельных вычислений ПЛИС обладают значительно более высокой производительностью по сравнению с ЦСП при сравнении в области высокопроизводительных вычислений. Даже при сравнении с низкопроизводительными ПЛИС по той же цене, ПЛИС по-прежнему обладают большей производительностью, чем ЦСП.

Таблица 3.3 – Максимальное количество операций умножения с накоплением, выполняемых за одну секунду для высокопроизводительных ЦСП и FPGA.

FPGA Stratix 10	GX/SX	Название чипа	GX 400/ SX 400	GX 850/ SX 850	GX 1650/ SX 1650	GX 2500/ SX 2500	GX 2800/ SX 2800
		КОУС ($\times 10^9$)	1296	4032	6290	10022	11520
		Цена (\$)	2000	4200	>10000	>10000	>10000
ЦСП серии C6000 от TI		Название чипа	TMS320C6211B	TMS320C6713B	TMS320C6416T	TMS320C6454	TMS320C6678
		КОУС ($\times 10^9$)	0,333	0,6	4	8	44,8
		Цена (\$)	40-50	30-60	150-340	130-240	270-520
FPGA Cyclone IV		Название чипа	EP4CE6	EP4CE15	EP4CE30	EP4CE55	EP4CE115
		КОУС ($\times 10^9$)	4,305	16,072	18,942	44,198	76,342
		Цена (\$)	20-50	30-80	60-140	160-290	480-800

Реализация алгоритмов БПФ многократно выполнялась с использованием процессоров общего назначения, цифровых сигнальных процессоров и специализированных микросхем процессоров БПФ. Однако по мере увеличения емкости, повышения производительности и снижения стоимости ПЛИС стал перспективным решением для выполнения задач, требующих значительных вычислительных затрат, в том числе таких, как вычисление БПФ [129]. Параллельные алгоритмы ЦОС обеспечивают более высокое быстродействие обработки в сложных устройствах ЦОС по сравнению с последовательными алгоритмами [130]. При этом ПЛИС больше подходит для многоканальной обработки данных или многоступенчатой фильтрации, к которым относятся алгоритмы БПФ [116, 131].

Для тестирования алгоритмов БПФ в данной работе вместо использования высокопроизводительных и дорогостоящих чипов серии FPGA Altera Stratix 10 использован низкопроизводительный чип FPGA Altera Cyclone IV. В табл. 3.4 и табл. 3.5 представлены ресурсы семейства устройств Altera Cyclone IV [127].

Таблица 3.4 – Ресурсы семейства устройств Cyclone IV E.

Устройство	Логический элемент (ЛЭ)	Встроенная память (кбит)	Встроенные умно- жители (18*18)
EP4CE6	6272	270	15
EP4CE10	10320	414	23
EP4CE15	15408	504	56
EP4CE22	22320	594	66
EP4CE30	28848	594	66
EP4CE40	39600	1134	116
EP4CE55	55856	2340	154
EP4CE75	75408	2745	200
EP4CE115	114480	3888	266

Таблица 3.5 – Ресурсы семейства устройств Cyclone IV GX

Устройство	Логический элемент (ЛЭ)	Встроенная память (кбит)	Встроенные умно- жители (18*18)
EP4CGX15	14400	540	0
EP4CGX22	21280	756	40
EP4CGX30	29440	1080	80
EP4CGX50	49888	2502	140
EP4CGX75	73920	4158	198
EP4CGX110	109424	5490	280
EP4CGX150	149760	6480	360

Реализация алгоритмов БПФ на ПЛИС-FPGA известна из ряда публикаций. В работах [132-135] рассмотрены синтезы ДПФ и БПФ на ПЛИС с применением системы остаточных классов. В [136-138] рассмотрена реализация алгоритма БПФ параллельной и последовательной архитектур. Особенности реализации алгоритма БПФ, а также конвейерная архитектура реализации описаны в [139-141]. Архитектура БПФ, основанная на использовании распределенной памяти, служит для максимизации пропускной способности и минимизации использования «справочной таблицы»-look up table (LUT) и регистров в [142]. В [143] реализован алгоритм БПФ для обработки радиолокационных сигналов с использованием оператора с плавающей запятой для уменьшения погрешности вычислений, связанных с ограниченным динамическим диапазоном представления чисел в формате с фиксированной запятой.

В этой главе проведена реализация алгоритмов БПФ на ПЛИС FPGA для обработки неэквидистантных последовательностей импульсов с ДВПИ. Представлен проект такого алгоритма на плате FPGA - Altera Cyclone IV и проведен сравнительный анализ полученных FPGA результатов вычисления и результатов вычислений в средах MATLAB.

3.2 Архитектура модифицированного алгоритма БПФ на ПЛИС типа FPGA

Рассмотрим вопрос архитектуры реализации БПФ НПИ на ПЛИС типа FPGA. Он может выполняться на базе параллельной, последовательной и конвейерной архитектур, выбор которой зависит от конкретного приложения и ресурсов используемого чипа. При полной параллельной реализации на каждом этапе алгоритма БПФ все операции «бабочка» вычисляются параллельно, и количество действительных умножений в четыре раза больше количества операций «бабочка» [144, 145]. В связи с этим полная параллельная архитектура обеспечивает более высокое быстродействие, но при этом требует большего логического ресурса. С другой стороны, последовательная архитектура часто используется в универсальных приложениях и включает только один блок «бабочка», что позволяет оптимизировать использование ресурсов. Однако вычисления операций «бабочка» будут многократно повторяться до завершения БПФ, что приведет к значительным временным затратам [137]. Конвейерная архитектура обеспечивает непрерывную обработку потока информации в реальном времени, а также имеет низкое энергопотребление. При этом конвейерная архитектура широко применяется в различных приложениях для проектирования цифровых схем.

Каждое комплексное умножение эквивалентно 4 действительным умножениям и 2 действительным сложениям (или вычитаниям), поэтому на каждом этапе вычисления модифицированного алгоритма БПФ кроме заключительного этапа содержится $2N$ операций действительного умножения и $4N$ операций действительного умножения на заключительном этапе. Подробнее вычислительные затраты модифицированного БПФ при обработке НПИ проанализированы в табл. 3.1. В FPGA умножение обычно реализуется с помощью встроенных умножителей в блоке ЦОС либо метода «сдвига и сложения». Количество встроенных умножителей ограничено поэтому необходимо эффективно использовать их. Из табл. 3.4 и табл. 3.5 видно, что при $N > 256$ полная параллельная реализация данного модифицированного алгоритма БПФ не может быть выполнена на семействе

Altera Cyclone IV, поэтому в этом разделе мы рассмотрим последовательную и конвейерную архитектуры модифицированного алгоритма БПФ.

3.2.1 Последовательная архитектура модифицированного алгоритма БПФ НПИ на ПЛИС типа FPGA

При использовании архитектуры с последовательной обработкой используется только один общий блок вычисления «бабочка». Такой блок используется для каждого коэффициента вращения, что позволяет преодолеть недостаточное количество логических вентилях и встроенных умножителей. Пусть каждый цикл вычислений рассматривается как время от момента считывания данных из ОЗУ до записи результатов из блока «бабочка» в ОЗУ. При этом каждый цикл вычисления включает 5 тактов. Также задержка между циклами вычислений включает 2 такта и общее количество циклов вычисления равно $N \log_2(N)/2$. Поэтому результат вычисления N – точечного модифицированного алгоритма БПФ будет получен за:

$$t = 2 \cdot N \log_2(N)/2 + 5 = N \log_2(N) + 5 \text{ (тактов)}. \quad (3.1)$$

На рис. 3.1 представлена последовательная архитектура БПФ.

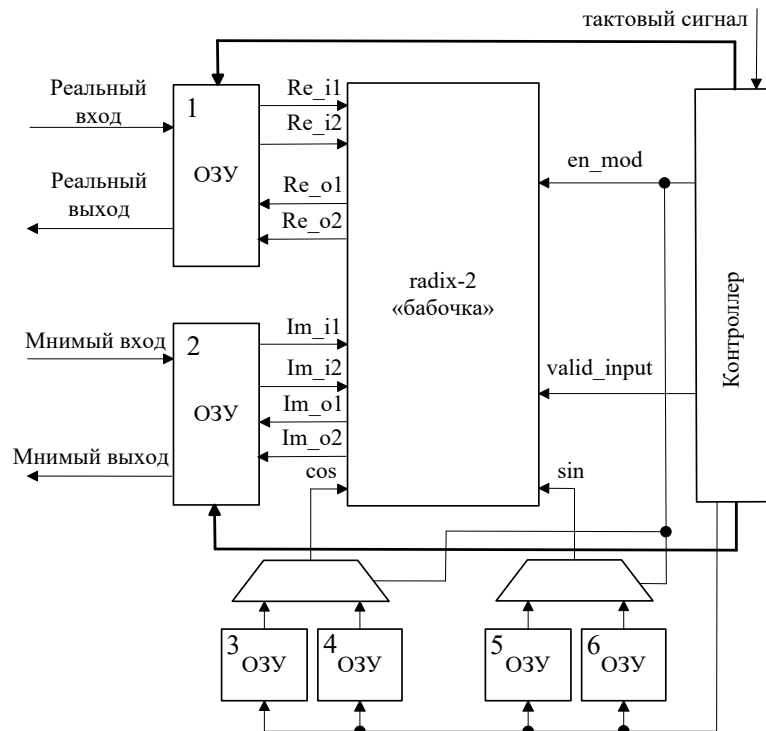


Рисунок 3.1 – Последовательная архитектура модифицированного алгоритма БПФ.

Структура на рис. 3.1 отличается от архитектуры, описанной в [108] использованием ОЗУ для хранения коэффициентов вращения вместо постоянного запоминающего устройства (ПЗУ), что позволяет уменьшить количество логических элементов при реализации.

В зависимости от этапа вычисления БПФ следует применить обычное вычисление (операция radix-2) или модифицированное вычисление (модифицированная операция radix-2) в блоке «бабочка». Эти вычисления в блоке «бабочка» представлены на рис. 1.9. Также в каждом цикле вычисления необходимо выполнять 2 операции комплексного умножения. Поэтому для обеспечения параллельного вычисления в блоке «бабочка» необходимо использовать 2 подблока комплексного умножения и блок суммирования.

Блоки ОЗУ 1 и 2 предназначены для загрузки исходных данных, а также для сохранения промежуточных значений блока «бабочка» и выгрузки данных. Блоки ОЗУ 3-6 с инициализированными данными сохраняют коэффициенты вращения W_N^k и модифицированные коэффициенты вращения $W_{v,N}^k$ и передают эти коэффициенты через мультиплексор в блок «бабочка» в соответствии с этапом вычисления.

Промежуточные данные с блоков ОЗУ 1 и 2 непрерывно поступают в блок вычисления «бабочка» и вновь записываются в блоки ОЗУ 1 и 2 под управлением блока контроллера. В то же время блок контроллера управляет чтением данных с блоков хранения коэффициентов вращения (расположенных в блоках ОЗУ 3-6), выбором коэффициентов вращения классического БПФ и модифицированных коэффициентов вращения. Процессы чтения и записи данных осуществляются одновременно с использованием двухпортовых ОЗУ. Также блок контроллера генерирует сигналы для старта и стопа вычислений, необходимые при выгрузке результатов.

Для того, чтобы быстро вычислять умножение необходимо заранее рассчитывать константы коэффициентов вращения и хранить их в блоках ОЗУ 3-6. При выполнении операций с дробными числами в реальном времени предлагается использование арифметики с фиксированной запятой, что уменьшит требования к оборудованию и времени обработки. При этом коэффициенты вращения необхо-

димо нормализовать, а нормированные значения любых двух соседних точек должны быть различимы, что позволит определить необходимое количество битов для представления чисел с фиксированной запятой [138]. Использование различных способов нормирования коэффициентов для нормализации приведет к различным ошибкам округления. В табл. 3.6 для примера представлены первые и последние 5 нормированных коэффициентов вращения со степенью возбуждения $\nu = 0,2$ для 1024-го точечного модифицированного алгоритма БПФ. В зависимости от требования точности округления можно выбрать нормированный коэффициент, что рассмотрено ниже при анализе результатов.

Таблица 3.6 – Нормированные модифицированные коэффициенты вращения в различных частотных каналах k .

k	$W_{\nu,N}^k$	10-бит	12-бит	14-бит	16-бит
0	1+0j	256+0j	1024+0j	4096+0j	16384+0j
1	1–0,0049j	256–1j	1024–5j	4096–20j	16384–80j
2	1–0,0098j	256–3j	1024–10j	4096–40j	16383–161j
3	0,9999– 0,0147j	256–4j	1024–15j	4096–60j	16382–241j
4	0,9998– 0,0196j	256–5j	1024–20j	4095–80j	16381–322j
5	0,9997– 0,0245j	256–6j	1024–25j	4095–101j	16379–402j
507	0,3207– 0,9472j	82–22j	328–969j	1313–3879j	5253–15519j
508	0,3183– 0,9480j	81–242j	325–970j	1303–3882j	5215–15532j
509	0,3160– 0,9488j	80–242j	323–971j	1294–3886j	5177–15544j

k	$W_{v,N}^k$	10-бит	12-бит	14-бит	16-бит
510	0,3137– 0,9495j	80–243j	321–972j	1284–3889j	5139–15557j
511	0,3114– 0,9503j	79–243j	318–973j	1275–3892j	5101–15570j

3.2.2 Конвейерная архитектура модифицированного алгоритма БПФ на ПЛИС типа FPGA

Для уменьшения общего времени вычисления необходимо обеспечить параллельность вычислений между этапами вычисления в соответствии с рис. 3.2. При этом используется конвейерная архитектура для непрерывной обработки сигналов на каждом этапе. На каждом вычислительном этапе используется блок «бабочка», блоки ОЗУ и только на заключительном этапе используется блок «модифицированная бабочка». Блок контроллера генерирует адреса записи и считывания из ОЗУ и сигналы для согласованной работы блоков.

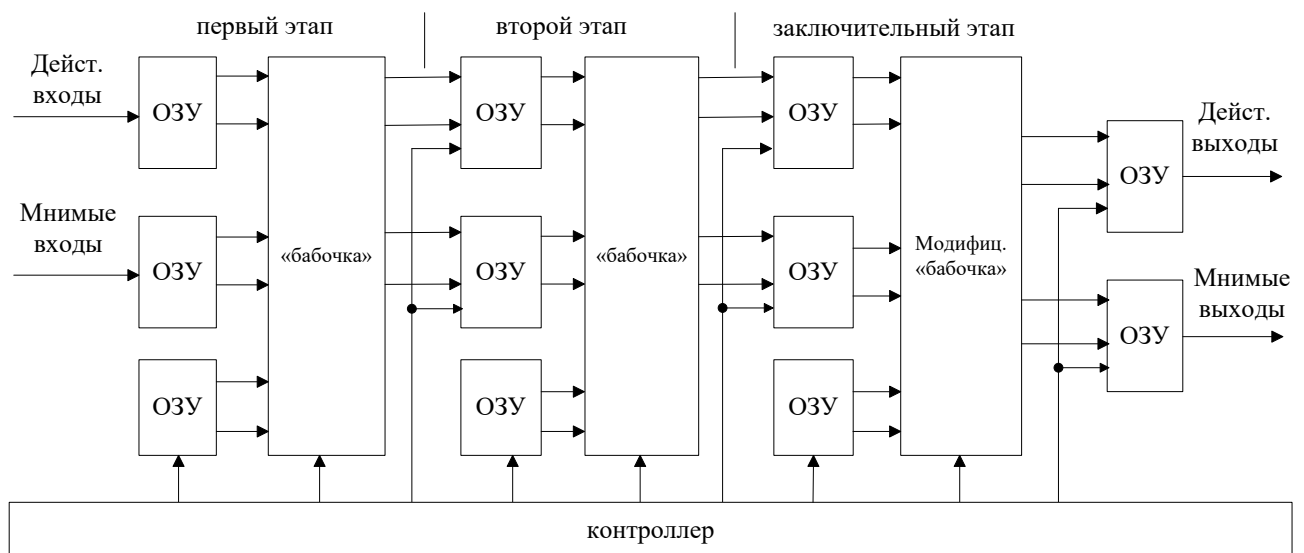


Рисунок 3.2 – Конвейерная архитектура 8-го точечного модифицированного алгоритма БПФ

Процесс вычислений в конвейерной структуре описан следующим образом. После записи входных действительных и мнимых данных в ОЗУ начинается про-

цесс вычислений первого этапа. Следующий этап вычислений выполняется сразу после того, как выходные данные текущего этапа будут записаны в ОЗУ следующего этапа, и эти данные являются валидными для вычисления. Благодаря тому, что вычисления на следующем этапе начинаются без ожидания завершения всех вычислений на текущем этапе, что удастся значительно сократить общее время вычислений. На рис. 3.3 представлена временная диаграмма чтения и записи данных с блоков ОЗУ, где rd_ptr адрес для чтения и wr_ptr адрес для записи, T_{delay} – фиксированная задержка с момента чтения данных для одного вычисления «бабочка» до записи промежуточных данных в ОЗУ следующего этапа, τ_1 и τ_2 – времени ожидания доступности входного сигнала для вычислений на следующем этапе.

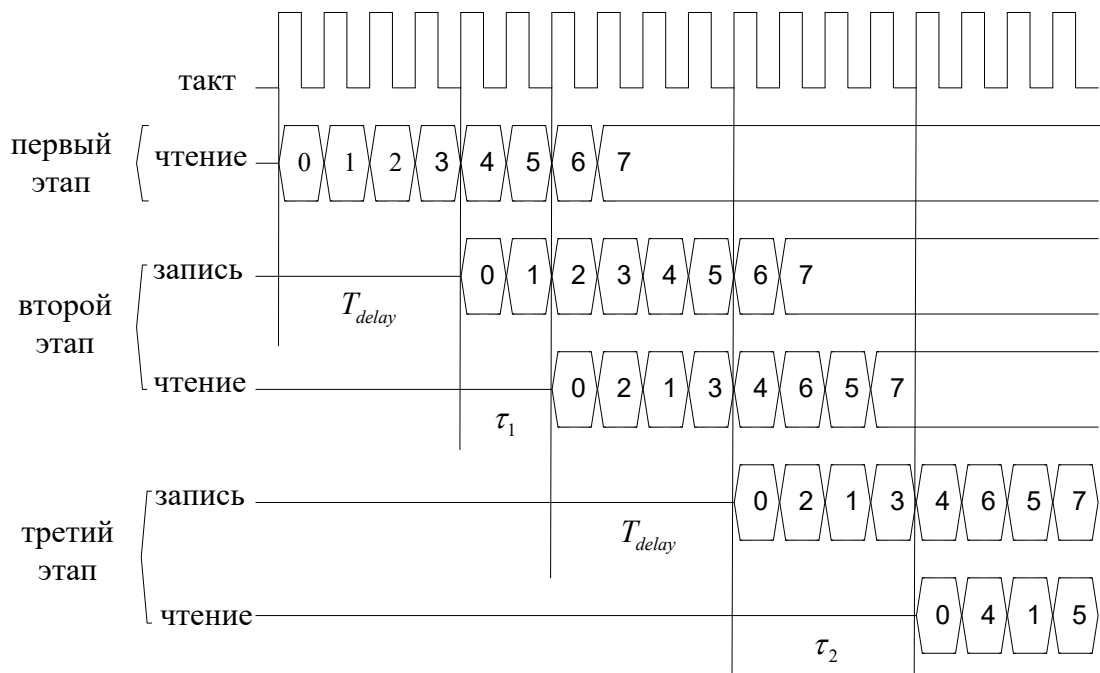


Рисунок 3.3 – Временная диаграмма для чтения и записи данных с блоков ОЗУ (1 и 2) при $N = 8$

Задержка с момента чтения данных до записи в ОЗУ, что требует $T_{delay} = 4$ тактов. В связи с этим для N -точечного модифицированного алгоритма БПФ результат вычисления будет:

$$\begin{aligned}
 t &= N + T_{delay} \log_2(N) + (\tau_1 + \tau_2 + \dots + \tau_{n-1}) = \\
 &= N + 4 \log_2(N) + (2 + 4 + 8 + \dots + N/2) = \\
 &= N + 4 \log_2(N) + N - 2 = \\
 &= 2N - 2 + 4 \log_2(N).
 \end{aligned}
 \tag{3.2}$$

3.3 Реализация модифицированного алгоритма БПФ на ПЛИС

Для реализации модифицированного алгоритма БПФ на конкретной ПЛИС необходимо определить требуемые ресурсы для использования: встроенных умножителей блока «бабочка», регистров, логических элементов, а также объем памяти для хранения промежуточных значений и коэффициентов вращения.

3.3.1 Реализация модифицированного алгоритма БПФ с последовательной архитектурой на ПЛИС

При использовании последовательной архитектуры в отличие от обычного блока «бабочка» используемый в модифицированном БПФ блок «бабочка» имеет два блока комплексного умножения (1-й комплексный умножитель и 2-й комплексный умножитель) и блок комплексного сумматора/вычитателя, структура блока «бабочка» представлена на рис. 3.4.

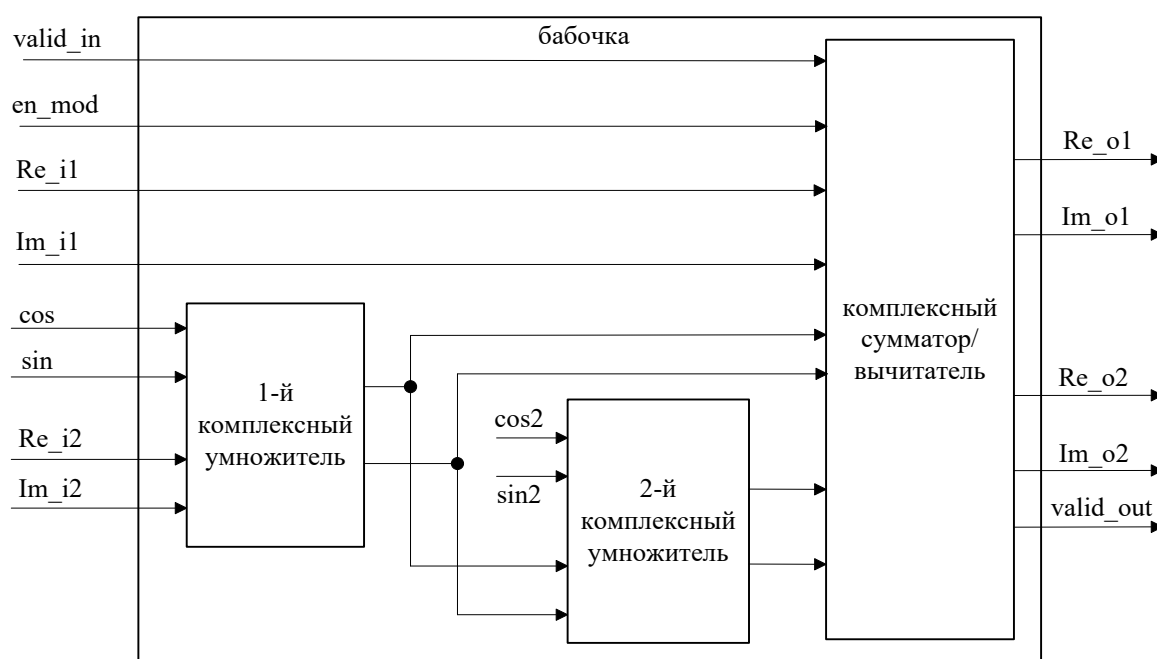


Рисунок 3.4 – Структура блока «бабочка»

Входные сигналы блока «бабочка» включают действительный и мнимый части первого комплексного отсчета (Re_i1 и Im_i1), действительный и мнимый части второго комплексного отсчета (Re_i2 и Im_i2), коэффициенты вращения (cos и sin), а также выборочный сигнал (en_mod) для выбора выхода блока комплексного сумматора/вычитателя и управляющий сигнал ($valid_in$), указывающий входные данные готовы к вычислению. Действительная и мнимая части (cos_2 и sin_2) дополнительного множителя $e^{j\pi v}$ поступают во 2-й комплексный умножитель, который неизменен для всех циклов вычислений и предварительно назначен в блоке «бабочка». Выходные сигналы блока «бабочка» включают действительную и мнимую части первого выходного комплексного отсчета (Re_o1 и Im_o1), действительный и мнимый части второго выходного комплексного отсчета (Re_o2 и Im_o2), управляющий сигнал ($valid_out$) указывает, что выходы блока «бабочка» готовы для обработки в следующем блоке.

Входные сигналы блока «бабочка» (Re_i2 и Im_i2) с блоков двухпортового ОЗУ (1 и 2) поступают в 1-й комплексный умножитель, где происходит перемножение первого комплексного отсчета с основными коэффициентами вращения из блоков ОЗУ (3-6). Выходные сигналы 1-го комплексного умножителя поступают в блок комплексного сумматора/вычитателя и в 2-й комплексный умножитель, в котором вычисляется произведение с дополнительным коэффициентом вращения. Результаты умножения из 2-го комплексного умножителя поступают в блок комплексного сумматора/вычитателя для суммирования (и вычитания) и выбора выходного сигнала блока.

Структура блоков комплексного умножения одинакова и представлена на рис. 3.5. Она содержит 4 встроенных умножителя, 2 сумматора/вычитателя и 2 регистра сдвига, которые используются для сдвига результата умножения, что необходимо при умножении на нормализованные коэффициенты вращения.

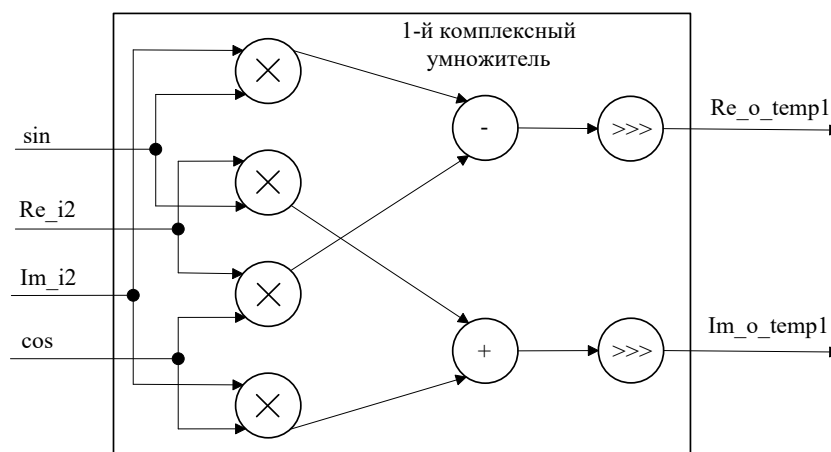


Рисунок 3.5 – Структура блока комплексного умножения

Структура блока комплексного сумматора/вычитателя изображена на рис. 3.6, который состоит из 6 сумматоров - вычитателей, 2 мультиплексоров и 4 защелок. Выходные сигналы блоков комплексного умножения и выходные сигналы блоков ОЗУ (1 и 2) поступают в блок комплексного сумматора/вычитателя, в котором выполняются вычисления согласно формулам на рис. 1.9. Выходные сигналы определяются мультиплексорами в зависимости от этапа вычисления модифицированного алгоритма БПФ.

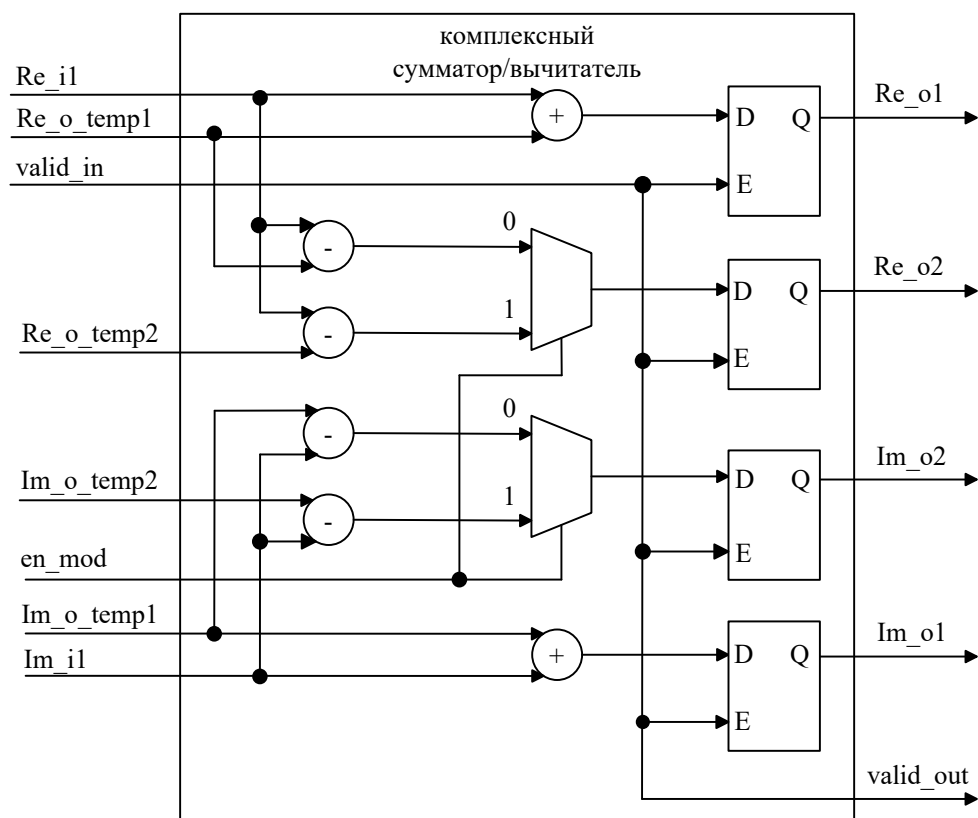


Рисунок 3.6 – Структура блока суммирования (вычитания)

Первые выходные комплексные отсчеты (Re_o1 и Im_o1) вычисляются сумматорами, в которых суммируются первые входные комплексные отсчеты (Re_i1 и Im_i1) и результат первого комплексного умножителя (Re_o_temp1 и Im_o_temp1):

$$\begin{cases} Re_o1 = Re_i1 + Re_o_temp1 \text{ при } valid_in = 1, \\ Im_o1 = Im_i1 + Im_o_temp1 \text{ при } valid_in = 1. \end{cases}$$

Вторые выходные комплексные отсчеты определяются как:

$$\begin{cases} Re_o2 = Re_i1 - Re_o_temp2 \text{ при } en_mod = 1 \text{ и } valid_in = 1, \\ Im_o2 = Im_i1 - Im_o_temp2 \text{ при } en_mod = 1 \text{ и } valid_in = 1, \\ Re_o2 = Re_i1 - Re_o_temp1 \text{ при } en_mod = 0 \text{ и } valid_in = 1, \\ Im_o2 = Im_i1 - Im_o_temp1 \text{ при } en_mod = 0 \text{ и } valid_in = 1. \end{cases}$$

При $valid_in = 0$ выходные сигналы сохраняют предыдущее значение с помощью защелки.

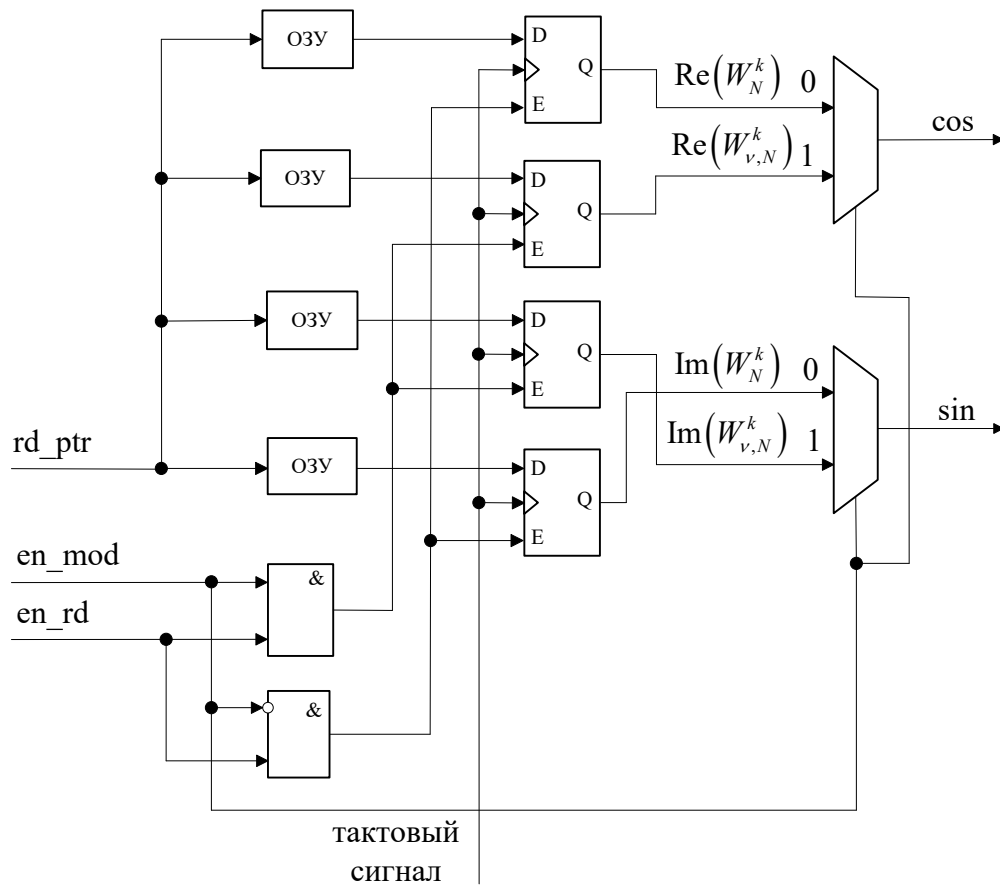


Рисунок 3.7 – Архитектура блоков ОЗУ (3-6) для хранения коэффициентов вращения

Архитектура блоков ОЗУ (3-6) для хранения коэффициентов вращения представлена рис. 3.7. В блоках ОЗУ (3-6) используются четыре элемента памяти ОЗУ с инициализированными данными для хранения классических и модифицированных коэффициентов вращения; четыре элемента памяти D-триггер для хранения читаемых значений из блоков ОЗУ, два логических элемента И для разрешения обновления данных из необходимых блоков ОЗУ, два мультиплексора для выбора необходимых коэффициентов вращения на выходе.

Блок контролера генерирует адрес для чтения rd_ptr , разрешающего сигнала чтения en_rd и выборочного сигнала en_mod , которые позволяют чтение необходимых данных из элементов памяти ОЗУ. Когда $en_rd = 1$ и $en_mod = 1$, происходит обновление выходных сигналов D-триггеров, соединенных с ОЗУ, содержащим модифицированные коэффициенты вращения. Если $en_rd = 1$ и $en_mod = 0$, то обновляются выходные сигналы D-триггеров, соединенных с ОЗУ, содержащим классические коэффициенты вращения. При $en_rd = 0$ выходы сохраняют предыдущие значения. Выборочный сигнал en_mod равен единице только на последнем этапе вычисления БПФ, а на всех остальных этапах равен нулю. Выходы блоков ОЗУ (3-6) являются действительной и мнимой частями коэффициентов вращения, которые в соответствии с этапом вычисления модифицированного алгоритма БПФ будут классическими или модифицированными. Выходы блоков (3-6) определяются как:

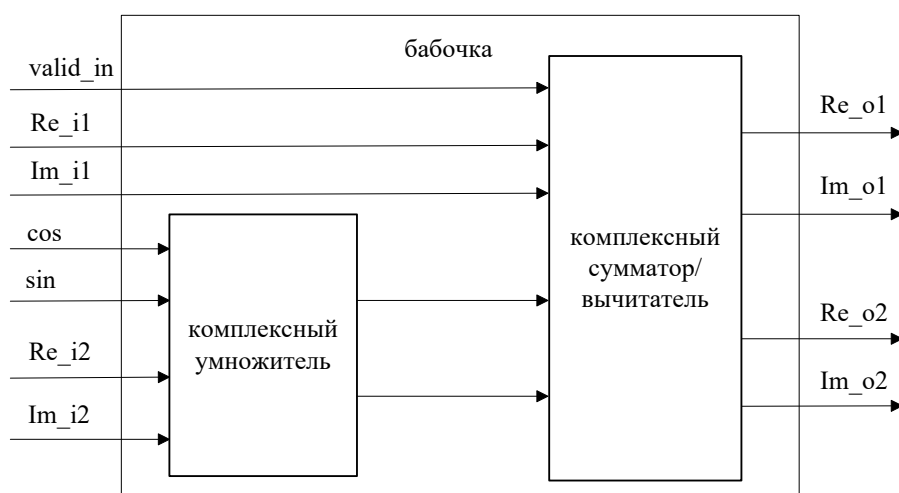
$$\cos = \begin{cases} \operatorname{Re}(W_N^k) & \text{если } en_mod = 0 \text{ и } en_rd = 1, \\ \operatorname{Re}(W_{v,N}^k) & \text{если } en_mod = 1 \text{ и } en_rd = 1, \end{cases}$$

$$\sin = \begin{cases} \operatorname{Im}(W_N^k) & \text{если } en_mod = 0 \text{ и } en_rd = 1, \\ \operatorname{Im}(W_{v,N}^k) & \text{если } en_mod = 1 \text{ и } en_rd = 1, \end{cases}$$

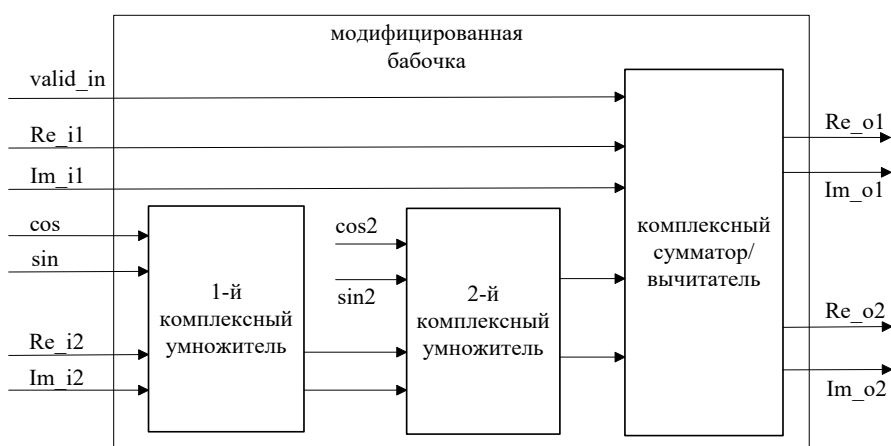
где Re и Im – обозначают действительную и мнимую части комплексного числа.

3.3.2 Реализация модифицированного алгоритма БПФ с конвейерной архитектурой на ПЛИС

При конвейерной архитектуре модифицированного алгоритма выходные данные блоков «бабочка» и «модифицированная бабочка» поступают в блоки ОЗУ следующего этапа, поэтому обратные связи отсутствуют. Блок контролера также генерирует адреса записи и чтения в блоки ОЗУ и сигнал для разрешения вычислений в блоках «бабочка» и «модифицированная бабочка». Блок «модифицированная бабочка» на заключительном этапе отличается от блока «бабочка» количеством комплексных умножений (рис. 3.8).



(a)



(б)

Рисунок 3.8 – Структуры вычислительных блоков

(а) с операцией radix-2 «бабочка»,

(б) с модифицированной операцией radix-2 «модифицированная бабочка»

На входах блоков вычисления «бабочка» и «модифицированная бабочка» нет сигналов для выбора выхода блока (en_mod), так как на каждом этапе имеется отдельный блок вычисления и блок хранения коэффициентов вращения. Это приводит к упрощению структуры блока хранения коэффициентов вращения (рис. 3.9) и блока комплексного сумматора/вычитателя (рис. 3.10) по сравнению с последовательной структурой модифицированного алгоритма БПФ (рис. 3.7 и рис. 3.6). При этом блок комплексного умножения одинаков в обеих структурах (последовательной и конвейерной).

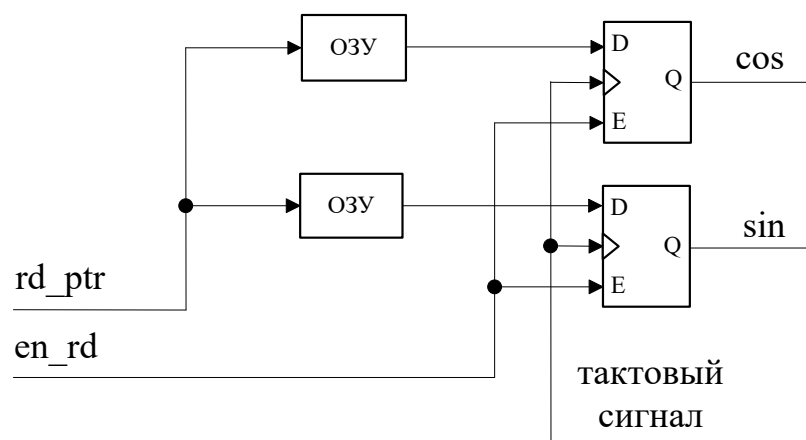


Рисунок 3.9 – Архитектура блоков ОЗУ для хранения коэффициентов вращения

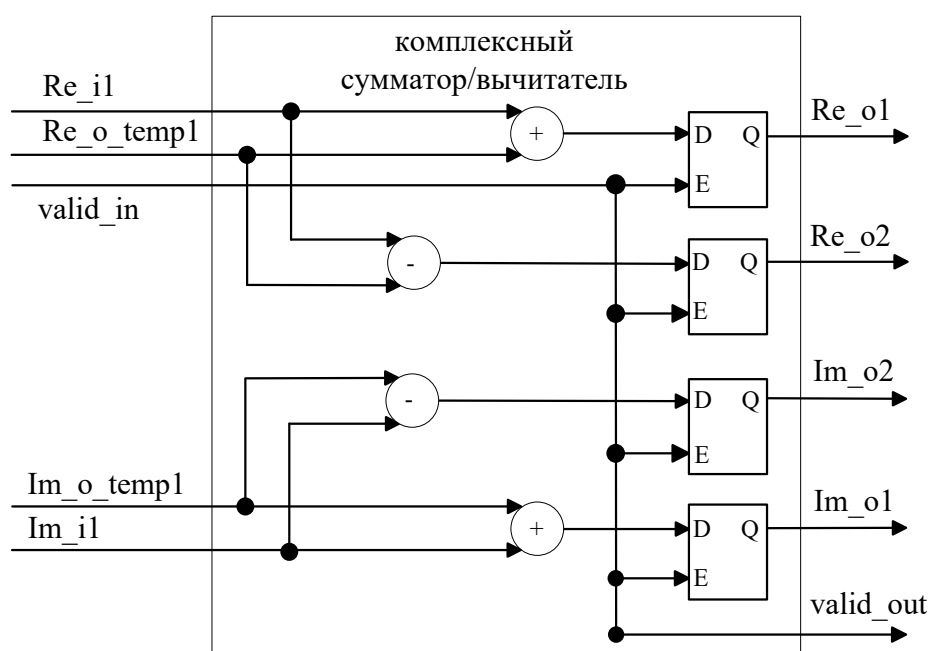


Рисунок 3.10 – Структура блока комплексного сумматора/вычитателя

3.4 Результаты синтеза

В этом разделе представлены логические ресурсы, используемые в FPGA для реализации модифицированного алгоритма БПФ, а также результаты испытаний предлагаемого данного алгоритма для обработки НПИ. Лабораторный макет в [110] позволяет проектировать и экспериментально тестировать работу модифицированного алгоритма БПФ. Структурная схема макета изображена на рис. 3.11 и включает в себя отладочную плату FPGA, персональный компьютер со стандартным и разработанным программным обеспечением и коммуникационные кабели.

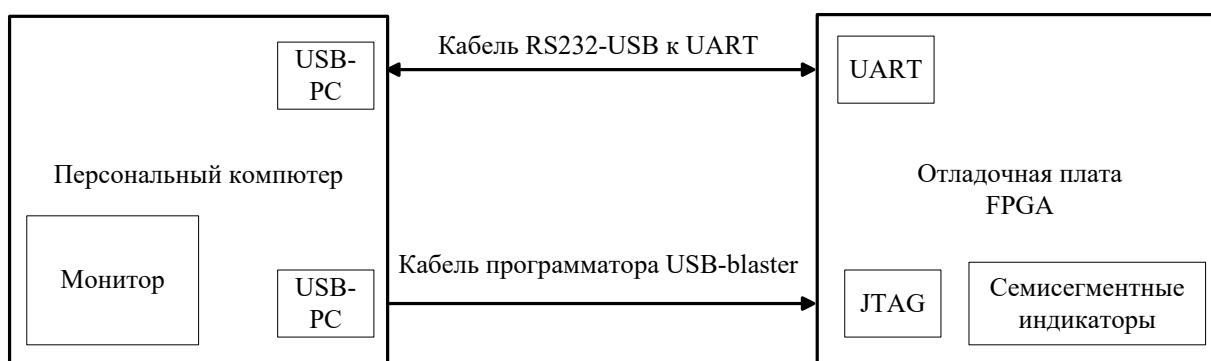


Рисунок 3.11 – Структурная схема макета

Для описания модифицированного алгоритма БПФ использован язык Verilog HDL, проект платы создан в среде разработки Quartus Prime 19.1 Little edition. Запись программы на отладочную плату выполняется с помощью программатора USB-blaster. В макете формируется цифровой сигнал в среде MATLAB, который передается с персонального компьютера в плату кабелем адаптера-конверта с USB на RS232 UART (Universal asynchronous receiver-transmitter-универсальный асинхронный приемопередатчик). В плате производятся обработка входных цифровых сигналов и передача сигнала в персональный компьютер. Семисегментные индикаторы, установленные на плате, отображают количество тактов, необходимых для обработки сигналов. На мониторе компьютера отображаются уровни спектральных составляющих сигнала на основе теоретического расчета алгоритмом БПФ, выполненного с помощью MATLAB, и аналогичные результаты обработки сигналов на плате FPGA.

В качестве чипов FPGA использованы Cyclone IV EP4CE6E22C8 и Cyclone IV EP4CE115F29C7, которые установлены на отладочных платах с тактовой частотой 50 МГц (рис. 3.12 и рис. 3.13). Полученные результаты из FPGA сравниваются с результатами вычисления в среде MATLAB.

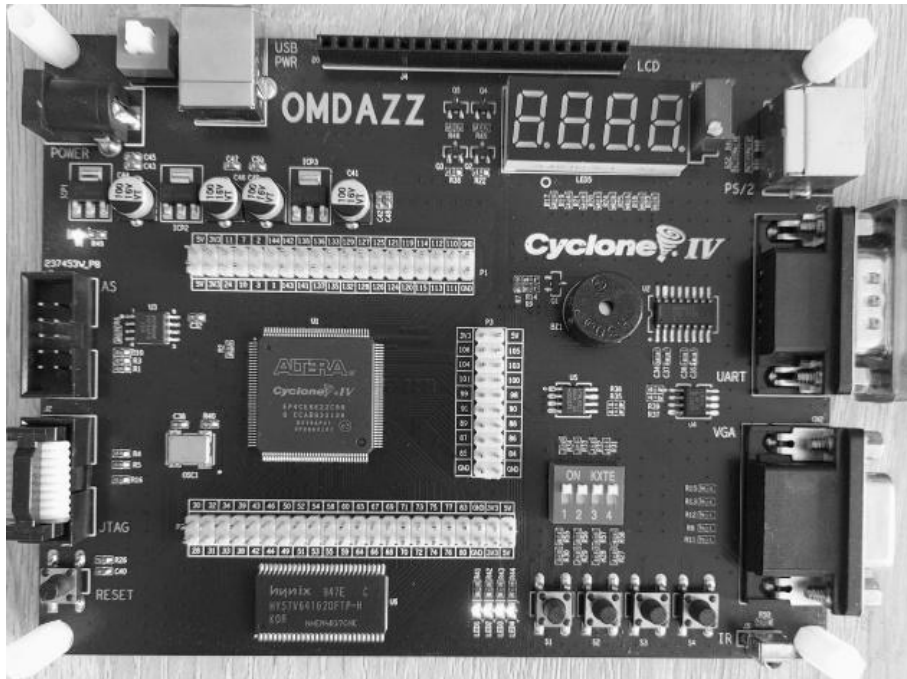


Рисунок 3.12 – Плата FPGA на базе микросхемы чипа Altera Cyclone IV EP4CE6E22C8

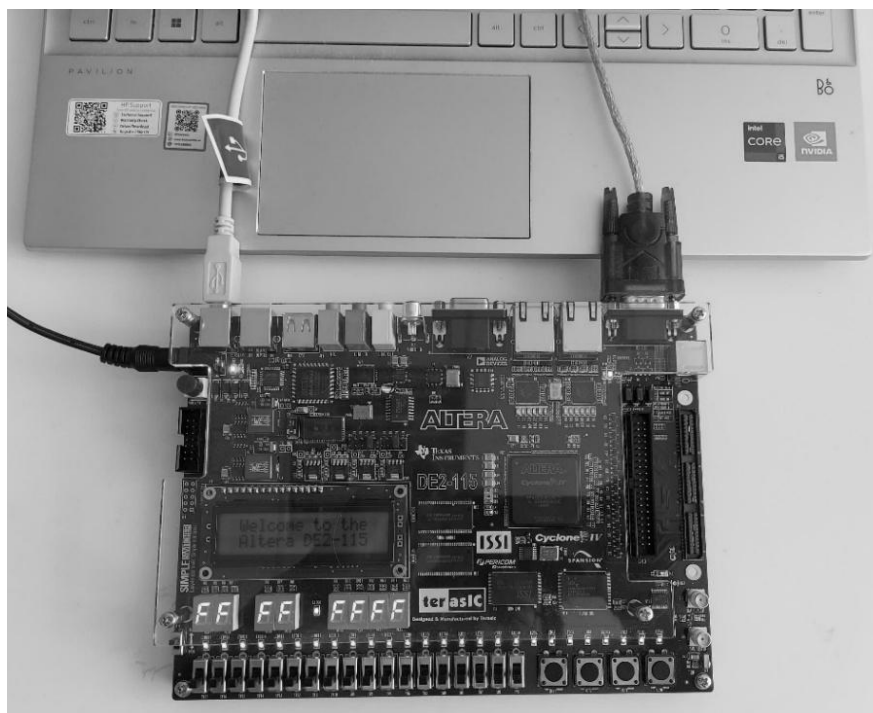


Рисунок 3.13 – Плата FPGA на базе микросхемы чипа Cyclone IV EP4CE115F29C7

В качестве тестирования использовались данные, представленные в арифметике с фиксированной запятой. Входные данные квантуются до 8 бит и при обработке расширяются до 24 бит, включая 8 бит для хранения дробной части. На рис. 3.14 показана зависимость отношения сигнал-квантовый шум от количества бит коэффициентов вращения. При количестве бит коэффициентов равном и большем 12 отношение сигнал-квантовый шум мало изменяется и приближается к 44 дБ.

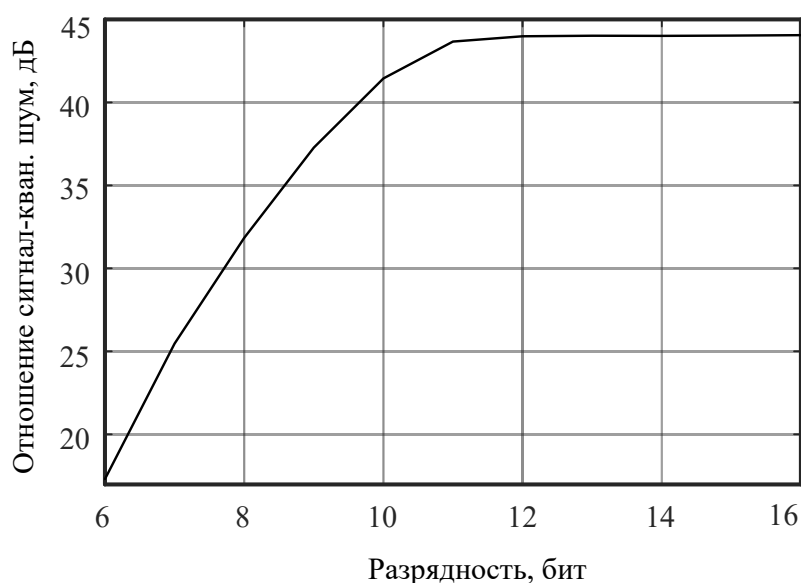


Рисунок 3.14 – Зависимость отношения сигнал-квантовый шум от разрядности коэффициентов вращения

При исследовании ошибок вычисления модифицированного алгоритма БПФ из FPGA используется отладочная плата Cyclone IV EP4CE6E22C8. В табл. 3.7 представлены необходимые ресурсы для реализации модифицированного алгоритма БПФ с последовательной архитектурой на Cyclone IV EP4CE6E22C8.

Таблица 3.7 – Ресурсы для реализации модифицированного алгоритма БПФ.

N	Логический элемент (ЛЭ)		Встроенная память (кбит)		Встроенные умножители (18*18)	
256	1584	25%	19480	7%	15	100%
512	1622	26%	31771	11%	15	100%
1024	1687	27%	56350	20%	15	100%

Из табл. 3.7 видно, что с увеличением количества отсчетов требуется больший объем памяти для хранения промежуточных результатов вычислений и коэффициентов вращения. Использован только один блок «бабочка» при обработке, поэтому количество требуемых встроенных умножителей не изменяется.

В табл. 3.8 представлены результаты вычисления первых 10 отсчетов из FPGA и результаты вычисления в среде MATLAB при реализации 1024-го точечного модифицированного алгоритма БПФ. Степень возбуждения периода повторения импульсов сигнала $\nu = 0,2$. В качестве входного сигнала использована квантованная аддитивная смесь сигнала и белого гауссовского шума с отношением сигнал-шум 15 дБ, а также коэффициенты вращения нормированы на 16 битов (со знаком).

Таблица 3.8 – Результаты вычисления модифицированного алгоритма БПФ из MATLAB и FPGA.

N	MATLAB	FPGA
0	1314-j1764	1314-j1764
1	505,46-j849,43	504,69-j849,72
2	348,33-j643,06	348-j643,20
3	233,09-j411,09	232,52-j410,99
4	328,45-j268,33	328,25-j268,43
5	171-j354,30	170,73-j354,53
6	189,47-j133,70	189,13-j133,69
7	197,39-j147	197,05-j147,04
8	111,32-j92,29	111,23-j92,33
9	224,09-j126,32	223,91-j126,49

На рис. 3.15 показаны различия в результатах вычислений из FPGA и моделирования в MATLAB, где Δ_{Re} и Δ_{Im} соответствуют отклонениям действительных и мнимых результатов вычисления, k -номера отсчетов. Можно видеть, что ошибки различия между результатами FPGA и MATLAB очень малы. Эти ошибки

возникают в процессе округления коэффициентов вращения, а также битовом переполнении дробной части числа с фиксированной запятой.

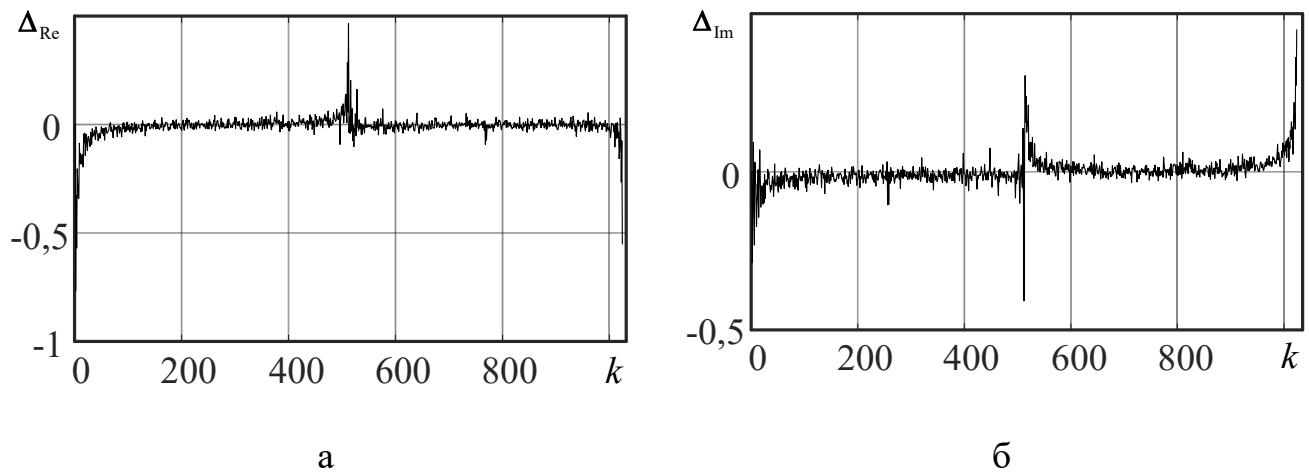


Рисунок 3.15 – Ошибки отклонений результатов вычисления из FPGA и результатов вычислений из MATLAB

Для уменьшения этих ошибок предлагается нормирование коэффициентов вращения в сторону повышения двоичного порядка (сдвигом влево), а также расширение диапазона представления чисел с фиксированной запятой. В табл. 3.9 представлены среднеквадратические ошибки результатов вычисления модифицированного алгоритма БПФ в FPGA и ошибки в отношении сигнал-шум при разных нормированных коэффициентах, где σ_{Re} , σ_{Im} соответствуют СКО по всем отсчетам действительной и мнимой части и $E_s / (\sigma_{Re}^2 + \sigma_{Im}^2)$ - отношение энергии сигнала к дисперсии шума квантования коэффициентов вращения.

Таблица 3.9 – СКО по всем отсчетам и отношения сигнал-шум шума квантования коэффициентов вращения

$W_{v,N}^k, W_N^k$	6-бит	10-бит	12-бит	14-бит	16-бит
σ_{Re}	22,48	3,33	0,92	0,22	0,05
σ_{Im}	12,58	6,59	1,68	0,33	0,04
$E_s / (\sigma_{Re}^2 + \sigma_{Im}^2)$, дБ	28,46	39,31	51,02	64,67	79,79

Из табл. 3.9 видеть, что чем выше разрядность нормированных коэффициентов вращения, тем меньше СКО по всем отсчетам, однако при этом требуется больше ресурсов для обработки и хранения данных. Выбор числа бит для нормирования коэффициентов вращения также зависит от необходимой точности вычислений в конкретной задаче.

На рис. 3.16. показаны амплитуды отсчетов $A_{\text{мод}}$, полученные из FPGA с учетом возбуждения периода повторения импульсов и амплитуды отсчетов $A_{\text{клас}}$, вычисленных с использованием классического алгоритма БПФ.

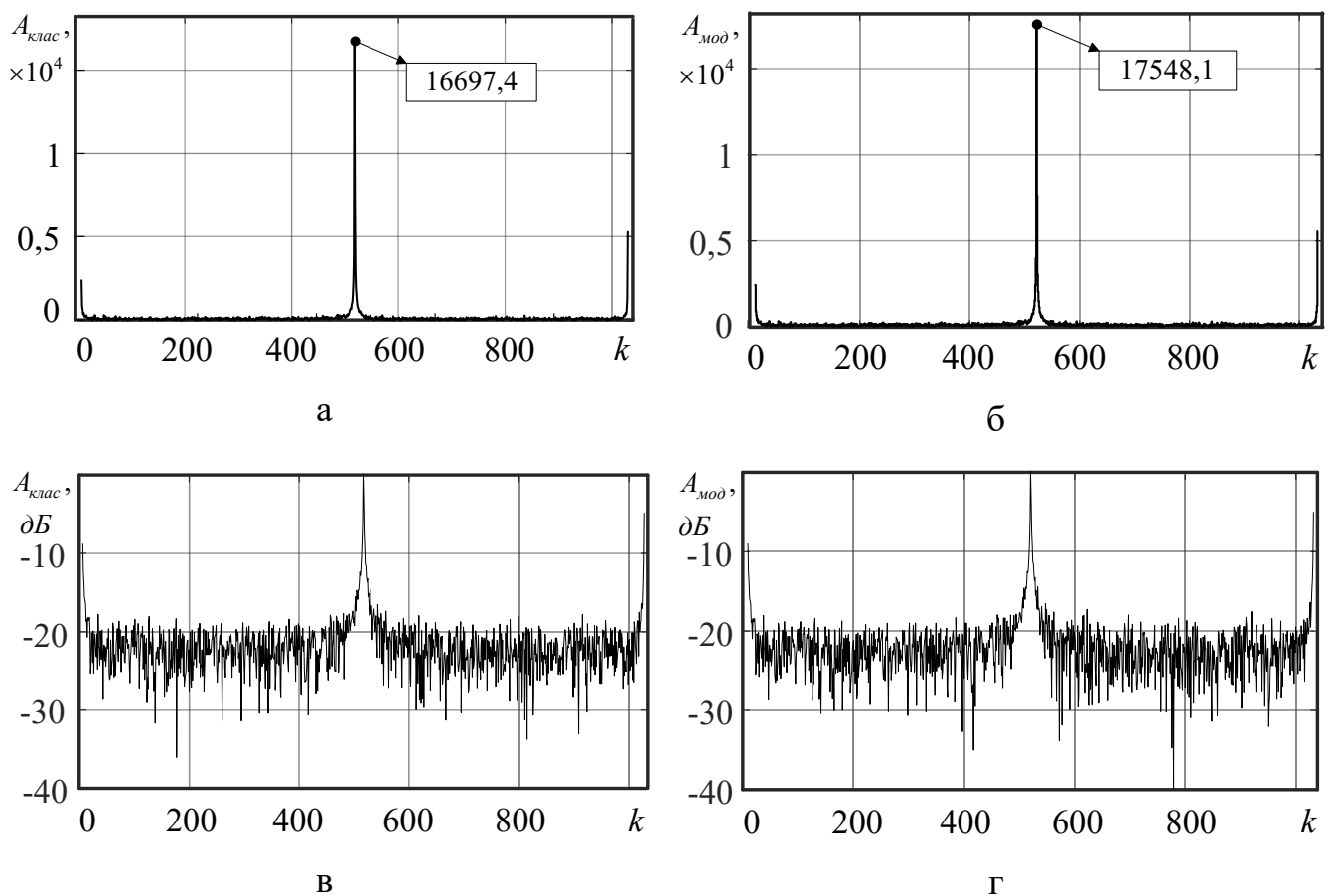


Рисунок 3.16 – Амплитуды отсчетов из FPGA по классическому алгоритму (а, в) и модифицированному алгоритму БПФ (б, г)

Из рис. 3.16 видно, что применение модифицированного алгоритма повышает пик по амплитуде на 5%, в случае $\nu = 0,2$ для номера частотного отсчета сигнала, равного 511 при реализации 1024 точечного модифицированного алгоритма БПФ.

При реализации 256-точечного алгоритма БПФ проведено исследование влияния степени вобуляции периода повторения импульсов на пик выходных многоканальных фильтров по амплитуде с применением модифицированного алгоритма БПФ ($A_{\text{мод}}$) и классического алгоритма БПФ ($A_{\text{класс}}$). В качестве входного сигнала не добавлялся внешний БГШ. Результат эксперимента представлен в табл. 3.10.

Таблица 3.10 – Отношение мощности пикового значения сигнала модифицированного алгоритма БПФ к пиковому сигналу классического алгоритма БПФ

ν	0,05	0,1	0,15	0,2	0,25
$A_{\text{мод}} / A_{\text{класс}}$	1,006	1,024	1,056	1,104	1,169

Из табл. 3.10 следует, что с увеличением степени вобуляции периода повторения импульсов отношение пика увеличивается в связи с тем, что учитывается вобуляция периода повторения импульсов при вычислении модифицированного алгоритма БПФ. А также отношение пиков $A_{\text{мод}} / A_{\text{класс}}$ по амплитуде при изменении степени вобуляции периода повторения импульсов по результатам вычисления из ПЛИС меняется на 16 %.

Из табл. 3.4 видно, что ресурсов чипа Cyclone IV EP4CE6E22C8 недостаточно для реализации конвейерной архитектуры модифицированного алгоритма БПФ при большем числе отсчетов. При этом для исследования времени обработки модифицированного алгоритма БПФ используется отладочная плата с чипом Cyclone IV EP4CE115F29C7, который содержит достаточные ресурсы для реализации конвейерной архитектуры БПФ. Для обеспечения большого отношения сигнал-шум выбирается количество 14 бит для коэффициентов вращения. Ресурсы для синтеза 256-точечного модифицированного алгоритма БПФ при использовании последовательной и конвейерной архитектур представлены в табл. 3.11.

Таблица 3.11 – Ресурсы для синтеза 256-точечного модифицированного алгоритма БПФ с использованием последовательной и конвейерной архитектуры на чипе Cyclone IV EP4CE115F29C7

Архитектура	Последовательная		Конвейерная	
Ресурсы	<i>Используемые</i>	<i>Доступные</i>	<i>Используемые</i>	<i>Доступные</i>
Логические элементы	1478	114480	5858	114480
Объем памяти (бит)	19480	3981312	102080	3981312
Встроенные умножители (9*9)	32	532	128	532

Из табл. 3.11 следует, что использование последовательной архитектуры требует меньших ресурсов (логических элементов, памяти и встроенных умножителей) по сравнению с конвейерной архитектурой. В частности, количество встроенных умножителей уменьшается 4 раза. Однако конвейерная архитектура будет иметь преимущество по времени обработки. Результаты синтеза показывают, что максимальная тактовая частота выполнения операций (в условиях высокой внешней температуры) и при напряжении питания 1,2 В составляет 223 МГц (при последовательной архитектуре) и - 200 МГц (при конвейерной архитектуре). Для N -точечного модифицированного алгоритма БПФ результат вычисления будет получен за $N \log_2(N) + 5$ тактов при последовательной архитектуре как в (3.1) и $2N - 2 + 4 \log_2(N)$ тактов при конвейерной архитектуре как в (3.2). В связи с этим обеспечивает время вычисления 256-точечного модифицированного алгоритма БПФ по последовательной и конвейерной архитектурам соответственные за 9,2 мкс и 2,71 мкс. Результаты по времени вычисления модифицированного алгоритма БПФ согласуются с требованием, указанным в разделе 3.1.1 ($t_{\text{БПФ}} \leq 13,2 \text{ мкс}$), что обеспечивает возможность применения представлен-

ных архитектур вычисления для реализации разработанных модифицированных алгоритмов БПФ в реальных РЛС.

3.5 Выводы к третьей главе

Проведен расчет вычислительных затрат модифицированного алгоритма БПФ, на основании которого установлено, что при количестве отсчетов $N = pq = 2^a \cdot 2^b$ ($p = 2^a$ и $q = 2^b$) общее количество комплексных сложений остается неизменным при увеличении числа различных частот повторения импульсов, тогда как количество комплексных умножений возрастает. При этом доля дополнительных комплексных операций в модифицированном алгоритме БПФ уменьшается с 16,7 % до 9,5 % при увеличении числа отсчетов с 16 до 128 по сравнению с классическим алгоритмом БПФ.

Эксперимент проводился на разных микросхемах ПЛИС, при анализе погрешности модифицированного алгоритма БПФ на ПЛИС была использована микросхема Cyclone IV EP4CE6E22C8. В зависимости от требуемого отношения сигнал-шум квантования можно обоснованно выбрать количество бит коэффициентов вращения. Так при отношении сигнал-шум квантования равном 44 дБ оно не изменяется при количестве бит коэффициентов вращения равном или большем 12. Результаты проектирования 1024-точечного модифицированного алгоритма БПФ показывают, что при нормализации коэффициента вращения на 16 бит погрешность результата расчета от ПЛИС по сравнению с MATLAB очень низкая, СКО действительной части составляет 0,05, а мнимой части – 0,04. При этом отношение сигнал-шум ошибки составляет 79,79 дБ.

Результаты эксперимента показывают, что модифицированный алгоритм БПФ дает лучшие результаты, чем классический алгоритм БПФ при обработке НПИ. При применении модифицированного алгоритма значение пика по амплитуде может увеличиваться до 16 %, что, например, в радиолокации эквивалентно увеличению дальности обнаружения объекта на 8 %. Кроме того, с ростом значения СВППИ наблюдается увеличение пика по мощности, что соответствует результатам исследования эффективности МФ, представленного в главе II.

Хотя модифицированный алгоритм БПФ выполняет дополнительные умножения по сравнению с классическим БПФ на заключительном этапе, это не влияет на время вычисления, благодаря возможности параллельных вычислений на ПЛИС. Он требует лишь большего количества ресурсов для реализации, что связано с добавлением комплексного умножителя в блок «бабочка» для выполнения дополнительных умножений. Для исследования времени обработки используется чип Cyclone IV EP4CE115F29C, который обеспечивает реализацию конвейерной архитектуры. При синтезировании 256-го точечного модифицированного алгоритма БПФ последовательная архитектура обеспечивает использование меньшего ресурса (количество встроенных умножителей в 4 раза меньше по сравнению с конвейерной архитектурой). Однако параллельная архитектура обеспечивает в 3,3 раза более быстрые вычисления.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

На основании исследования формулируются следующие выводы и практические рекомендации:

1. Использование модифицированного алгоритма БПФ приводит к возникновению дополнительного бокового лепестка в АЧХ фильтра. Наличие дополнительного бокового лепестка в АЧХ обусловлено теми же эффектами, что и появление дополнительного бокового лепестка в спектре сигнала при неэквидистантном периоде следования импульсов. Число дополнительного бокового лепестка увеличивается с ростом количества различных частот повторения, а их уровень может достигать до -2 дБ в зависимости от номера канала и степени вобуляции.

2. При обработке сигнала с двухпериодной вобуляцией периода повторения импульсов с $\nu = 0,33$ на фоне белого шума применение модифицированного алгоритма БПФ увеличивает среднюю вероятность правильного обнаружения сигнала на 10 % и обеспечивает улучшение среднего коэффициента улучшения отношения сигнала-шум на 1,6 дБ. В случае обработки сигнала с трехпериодной вобуляцией периода повторения импульсов при $\alpha = \beta = 0,3$ применение алгоритма модифицированного алгоритма БПФ увеличивает вероятность на 5 % и улучшает отношение сигнал/шум на 1,17 дБ

3. При обработке сигнала на фоне помехи и шума комбинация классического и модифицированного алгоритмов БПФ обеспечивает повышение среднего энергетического выигрыша в отношении сигнал-(помеха+шум) на 1,8 дБ и увеличение средней вероятности правильного обнаружения сигнала на 5 % при обработке двухпериодной неэквидистантной последовательности импульсов по сравнению с многоканальным фильтром на основе классического алгоритма БПФ.

4. При $Q = 30$ дБ и $\nu = 0,2$ применение модифицированного алгоритма БПФ обеспечивает уменьшение средней относительной погрешности оценки частоты сигнала с неэквидистантным периодом следования импульсов на 38 % по сравнению с многоканальным фильтром на основе классического алгоритма БПФ.

5. Практическая реализация на основе ПЛИС модифицированного и комбинированного алгоритмов БПФ для обработки неэквилистантных последовательностей отсчетов сигнала не увеличивает время выполнения алгоритма и обеспечивает, например, для 256-го точечного входного сигнала и степени возбуждения его периода повторения, равной 0,2, увеличение отклика фильтра на частоте сигнала на 16 %, что в радиолокации эквивалентно увеличению дальности обнаружения объекта до 8 %.

Полученные результаты обеспечивают достижение целей диссертационной работы состоящие в повышении эффективности многоканального фильтра обработки сигнала с переменным периодом следования, снижении погрешности оценки модулирующей частоты неэквилистантной последовательности импульсов и реализации модифицированного алгоритма БПФ на ПЛИС для применения в реальных проектах. Перспективы развития исследования обеспечат повышение дальности обнаружения радиолокационных объектов.

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АЦП	– Аналого-цифровой преобразователь
АЧХ	– Амплитудно-частотная характеристика
БГШ	– белый гауссовский шум
БИХ	– Бесконечная импульсная характеристика
БПФ	– Быстрое преобразование Фурье
ВИМ	– Временная импульсная модуляция
ГКН	– Генератор когерентного напряжения
ДБЛ	– Дополнительные боковой лепесток
ДВПИИ	– Двухпериодная вобуляция периода повторения импульсов
ДПС	– Доплеровский процессор сигналов
ДПФ	– Дискретное преобразование Фурье
КИХ	– Конечная импульсная характеристика
КОУС	– Количество операций умножения за секунду
МФ	– Многоканальный фильтр
МЧФ	– Многоканальный частотный фильтр
НПИ	– Неэквидистантная последовательность импульсов
ОЗУ	– Оперативное запоминающее устройство
ПЗУ	– Постоянное запоминающее устройство
ПЛИС	– Программируемая логическая интегральная схема
РЛС	– Радиолокационная система
РТС	– Радиотехническая система
СВПИИ	– Степень вобуляции периода повторения импульсов
СДЦ	– Селекции движущихся целей
СКО	– Среднеквадратическое отклонение
ТВПИИ	– Трехпериодная вобуляция периода повторения импульсов
УДБЛ	– Уровень дополнительного бокового лепестка
УП	– Узкополосная помеха
УПЧ	– Усилитель промежуточной частоты

ФД	– Фазовой детектор
ФИМ	– Фазоимпульсная модуляция
ЧИМ	– Частотно-импульсная модуляция
ЧПИ	– Частотное повторение импульсов
ЦОС	– Цифровая обработка сигналов
ЦСП	– Цифровой сигнальный процессор
ЭПИ	– Эквидистантная последовательность импульсов
FPGA	– Field Programmable Gate Array
GMACS	– Giga Multiply-Accumulate Operations per Second
LUT	– Look up table
MACS	– Multiply-Accumulate Operations per Second
TI	– Texas Instrument
UART	– Universal asynchronous receiver-transmitter

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Том 1. Теория обнаружения, оценок и линейной модуляции. (Detection, Estimation, and Modulation Theory. P.I.) / Перевод с английского под редакцией В.И. Тихонова. – М.: Советское радио. Редакция литературы по вопросам космической радиоэлектроники, 1972. – 742 с.
2. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы: учебник для вузов / П.А. Бакулев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.
3. Лозовский, И.Ф. Цифровая обработка сигналов в РЛС обзора: монография / И.Ф. Лозовский. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2016. – 270 с.
4. Кошелев, В.И. Радиотехнические системы: Учебное пособие / В.И. Кошелев. – Москва: Общество с ограниченной ответственностью Издательство "КУРС", 2022. – 168 с.
5. Вайнштейн, Л.А. Выделение сигналов на фоне случайных помех / Л.А. Вайнштейн, В.Д. Зубаков. – М.: Советское радио, 1960. – 448 с.
6. Ширман Я.Д. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех / Я.Д. Шерман, В.Н. Манжос. – М.: Радио и связь, 1981. – 416 с.
7. Сосулин, Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации / Ю.Г. Сосулин. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.
8. Перов, А.И. Статистическая теория радиотехнических систем: учебное пособие для вузов / А.И. Перов. – М.: Радиотехника, 2003. – 400 с.
9. Тихонов, В.И. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем: учеб. пособие для вузов / В.И. Тихонов., В.Н. Харисов. – М.: Радио и связь, 2004. – 608 с.
10. Кондратенков, Г.С. Авиационные системы радиовидения: Монография / Г.С. Кондратенков. – М.: Радиотехника, 2015. – 648 с.
11. Кошелев, В.И. Основы теории радиосистем и комплексов радиоэлектронной борьбы: учебное пособие / В.И. Кошелев. – Москва: КУРС, 2022. – 200 с.

12. Кошелев, В.И. Структура доплеровского процессора радиолокационного сигнала при переменном периоде излучения / В.И. Кошелев, В.Н. Горкин // Цифровая обработка сигналов. – 2005. – № 2. – С. 15-19.
13. Кошелев, В.И. Доплеровские процессоры первичной обработки радиолокационных сигналов (Часть 1) / В.И. Кошелев // Цифровая обработка сигналов. – 2007. – № 1. – С. 51-53.
14. Кошелев, В.И. Когерентная фильтрация неэквидистантных последовательностей импульсов в системах первичной обработки радиолокационных систем / В.И. Кошелев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – № 10. – С. 16-21.
15. Кошелев, В.И. Актуальные вопросы радиолокации: монография / В.И. Кошелев, В.В. Кирдяшкин, М.И. Сычев, Д.А. Ясенцев; под ред. П.А. Бакулева. – М.: Изд-во МАИ, 2016. – 216 с.
16. Фитасов, Е.С. Квазиоптимальный проекционный метод доплеровской фильтрации радиолокационных сигналов / Е.С. Фитасов, И.Я. Орлов, В.В. Насонов, Е.В. Бессонова, С.А. Козлов // Изв. вузов. Радиофизика. – 2019. – Т. 62. – № 6. – С. 460-468.
17. Aubry, A. Robust Design of Radar Doppler Filters / A. Aubry, A. De Maio, Y. Huang, M. Piezzo // IEEE Transactions on Signal Processing. – 2016. – Vol. 64. – No. 22. – P. 5848-5860.
18. Aubry, A. Optimizing Radar Waveform and Doppler Filter Bank via Generalized Fractional Programming / A. Aubry, A. De Maio, M. M. Naghsh // IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing. – 2015. – Vol. 9. – No. 8. – P. 1387-1399.
19. Порсев, В.И. Многоканальное накопление радиолокационных сигналов, отраженных от высокоскоростных целей, движущихся с ускорением / В.И. Порсев, А.П. Николаев, И.С. Кривоножко // Вестник Концерна ВКО "Алмаз – Антей". – 2018. – № 1(24). – С. 23-34.
20. Кошелев, В.И. Многоканальная доплеровская фильтрация радиолокационных сигналов / В.И. Кошелев // Радиотехника. – 2012. – № 3. – С. 30-35.

21. Сысоев, Д.В. К вопросу о выборе весовых функций в целях формирования оптимальной амплитудно-частотной характеристики доплеровского фильтра в импульсно-доплеровских РЛС / Д.В. Сысоев, А.Н. Гончаров, А.Г. Петухов // Материалы V Всероссийской научно-практической конференции: Проблемы повышения эффективности научной работы в оборонно-промышленном комплексе России. – 2022. – С. 48-55.

22. Кутепов, В.Е. Сравнительный анализ двух способов формирования весовых коэффициентов в адаптивной системе селекции движущихся целей / В.Е. Кутепов, В.Г. Бартенев // Цифровая обработка сигналов. – 2014. – № 2. – С. 58-60.

23. Способ обработки радиолокационного сигнала в импульсно-доплеровской РЛС: пат. 2594005 С1 Рос. Федерация: МПК G01S 13/04 / Колбаско И.В.; заявитель и патентообладатель Колбаско Иван Васильевич. – № 2015137347; заявл. 01.09.2015; опубл. 10.08.2016, Бюл. № 22. – 15 с: ил.

24. Способ адаптивного обнаружения сигналов движущихся целей на фоне многокомпонентных пассивных помех: пат. 2593146 С1 Рос. Федерация: МПК G01S 7/36 / Бартенев В.Г.; заявитель и патентообладатель Бартенев Владимир Григорьевич. – № 2015128480; заявл. 14.07.2015; опубл. 27.07.2016, Бюл. № 21. – 9 с: ил.

25. Орехво, Д.О. Комбинированная весовая обработка в многоканальных доплеровских фильтрах / Д.О. Орехво // III Международный научно-технический форум СТНО-2020: сборник трудов. – Рязань: РГРТУ, 2020. – Т.1. – С. 49-53.

26. Чапурский, В.В. Некогерентное и когерентное накопление спектров пачки ЛЧМ-импульсов по интервалам доплеровской неоднозначности / В.В. Чапурский, М.И. Нониашвили, А.В. Водолазов // Успехи современной радиоэлектроники. – 2021. – Т. 75, № 3. – С. 62-72.

27. Чепкасов, А. В. Радиолокационный прием пачки импульсов большой длительности при обнаружении движущихся целей / А.В. Чепкасов, А.В. Сухоплюев // вестник концернa ВКО "Алмаз – Антей". – 2019. – Т.1. – № 28. – С. – 30-34.

28. Ma, J. An Efficient Coherent Integration Method for Maneuvering Target Detection With Nonuniform Pulse Sampling Based on Filterbank Framework / J. Ma, P. Huang, J. Yu, G. Liang, G. Liao, S. Sun // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. – 2020. – Vol. 17. – No. 12. – P. 2045-2049.
29. Чинь, Н.Х. Алгоритм быстрого преобразования Фурье неэкви-
дистантных последовательностей импульсов / В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь // Вестник
Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2023. – № 85. –
С. 3-13.
30. Чинь, Н.Х. Эффективность многоканальной доплеровской фильтра-
ции неэкви-дистантных последовательностей импульсов / В.И. Кошелев, Н.Х.
Чинь // Цифровая обработка сигналов. – 2023. – № 2. – С. 3-8.
31. Чинь, Н.Х. Оптимизация алгоритма весовой обработки в многока-
нальной доплеровской фильтрации / В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь // Известия высших
учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2024. – Т. 27. – № 2. – С. 93-104.
32. Чинь, Н.Х. Оптимизация фильтра неэкви-дистантной последователь-
ности импульсов с неизвестной частотой модуляции / Н.Х. Чинь // Новые инфор-
мационные технологии в научных исследованиях: Материалы XXIX Всероссий-
ской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специали-
стов, Рязань, 27–29 ноября 2024 года. – Рязань: Рязанский государственный ра-
диотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2024. – С. 171-172.
33. Бакулев, П.А. Методы и устройства селекции движущихся целей /
П.А. Бакулев, В.М. Степень. – М.: Радио и связь, 1986. – 288 с.
34. Skolnik, M.I. Radar Handbook, 3rd Edition / M.I. Skolnik. – New York:
McGraw-Hill, 2008. – 1328 p.
35. Савельев, Т.Г. Улучшение параметров радиолокационной наблюдае-
мости цели в РЛС УВД методами цифровой адаптивной пространственно-
доплеровской обработки эхо-сигналов: дис. канд. техн. наук: 05.12.04 / Савельев
Тимофей Григорьевич. – Санкт-Петербург, 2000. – 384 с.
36. Профатилова, Г.А. Повышение эффективности систем селекции дви-
жущихся тел в РЛС управления воздушным движением / Г.А. Профатилова, Г.Н.

Соловьев, В.С. Ефремов, А.Г. Соловьев // Вестн. МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. Приборостроение. – 2012. – № 3. – С. 87-92.

37. Устройство отображения информации о целях в импульсной обзорной РЛС с вобуляцией периода следования зондирующих сигналов: пат. 2386978 С2 Рос. Федерация: МПК G01S 7/12. / Беляков Е.С., Кострова Т.Г., Антуфьев Р.В., Костров В.В.; заявитель и патентообладатель Открытое акционерное общество "Муромский завод радиоизмерительных приборов". – № 2008124525/09; заявл. 16.06.2008; опубл. 20.04.2010, Бюл. № 11. – 14 с: ил.

38. Горбунов, Ю.Н. Повышение эффективности обработки и формирования сигналов в РЛС с СДЦ методами рандомизации / Ю.Н. Горбунов // Журнал радиоэлектроники. – 2014. – № 10. – С. 4.

39. Горбунов, Ю.Н. Рандомизация приема, обработки и формирования сигналов в радиоканалах систем связи и локации / Ю.Н. Горбунов // Цифровая обработка сигналов. – 2017. – № 4. – С. 3-13.

40. Tang, T. A signal processing algorithm of two-phase staggered PRI and slow time signal integration for MTI triangular FMCW multi-target tracking radars / T. Tang, C. Wu, J. Elangage // Sensors. – 2021. – Vol. 21. – No. 7. – Art. 2296.

41. Ma, J. Maneuvering Target Coherent Integration and Detection in PRI-Staggered Radar Systems / J. Ma, J. Yu, G. Liang, S. Sun, X. Jiang, P. Huang // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. – 2022. – Vol. 19. – No. 3508205. – P. 1-5.

42. Sun, X. Airborne radar staggered PRF coherent processing method for down-looking target detection / X. Sun, X. Wu, Q. Zhou, L. Zhang, J. Wu // Remote Sens. – 2023. – Vol. 15. – No. 13. – Art. 3271.

43. Тартаковский, Г.П. Теория информационных систем / Г.П. Тартаковский. – М: Физматкнига, 2005. – 303 с.

44. Репин, В.Г. Статистический синтез при априорно неопределенности и адаптация информационных систем / В.Г. Репин, Г.П. Тартаковский. – М.: Советское радио, 1977. – 432 с.

45. Миддлтон, Д. Многомерное обнаружение и выделение сигналов в случайных сферах / Д. Миддлтон // ТИИЭР. – 1970. – Т. 58. – Т. № 5. – С. 100-111.

46. Бакут, П.А. Обнаружение движущихся объектов / П.А. Бакут, Ю.В. Жулина, Н.А. Иванчук; под ред. П.А. Бакута. – М.: Сов. радио, 1980. – 288 с.
47. Рабинер, Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Б. Рабинер, Л. Гоулд; Пер. с англ. – М.: Мир, 1975. – 848 с.
48. Хэррис, Ф.Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье / Ф.Дж. Хэррис // ТИИЭР. – 1978. – Т. 66. – №1. – С. 60-96.
49. Свердлик, М.Б. Обобщенное матричное описание алгоритма БПФ / Свердлик М.Б., Троянский А.В. // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1995. – Т. 38. – № 7. – С. 27-34.
50. Баранов, П.Е. Исследование эффективности системы когерентно-весовой обработки / П.Е. Баранов, А.В. Галюс, В.И. Худин // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1976. – Т. 19. – №4. – С. 33-37.
51. Попов, Д.И. Оптимизация систем когерентно-весовой обработки многочастотных сигналов / Д.И. Попов // Цифровая обработка сигналов. – 2013. – № 4. – С. 17-21.
52. Лифанов, Е.И. Оптимизация фильтра когерентно-весаового накопления / Е.И. Лифанов, В.А. Лихарев // Радиотехника. – 1981. – №5. – С. 71-73.
53. Murakami, T. Clutter suppression by use of weighted pulse trains / T. Murakami, R.S. Jonson // RCA Review. – 1971. – Vol. 32. – No. 3. – P. 402-428.
54. Levanon, N. Radar Signals / N. Levanon, E. Mozeson. – Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2004. – 432 p.
55. Richards, M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing / M.A. Richards. – New York: McGraw-Hill, 2005. – 600 p.
56. Ispir, M. On the design of staggered moving target indicator filters / M. Ispir, C. Candan // IET Radar, Sonar & Navigation. – 2016. – Vol. 10. – No. 1. – P. 205-215.
57. Chang, R.J. Gradient-Based Optimization of Pseudo-Random PRI Staggering / R.J. Chang, C.C. Jones, J.W. Owen, S.D. Blunt // IEEE Transactions on Radar Systems. – 2023. – Vol. 1. – P. 249-263.

58. Горкин, В.Н. Оптимизация алгоритмов многоканальной спектральной обработки сигналов в доплеровском процессоре: дис. канд. техн. наук: 05.12.04. / Горкин Владимир Николаевич. – Рязань, 2002. – 148 с.
59. Богатов, А.Д. Использование оценки центральной частоты ненулевой моды для адаптивной компенсации неэквидистантных отсчетов пассивной помехи с двухмодовым спектром / А.Д. Богатов, В.В. Костров, В.В. Терсин // Радиотехника. – 2007. – № 9. – С. 129-140.
60. Богатов, А.Д. Алгоритм совместной оценки частоты Доплера и ее производной по пачке неэквидистантных радиоимпульсов / А.Д. Богатов, В.В. Костров, В.В. Терсин // Радиотехника. – 2007. – № 6. – С. 55-59.
61. Богатов, А.Д. Корреляционно-фильтровое обнаружение и измерение доплеровского смещения частоты неэквидистантной последовательности фазокодированных сигналов / А.Д. Богатов, В.В. Костров, В.В. Терсин // Радиотехника. 2008. – № 10. – С. 136-143.
62. Богатов, А.Д. Фазовый метод оценки частоты Доплера по неэквидистантной пачке фазокодированных сигналов / А.Д. Богатов, В.В. Костров, В.В. Терсин // Радиотехника. – 2008. – № 10. – С. 170-176.
63. Букварев, Е.А. Оптимизация многоканального когерентного накопителя пачки импульсов при вобуляции периода зондирования / Е.А. Букварев, А.П. Рябков // Труды НГТУ им. Р.Е. Алексеева. – 2012. – № 2 (95). – С. 31-40.
64. Марпл, С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения / С.Л. Марпл-младший: Пер. с англ. – М.: Мир, 1990. – 584 с.
65. Чинь, Н.Х. Оценка вычислительных затрат алгоритмов БПФ неэквидистантной последовательности отсчетов / В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь // Современные технологии в науке и образовании - СТНО-2024: Сборник трудов VII Международного научно-технического форума. В 10 томах, Рязань, 04–06 марта 2024 года. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2024. – С. 30-35.
66. Чинь, Н.Х. Характеристики многоканальных доплеровских фильтров обработки неэквидистантных отсчетов сигнала / В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь // Со-

временные технологии в науке и образовании - СТНО-2023: Сборник трудов VI международного научно-технического форума. В 10 томах, Рязань, 01–03 марта 2023 года / Под общей редакцией О.В. Миловзорова. Том 1. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2023. – С. 93-99.

67. Нефедов, С.И. Сравнительный анализ эффективности когерентного, некогерентного и межобзорного когерентного накопления принятого эхо-сигнала / С.И. Нефедов // Радиолокация, навигация, связь: XX Международная научно-техническая конференция, Воронеж, 15–17 апреля 2014 года. Том 3. – Воронеж: НПФ «САКВОЕЕ» ООО, 2014. – С. 1571-1578.

68. Белокуров, В.А. Когерентное межобзорное накопление флуктуирующих пачек импульсов / В.А. Белокуров // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2019. – № 68. – С. 15-20.

69. Сухоплюев, А.В. Радиолокационное обнаружение когерентной пачкой импульсов высокоскоростных целей / А.В. Сухоплюев, А.В. Чепкасов, В.П. Красный, Е.А. Лякин // Проблемы повышения эффективности научной работы в оборонно-промышленном комплексе России : Материалы 2-й Всероссийской научно-практической конференции, Знаменск, 11–12 апреля 2019 года. – Знаменск: Астраханский государственный университет, Издательский дом «Астраханский университет», 2019. – С. 179-183.

70. Vu, V.T. A Staggered PRF Coherent Integration for Resolving Range-Doppler Ambiguity in Pulse-Doppler Radar / V.T. Vu, V.H. Tran, N. Nguyen, X.H. Dong, V.L. Nguyen // In Proceedings of the 20th International Radar Symposium (IRS). – Ulm, Germany, 2019. – P. 1-7.

71. Pan, J. Coherent Integration Method of High-speed Target for Random PRI and Staggered PW Radar / J. Pan, Z. Chen, P. Hu, Q. Bao, S. Xu // In Proceedings of the Photonics and Electromagnetics Research Symposium. – Rome, Italy, 2019. – P. 1037-1042.

72. Awadhiya, R. Analyzing the Effective Coherent Integration Time for Space Surveillance Radar Processing / R. Awadhiya, R. Vehmas // 2021 IEEE Radar Conference (RadarConf21). – Atlanta, GA, USA, 2021. – P. 1-6.

73. Белокуров, В.А. Реализация алгоритмов доплеровской фильтрации сигналов на базе современных сигнальных процессоров analog device / В.А. Белокуров, В. И. Кошелев, С. Н. Логинов // Вопросы радиоэлектроники. – 2010. – Т. 2. – № 3. – С. 65-76.
74. Кошелев, В.И. Параметры многоканального обнаружителя доплеровских сигналов / В.И. Кошелев // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2001. – № 8. – С. 18-21.
75. Кошелев, В.И. Выбор числа каналов обнаружителя маневрирующих целей / В.И. Кошелев, В.А. Белокуров // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2006. – № 18. – С. 26-28.
76. Леговцова Е.В. Доплеровская фильтрация радиолокационных сигналов, отраженных от малоскоростных воздушных объектов / Е.В. Леговцова, О.Е. Кудряшова, Е.С. Фитасов, Д.А. Васильев // Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2020. – № 3(47). – С. 44-50.
77. Ghorbani, A. A Genetic Approach to MTI Filter Design with Nonuniform Sampling / A. Ghorbani, S.M. Karbasi, M.M. Nayebi // 2020 IEEE Radar Conference (RadarConf20). – Florence, Italy, 2020. – P. 1-6.
78. Кошелев, В.И. Исследование цифровых фильтров систем первичной обработки радиолокационных сигналов: методические указания к лабораторным работам / В.И. Кошелев, В.Н. Горкин. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2020. – 20 с.
79. Лозовский, И.Ф. Построение и эффективность адаптивной обработки сигналов в условиях воздействия комбинированных помех / И.Ф. Лозовский // Успехи современной радиоэлектроники. – 2016. – № 1. – С. 52-58.
80. Козлов, Д.Н. Повышение эффективности многоканальной фильтрации сигналов с нелинейным изменением доплеровской фазы: дис. канд. техн. наук: 05.12.14 / Козлов Дмитрий Николаевич. – Рязань, 2014. – 117 с.
81. Трухачев, А.А. Радиолокационные сигналы и их применения / А.А. Трухачев // М.: Воениздат, 2005. – 320 с.

82. Способ определения дальности до объекта с источником излучения сигналов с разными частотами: пат. 2607639 С2 Рос. Федерация: МПК G01S 13/84 / Кукушкин С. С., Махов С. Ф.; заявитель и патентообладатель Федеральное государственное бюджетное учреждение "4 Центральный научно-исследовательский институт" Министерства обороны Российской Федерации. – № 2014154619; заявл. 31.12.2014; опубл. 10.01.2017, Бюл. № 1. – 16 с: ил.

83. Завиженец, В.Н. Формирование гипотез параметров вобуляции зондирующего сигнала в методике решения задачи оценки однозначной частоты Доплера в когерентно-импульсных РЛС обзора / В.Н. Завиженец, С.А. Горшков, А.С. Солонар // Журнал радиоэлектроники. – 2023. – № 5.

84. Завиженец, В.Н. Выбор способа и гипотезы параметров вобуляции зондирующего сигнала в методике решения задачи оценки однозначной частоты Доплера в когерентно-импульсных РЛС обзора / В.Н. Завиженец, С.А. Горшков, А.С. Солонар // Журнал радиоэлектроники. – 2023. – № 7.

85. Зайцев, А.В. Исследование сигнала в виде пачки когерентных импульсов с нерегулярной структурой / А.В. Зайцев, А.А. Разин // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2022. № 3. С. 41-47.

86. Браммер, Ю.А. Импульсные и цифровые устройства / Ю.А. Браммер, И.И. Пащук. – М.: Высшая школа, 2003. – 351 с.

87. Кошелев, В.И. Синтез фильтров многоканальной доплеровской обработки сигналов / В.И. Кошелев, В.Н. Горкин // Изв. высш. учеб. заведений. Радиоэлектроника. – 2003. – Т. 46. – № 1. – С. 63-68.

88. Кошелев, В.И. Методы и алгоритмы цифрового спектрального анализа сигналов: учебное пособие / В.И. Кошелев. – М.: КУРС, 2021. – 144 с.

89. Чинь, Н.Х. Многоканальная доплеровская фильтрация сигналов с неэквидистантным периодом следования импульсов / В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь // Актуальные проблемы и перспективы развития радиотехнических и инфокоммуникационных систем ("Радиоинфоком-2024"): Сборник научных статей по материалам VIII Международной научно-практической конференции, Москва, 18–22

ноября 2024 года. – Москва: МИРЭА - Российский технологический университет, 2024. – С. 430-435.

90. Антипов, В.Н. Оптимальный обнаружитель пачки когерентных импульсов на фоне узкополосной помехи / В.Н. Антипов, С.Л. Иванов, Е.Е. Колтышев, А.Ю. Трущинский // Радиотехника. – 2017. – № 12. – С. 34-38.

91. Гейстер, С.Р. Междупериодное когерентное накопление принятого сигнала при переменном периоде повторения зондирующего сигнала / С.Р. Гейстер, П.Г. Семашко // Доклады Белорусского государственного университета информатики и радиоэлектроники. – 2021. – Т. 19, № 7. – С. 40-48.

92. Попов, Д.И. Синтез систем когерентно-весовой обработки сигналов на фоне коррелированных помех / Д.И. Попов, В.И. Кошелев // Радиотехника и электроника. – 1984. – Т. 29, № 4. – С. 789-792.

93. Чинь, Н.Х. Оценка модулирующей частоты импульсного сигнала с неэквидистантным периодом следования методом многоканальной фильтрации / В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь // Электронные средства и системы управления: Материалы докладов XX Международной научно-практической конференции, Томск, 20–22 ноября 2024 года. – Томск: ТУСУР - Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, 2024. – Ч. 1. – С. 26-29.

94. Чинь, Н.Х. Повышение точности оценки частоты неэквидистантных импульсных радиосигналов / В.И. Кошелев // Успехи современной радиоэлектроники. – 2025. – Т. 79. – № 4. – С. 35-47.

95. Hikawa, H. Jamming canceler using interpolated FFT / H. Hikawa, V.K. Jain // IEEE Int. Conf. on Communications, Including Supercomm Technical Sessions. – Atlanta (GA, USA), 1990. – Vol. 4. – P. 1275-1279.

96. Кравченко, Н.И. Предельная погрешность измерения регулярного доплеровского смещения частоты метеосигналов / Н.И. Кравченко, В.Н. Бакумов // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 1999. – Т. 42. – № 4. – С. 3-10.

97. Кравченко, Н.И. Предельная точность измерения доплеровского смещения частоты метеосигнала при использовании пачки когерентных сигналов /

Н.И. Кравченко, Д.В. Ленчук // Изв. вузов. Радиоэлектроника. – 2001. – Т. 44. – № 7. – С. 68-80.

98. Gasior, M. Improving FFT frequency measurement resolution by parabolic and Gaussian spectrum interpolation / M. Gasior, J.L. Gonzalez // AIP Conf. Proc. – 2004. – Vol. 732. – № 1. – P. 276-285.

99. Wang, M. Method for frequency measurement with ApFFT based on FPGA / M. Wang, X. Zhang // IEEE Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conf. (IAEAC). – Chongqing (China), 2015. – P. 1177-1180.

100. Кошелев, В.И. Методы спектрального анализа в технике цифровой обработки сигналов: учеб. пособие / В.И. Кошелев, В.Н. Горкин. – Рязань: РГРТА, 2002. – 96 с.

101. Кошелев, В.И. Современные методы повышения эффективности обнаружения радиолокационных сигналов / В.И. Кошелев, В.Г. Андреев, В.А. Белокуров. – М.: Горячая линия – Телеком, 2016. – 154 с.

102. Luo, J. A comparative study of interpolation discrete Fourier transform algorithms under strong noise / J. Luo, H. Xiao, C. Li, Y. Yang // 2016 Prognostics and System Health Management Conf. (PHM-Chengdu). – Chengdu (China), 2016. – P. 1-7.

103. Fan, L. Accurate frequency estimator of sinusoid based on interpolation of FFT and DTFT / L. Fan, G. Qi, J. Xing, J. Jin, J. Liu, Z. Wang // IEEE Access. – 2020. – Vol. 8. – P. 44373-44380.

104. Khettaoui, B. Synchrophasor estimation using the three-point interpolated DFT based on polynomial approximation / B. Khettaoui, M. Boudour // 2018 Int. Conf. on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). – Algiers (Algeria), 2018. – P. 1-5.

105. Альрубеи, М.А. Оценка частоты при симметричной и несимметричной структуре спектральных компонент дискретизированного гармонического сигнала / М.А. Альрубеи, А.Д. Поздняков // Труды МАИ. – 2023. – № 129.

106. Попов, Д.И. Оптимизация цифровой когерентно-весовой обработки радиолокационных сигналов / Д.И. Попов, В.И. Кошелев // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 1979. – Т. 22. – № 8. – С. 90-93.

107. Курош, А.Г. Курс высшей алгебры / А.Г. Курош. – 11-е изд., стер. – М.: Наука, 1975. – 432 с.
108. Чинь, Н.Х. Реализация быстрого преобразования Фурье неэквидистантной последовательности импульсов на плис типа FPGA / В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь // Цифровая обработка сигналов. – 2024. – № 4. – С. 21-27.
109. Trinh, N.H. Designing Multi-Channel Filter for Processing Coherent Pulse Train with Staggered Pulse Repetition Frequency On FPGA/ V.I. Koshelev, N.H. Trinh // 27th International Conference on Digital Signal Processing and its Applications (DSPA), Moscow, Russian Federation. – 2025. – P. 1-5.
110. Кошелев, В.И. Проектирование многоканального фильтра обработки неэквидистантной последовательности импульсов на ПЛИС: методические указания к лабораторной работе / В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2025. – 20 с.
111. Нечаев, Е.Е. Современные бортовые радиолокационные станции и антенные решетки многофункциональных авиационных комплексов военного назначения / Е.Е. Нечаев, К.С. Дерябин // Научный вестник Московского государственного технического университета гражданской авиации. – 2015. – № 221(11). – С. 90-105.
112. Ibrahim, D. The evolution of digital signal processors / D. Ibrahim, A. Davies // Proc. 2019 6th IEEE History of Electrotechnology Conf. (HISTELCON). – Glasgow (UK), 2019. – P. 25-29.
113. Maxfield, C. The Design Warrior's Guide to FPGAs: Devices, Tools and Flows / C. Maxfield. – Elsevier, 2004. – 542 p.
114. Xin, W. Several implementation methods of signal processing algorithm based on FPGA / W. Xin, Z.Q. Hu, D.Q. Jin, Z.X. Sun, Z. Yu, Y. Liu // IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – 2019. – Vol. 565. – No. 1. – P. 012010.
115. Zhang, Q. A digital signal processor (DSP)-based system for embedded continuous-time cuffless blood pressure monitoring using single-channel PPG signal / Q. Zhang, Q. Xie, K. Duan, B. Liang, M. Wang, G. Wang // Science China. Information Sciences. – 2020. – Vol. 63, № 4. – P. 149402.

116. Черемисин, А.Г. Оценка эффективности применения ПЛИС и процессоров DSP для задач цифровой обработки сигналов / А.Г. Черемисин // Научно-технический вестник Санкт-Петербургского государственного университета информационных технологий, механики и оптики. – 2006. – № 32. – С. 44-47.
117. Ye, H. A comparative study between FPGA and DSP for the efficient implementation of FIR filters / H. Ye, C. Wu, T. Yoshinaga // Proc. 2024 Twelfth Int. Symp. on Computing and Networking Workshops (CANDARW). – Naha (Japan), 2024. – P. 90-95.
118. Галанина, Н.А. Системы обработки сигналов на базе ПЛИС и цифровых сигнальных процессоров / Н.А. Галанина, Г.П. Охоткин, Н.Н. Иванова, А.Г. Алексеев // Вестник Чувашского университета. – 2017. – № 3. – С. 180-194.
119. Шидловский, Д.Ю. Сравнение характеристик ПЛИС и ЦСП для определения целесообразности разработки устройств на их основе в области цифровой обработки сигнала / Д.Ю. Шидловский, М.В. Руфицкий // Труды международного симпозиума "Надежность и качество". – 2007. – Т. 1. – С. 61-63.
120. Intel Corp., Stratix® 10 GX/SX Device Overview, 2024. – 39 p.
121. Intel Corp., Intel® Stratix® 10 Device Datasheet, 2023. – 138 p.
122. Texas Instruments Incorp., TMS320C6211, TMS320C6211B, Fixed-Point Digital Signal Processors, 2005. – 89 p.
123. Texas Instruments Incorp., TMS320C6414T, TMS320C6415T, TMS320C6416T Fixed-Point Digital Signal Processors, 2009. – 145 p.
124. Texas Instruments Incorp., TMS320C6454 Fixed-Point Digital Signal Processors, 2012. – 233 p.
125. Texas Instruments Incorp., TMS320C6713B Floating-Point Digital Signal Processors, 2006. – 145 p.
126. Texas Instruments Incorp., TMS320C6678 Multicore Fixed and Floating-Point Digital Signal Processor, 2014. – 67 p.
127. Intel Corp., Cyclone IV Device Handbook, Volume 1, 2013. – 14 p.
128. Intel Corp., Cyclone IV Device Handbook, Volume 3, 2016. – 54 p.

129. Uzun, I.S. FPGA implementations of fast Fourier transforms for real-time signal and image processing / I.S. Uzun, A.A.A. Bouridane // Proc. IEEE Int. Conf. on Field-Programmable Technology (FPT). – Tokyo (Japan), 2003. – P. 102-109.

130. Башкиров, А.В. Преимущество параллельных алгоритмов цифровой обработки сигналов над последовательными алгоритмами при реализации на ПЛИС / А.В. Башкиров, А.В. Муратов // Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та. – 2012. – Т. 8. – № 1. – С. 89-92.

131. Sharbari, B. Performance analysis of different DSP algorithms on advanced microcontroller and FPGA / B. Sharbari, S. Amitabha // 2009 International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications. – Beirut (Lebanon), 2009. – P. 609-613.

132. Галанина, Н.А. Разработка конфигурационного файла для реализации дискретного преобразования Фурье в системе остаточных классов на ПЛИС / Н.А. Галанина, Д.Д. Дмитриев // Вестник Чувашского университета. – 2011. – № 3. – С. 119-124.

133. Галанина, Н.А. Синтез БПФ на ПЛИС с применением системы остаточных классов / Н.А. Галанина, Д.Д. Дмитриев // Программные системы и вычислительные методы. – 2013. – № 1. – С. 129-133.

134. Галанина, Н.А. Разработка устройства на ПЛИС для спектрального анализа цифровых сигналов в системе остаточных классов / Н.А. Галанина, Д.Д. Дмитриев // Параллельная компьютерная алгебра и ее приложения в новых инфокоммуникационных системах: Материалы I международной научной конференции, Ставрополь, 20–24 октября 2014 года / Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Северо-Кавказский федеральный университет»; Институт математики и естественных наук. – Ставрополь: Общество с ограниченной ответственностью "Издательско-информационный центр "Фабула", 2014. – С. 338-342.

135. Чумычкин, В.А. Разработка алгоритма быстрого преобразования Фурье в системе счисления в остаточных классах для реализации на программируемых логических интегральных схемах / В.А. Чумычкин, Н.А. Галанина //

Вестник Поволжского государственного технологического университета. Серия: Радиотехнические и инфокоммуникационные системы. – 2021. – № 2(50). – С. 54-62.

136. Zhang, Y.Y. A new multichannel parallel real-time FFT algorithm for a solar radio observation system based on FPGA / Y.Y. Zhang, L. Zhang, Z.Q. Shang, Y.R. Su, Z. Wu, F.B. Yan // Publications of the Astronomical Society of the Pacific. – 2022. – Vol. 134. – No. 1033.

137. Карпов, С. Математические блоки в радиационностойких ПЛИС Actel / С. Карпов // Электроника: наука, техника, бизнес. – 2009. – № 1. – С. 36-40.

138. Polat, G. Design and implementation of 256-point Radix-4 100 Gbit/s FFT algorithm into FPGA for high-speed applications / G. Polat, S. Ozturk, M. Yakut // ETRI Journal. – 2015. – Vol. 37. – P. 667-676.

139. Иванова, Н.Н. Особенности реализации алгоритма БПФ на ПЛИС типа FPGA / Н.Н. Иванова, Н.А. Галанина, Д.В. Моисеев // Вестн. Чуваш. ун-та. – 2018. – № 3. – С. 182-191.

140. Hassan, S.L.M. Low power pipelined FFT processor architecture on FPGA / S.L.M. Hassan, N. Sulaiman, I.S.A. Halim // 2018 9th IEEE Control and System Graduate Research Colloquium (ICSGRC), Shah Alam, Malaysia. – 2018. – P. 31-34.

141. Nguyen, N.H. A high-performance, resource-efficient, reconfigurable parallel-pipelined FFT processor for FPGA platforms / N.H. Nguyen, S.A. Khan, C.-H. Kim, and J.-M. Kim // Microprocessors and Microsystems. – 2018. – Vol. 60. – P. 96-106.

142. Nash, J.G. Distributed-memory-based FFT architecture and FPGA implementations / J.G. Nash // Electronics. – 2018. – Vol. 7. – Art. 116.

143. Heo, J. FPGA implementation of an efficient FFT processor for FMCW radar signal processing / J. Heo, Y. Jung, S. Lee, Y. Jung // Sensors. – 2021. – Vol. 21. – Art. 6443.

144. Hazarika, J. Low-complexity, energy-efficient fully-parallel split-radix FFT architecture / J. Hazarika, R. Ahamed, H. Nemade // Electronics Letters. – 2022. – Vol. 58. – No. 18. – P. 678-680.

145. Chen, R. High throughput energy efficient parallel FFT architecture on FPGAs / R. Chen, N. Park, V.K. Prasanna // Proc. 2013 IEEE High Performance Extreme Computing Conf. (HPEC), Waltham (MA, USA). – 2013. – P. 1-6.

ПРИЛОЖЕНИЕ А. КОПИЯ АКТОВ ВНЕДРЕНИЯ

"УТВЕРЖДАЮ"

Проректор

по образовательной деятельности

ФГБОУ ВО «РГРТУ»

 **Е.А. СОКОЛОВА**

"02" ~~октября~~ **сентября** 2025 г.



А К Т

о внедрении результатов диссертационной работы «Алгоритмы многоканальной фильтрации импульсных радиосигналов с переменным периодом повторения на фоне узкополосных помех» на соискание ученой степени кандидата технических наук аспиранта РГРТУ Чинь Нгок Хиеу в учебный процесс ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина»

Настоящий акт составлен о том, что в учебный процесс ФГБОУ ВО «РГРТУ» внедрены следующие результаты диссертационной работы аспиранта Социалистической Республики Вьетнам Чинь Нгок Хиеу:

1) методика синтеза многоканальных доплеровских фильтров при переменном периоде повторения обрабатываемых импульсных сигналов и результаты анализа их эффективности используются при обучении магистрантов направления 11.04.01 - Радиотехника в разделах лекционного курса «Методы спектрального анализа сигналов» (лектор проф. Кошелев В.И.);

2) по результатам третьей главы диссертации " Реализация процессора модифицированного алгоритма быстрого преобразования Фурье на ПЛИС " аспирантом разработан лабораторный макет и подготовлены в соавторстве методические указания к лабораторной работе "Проектирование многоканального фильтра обработки неэквидистантной последовательности импульсов на ПЛИС", изданные редакционно-издательским центром РГРТУ в 2025 г. Методика проектирования используется при курсовом и дипломном проектировании магистрантов направления 11.04.01 - Радиотехника, а также в лабораторном практикуме (преподаватель проф. В.И. Кошелев).

Декан факультета радиотехники и телекоммуникаций

Председатель методической комиссии факультета радиотехники и телекоммуникаций

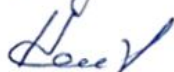
Заведующий кафедрой радиотехнических систем



А.В. ЕГОРОВ



В.А. КОРНЕЕВ



В.И. КОШЕЛЕВ

**CÔNG TY CỔ PHẦN THƯƠNG MẠI VÀ PHÁT TRIỂN
CÔNG NGHỆ ĐIỆN TỬ E-STARS**

GIẤY CHỨNG NHẬN

**Về việc ứng dụng kết quả luận án Tiến sĩ của nghiên cứu sinh Trịnh Ngọc Hiếu
trường “Đại học Tổng hợp Kỹ thuật Vô tuyến Điện tử Ryazan mang tên V.F
Utkin” – Liên Bang Nga**

Văn bản này chứng nhận kết quả ứng dụng Luận án Tiến sĩ của nghiên cứu sinh Trịnh Ngọc Hiếu trong việc xây dựng, phát triển bộ lọc đa kênh để xử lý tín hiệu với chu kỳ lặp lại xung biến đổi và thiết kế thuật toán lên phần cứng trong các hệ thống kỹ thuật vô tuyến, phục vụ công tác nghiên cứu khoa học, giảng dạy và ứng dụng thực tiễn tại các viện nghiên cứu và các tổ chức công nghệ.

Hiện nay hệ thống kỹ thuật vô tuyến đóng vai trò quan trọng trong các ứng dụng dân sự và quân sự như viễn thông, radar, dẫn đường vô tuyến, v.v. Một trong những hệ thống con quan trọng nhất của hệ thống kỹ thuật vô tuyến là hệ thống xử lý hiệu tín hiệu sơ cấp. Luận án đã đề xuất sử dụng bộ lọc đa kênh dựa trên thuật toán FFT đã sửa đổi khi xử lý tín hiệu với chu kỳ lặp lại xung biến đổi để cải thiện chất lượng các thông số đặc tính của hệ thống xử lý tín hiệu sơ cấp. Hiệu quả của bộ lọc đa kênh được đánh giá trên các điều kiện nhiễu khác nhau và thuật toán được triển khai trên phần cứng để đánh giá thời gian xử lý và tài nguyên cần để thiết kế.

Các kết quả của luận án được ứng dụng vào việc nghiên cứu cơ sở lý thuyết và thực tiễn để phát triển lọc đa kênh trong hệ thống xử lý tín hiệu sơ cấp, đánh giá tần số Doppler của tín hiệu với chu kỳ lặp lại xung biến đổi và triển khai thuật toán trên các phần cứng.

Hà Nội, ngày 12 tháng 08 năm 2025


GIÁM ĐỐC

Phạm Thị Hường

Перевод с вьетнамского языка на русский язык

**АО «ТОРГОВЛЯ И РАЗВИТИЕ
ЭЛЕКТРОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ
E-STARS»**

АКТ

**О внедрении результатов диссертационной работы аспиранта
«Рязанского государственного радиотехнического университета имени В.Ф. Уткина» –
Российская Федерация, Чинь Нгок Хиеу**

Настоящим подтверждается внедрение результатов кандидатской диссертации Чинь Нгок Хиеу, направленных на разработку и усовершенствование многоканального фильтра для обработки сигналов с переменным периодом повторения импульсов и в проектировании алгоритмов на аппаратной основе для радиотехнических систем. Указанные результаты нашли практическое применение в научно-исследовательской деятельности, в учебном процессе, а также в прикладных задачах в исследовательских институтах и технологических организациях.

В настоящее время радиотехнические системы играют важную роль в гражданских и военных приложениях, таких как телекоммуникации, радиолокация, радионавигация и др. Одной из важнейших подсистем радиотехнической системы является подсистема первичной обработки сигналов. В диссертационной работе предложено использование многоканального фильтра, основанного на основе модифицированного алгоритма БПФ при обработке сигналов с переменным периодом повторения импульсов для улучшения характеристик системы первичной обработки сигналов. Эффективность многоканального фильтра была оценена в различных условиях помехи и белого шума, а алгоритм реализован на аппаратном уровне для анализа времени обработки и необходимых ресурсов проектирования.

Результаты диссертационной работы внедрены в научные исследования теоретических и практических основ развития многоканальных фильтров в системе первичной обработки сигналов, оценку доплеровских частот сигналов с переменным периодом повторения импульсов и реализации алгоритмов на аппаратных средствах.

Ханой, «15» августа 2025 года

ДИРЕКТОР

/Печать: АО «Торговля и развитие
электронных технологий E-STARS»

Идентификатор: 0109855349-С.Т.С.Р * Город Ханой/

Фам Тхи Хыонг

(Подписано и поставлена печать)

Перевод данного текста выполнен переводчиком Ключечкиной Юлией Дмитриевной

Российская Федерация

Город Москва

Двадцать второго сентября две тысячи двадцать пятого года

Я, Карнаухова Айгуль Энгельсовна, нотариус города Москвы, свидетельствую подлинность подписи переводчика Ключечкиной Юлии Дмитриевны.
Подпись сделана в моем присутствии.
Личность подписавшего документ установлена.

Зарегистрировано в реестре: № 77/236-н/77-2025- 16-409

Уплачено за совершение нотариального действия: 400 руб. 00 коп.



А.Э. Карнаухова



Пронумеровано, прошнуровано и
скреплено печатью 2 листа (ов)

Нотариус

**ПРИЛОЖЕНИЕ В. КОПИЯ СВИДЕТЕЛЬСТВ О ГОСУДАРСТВЕННОЙ
РЕГИСТРАЦИИ ПРОГРАММЫ ДЛЯ ЭВМ**

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023689320

**«Программа оптимизации многоканального частотного
фильтра по критериям максимума среднего выигрыша
в отношении сигнал-(помеха+шум) и максимума
средней вероятности правильного обнаружения
импульсного сигнала с неэквидистантным периодом
следования»**

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования «Рязанский
государственный радиотехнический университет имени В.Ф.
Уткина» (RU)*

Авторы: *Чинь Нгок Хиеу (VN), Кошелев Виталий Иванович (RU)*

Заявка № **2023688052**

Дата поступления **12 декабря 2023 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **28 декабря 2023 г.**



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024691128

«Программа для вычисления оценки доплеровской частоты сигнала с неэквидистантным периодом следования импульсов методом максимального правдоподобия»

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Чинь Нгок Хиеу (VN), Кошелев Виталий Иванович (RU)*

Заявка № 2024689584

Дата поступления **04 декабря 2024 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **19 декабря 2024 г.**

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023665484

«Программа для вычисления среднего коэффициента
улучшения на выходе многоканального фильтра
неэквидистантных последовательностей импульсов»

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Чинь Нгок Хиеу (VN), Кошелев Виталий Иванович
(RU)*

Заявка № 2023664115

Дата поступления 03 июля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 17 июля 2023 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024690513

«Программа для вычисления оценки доплеровской частоты сигнала с неэквидистантным периодом следования импульсов методом параболической интерполяции»

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Чинь Нгок Хиеу (VN), Кошелев Виталий Иванович (RU)*

Заявка № 2024689585

Дата поступления 04 декабря 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 16 декабря 2024 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2024669066

**«Программа для моделирования модифицированного
алгоритма быстрого преобразования Фурье обработки
неэквидистантных последовательностей импульсов на
ПЛИС типа FPGA-Altera Cyclone IV»**

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Чинь Нгок Хиеу (VN), Кошелев Виталий Иванович
(RU)*

Заявка № 2024667436

Дата поступления 29 июля 2024 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 14 августа 2024 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023666391

**«Программа для вычисления модифицированного
быстрого преобразования Фурье неэквидистантной
последовательности импульсов с двумя различными
периодами повторения»**

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Чинь Нгок Хиеу (VN), Кошелев Виталий Иванович
(RU)*

Заявка № 2023665108

Дата поступления 18 июля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 31 июля 2023 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023665485

**«Программа для вычисления средней вероятности
правильного обнаружения сигнала на выходе
многоканального фильтра неэквидистантных
последовательностей импульсов»**

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Чинь Нгок Хиеу (VN), Кошелев Виталий Иванович
(RU)*

Заявка № 2023664111

Дата поступления 03 июля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 17 июля 2023 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2023666093

**«Программа для вычисления модифицированного
быстрого преобразования Фурье неэквидистантной
последовательности импульсов с тремя различными
периодами повторения»**

Правообладатель: *федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Рязанский государственный радиотехнический
университет имени В.Ф. Уткина» (RU)*

Авторы: *Чинь Нгок Хиеу (VN), Кошелев Виталий Иванович
(RU)*

Заявка № 2023665104

Дата поступления 18 июля 2023 г.

Дата государственной регистрации

в Ресстре программ для ЭВМ 26 июля 2023 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

ПРИЛОЖЕНИЕ С. КОПИЯ ДИПЛОМОВ



МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ В.Ф. УТКИНА

ДИПЛОМ

НАГРАЖДАЕТСЯ

Чинь Нгок Хиеу

за лучший доклад
на XXIX Всероссийской
научно-технической конференции
студентов, молодых ученых и специалистов

*«Новые информационные технологии
в научных исследованиях»*

И.о. ректора



Рязань 28 ноября 2024г.

С.А. Банников





МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ

ДИПЛОМ

награждается

аспирант
Рязанского государственного
радиотехнического университета
имени В. Ф. Уткина

ЧИНЬ
НГОК ХИЕУ

За активное участие
в 70-й студенческой научно-технической
конференции РГРТУ

Проректор по учебной работе

12 апреля 2023 год



А. В. Корячко



Москва 2025

DSPA-2025

27-я Международная Конференция

Цифровая Обработка

Сигналов и ее Применение

Digital Signal Processing
and its Applications**ДИПЛОМ**

Оргкомитет награждает

Чинь Нгок Хиеу*РГРТУ им.В.Ф. Уткина, аспирант
г. Рязань*Председатель Программной группы
Международного организационного комитета
Конференции DSPA-2025
д.т.н., чл.- корр. РАН Дворкович А.В.Председатель
международного комитета
Конференции DSPA-2025
Кирпичников А.П.