

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РФ
федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Самарский государственный технический университет»

На правах рукописи



Машков Андрей Валерьевич

**АЛГОРИТМИЧЕСКОЕ И ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ
СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА НА ОСНОВЕ БИНАРНО-ЗНАКОВОГО
АНАЛОГО-СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ СИГНАЛОВ**

Специальность: 2.2.11

Информационно-измерительные и управляющие системы

Диссертация на соискание учёной степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук, профессор
В.Н. Якимов

Самара – 2024

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ	4
1 ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИ ЦИФРОВОМ СПЕКТРАЛЬНОМ АНАЛИЗЕ	15
1.1 Математические основы периодограммного и коррелограммного методов цифрового спектрального анализа сигналов	15
1.2 Аналого-цифровое преобразование в составе обобщенного уравнения статистических измерений.....	24
1.3 Стохастический подход к реализации процедуры аналого-цифрового преобразования сигналов.....	29
1.4 Выводы и основные результаты по разделу.....	38
2 ОЦЕНИВАНИЕ СПМ ПЕРИОДОГРАММНЫМ МЕТОДОМ С ПРИМЕНЕНИЕМ БИНАРНО-ЗНАКОВОГО АНАЛОГО-СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ СИГНАЛОВ	39
2.1 Математическое обеспечение вычисления периодограммной оценки СПМ на основе дискретно-событийного представления бинарно-знакового аналого-стохастического квантования.....	39
2.2 Функции $W_{\cos}(t, f)$ и $W_{\sin}(t, f)$ для наиболее применяемых классических оконных функций $w(t)$ и их представление в дискретной временной области.....	49
2.3 Алгоритмическое обеспечение вычисления оценок СПМ периодограммным методом.....	54
2.4 Выводы и основные результаты по разделу.....	66
3 ОЦЕНИВАНИЕ СПМ КОРРЕЛОГРАММНЫМ МЕТОДОМ С ПРИМЕНЕНИЕМ БИНАРНО-ЗНАКОВОГО АНАЛОГО-СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ СИГНАЛОВ	67

3.1 Математическое обеспечение для вычисления коррелограммной оценки СПМ на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования и равномерной дискретизации по времени задержки	67
3.2 Математическое обеспечение вычисления оценки СПМ на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования и аналитического вычисления операции интегрирования по времени задержки.....	75
3.3 Функции $H_{\cos}(\tau, f)$ и $G(t, f)$ для наиболее применяемых классических функций корреляционных окон $h(\tau)$ и их представление в дискретной временной области.....	79
3.4 Алгоритмическое обеспечение вычисления оценок СПМ коррелограммным методом.....	82
3.5 Выводы и основные результаты по разделу.....	96
4 ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ИИС И	
МЕТРОЛОГИЧЕСКИ ЗНАЧИМОЕ ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ	
ДЛЯ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА.....	98
4.1 Обобщенная структурная схема ИИС спектрального анализа.....	98
4.2 Модульная организация программного обеспечения ИИС.....	102
4.3 Компонентно-ориентированная реализация и режимы функционирования программного обеспечения ИИС	111
4.4 Результаты тестовых испытаний и экспериментальных исследований алгоритмов вычисления оценок СПМ	125
4.5 Выводы и основные результаты по разделу.....	146
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	148
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ.....	152
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	169
ПРИЛОЖЕНИЕ Б	174

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования

Решение широкого круга прикладных задач в таких областях науки и техники, как акустика, радиолокация, вибродиагностика, дефектоскопия, частотная идентификация и т.п., неразрывно связано со спектральным анализом сложных многокомпонентных сигналов, которые представляют собой совокупность зашумленных локально распределенных узкополосных составляющих в широком диапазоне частот. В процессе спектрального анализа таких сигналов используют вероятностно-статистические методы, связанные с оценкой спектральной плотности мощности (СПМ), которая характеризует мощность, приходящуюся на единичный интервал частоты. Одними из основных методов оценивания СПМ являются классические периодограммный и коррелограммный методы. Периодограммный метод предполагает получение оценок СПМ в результате непосредственного преобразования Фурье наблюдаемой реализации анализируемого сигнала. Коррелограммный метод получения оценок СПМ требует предварительной оценки корреляционной функции (КФ) анализируемого сигнала по его наблюдаемой реализации с последующим ее преобразованием Фурье [1-8].

В настоящее время в информационно-измерительных системах (ИИС) анализ сигналов преимущественно осуществляется в цифровом виде. В этом случае обработке подвергается дискретная последовательность, отсчеты которой, формируются в ходе аналого-цифрового преобразования наблюдаемой реализации сигнала, основу которого, как правило, составляет равномерная дискретизация по времени и многоуровневое квантование [9-11]. При таком подходе к дискретной обработке сигналов осуществляется переход от операций интегрирования к интегральным суммам. Операции интегрирования являются основными при выполнении преобразования Фурье. Это приводит к

тому, что при выполнении цифровых алгоритмов вычисления периодограммных и коррелограммных оценок СПМ приходится выполнять существенное количество операций цифрового умножения. При этом если используются весовые оконные функции, то число операций умножения увеличивается. Кроме того, в случае коррелограммного метода приходится предварительно осуществлять вычисление оценки КФ, что также связано с выполнением операций цифрового умножения [12-32]. Все это увеличивает мультипликативную сложность цифровых алгоритмов вычисления оценок СПМ.

Таким образом, актуальной является задача разработки математического и алгоритмического обеспечения, приводящих к снижению мультипликативной сложности цифровых процедур вычисления оценок СПМ, и реализация на их основе метрологически значимого программного обеспечения (ПО) ИИС для спектрального анализа. Это должно обеспечить экономию вычислительных ресурсов и принятие обоснованных решений на основе полученных результатов спектрального анализа в условиях ограниченного времени обработки сигналов.

Степень разработанности темы исследования

Современный уровень развития цифровых технологий обработки сигналов обуславливает повышенный интерес к разработке новых методов и техники проведения цифрового спектрального анализа. Однако при этом разработка цифровых алгоритмов спектрального анализа, как правило, ориентирована на обработку дискретных последовательностей сигналов, полученных на основе равномерной дискретизации и многоуровневого квантования, и недооценивается влияние аналого-цифрового преобразования на эффективность последующих вычислительных процедур. Вместе с тем, авторы Э.И. Цветков, А.Н. Денисенко, Ю.Н. Горбунов, Г.В. Куликов, Г.П. Веселова, Ю.И. Грибанов, С.А. Прохоров обосновывают аналого-цифровое преобразование как первичное преобразование, которое может обеспечить предвари-

тельную обработку сигналов с последующим упрощением и повышением производительности вычислительных процедур [8, 33-37].

К перспективным направлениям разработки методов аналого-цифрового преобразования относится аналого-стохастическое преобразование, основанное на рандомизации процедуры первичного преобразования сигналов в цифровую форму. Одним из факторов, предопределивших разработку такого преобразования сигналов стал метод статистических испытаний или метод Монте-Карло. В частности, в своих работах авторы G. Rubino, B. Tuffin, P.D. Kroese, T. Taimre, Z.I. Botev, C.P. Robert, G. Casellara рассматривают применение метода Монте-Карло в контексте статистических испытаний при анализе вероятностных характеристик [38-40]. Адаптация метода Монте-Карло к обработке непрерывных во времени сигналов привела к построению моделей грубого стохастического квантования. Результатом такого формирования исходных данных является упрощение их последующей обработки. Однако имеется и существенный недостаток. Это медленная сходимость результатов вычисления статистических оценок.

Развитие теории аналого-стохастического преобразования связано с разработкой методов функционального стохастического квантования сигналов. Особое внимание разработки этих методов уделено в работах И.Я. Билинского, А.К. Микелсона, А.Ж. Виксны, М.А. Элстса [41-44]. В процессе выполнения стохастического квантования могут формироваться непосредственно оценки моментных функций. При этом для вычисления оценки каждой из таких функций требуется отдельно генерировать специальную рандомизирующую функцию. Однако генерирование такой специальной вспомогательной рандомизирующей функции может быть сопряжено с трудностями воспроизведения ее характерных особенностей, необходимых для вычисления оценки конкретной вероятностной характеристики анализируемого сигнала.

Особое значение для теории и практики стохастического квантования имеют работы Г.Я. Мирского, J. Мах, A.V. Oppenheim [45-47]. Авторы этих работ детально исследуют бинарно-знаковое аналого-стохастическое квантование с использованием в качестве рандомизирующего сигнала вспомогательного равномерно распределенного случайного сигнала, выполняющего функцию стохастического порога квантования. Показано, что разработанные на его основе алгоритмы должны обеспечивать высокую сходимость результатов вычисления статистических оценок. Однако переход к цифровым вычислительным процедурам осуществляется на основе представления результата такого квантования во времени в виде дискретных выборок с постоянным интервалом дискретизации. Это приводит к замене операций интегрирования операциями суммирования, что не позволяет в полной мере использовать возможности бинарно-знакового аналого-стохастического квантования для снижения вычислительной сложности разрабатываемых алгоритмов.

В работах Якимова В.Н. на основе теории дискретно-событийного моделирования бинарно-знаковое аналого-стохастическое квантование рассматривается как формализованное описание динамики формирования отсчетов моментов времени, определяемых сменой его значений [48-49]. Такая модель результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования позволяет аналитически вычислять операции интегрирования при переходе к дискретной обработке сигналов. Следствием этого является снижение мультипликативной сложности цифровых алгоритмов. В соответствии с этим представляется перспективным рассмотрение оценки СПМ коррелограммным и периодограммным методами с использованием весовых оконных функций на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования.

Целью диссертационной работы является разработка на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования математического и ресурсно-эффективного алгоритмического обеспечения для вычисления оценок СПМ коррелограммным и периодограммным методами и создание мет-

рологически значимого ПО, предназначенного для использования в составе комплексного ПО ИИС для спектрального анализа сложных многокомпонентных сигналов.

Для достижения поставленной цели в диссертационной работе были решены следующие задачи:

1) рассмотрены особенности дискретно-событийного представления во времени результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования сигналов для разработки экономичных в вычислительном отношении (с пониженной мультипликативной сложностью) цифровых алгоритмов статистических измерений;

2) разработано математическое и алгоритмическое обеспечение на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования для вычисления оценок СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм с применением весовых оконных функций;

3) разработано математическое и алгоритмическое обеспечение на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования для вычисления оценок СПМ коррелограммным методом с применением временных корреляционных окон;

4) разработано метрологически значимое ПО ИИС для спектрального анализа сигналов в соответствии с концепцией компонентно-ориентированного программирования и с учетом конструктивной и функциональной однородности программных модулей, реализующих синтезированные алгоритмы оценивания СПМ;

5) на основе имитационного моделирования проведены тестовые испытания разработанного метрологически значимого ПО и алгоритмов его выполнения с целью определения метрологических характеристик;

6) исследованы особенности практического использования разработанного метрологически значимого ПО в составе комплексного ПО ИИС для спектрального анализа в условиях обработки сложных вибросигналов.

Объект исследования – спектральный анализ сложных многокомпонентных сигналов.

Предмет исследования – коррелограммный и периодограммный методы оценивания спектральной плотности мощности сигналов на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования.

Научная новизна диссертационной работы:

1) Обосновано применение дискретно-событийного представления во времени результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования сигналов для разработки математического обеспечения вычисления оценок СПМ с учетом использования оконных функций периодограммным и коррелограммным методами, что обеспечило аналитическое вычисление операций интегрирования при переходе от аналоговых к дискретным процедурам обработки сигналов;

2) Разработано математическое и ресурсно-эффективное алгоритмическое обеспечение для оценки СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм, отличительной особенностью которого является то, что его практическая реализация сводится к дискретной обработке функций, полученных в результате аналитического вычисления интегральных косинус- и синус-преобразований Фурье весовых оконных функций при переходе от аналоговых к дискретным процедурам;

3) Разработано математическое и ресурсно-эффективное алгоритмическое обеспечение для оценки СПМ коррелограммным методом, которое не требует предварительного вычисления оценки КФ и сводится к дискретной обработке функций, полученных в результате аналитического вычисления косинус-преобразования Фурье и интегрального преобразования по времени задержки функций корреляционных окон, а также для случая, когда по времени задержки осуществляется равномерная дискретизация при переходе от аналоговых к дискретным процедурам;

4) На основе компонентно-ориентированного программирования разработана многоуровневая композиционная структура метрологически значимого ПО для спектрального анализа, которая с учетом связей и обмена данными между компонентами комплексного ПО ИИС позволяет осуществить системную интеграцию метрологически совместимых программных модулей вычисления коррелограммных и периодограммных оценок СПМ.

Теоретическая значимость результатов диссертации заключается в разработке с применением бинарно-знакового аналого-стохастического квантования математического обеспечения для вычисления оценок СПМ сигнала коррелограммным и периодограммным методами в дискретном виде. Особенностью данного математического обеспечения является то, что оно исключает необходимость выполнения операций умножения оконного взвешивания многоуровневых отсчетов анализируемого сигнала при вычислении оценок СПМ. При этом в случае коррелограммного метода не требуется предварительного вычисления оценок КФ.

Практическая значимость результатов диссертации заключается в разработке на основе полученного математического обеспечения ресурсно-эффективного алгоритмического обеспечения и соответствующего ему метрологически значимого ПО для вычисления оценок СПМ коррелограммным и периодограммным методами. Данное ПО представляет собой метрологически совместимые программные модули, разработанные на основе многоуровневой архитектуры и компонентно-ориентированного программирования, что обеспечивает возможность его повторного использования в составе комплексного ПО ИИС для спектрального анализа сигналов с минимальными модификациями на разных вычислительных платформах.

Методология и методы исследования

В качестве методологической основы решения указанных задач в диссертационной работе использовались методы теории вероятностей и матема-

тической статистики, статистических измерений, цифровой обработки сигналов, корреляционно-спектрального анализа. Тестовые испытания метрологически значимого ПО и алгоритмов его выполнения осуществлялись с применением методов численного и имитационного моделирования.

Основные положения и результаты, выносимые на защиту:

1) Математическое и алгоритмическое обеспечение для вычисления оценок СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм, основу которого составляет дискретная обработка функций, являющихся результатом аналитического вычисления косинус- и синус-преобразований Фурье весовых оконных функций;

2) Математическое и алгоритмическое обеспечения для вычисления оценок СПМ коррелограммным методом, основу которого составляет дискретная обработка функций, являющихся результатом аналитического вычисления косинус-преобразования Фурье и интегрального преобразования по времени задержки функций корреляционных окон, а также для случая, когда по времени задержки осуществляется равномерная дискретизация;

3) Метрологически значимое ПО для спектрального анализа сигналов разработанное с учетом конструктивной и функциональной однородности программных модулей, реализующих синтезированные алгоритмы вычисления коррелограммных и периодограммных оценок СПМ;

4) Методика и результаты тестовых испытаний и функциональной проверки программных модулей на соответствие требованиям, предъявляемых к метрологически значимому ПО ИИС.

Соответствие паспорту специальности

Результаты исследования соответствуют пунктам паспорта специальности 2.2.11. Информационно-измерительные и управляющие системы:

1) пункт 3 «Математическое, алгоритмическое, информационное, программное и аппаратное обеспечение информационно-измерительных и управляющих систем»;

2) пункт 4 «Расширение функциональных возможностей информационно-измерительных и управляющих систем на основе применения методов измерений контролируемых параметров объектов для различных предметных областей исследования».

Достоверность результатов исследования обеспечивается корректным использованием математических методов, использованием современного сертифицированного научно-исследовательского оборудования, необходимым количеством полученных экспериментальных данных и подтверждается публикациями в рецензируемых научных журналах.

Апробация результатов работы

Основные положения и результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих конференциях: Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA)» (Москва, 2015, 2016, 2017, 2018, 2019, 2020, 2023); Международной конференции по мягким вычислениям и измерениям (Санкт-Петербург, 2015, 2016, 2017); Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» (Воронеж, 2018, 2019, 2020); Международной научной конференции «Проблемы управления и моделирования в сложных системах» (Самара, 2018, 2019); Международной научно-практической конференции «Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации» (Пенза, 2016); Международной научно-практической конференции «Измерение, контроль, информатизация» (Барнаул, 2016); Международной научно-практической конференции «Информационные управляющие системы и технологии» (ОДЕССА, 2015, 2016, 2020).

Исследования выполнялись в рамках грантов РФФИ: 16-08-00269 А «Теория и методология разработки комплексного математического и алгоритмического обеспечения многофункциональных систем для вычисления оценок вероятностных характеристик случайных процессов на основе знаковой модели аналого-стохастического квантования»; 19-08-00228 А «Разработка методологии, математического и высокопроизводительного алгоритмического обеспечения для частотно-временного анализа на основе бинарного дискретного представления сигналов».

Реализация результатов исследований

Диссертационная работа выполнена в рамках Программы развития Самарского государственного технического университета» до 2025 года, утвержденной решением Ученого совета СамГТУ от 26.02.2021, протокол № 7. Результаты диссертационной работы апробированы при проведении 3-х мерной виброметрии активных и пассивных элементов конструкции низкопольного городского автобуса второго поколения МАЗ 206067, что подтверждается Актом об использовании результатов диссертационной работы ОАО «МАЗ»-управляющей компании холдинга «БЕЛАВТОМАЗ». Материалы диссертационной работы также используются в учебном процессе ФГБОУ ВО «Самарского государственного технического университета» (г. Самара) при подготовке бакалавров и магистров по направлению 15.03.04 «Автоматизация технологических процессов и производств».

Публикации

По теме диссертации опубликовано 26 работ, в том числе 5 в изданиях, индексируемых наукометрическими базами Web of Science и Scopus, 9 в рецензируемых изданиях из перечня ВАК России, а также 5 свидетельств об официальной регистрации программы для ЭВМ.

Личный вклад автора

Результаты, определяющие научную новизну, получено автором лично. В публикациях, выполненных в соавторстве, автору принадлежит в работах: [23, 73, 74, 96, 97, 98, 99, 101, 136, 137, 140, 142] – математическая и практическая реализация алгоритма оценки СПМ коррелограммным методом; в [64, 135, 141, 143, 144] – математическая и практическая реализация алгоритма оценки СПМ периодограммным методом; в [108, 109, 110, 117, 118, 121, 123, 127, 134, 137, 139] – разработка метрологически значимого ПО ИИС для спектрального анализа; в [102, 104] – моделирование сигналов и их обработка; в [103, 138] – постановка задачи и экспериментальные исследования оценивания спектрального состава сигналов.

Структура диссертации

Общий объем работы 175 страниц. Диссертация состоит из введения, четырех разделов и заключения, изложенных на 151 странице, включая 39 рисунков, 20 таблиц, а также содержит список использованных источников из 144 наименований на 16 страницах и 7 приложений на 7 страницах.

1 ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ И ПРАКТИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ ПРИ ЦИФРОВОМ СПЕКТРАЛЬНОМ АНАЛИЗЕ

1.1 Математические основы периодограммного и коррелограммного методов цифрового спектрального анализа сигналов

Методы спектрального анализа сигналов находят применение практически во всех областях науки и техники. Контроль и диагностика процессов вибрации машин и механизмов, исследование динамических и частотных характеристик функционально-сложных систем, организация работы радиолокационных и гидроакустических систем, идентификация источников энергии на фоне шумов и многое другое неразрывно связано с обработкой сигналов и мониторингом их частотного состава.

В общем случае под сигналом понимают физический процесс, который содержит в себе некоторую информацию об объекте исследования и математически описывается функцией времени. Многие сигналы, встречающиеся при решении прикладных задач, таковы, что их значения не могут быть однозначно определены за пределами наблюдаемого интервала времени. Для математического описания таких сигналов используют понятие ансамбля возможных его реализаций, каждая из которых имеет некоторую связанную пространственно-временную вероятность своего возникновения [8, 33, 50]. В реальных условиях из всего ансамбля возможных реализаций исследователь может наблюдать только одну реализацию сигнала, определяемую текущими условиями ее вероятностного формирования. При исследовании таких сигналов используются вероятностно-статистические методы анализа, позволяющие получить результаты измерений в статистических терминах средних значений. В соответствии с этим спектральный анализ сводится к оцениванию спектральной плотности мощности (СПМ) сигнала, которая дает представление о его средней мощности, приходящееся на единичный частотный интервал [43].

Применение методов спектрального анализа во многом определяется свойствами самих сигналов. На практике большое значение имеют свойства стационарности и эргодичности сигналов. Стационарными считаются сигналы, для которых частотно-временные характеристики остаются неизменными на интервале времени анализа. При этом их распространение от источника к приемнику происходит по одному и тому же временному закону в естественной или искусственной среде передачи данных, параметры которой в это время остаются постоянными. Свойство эргодичности говорит о том, что каждая из возможных реализаций сигнала несет полную информацию обо всем ансамбле его реализаций. Выполнение этого свойства позволяет получить в процессе анализа сигнала оценки его характеристик по одной единственной наблюдаемой реализации с вероятностью равной единицы. Благодаря свойствам стационарности и эргодичности анализ сигналов упрощается и имеется возможность осуществления спектрального анализа с использованием процедур усреднения во времени [33, 43].

Основываясь на концепции выполнения свойств стационарности и эргодичности сигналов, широкое распространение получили два классических метода спектрального анализа: периодограммный метод и коррелограммный метод [8, 22]. Оба эти метода являются непараметрическими. В процессе определения СПМ они используют только информацию, содержащуюся в наблюдаемой реализации анализируемого сигнала. При этом реализация должна быть центрированной, т.е. иметь нулевое математическое ожидание (нулевое среднее значение). Это предполагает предварительное удаление постоянной составляющей, если таковая имеется.

Периодограммный метод определения СПМ сигнала $X(t)$ основан на оценке математического ожидания (статистическом усреднении) квадрата модуля преобразования Фурье $X(f, T)$ его центрированной реализации $\overset{\circ}{x}(t)$ при условии увеличения времени анализа T до бесконечности [3, 7, 22, 51]:

$$S_{xx}(f) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} M[|X(f, T)|^2], \quad (1.1)$$

$$X(f, T) = \int_0^T x(t) \exp(-j2\pi ft) dt. \quad (1.2)$$

В (1.1) и далее обозначение $M[\dots]$ определяет оператор вычисления математического ожидания (оператор статистического усреднения).

В виду ограниченности времени спектрального анализа обработке подвергается реализация сигнала конечной длины T . С учетом этого периодограммная оценка СПМ вычисляется согласно соотношению:

$$\hat{S}_{xx}(f, T) = \frac{1}{T} |X(f, T)|^2. \quad (1.3)$$

Коррелограммный метод оценивания СПМ основан на теореме Винера-Хинчина[3, 7, 22, 51]. Согласно этой теореме СПМ $S_{xx}(f)$ и корреляционная функция (КФ) $R_{xx}(\tau)$ сигнала $X(t)$ связаны прямым преобразованием Фурье:

$$S_{xx}(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_{xx}(\tau) \exp(-2\pi f\tau) d\tau, \quad (1.4)$$

$$R_{xx}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{2T} \int_{-T}^{+T} x(t) x(t + \tau) dt. \quad (1.5)$$

По своему определению $R_{xx}(\tau)$ является четной функцией. Поэтому при обработке реализации сигнала конечной длины T при условии, что в пределах этого интервала времени определена оценка КФ $\hat{R}_{xx}(\tau)$, коррелограммная оценка СПМ будет равна:

$$\hat{S}_{xx}(f) = 2 \int_0^T \hat{R}_{xx}(\tau) \cos 2\pi f\tau d\tau. \quad (1.6)$$

В настоящее время широкое распространение получил цифровой подход к вычислению периодограммной и коррелограммной оценок СПМ. Это объясняется основными преимуществами цифровой обработки сигналов [2]:

1) современный уровень развития цифровой техники и программной инженерии позволяет создавать функционально надежные высокотехнологичные аппаратно-программные системы дискретной обработки сигналов;

2) методы цифровой обработки сигналов позволяют эффективно обеспечить выполнение двух условий прецизионности измерительных процедур: повторяемости и воспроизводимости, которые признаны необходимыми для представления изменчивости метода измерений.

3) цифровые системы отличаются высокой помехозащищенностью и устойчивостью к воздействию различных дестабилизирующих факторов.

При цифровой обработке наблюдаемая реализация сигнала подвергается аналого-цифровому преобразованию с частотой дискретизации f_d . В результате на интервале времени ее анализа T формируется последовательность отсчетов $x(n\Delta t)$, где $0 \leq n \leq (N-1)$ и $\Delta t = 1/f_d$ – интервал дискретизации [9-11].

В цифровом виде периодограммный и коррелограммный методы обеспечивают вычисление оценок СПМ на дискретных частотах $f_k = k\Delta f$ с разрешением по частоте $\Delta f = 1/T$ [1, 2, 8, 22, 52]. В этом случае периодограммная оценка СПМ вычисляется:

$$\hat{S}_{XX}(f_k, N) = \frac{\Delta t}{N} |X(f_k, N)|^2. \quad (1.7)$$

$$X(f_k, N) = \sum_{n=0}^{N-1} x(n\Delta t) \exp(-j2\pi f_k n). \quad (1.8)$$

Соответственно коррелограммная оценка СПМ будет иметь вид:

$$\hat{S}_{XX}(f_k) = 2\Delta t \sum_{v=0}^{L-1} \hat{R}_{XX}(v\Delta t) \cos 2\pi f_k v, \quad (1.9)$$

где L – максимальное значение индекса временного сдвига $v\Delta t$.

Определение КФ дается соотношением (1.5). На практике, как правило, она неизвестна, и ее несмещенная оценка вычисляется по дискретной последовательности анализируемой реализации сигнала, имеющей N отсчетов:

$$\hat{R}_{xx}(v\Delta t) = \frac{1}{N-v} \sum_{n=0}^{N-v-1} x(n\Delta t) x^*(n+v)\Delta t), \quad 0 \leq v \leq L. \quad (1.10)$$

Максимальное значение индекса временного сдвига L должно быть много меньше числа отсчетов N . Для того чтобы получить приемлемую оценку КФ рекомендуется выбирать $L \leq N/10$.

Цифровые алгоритмы, разработанные на основе периодограммного и коррелограммного методов, обеспечивают вычисление оценок СПМ с достаточно высоким разрешением по частоте. Однако эти оценки могут иметь высокую дисперсию, которая не уменьшается с увеличением длительности реализации. В случае низкого отношения сигнал-шум это может стать причиной потери слабых гармонических составляющих в оценке СПМ. Кроме того, ввиду анализа реализации сигнала конечной длительности имеет место эффект «утечки» энергии в боковые лепестки. Такой эффект приводит к наложению и искажению спектральных линий в оценке СПМ, и слабые спектральные компоненты могут маскироваться боковыми лепестками более сильных спектральных компонент.

Высокая дисперсия периодограммного и коррелограммного методов и эффект «утечки» энергии привели к разработке модифицированных методов, которые сглаживают оценки СПМ и имеют меньшую дисперсию.

Для того чтобы ослабить утечку энергии в боковые лепестки используют оконные функции, которые играют роль весовых функций [17, 53-55].

В случае периодограммного метода обработке с применением оконной функции $w(n\Delta t)$ подвергается непосредственно имеющаяся дискретная последовательность реализации. В соответствии с этим вычисляется модифицированная периодограммная оценка СПМ:

$$\hat{S}_{wxx}(f_k, N) = \frac{\Delta t}{NU} |X_w(f_k, N)|^2. \quad (1.11)$$

$$X_W(f_k, N) = \sum_{n=0}^{N-1} w(n\Delta t) \overset{\circ}{x}(n\Delta t) \exp(-j2\pi f_k n) = \sum_{n=0}^{N-1} x_w(n\Delta t) \exp(-j2\pi f_k n), \quad (1.12)$$

$$x_w(n\Delta t) = w(n\Delta t) \overset{\circ}{x}(n\Delta t), \quad (1.13)$$

$$U = \Delta t \sum_{n=0}^{N-1} w^2(n\Delta t), \quad (1.14)$$

где U – мощность оконной функции.

Дальнейшее совершенствование периодограммного метода было направлено на сглаживание оценок СПМ с использованием процедуры статистического усреднения [1, 2, 34, 47]. Согласно методу усредненных модифицированных периодограмм, исходная последовательность предварительно делится на сегменты, которые образуют псевдоансамбль подпоследовательностей. Для каждого сегмента с применением оконной функции вычисляется оценка СПМ с последующим их усреднением. Сегменты могут не перекрываться (метод Бартлетта) или перекрываться (метод Уэлча). Если каждый сегмент состоит из P отсчетов, а сдвиг составляет $\Delta N \leq P$ отсчетов, то максимально возможное число сегментов будет равно $M = \text{int}[(N - P) / \Delta N] + 1$, где $\text{int}[(N - P) / \Delta N]$ – целая часть числа $(N - P) / \Delta N$. Исходная последовательность $\overset{\circ}{x}(n\Delta t)$ и m -ый сегмент связаны соотношением:

$$\overset{\circ}{x}(m, n\Delta t) = \overset{\circ}{x}((m-1)\Delta N + n), \text{ где } 1 \leq m \leq M \text{ и } 0 \leq n \leq P-1. \quad (1.15)$$

Усредненная модифицированная периодограммная оценка СПМ равна:

$$\hat{S}_{WXX}(f_k, N) = \frac{\Delta t}{PUM} \sum_{m=1}^M |X_W(m, f_k, P)|^2. \quad (1.16)$$

где

$$X_W(m, f_k, P) = \sum_{n=0}^{P-1} w(n\Delta t) \overset{\circ}{x}(m, n\Delta t) \exp(-j2\pi f_k n) = \sum_{n=0}^{P-1} x_w(m, n\Delta t) \exp(-j2\pi f_k n), \quad (1.17)$$

$$x_w(m, n\Delta t) = w(n\Delta t) \overset{\circ}{x}(m, n\Delta t). \quad (1.18)$$

В случае коррелограммного метода для получения приемлемой оценки СПМ используют временные весовые функции $h(n\Delta t)$, которые называют корреляционными окнами [1, 2, 47, 57]. При этом предварительной обработке подвергается оценка КФ, и коррелограммная оценка СПМ вычисляется:

$$\hat{S}_{XX}(f_k) = 2\Delta t \sum_{v=0}^{L-1} h(v\Delta t) \hat{R}_{XX}(v\Delta t) \cos 2\pi f_k v = 2\Delta t \sum_{v=0}^{L-1} \hat{R}_{Xh}(v\Delta t) \cos 2\pi f_k v, \quad (1.19)$$

$$\hat{R}_{Xh}(v\Delta t) = h(v\Delta t) \hat{R}_{XX}(v\Delta t). \quad (1.20)$$

Статистическое усреднение и применение оконных функций обеспечивают возможность получения гладких и статистически устойчивых периодограммных и коррелограммных оценок СПМ. Однако практическая реализация этих методов приводит к цифровым алгоритмам оценивания СПМ, которые требуют выполнения значительного объема вычислительных операций.

Для алгоритмов вычисления модифицированных периодограммных оценок СПМ характерным является выполнение двух основных процедур.

Во-первых, осуществляется процедура взвешивания последовательности отсчетов $x(n\Delta t)$ анализируемой реализации сигнала с отсчетами оконной функции $w(n\Delta t)$. Из (1.12) и (1.13) следует, что это приводит к необходимости выполнения $N_{\text{WMult}} = N$ операций умножения.

Во-вторых, осуществляется процедура вычисления квадрат модуля $|X_w(f_k, N)|^2$ результата дискретного преобразования Фурье взвешенной последовательности отсчетов $x_w(n\Delta t)$. Это приводит к необходимости выполнения косинус- и синус-преобразований Фурье в дискретном виде, каждое из которых требует осуществления по $(N+1)$ операций умножения и по $(N-1)$ операций суммирования. Исходя из этого в процессе вычисления модифицированной периодограммной оценки СПМ (1.11) приходится осуществлять:

- 1) $N_{\text{Mult}} = 2(N+1)$ операций умножения;
- 2) $N_{\text{Sum}} = 2(N-1)$ операций суммирования.

Следовательно, при вычислении K модифицированных периодограммных оценок СПМ с учётом операции взвешивания дискретной последовательности отсчетов $x_w(n\Delta t)$ ориентировочно необходимо выполнять:

- 1) $N_{\Sigma\text{Mult}} = N + 2K(N + 1)$ операций умножения;
- 2) $N_{\Sigma\text{Sum}} = (2N - 1)K$ операций суммирования.

При вычислении усредненных модифицированных периодограмм две выше перечисленные процедуры повторяются для каждого сегмента последовательности отсчетов $\overset{o}{x}(m, n\Delta t)$ анализируемой реализации сигнала. Это приводит к тому, что в случае обработке M сегментов, каждый из которых содержит $N = P$ отсчётов, вычисление оценки СПМ согласно (1.16) требует выполнения:

- 1) $N_{\text{Mult}} = (P + 2(P + 1))M$ операций умножения;
- 2) $N_{\text{Sum}} = (2P - 1)M$ операций суммирования.

Следовательно, при вычислении K усредненных модифицированных периодограммных оценок СПМ ориентировочно необходимо выполнять:

- 1) $N_{\Sigma\text{Mult}} = (P + 2K(P + 1))M$ операций умножения;
- 2) $N_{\Sigma\text{Sum}} = (2P - 1)KM$ операций суммирования.

Вычисление оценок СПМ на основе коррелограммного метода предварительно требует вычисления множества оценок КФ $\hat{R}_{xx}(v\Delta t)$. Это согласно

(1.10) приводит к необходимости выполнения $\sum_{v=0}^{L-1} (N - v)$ операций умножений и $\sum_{v=0}^{L-1} (N - v - 1)$ операций суммирования.

В ходе непосредственного вычисления оценки СПМ на основе коррелограммного метода осуществляется выполнение двух основных процедур.

Во-первых, осуществляется процедура взвешивания полученных оценок КФ $\hat{R}_{xx}(v\Delta t)$ с отсчетами корреляционного окна $h(v\Delta t)$, которая согласно (1.20) требует выполнения $N_{h\text{Mult}} = L$ операций умножения.

Во-вторых, выполняется дискретное косинус-преобразование Фурье, которое также требует выполнения $N_{Mult} = L$ операций умножения и $N_{Sum} = (L - 1)$ операций суммирования.

В результате для вычисления K коррелограммных оценок СПМ на частотах f_k согласно (1.19) приходится выполнять:

- 1) $N_{\Sigma Mult} = L + LK = L(1 + K)$ операций умножений;
- 2) $N_{\Sigma Sum} = (L - 1)K$ операций суммирования.

Как для периодограммного, так и для коррелограммного метода одними из основных операций являются операции цифрового умножения. Они относятся к наиболее трудоемким арифметическим операциям в вычислительном отношении. Операции умножения являются определяющим фактором при оценке вычислительной сложности и времени выполнения алгоритма. С целью минимизации вычислительной сложности алгоритмов прикладные математики и разработчики программных продуктов постоянно уделяют особое внимание операциям умножения. В зависимости от числа операций цифрового умножений вычислительную сложность алгоритмов называют мультипликативной сложностью [31, 32]. Использование для спектрального анализа алгоритмов, требующих многократного выполнения операций цифрового умножения может привести к снижению вычислительной эффективности цифровой обработки сигнала. Алгоритмы, реализующие метод усредненных модифицированных периодограмм в цифровом виде, даже при использовании БПФ могут потребовать существенных временных затрат. Следствием этого является снижение оперативности вычисления оценок СПМ.

Отсюда следует, что разработка на основе периодограммного и коррелограммного методов математического и алгоритмического обеспечения, позволяющего повысить вычислительную эффективность спектрального анализа остается актуальной задачей. Практическое решение этой задачи должно быть направлено на снижение алгоритмической сложности оценки СПМ.

1.2 Аналого-цифровое преобразование в составе обобщенного уравнения статистических измерений

Периодограммный и коррелограммный методы оценивания СПМ относятся к методам статистических измерений. Исходя из этого, обратимся к общетеоретическим принципам организации статистических измерений и воспользуемся понятием формализованного представления процедур измерения вероятностно-статистические характеристик сигналов. Основу такого формализованного представления составляет фундаментальное понятие обобщенного уравнения статистических измерений. Это уравнение определяет функциональную математическую модель процедуры статистических измерений [33]. Согласно этому уравнению организация процедуры измерения представляет собой последовательное осуществление комплекса регламентированных стандартом измерительных и вычислительных преобразований, направленных на выполнение законченного процесса от формирования исходных данных до получения результата измерения, выражаемого числом или соответствующим ему кодом. При этом все преобразования, являясь составной частью процедуры измерения, подчиняются требованиям по обеспечению единства измерений и метрологическому обеспечению ИИС [57].

В соответствии с принципом функциональной декомпозиции обобщенное уравнение статистических измерений для оценки некоторой вероятностной характеристики $\hat{V}[X(t)]$ исследуемого сигнала $X(t)$ устанавливает алгоритм взаимосвязанных преобразований [33, 49]:

$$\hat{V}[X(t)] = F_0[\dots F_3[F_2[F_1[X(t)]]]\dots], \quad i = 1, 2, 3, \dots, \theta, \quad (1.21)$$

где $F_i[X(t)]$ – функциональное преобразование, осуществляемое на i -ом уровне обработки данных измерений или промежуточных данных.

Каждое функциональное преобразование $F_i[X(t)]$ детализирует на своем уровне совокупность и последовательность выполнения необходимых для

его реализации измерительных и вычислительных процедур в соответствии с принятой на данный момент методологией измерений [58]. На любом уровне детализация предоставляет возможность регламентировать и комплексировать последовательность выполнения действий, с учетом того, что процедуры более низкого уровня подчиняются процедурам более высокого уровня. Строгое следование принципам уровневой системы организации измерений позволяет систематизировать весь измерительный процесс получения оценки искомой вероятностной характеристики $\hat{V}[X(t)]$, начиная с процедуры формирования исходных данных до получения конечного результата.

С учетом цифрового подхода к обработке сигналов обобщенное уравнение статистических измерений позволяет получить формализованное представление об основных вычислительных процедурах оценивания СПМ с использованием периодограммного и коррелограммного методов при переходе к дискретной форме представления преобразований [49].

Для метода модифицированных периодограмм обобщенное уравнение оценки СПМ можно записать в следующем виде:

$$\hat{S}_{wXX}(f_k, N) = F_{AV}[F_{DFT}[F_w[F_{ADC}[x(t, T)]]]]. \quad (1.22)$$

В (1.22) приняты обозначения:

1) $F_{ADC}[\dots]$ – оператор дискретного преобразования реализации $x(t, T)$ сигнала $X(t)$ в последовательность отсчетов $\overset{\circ}{x}(n\Delta t)$ на интервале времени T ;

2) $F_w[\dots]$ – оператор взвешивания последовательности отсчетов $\overset{\circ}{x}(n\Delta t)$ путём ее умножения на отсчеты оконной функции $w(n\Delta t)$, в результате чего формируется последовательность отсчетов $x_w(n\Delta t)$;

3) $F_{DFT}[\dots]$ – оператор дискретного преобразования Фурье, в процессе выполнения которого осуществляются процедуры дискретных косинус- и синус-преобразований Фурье последовательности отсчетов $x_w(n\Delta t)$;

4) $F_{AV}[\dots]$ – оператор вычисления $|X_w(f_k, N)|^2$.

Отметим, что если вычисление оценок СПМ осуществляется на основе усредненных модифицированных периодограмм, то вследствие разбиения последовательности отсчетов $\overset{o}{x}(n\Delta t)$ на сегменты $\overset{o}{x}(m, n\Delta t)$ выполнение операторов $F_W[\dots]$, $F_{DFT}[\dots]$ и $F_{AW}[\dots]$ осуществляется для каждого сегмента с последующим усреднением полученных результатов.

Для коррелограммного метода получаем следующее обобщенное уравнение оценки СПМ:

$$\hat{S}_{XX}(f_k) = F_{CFT}[F_h[F_{CF}[F_{ADC}[X(t, T)]]]]. \quad (1.23)$$

В (1.23) приняты обозначения:

- 1) $F_{ADC}[\dots]$ – оператор, который, как и в предыдущем случае, определяет процедуру формирования дискретной последовательности отсчетов $\overset{o}{x}(n\Delta t)$;
- 2) $F_{CF}[\dots]$ – оператор, определяющий вычисление оценки КФ $\hat{R}_{XX}(v\Delta t)$ по дискретной последовательности отсчетов $\overset{o}{x}(n\Delta t)$;
- 3) $F_h[\dots]$ – оператор взвешивания оценок КФ $\hat{R}_{XX}(v\Delta t)$ путем их умножения на отсчеты функции корреляционного окна $h(v\Delta t)$;
- 4) $F_{CFT}[\dots]$ – оператор дискретного косинус-преобразования Фурье взвешенной последовательности оценок КФ $\hat{R}_{Xh}(v\Delta t)$.

Среди всех операторов особо следует выделить оператор дискретного преобразования $F_{ADC}[\dots]$. По функциональному назначению преобразование данного вида представляет собой первичное преобразование сигнала в цифровую форму, так что без него принципиально не может быть реализована ни одна последующая цифровая измерительная процедура. Поэтому преобразование сигнала в цифровую форму следует рассматривать как важнейший этап статистических измерений, в частности, вычисления периодограммной и коррелограммной оценок СПМ, который во многом определяет эффективность цифровых процедур обработки сигналов.

Используемые на практике цифровые алгоритмы для вычисления периодограммной и коррелограммной оценок СПМ традиционно основаны на применении математического аппарата дискретного преобразования Фурье, предполагающего равномерную дискретизацию по времени анализируемого сигнала [15-22]. При этом представление непрерывных сигналов в дискретном виде рассматривается как независимое предварительное действие, реализуемое вне процедуры получения оценок СПМ. Такой подход к дискретному преобразованию сигнала не учитывает того, что оно, являясь фактически первичным преобразованием, во многом определяет сложность математического решения поставленной задачи в дискретном виде и, как следствие, последующего построения на основе полученного решения эффективных с точки зрения вычислительной сложности алгоритмов.

Разработчики еще на стадии постановки задачи, как правило, считают, что подготовка дискретной последовательности непрерывного сигнала осуществляется с использованием классического аналого-цифрового преобразования, основу которого составляют три процедуры [9-11]:

1) дискретизация с равномерным по времени шагом Δt – получение дискретных отсчетов $x(t_i)$ наблюдаемой реализации сигнала $x(t, T)$ на интервале времени анализа T в процессе перехода от непрерывного времени t к дискретному $t_i = t_0 + i\Delta t$, где $i = 0, 1, 2, 3, \dots, N$, t_0 – время начала процедуры дискретизации, $t_N = t_0 + N\Delta t$ и $N\Delta t = T$;

2) многоуровневое квантование – замена точных значений непрерывных амплитуд последовательности дискретных отсчетов $x(t_i)$ их приближенными численными оценками $\hat{x}(t_i)$.

3) цифровое кодирование результатов квантования – преобразование квантованных значений $\hat{x}(t_i)$ в цифровой код x_i в соответствии с принятой системой счисления.

По своему определению преобразование Фурье представляет собой интегральное преобразование. Когда дискретизация сигнала осуществляется с равномерным по времени шагом, классический переход от непрерывного к дискретному преобразованию Фурье основан на замене операторов интегрирования простыми интегральными суммами, что приводит к необходимости выполнения значительного числа арифметических операций умножения [31]. При этом с уменьшением шага дискретизации число операций умножения будет увеличиваться. Вследствие этого будет возрастать и мультипликативная сложность вычислительных алгоритмов, что может привести к существенным затратам времени получения оценок СПМ, даже при выполнении быстрого преобразования Фурье.

Основное требование, предъявляемое к процедуре равномерного аналого-цифрового преобразования, состоит в том, чтобы оно обеспечивало заданную точность и стабильность равномерной временной сетки представления дискретных отсчетов сигнала во всем динамическом диапазоне его изменения. Как правило, в реальных условиях повышение точности дискретного представления сигнала решается за счет увеличения числа уровней квантования. Однако выбор числа уровней квантования может быть ограничен, а также может зависеть от разрешающей способности датчиков, регистрирующих сигналы. При этом следует помнить, что увеличение числа уровней квантования приводит к росту разрядности цифрового представления отсчетов сигнала. В процессе выполнения дискретного преобразования Фурье увеличение разрядности числовых отсчетов сигнала приводит к дополнительным затратам времени на вычисление оценок СПМ. Объяснением этого является то, что обработка отсчетов осуществляется с использованием операций цифрового умножения. В результате снижается оперативность цифрового спектрального анализа. Отметим также то, что, при равномерном квантовании помехозащищенность от воздействия шумов будет разной для полезных сигналов в зависимости от их амплитуды. Относительная погрешность кванто-

вания для сильных сигналов будет меньше, в то время как для слабых сигналов она будет больше. Это объясняется тем, что для малых и больших значений сигнала шумы квантования будут одинаковыми.

Исходя из выше изложенного, представление непрерывного сигнала в дискретном виде следует рассматривать как первичный этап его обработки, в составе цифровых измерительных процедур получения оценок СПМ. При этом следует учитывать то, что выбор способа дискретного представления сигнала и его математическая модель во многом определяют функциональную композицию и вычислительную эффективность выполнения алгоритма последующей обработки цифровых данных. В соответствии с этим следует использовать первичное преобразование сигналов в дискретную форму, обеспечивающее рациональное соотношение между точностью цифрового представления сигналов и простотой технического решения, что в итоге позволит разработать высокопроизводительное алгоритмическое обеспечение.

1.3 Стохастический подход к реализации процедуры аналого-цифрового преобразования сигналов

На практике преобразование сигнала в цифровую форму осуществляется с помощью аналого-цифрового преобразователя (АЦП). В классической теории дискретной обработки сигналов предполагается, что числовые отсчеты имеют бесконечную битовую точность. Однако на практике число уровней квантования (количества бит) ограничено. При этом с увеличением числа уровней квантования, частота дискретизации линейно уменьшается. Это может усложнить оцифровку широкополосных сигналов. Снизить сложность АЦП и хранения данных позволяет уменьшение числа уровней квантования.

Одним из перспективных направлений снижения разрядностей АЦП и повышения эффективности цифровой обработки сигналов является рандомизация процедуры первичного преобразования сигналов в цифровую форму путем преднамеренного введения в процесс осуществления аналого-

цифрового преобразования элемента случайности [35]. При этом для этого используются специально сгенерированные вспомогательные шумовые реализации сигналов с известными вероятностными характеристиками. Статистические характеристики результатов, получаемых в ходе выполнения такого аналого-цифрового преобразования, будут полностью определяться вероятностными свойствами рандомизирующего сигнала. Предпосылкой для разработки основных теоретических положений рандомизации аналого-цифрового преобразования сигналов послужил метод статистических испытаний или метод Монте-Карло, ориентированный на разработку статистических моделей [36-38]. Применение метода Монте-Карло позволяет получить эффективные решения задач в дискретном виде, которые допускают вероятностное описание физического процесса. В общем случае он оказал существенное влияние на развитие методов дискретной математики и в частности на разработку методов численного интегрирования. Последнее имеет особое значение для решения поставленной в данной работе задачи по повышению вычислительной эффективности дискретного математического обеспечения получения оценок СПМ коррелограммным и периодограммным методами, т.к. операция интегрирования для этих методов является одной из основных операций.

Рандомизация аналого-цифрового преобразования фактически приводит к осуществлению аналого-стохастического преобразования исследуемого сигнала в цифровую форму [39-42, 60, 61]. Переход к аналого-стохастическому преобразованию позволяет уменьшить число уровней квантования до минимально возможного числа равного двум. В этом случае аналого-стохастическое преобразование сигнала будет представлять собой процедуру грубого бинарно-знакового аналого-стохастического квантования. Результат такого бинарного квантования \hat{x}_i в момент времени t_i для значения реализации сигнала $x(t_i)$ будет принимать одно из двух разрешенных значений

уровней квантования x_{inf} или x_{sup} в зависимости от текущего значения изменяющегося случайным образом порога квантования. Диапазон квантования $\Delta X_{\text{кв}} = x_{\text{sup}} - x_{\text{inf}}$ определяется исходя из динамического диапазона значений, принимаемых анализируемой реализацией сигнала $x(t)$. Это означает, что вероятность события $x_{\text{inf}} \leq \hat{x}_i \leq x_{\text{sup}}$ должна быть близка к единице:

$$P(x_{\text{inf}} \leq x(t_i) \leq x_{\text{sup}}) \rightarrow 1. \quad (1.24)$$

Вероятностная мера порога квантования задается с использованием равномерно распределенного вспомогательного сигнала $\xi(t)$. Область изменения значений вспомогательного сигнала $\xi(t)$ должна полностью перекрывать диапазон квантования $\Delta X_{\text{кв}}$. С учетом этого для вспомогательного сигнала $\xi(t)$ плотность распределения вероятностей равна:

$$f_{\xi}(\xi) = \begin{cases} \frac{1}{\Delta X_{\text{кв}}}, & x_{\text{inf}} \leq \xi \leq x_{\text{sup}}; \\ 0, & \xi < x_{\text{inf}}, \xi > x_{\text{sup}}. \end{cases} \quad (1.25)$$

Описанная выше процедура бинарно-знакового аналого-стохастического квантования представляет собой операцию сравнения текущих значений анализируемой реализации $x(t_i)$ исследуемого сигнала и значений вспомогательного сигнала $\xi(t_i)$ в моменты времени t_i . Дискретные отсчеты в результате выполнения этой операции формируются следующим образом:

$$\hat{x}_i = \begin{cases} x_{\text{sup}}, & \xi(t_i) < x(t_i); \\ x_{\text{inf}}, & \xi(t_i) \geq x(t_i). \end{cases} \quad (1.26)$$

На практике значения уровней квантования x_{inf} и x_{sup} масштабируют и приводят к легко формируемым величинам. При этом, как правило, принимают, что уровни квантования симметричны относительно нуля и имеют равные по абсолютной величине значения:

$$x_{\text{inf}} = -\xi_{\text{max}} \text{ и } x_{\text{sup}} = +\xi_{\text{max}}. \quad (1.27)$$

В этом случае диапазон квантования будет равен $\Delta X_{кв} = 2\xi_{\max}$, а равномерно распределенный вспомогательный сигнал $\xi(t)$ будет иметь плотность распределения вероятностей:

$$f_{\xi}(\xi) = \begin{cases} \frac{1}{2\xi_{\max}}, & -\xi_{\max} \leq \xi \leq +\xi_{\max}; \\ 0, & \xi < -\xi_{\max}, \xi > +\xi_{\max}. \end{cases} \quad (1.28)$$

Значение ξ_{\max} выбирают исходя из обеспечения выполнения условия:

$$\xi_{\max} \geq \sup(|x_{\inf}|, |x_{\sup}|). \quad (1.29)$$

Если (1.26) перейти от дискретного t_i к непрерывному времени, т.е. когда интервал времени между соседними отсчетами $\Delta t_{кв} = (t_{i+1} - t_i) \rightarrow 0$, то процедура квантования будет представлять собой непрерывный процесс во времени [34, 49]. После масштабирования относительно значения величины ξ_{\max} результат такого квантования можно интерпретировать как непрерывный сигнал $z(t)$, который ограничен по уровню значениями -1 и $+1$:

$$z(t) = \begin{cases} +1, & x(t) \geq \xi(t); \\ -1, & x(t) < \xi(t). \end{cases} \quad (1.30)$$

Бинарно-знаковое аналого-стохастическое квантование может быть также представлено в следующем виде:

$$z(t) = \begin{cases} +1, & x(t) + \xi(t) \geq 0; \\ -1, & x(t) + \xi(t) < 0. \end{cases} \quad (1.31)$$

Процедуры квантования (1.30) и (1.31) также называют знаковым аналого-стохастическим квантованием. Они равнозначны по своему математическому смыслу. Различие заключается только в их аппаратной реализации, что определяется исключительно техническими возможностями построения соответствующих устройств для выполнения процедуры квантования. Согласно (1.30) процедура квантования осуществляется в ходе выполнения операции, когда наблюдаемая реализация анализируемого сигнала непосредст-

венно подвергается сравнению с рандомизирующей процедурой квантования сигналом. Согласно (1.31) рандомизация подвергается непосредственно реализации анализируемого сигнала, а процедура квантования осуществляется в результате выполнения операции сравнения с нулевым уровнем.

Оценить порядок значения величины ξ_{\max} можно с помощью неравенства Чебышева, которое позволит получить оценку вероятности больших отклонений от центра распределения случайной величины. Отметим, что неравенство Чебышева будет справедливо как для дискретных, так и для непрерывных случайных величин. Для сигнала $X(t)$, имеющего математическое ожидание m_x и дисперсию $D_x = \sigma_x^2$, где σ_x – среднеквадратическое отклонение, неравенство Чебышева будет иметь вид [49]:

$$P(|X(t) - m_x| \geq (\xi_{\max} - |m_x|)) \leq \frac{\sigma_x^2}{(\xi_{\max} - |m_x|)^2}. \quad (1.32)$$

Принимая во внимание (1.29) значение величины ξ_{\max} можно выбирать с учетом выполнения неравенства:

$$\xi_{\max} \geq |m_x| + q\sigma_x \geq \sup(|x_{\inf}|, |x_{\sup}|), \quad (1.33)$$

где q – целое положительное число.

Тогда неравенство Чебышева примет вид:

$$P(|X(t) - m_x| \geq q\sigma_x) \leq \frac{1}{q^2}. \quad (1.34)$$

С учетом свойств стационарности и эргодичности анализируемого сигнала, математическое ожидание результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z(t)$ определяется соотношением [42, 45, 46]:

$$M[z(t)] = \frac{M[x(t)]}{\xi_{\max}} = \frac{m_x}{\xi_{\max}}, \quad (1.35)$$

Смена значений -1 и $+1$, которые принимает результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z(t)$, происходит строго последовательно во времени. В [49], основываясь на теории дискретно-событийного моделирования, процесс такого квантования можно рассматривать как последовательность существенных событий, наступление которых происходит в строго регламентированные моменты времени, определяемые сменой его значений. В соответствии с этим динамику изменения значений $z(t)$ на интервале времени квантования $t_0 \leq t \leq t_0 + T$ можно однозначно представить с помощью значения $z(t_0)$, соответствующего начальному моменту времени квантования t_0 , и дискретной последовательности отсчетов времени, в которые последовательно происходит смена значений -1 и $+1$.

$$\{t_i^z : i=1,2,3,\dots,(I-1)\} \in [t_0; t_0 + T]. \quad (1.36)$$

Началу и концу процедуры квантования будут соответствовать отсчеты времени $t_0^z = t_0$ и $t_I^z = t_0 + T$. На рисунке 1.1 с учетом такого представления во времени приведено графическое изображение результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования.

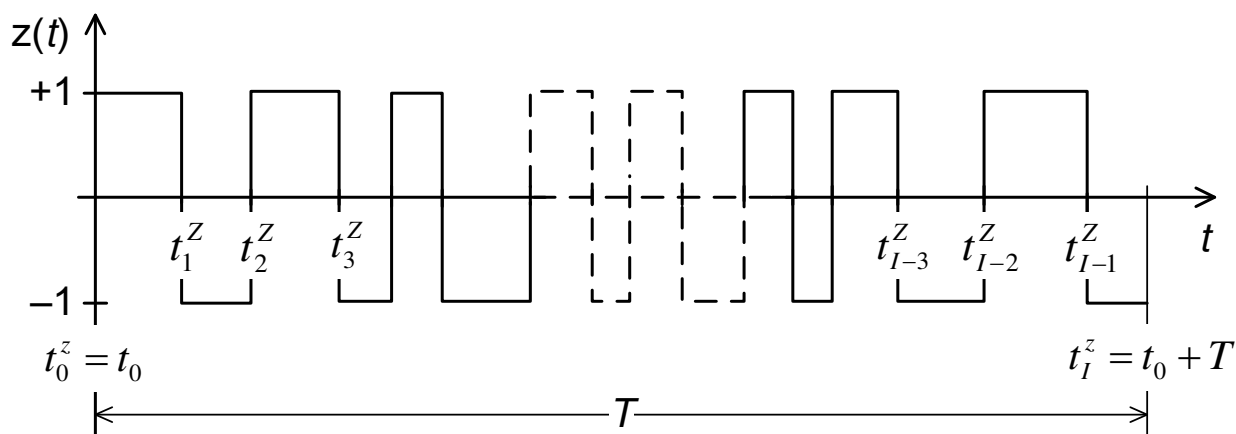


Рисунок 1.1 – Результат бинарно-знакового аналого-стохастического квантования

Вследствие дискретно-событийного представления процедуры бинарно-знакового аналого-стохастического квантования во времени его результат математически может быть записан в следующем виде:

$$z(t) = z(t_0)(-1)^i, \text{ где } t_i^Z \leq t \leq t_{i+1}^Z, \quad i = 0, 1, 2, 3, \dots, (I-1), \quad t_0^Z = t_0 \text{ и } t_I^Z = t_0 + T. \quad (1.37)$$

Моменты времени t_i^Z можно интерпретировать как нерегулярный поток существенных отсчетов времени. В свою очередь интервалы между двумя последовательными отсчетами времени $\Delta t_i^Z = t_i^Z - t_{i-1}^Z$, где $1 \leq i \leq I$, можно интерпретировать как время ожидания очередного события. Такой поток будет обладать следующими свойствами [49]:

- 1) для стационарного сигнала поток также будет стационарным и не зависит от интервала времени, на котором осуществляется квантование;
- 2) поток будет ординарным, т.к. бинарно-знаковое аналого-стохастическое квантование исключает вероятность наступления одновременно двух и более событий, соответствующих смене текущих значений его результата;
- 3) при известном законе распределения рандомизирующего вспомогательного сигнала $\xi(t)$ последствие потока будет полностью зависеть только от вероятностных характеристик исследуемого сигнала.

Данные свойства говорят о том, что поток отсчетов времени t_i^Z является носителем информации о пространственно-временных характеристиках исследуемого сигнала.

Особенностью практической реализации процедуры бинарно-знакового аналого-стохастического квантования, является применение генератора рандомизирующего вспомогательного сигнала $\xi(t)$. Для воспроизведения сигнала $\xi(t)$ могут быть использованы как аналоговые, так и цифро-аналоговые схемотехнические решения. В случае применения аналоговых генераторов может наблюдаться нестабильность параметров воспроизведения шумового рандомизирующего сигнала с заданным законом распределения. Это может происходить при изменении питающего напряжения или температуры внеш-

ней среды. Данный недостаток позволяют устранить цифро-аналоговые генераторы шума. В этих устройствах в качестве исходного источника шума используется генератор последовательности псевдослучайных чисел. В этом случае основным критерием случайности будет длина периода такой последовательности. Следовательно, в процессе квантования необходимо максимизировать длину периода.

С целью упрощения процедуры генерирования рандомизирующего сигнала $\xi(t)$ в качестве такового допускается использовать линейно изменяющийся в пределах диапазона квантования $\Delta X_{кв}$ периодический сигнал. Здесь элемент рандомизирования обеспечивается произвольным моментом времени t_0 начала процедуры квантования, что эквивалентно заданию периодического сигнала $\xi(t)$ со случайной начальной фазой ϕ_ξ равномерно распределенной в пределах периода его следования T_ξ . Сам период следования T_ξ такого сигнала должен выбираться с учетом верхней граничной частоты f_{sup} в спектре анализируемого сигнала и удовлетворять условию:

$$T_\xi \leq 1/\Delta F, \text{ где } \Delta F = kf_{sup} \text{ и } k \geq 2. \quad (1.38)$$

В частности, в качестве $\xi(t)$ может быть применен пилообразный сигнал, который в пределах периода его следования T_ξ имеет вид:

$$\xi(t) = \xi_{max} \left(\frac{2}{T_\xi} (t - nT_\xi) - 1 \right), \quad nT_\xi < t \leq (n+1)T_\xi, \quad n = 0, 1, 2, 3, \dots \quad (1.39)$$

В [61] приводятся результаты исследований, которые показывают, что распределение вероятностей мгновенных значений такого пилообразного сигнала практически является равномерным.

На практике формирование числовых оценок моментов времени t_i^z сводится к получению их цифрового кода. Согласно классическому подходу к цифровому представлению интервалов времени для t_i^z будем иметь эквивалентные им целочисленные отсчеты [62]:

$$\eta_i^z = \text{int} [t_i^z / \Delta t], \quad (1.40)$$

где $\text{int} [t_i^z / \Delta t]$ – целая часть числа $t_i^z / \Delta t$; Δt – период следования счетных импульсов образцовой частоты.

В результате получаем множество целых чисел $\{\eta_i^z : i=1,2,3,\dots,I\}$, которые в дальнейшем подвергаются цифровой обработке. При этом продолжительность времени анализа равна $\eta_T^z = N = \text{int} [T/\Delta t]$.

Выбор значения периода следования счетных импульсов Δt осуществляется в зависимости от длительности минимально возможного интервала времени $\Delta t_i^z = t_i^z - t_{i-1}^z$ и должен обеспечивать выполнение требования:

$$\Delta t \leq \delta_c \times \min \{ \Delta t_i^z = t_i^z - t_{i-1}^z : i=1,2,3,\dots,(I-1) \}, \quad (1.41)$$

δ_c – определяет в относительных единицах необходимую точность (степень близости) результата η_i^z числового представления значений отсчетов t_i^z .

Для выполнения условия (1.41) значение δ_c выбирается исходя из априорных сведений о динамических и частотных характеристиках исследуемого сигнала. Квантование сигнала с верхней граничной частотой в его спектре f_{sup} следует осуществлять с учетом выполнения условия $\Delta t \leq \delta_c / f_{\text{sup}}$. В случае применения в качестве вспомогательного сигнала $\xi(t)$ линейно изменяющегося периодического сигнала с периодом следования T_ξ , в частности пилообразного сигнала (1.39), должно выполняться условие $\Delta t \leq \delta_c T_\xi$.

Таким образом, бинарно-знаковое аналого-стохастическое квантование позволяет упростить процедуру преобразования непрерывного сигнала в дискретную форму. Дискретно-событийная модель процедуры такого квантования приводит к тому, что в процессе цифрового представления его результата достаточно знать только одно значение в начальный момент времени квантования и отсчеты времени, в которое происходит последовательная сменой текущих значений. При этом полностью сохраняется информацию о

пространственно-временных характеристиках анализируемого сигнала. С технической точки зрения реализация процедуры бинарно-знаковое аналого-стохастического квантования не представляет особой сложности.

1.4 Выводы и основные результаты по разделу:

1) Основными операциями цифровых алгоритмов вычисления оценок СПМ периодограммным и коррелограммным методами являются операции умножения, которые являются определяющими при оценке сложности и времени выполнения этих алгоритмов. Отсюда следует, что практическое решение задачи по снижению вычислительной сложности алгоритмов оценивания СПМ периодограммным и коррелограммным методами должно быть направлено на снижение их мультипликативной сложности;

2) В процессе цифровой обработке сигналов аналого-цифровое преобразование является обязательной процедурой при подготовке исходных данных. Используемый вид аналого-цифрового преобразования определяет характер последующей цифровой обработки сигналов. В соответствии с этим следует рассматривать аналого-цифровое преобразование как первичный этап преобразования сигналов в дискретную форму, обеспечивающее рациональное соотношение между точностью цифрового представления сигналов и сложностью вычислительных процедур. Это позволит разработать высокопроизводительное математическое и на его основе алгоритмическое обеспечение для оценки СПМ в дискретном виде;

3) Применение бинарно-знакового аналого-стохастического квантования упрощает процедуру преобразования непрерывного сигнала в дискретную форму. При этом сохраняется информация о его пространственно-временных характеристиках. Применение случайных вспомогательных рандомизирующих сигналов позволяет осуществлять предельно грубое двухуровневое квантование сигналов без систематической погрешности. Разработка на основе данного вида квантования цифровых алгоритмов обеспечивает высокую сходимость результатов вычисления статистических оценок.

2 ОЦЕНИВАНИЕ СПМ ПЕРИОДОГРАММНЫМ МЕТОДОМ С ПРИМЕНЕНИЕМ БИНАРНО-ЗНАКОВОГО АНАЛОГО-СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ СИГНАЛОВ

2.1 Математическое обеспечение вычисления периодограммной оценки СПМ на основе дискретно-событийного представления бинарно-знакового аналого-стохастического квантования

Вычисление периодограммной и модифицированной периодограммной оценки СПМ можно рассматривать как частные случаи более общего подхода оценивания СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм. Действительно, если в процессе спектрального анализа обработке подвергается реализация сигнала без ее сегментирования, что эквивалентно обработке одного сегмента, и при этом для сглаживания спектральной оценки не используется оконная функция специального вида, что эквивалентно применению прямоугольного (равномерного) окна, то получаем простую периодограммную оценку СПМ. Если обработка реализации сигнала осуществляется без ее сегментирования, но с применением какой-либо специальной оконной функции, то уже будем иметь модифицированную периодограммную оценку СПМ. Принимая всё это во внимание, в рамках периодограммного метода спектрального анализа рассмотрим обобщенную задачу разработки математического и алгоритмического обеспечения для оценивания СПМ сигнала методом усредненных модифицированных периодограмм.

Согласно методу усредненных модифицированных периодограмм, в процессе вычисления оценки СПМ обработке подвергается псевдоансамбль сегментов реализации сигнала. В общем случае сегменты могут перекрываться. С учетом этого рассмотрим псевдоансамбль, который получен путем сегментирования результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z(t)$ центрированной реализации $\overset{\circ}{x}(t)$ сигнала $X(t)$ на интервале

времени его анализа T_A . В качестве примера на рисунке 2.1 приведено графическое изображение результата такого сегментирования [115, 134].

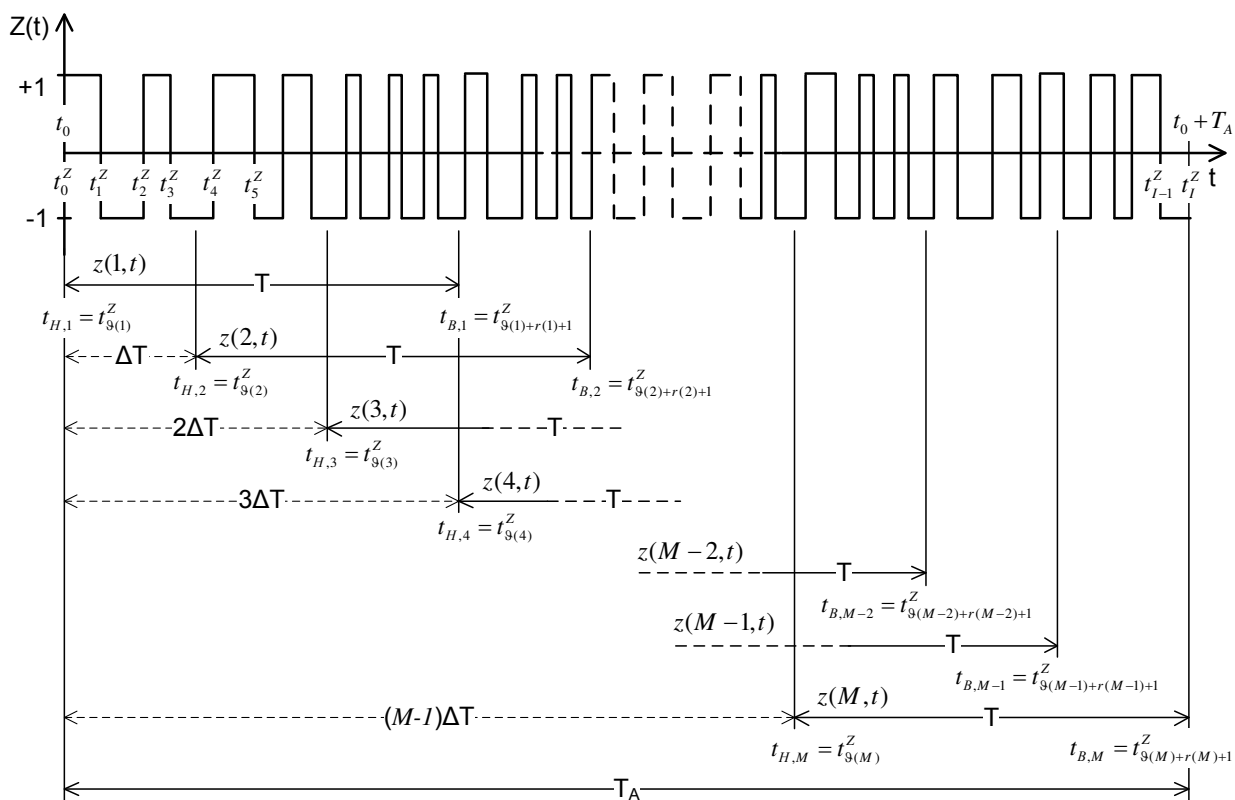


Рисунок 2.1 – Псевдоансамбль сегментов результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования

Представленный на рисунке 2.1 псевдоансамбль состоит из M сегментов длительностью T каждый. Смещение этих сегментов друг относительно друга во времени равно ΔT . Для m -ого сегмента будем иметь:

$$z(m,t) = z(t_0 + t + (m-1)\Delta T), \quad 0 \leq t \leq T \text{ и } 1 \leq m \leq M. \quad (2.1)$$

Выборочная модифицированная периодограммная оценка СПМ m -ого сегмента $z(m,t)$ будет иметь вид:

$$\hat{S}_{xx}(m, f, T) = \frac{\xi_{\max}^2}{TU} |\hat{S}_{zz}(m, f, T)|^2. \quad (2.2)$$

где

$$\hat{S}_{zz}(m, f, T) = \int_0^T z(m, t) w(t) \exp(-j2\pi ft) dt . \quad (2.3)$$

Усредненная модифицированная периодограммная оценка СПМ анализируемого сигнала $X(t)$ будет равна:

$$\hat{S}_{xx}(f) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M \hat{S}_{xx}(m, f, T) . \quad (2.4)$$

Представим комплексную функцию $\hat{S}_{zz}(m, f, T)$ как сумму действительной и мнимой частей:

$$\hat{S}_{zz}(m, f, T) = \text{Re}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)] - j \text{Im}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)] , \quad (2.5)$$

где

$$\text{Re}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)] = \int_0^T z(m, t) w(t) \cos 2\pi ft dt , \quad (2.6)$$

$$\text{Im}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)] = \int_0^T z(m, t) w(t) \sin 2\pi ft dt . \quad (2.7)$$

Тогда получаем:

$$\hat{S}_{xx}(m, f, T) = \frac{\xi_{\max}^2}{TU} \left((\text{Re}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)])^2 + (\text{Im}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)])^2 \right) . \quad (2.8)$$

Введем в рассмотрение функции:

$$w_{\cos}(t, f) = w(t) \cos 2\pi ft , \quad (2.9)$$

$$w_{\sin}(t, f) = w(t) \sin 2\pi ft . \quad (2.10)$$

С учетом функций (2.9) и (2.10) будем иметь:

$$\text{Re}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)] = \int_0^T z(m, t) w_{\cos}(t, f) dt , \quad (2.11)$$

$$\text{Im}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)] = \int_0^T z(m, t) w_{\sin}(t, f) dt . \quad (2.12)$$

Нижней и верхней границам m -ого сегмента $z(m, t)$ псевдоансамбля, будут соответствовать моменты времени:

$$t_{H,m} = t_0 + (m-1)\Delta T, \quad (2.13)$$

$$t_{B,m} = t_0 + (m-1)\Delta T + T. \quad (2.14)$$

Отметим, что если длительность сегментов T будет кратна их смещению ΔT , т.е. $T = L\Delta T$, где L целое число, то $t_{B,m} = t_{H,m+L}$ для $1 \leq m \leq M-L$. Например, для сегментов псевдоансамбля на рисунке 2.1 $L = 3$.

Принимая во внимание (2.13) и (2.14), с учетом (2.1) получаем:

$$\operatorname{Re}[\hat{S}_{ZZ}(m, f, T)] = \int_{t_{H,m}}^{t_{B,m}} z(t) w_{\cos}(t - t_{H,m}, f) dt, \quad (2.15)$$

$$\operatorname{Im}[\hat{S}_{ZZ}(m, f, T)] = \int_{t_{H,m}}^{t_{B,m}} z(t) w_{\sin}(t - t_{H,m}, f) dt. \quad (2.16)$$

Согласно принятому дискретно-событийному подходу к представлению во времени результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования на интервале времени анализа сигнала T_A для $z(t)$ будем иметь множество отсчетов моментов времени $\{t_i^Z : i = 1, 2, 3, \dots, (I-1)\}$, в которые происходит смена его значений [49]. Исходя из этого, каждый сегмент $z(m, t)$ можно рассматривать как подмножество отсчетов моментов времени t_i^Z , принадлежащих множеству $\{t_i^Z : i = 1, 2, 3, \dots, (I-1)\}$ и соответствующих интервалу времени $t_{H,m} \leq t \leq t_{B,m}$, в пределах которого определен данный сегмент.

Для границ интервала времени $t_{H,m} \leq t \leq t_{B,m}$ введем обозначения:

$$t_{H,m} = t_{\vartheta(m)}^Z, \quad t_{B,m} = t_{\vartheta(m)+r(m)+1}^Z. \quad (2.17)$$

В (2.17) индексы $\vartheta(m)$ и $r(m)$ являются целыми числами. Такие обозначения этих индексов показывает их зависимость от номера сегмента. Для сегмента $z(m, t)$ будем иметь подмножество отсчетов времени:

$$\{t_{\vartheta(m)+1}^Z, t_{\vartheta(m)+2}^Z, \dots, t_{\vartheta(m)+j}^Z, \dots, t_{\vartheta(m)+r(m)}^Z\} \in [t_{\vartheta(m)}^Z = t_{H,m}; t_{\vartheta(m)+r(m)+1}^Z = t_{B,m}]. \quad (2.18)$$

Ввиду последовательной смены значений результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования для каждого сегмента $z(m, t)$ достаточно знать только одно его значение $z(t_{H,m})$. Это значение при известном начальном значении $z(t_0)$ может быть достаточно легко определено:

$$z(t_{H,m}) = \begin{cases} z(t_0), & \text{если } \vartheta(m) \text{ четное;} \\ -z(t_0), & \text{если } \vartheta(m) \text{ нечетное.} \end{cases} \quad (2.19)$$

С учетом (2.18) интегралы по переменной t в (2.15) и (2.16) запишем в виде суммы интегралов:

$$\operatorname{Re}[\hat{S}_{ZZ}(m, f, T)] = z(t_{H,m}) \sum_{j=0}^{r(m)} (-1)^j \int_{t_{\vartheta(m)+j}^Z}^{t_{\vartheta(m)+j+1}^Z} w_{\cos}(t - t_{H,m}, f) dt, \quad (2.20)$$

$$\operatorname{Im}[\hat{S}_{ZZ}(m, f, T)] = z(t_{H,m}) \sum_{j=0}^{r(m)} (-1)^j \int_{t_{\vartheta(m)+j}^Z}^{t_{\vartheta(m)+j+1}^Z} w_{\sin}(t - t_{H,m}, f) dt. \quad (2.21)$$

Из (2.20) и (2.21) следует, что дальнейшее вычисление $\operatorname{Re}[\hat{S}_{ZZ}(m, f, T)]$ и $\operatorname{Im}[\hat{S}_{ZZ}(m, f, T)]$ свелось к вычислению интегралов по переменной t от функций $w_{\cos}(t - t_{H,m}, f)$ и $w_{\sin}(t - t_{H,m}, f)$. Для вычисления этих интегралов обратимся к теореме о непрерывности функции. Если две функции одного и того же аргумента определены на одном и том же интервале изменения их аргумента и обе являются непрерывными, то будет непрерывной на том же самом интервале и функция, определяемая их произведением. Если функция является непрерывной на некотором интервале изменения ее аргумента, то она интегрируема на этом интервале [63]. По своему определению оконная функция $w(t)$ является непрерывной и детерминированной функцией времени на интервале времени, в пределах которого осуществляется обработка реализации сигнала в процессе получения оценки СПМ. Функции $\cos 2\pi ft$ и $\sin 2\pi ft$ также являются непрерывными детерминированными функциями времени на этом же интервале времени. В соответствии с этим из (2.9) и (2.10) согласно теореме о непрерывности функции следует, что в пределах интервала време-

ни обработки $t_{H,m} \leq t \leq t_{B,m}$ любого m -ого сегмента функции $w_{\cos}(t, f)$ и $w_{\sin}(t, f)$ также будут непрерывными и детерминированными функциями времени на этом же интервале времени. Это позволяет говорить о том, что существуют такие непрерывные функции времени $W_{\cos}(t, f)$ и $W_{\sin}(t, f)$, для которых на любом интервале времени $t_{H,m} \leq t \leq t_{B,m}$ выполняется условие дифференцируемости, т.е. они имеют производные по переменной t в любой точке этого интервала. Эти функции являются первообразными для функций $w_{\cos}(t, f)$ и $w_{\sin}(t, f)$. Таким образом, будут справедливы равенства [63]:

$$dW_{\cos}(t, f) = w_{\cos}(t, f)dt, \quad (2.22)$$

$$dW_{\sin}(t, 2\pi f) = w_{\sin}(t, f)dt. \quad (2.23)$$

Из (2.22) и (2.23) следует:

$$\int w_{\cos}(t, f)dt = \int dW_{\cos}(t, f) = W_{\cos}(t, f), \quad (2.24)$$

$$\int w_{\sin}(t, f)dt = \int dW_{\sin}(t, f) = W_{\sin}(t, f). \quad (2.25)$$

Тогда интегралы в (2.20) и (2.21) по переменной t вычисляются аналитически. После их вычисления получаем:

$$\operatorname{Re}[\hat{S}_{ZZ}(m, f, T)] = z(t_{H,m})(A_{\operatorname{Re}}(m, f) - 2B_{\operatorname{Re}}(m, f)), \quad (2.26)$$

$$\operatorname{Im}[\hat{S}_{ZZ}(m, f, T)] = z(t_{H,m})(A_{\operatorname{Im}}(m, f) - 2B_{\operatorname{Im}}(m, f)), \quad (2.27)$$

где

$$A_{\operatorname{Re}}(m, f) = (-1)^{r(m)}W_{\cos}(T, f) - W_{\cos}(0, f), \quad (2.28)$$

$$A_{\operatorname{Im}}(m, f) = (-1)^{r(m)}W_{\sin}(T, f) - W_{\sin}(0, f), \quad (2.29)$$

$$B_{\operatorname{Re}}(m, f) = \sum_{j=1}^{r(m)} (-1)^j W_{\cos}(t_{j,m}, f), \quad (2.30)$$

$$B_{\text{Im}}(m, f) = \sum_{j=1}^{r(m)} (-1)^j W_{\text{sin}}(t_{j,m}, f), \quad (2.31)$$

$$t_{j,m} = t_{9(m)+j}^Z - t_{H,m} \quad (2.32)$$

Отметим, что $A_{\text{Re}}(m, f)$ и $A_{\text{Im}}(m, f)$ не зависят от номера сегмента и их значения остаются постоянными для любого сегмента $z(m, t)$.

Соотношения (2.4), (2.8), (2.26) – (2.32) с учетом последовательности их выполнения обеспечивают вычисление оценок СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм [64].

Вследствие введения в метрологическую практику концепции неопределенности измерения показателями потенциально достижимой точности, которую может обеспечить методика измерения, являются систематическая и случайная составляющие погрешности результата оценки значения интересующей величины. При этом согласно этой концепции единым подходом, позволяющим охарактеризовать качество результата методики измерения, является единый математически строгий вероятностно-статистический подход оценивания систематической и случайной составляющих погрешности. Систематическая составляющая погрешности проявляется в возможном смещении оценки значения измеряемой величины от его истинного значения, и ее характеризуют как математическое ожидание оценки измеряемой величины. Случайная составляющая погрешности проявляется в статистической неопределенности результата измерений, и ее характеризуют как дисперсию оценки измеряемой величины. Результат измерения интерпретируют как сумму истинного значения и оценок систематической и случайной составляющих погрешности [65-67].

Исходя из концепции неопределенности измерения, рассмотрим вероятностно-статистические свойства выборочной модифицированной периодограммной оценки СПМ, определяемой в соответствии с (2.2). Основу этой оценки составляет вычисление оценки $\hat{S}_{zz}(m, f, T)$ согласно (2.3). В свою оче-

редь вычисление оценки $\hat{S}_{zz}(m, f, T)$ сводится к вычислению ее действительной $\text{Re}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)]$ и мнимой $\text{Im}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)]$ составляющих (2.6) и (2.7). Математические ожидания оценок (2.6) и (2.7) будут равны:

$$\mathbb{M}[\text{Re}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)]] = \int_0^T \mathbb{M}[z(m, t)]w(t) \cos 2\pi f t dt, \quad (2.33)$$

$$\mathbb{M}[\text{Im}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)]] = \int_0^T \mathbb{M}[z(m, t)]w(t) \sin 2\pi f t dt. \quad (2.34)$$

Принимая во внимание (1.35), а также то, что операции нахождения математического ожидания и интегрирования являются линейными и обладают свойством коммутативности, будем иметь:

$$\mathbb{M}[\text{Re}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)]] = \frac{1}{\xi_{\max}} \mathbb{M}\left[\int_0^T x(m, t)w(t) \cos 2\pi f t dt\right] = \frac{1}{\xi_{\max}} \mathbb{M}[\text{Re}[\hat{S}_{xx}(m, f, T)]], \quad (2.35)$$

$$\mathbb{M}[\text{Im}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)]] = \frac{1}{\xi_{\max}} \mathbb{M}\left[\int_0^T x(m, t)w(t) \sin 2\pi f t dt\right] = \frac{1}{\xi_{\max}} \mathbb{M}[\text{Im}[\hat{S}_{xx}(m, f, T)]]. \quad (2.36)$$

Соотношения (2.35) и (2.36) свидетельствуют о том, что математические ожидания оценок $\text{Re}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)]$ и $\text{Im}[\hat{S}_{zz}(m, f, T)]$ с точностью до постоянного множителя $1/\xi_{\max}$ совпадают с математическими ожиданиями оценок $\text{Re}[\hat{S}_{xx}(m, f, T)]$ и $\text{Im}[\hat{S}_{xx}(m, f, T)]$, которые вычисляются в случае классической оценки СПМ методом модифицированных периодограмм в процессе непосредственной обработки реализации анализируемого сигнала. Для того чтобы исключить влияние постоянного множителя $1/\xi_{\max}$ на неопределенность результата выборочной модифицированной периодограммной оценки СПМ, когда в процессе ее вычисления обработке подвергается результат бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z(t)$ реализации анализируемого сигнала, в соотношении (2.2) используется постоянный множитель ξ_{\max}^2 . В результате этого будем иметь:

$$M[\hat{S}_{xx}(m, f, T)] = \frac{\xi_{\max}^2}{TU} M[|\hat{S}_{zz}(m, f, T)|^2] = \frac{1}{TU} M[|X(m, f, T)|^2]. \quad (2.37)$$

Получаем, что оценка СПМ m -ого сегмента $z(m, t)$, определяемая соотношением (2.2), а, следовательно, и усредненная модифицированная периодограммная оценка СПМ (2.4) не содержат дополнительных систематических составляющих погрешности по сравнению с аналогичной оценкой СПМ в случае непосредственной обработки реализации сигнала. Исходя из этого и принимая за основу результаты, полученные в [36, 47, 68], с учётом того, что СПМ в пределах изменения функции спектрального окна $W(f - g)$, представляющей собой преобразование Фурье оконной функции $w(t)$, практически остается постоянной, имеем:

$$M[\hat{S}_{xx}(f)] \approx S_{xx}(f) \int_{-\infty}^{+\infty} W(g) dg = S_{xx}(f). \quad (2.38)$$

В (2.38) учтено выполнение условия нормировки $\int_{-\infty}^{+\infty} W(g) dg = 1$. Получаем, что при достаточно узком спектральном окне $W(f)$ смещением оценки $\hat{S}_{xx}(m, f, T)$ можно пренебречь.

Принимая во внимание равенства (2.37) получаем, что дисперсия оценки СПМ m -ого сегмента $z(m, t)$ (2.2) будет соответствовать дисперсии классической модифицированной периодограммной оценки СПМ. В [36, 47, 68] показано, что дисперсия такой периодограммой оценки СПМ приблизительно равна квадрату самой оцениваемой СПМ, т.е. $D[\hat{S}_{xx}(f)] \approx S_{xx}^2(f)$. В результате усреднения оценок СПМ дисперсия будет обратно пропорциональна числу сегментов, по которым они вычисляются, и будет стремиться к нулю с его увеличением. Таким образом, для оценки СПМ (2.4) будем иметь:

$$D[\hat{S}_{xx}(f)] = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M D[\hat{S}_{xx}(m, f, T)] = \frac{1}{M} \left(\frac{\xi_{\max}^2}{TU} \right) \sum_{m=1}^M D[|\hat{S}_{zz}(m, f, T)|^2] \approx \frac{S_{xx}^2(f)}{M}. \quad (2.39)$$

В дискретном виде вычисление оценок СПМ (2.4) будет осуществляться на частотах f_k в пределах заданного частотного диапазона. При этом в ходе обработки реализации сигнала длительностью T , а в случае метода усредненных модифицированных периодограмм эту длительность будет иметь каждый из сегментов $z(m,t)$, максимально возможное разрешение по частоте вычисляемых оценок СПМ будет равно $\Delta f = 1/T$, и частоты f_k должны быть кратными этому значению. Примем во внимание также то, что в процессе цифровой обработки сегментов $z(m,t)$ необходимо перейти к числовым значениям длительностей интервалов времени T_A , T , ΔT , а также отсчетов моментов времени t_i^Z . Тогда согласно (1.40) получаем:

$$T_A = \Delta t N_A, \Delta T = \Delta t \Delta N, T = \Delta t N, \Delta f = 1/\Delta t N, f_k = k \Delta f. \quad (2.40)$$

$$\{t_i^Z = \Delta t \eta_i^Z : i = 0, 1, 2, 3, \dots, I\}, \text{ где } \eta_0^Z = \eta_0 \text{ и } \eta_I^Z = \eta_0 + N_A. \quad (2.41)$$

Для каждого сегмента $z(m,t)$ будем иметь:

$$\eta_{H,m} = \eta_0 + (m-1)\Delta N = \eta_{\vartheta(m)}^Z, \quad (2.42)$$

$$\eta_{B,m} = \eta_0 + (m-1)\Delta N + N = \eta_{\vartheta(m)+r(m)+1}^Z, \quad (2.43)$$

$$\{\eta_{\vartheta(m)+1}^Z, \eta_{\vartheta(m)+2}^Z, \dots, \eta_{\vartheta(m)+j}^Z, \dots, \eta_{\vartheta(m)+r(m)}^Z\} \in [\eta_{H,m}; \eta_{B,m}], \quad (2.44)$$

$$\eta_{j,m} = \eta_{\vartheta(m)+j}^Z - \eta_{H,m}. \quad (2.45)$$

С учетом (2.40) – (2.45) соотношения (2.4), (2.8), (2.26) – (2.32) позволяет вычислять усредненные модифицированные периодограммные оценки СПМ в цифровом виде. Как следует из (2.26) – (2.32), вычислительной особенностью практической реализации этих соотношений является то, что основу их выполнения составляют логические операции и простые арифметические операции, связанных с вычислением сумм $B_{\text{Re}}(m, f)$ и $B_{\text{Im}}(m, f)$, определяемых соотношениями (2.30) и (2.31). Вычисление этих сумм требует вы-

полнять по $r(m)$ операций суммирования с соответствующим знаком дискретных значений функций $W_{\cos}(t_{j,m}, f)$ и $W_{\sin}(t_{j,m}, f)$. С учётом этого вычисление квадрата модуля $|\hat{S}_{ZZ}(m, f, T)|^2$, а следовательно и оценки СПМ m -ого сегмента (2.2), ориентировочно связано с выполнением $(2r(m)+1)$ операций суммирования и двух операций умножения. Исходя из этого при вычислении усредненной оценки СПМ (2.4) выполняются $N_{Sum} = (2r(m)+1)M$ операций суммирования и $N_{Mult} = 2M$ операций умножения. Это приводит к тому, что при вычислении K таких оценок СПМ на дискретных частотах f_k необходимо осуществлять $N_{\Sigma Sum} = (2r(m)+1)KM$ операций суммирования и всего $N_{\Sigma Mult} = 2KM$ операций умножения.

Отметим, что функции $W_{\cos}(t, f)$ и $W_{\sin}(t, f)$ являются результатом аналитического вычисления косинус- и синус-интегральных преобразований от оконных функций $w(t)$, вид которых известен. Вследствие этого вид функций $W_{\cos}(t, f)$ и $W_{\sin}(t, f)$ так же известен и определяется исключительно видом применяемых оконных функций $w(t)$ [17, 53-55].

Особо следует отметить то обстоятельство, что аналитическое вычисление интегральных преобразований исключает методическую погрешность, вызванную выполнением этих операций в дискретном виде и свойственную классическим алгоритмам периодограммной оценки СПМ.

2.2 Функции $W_{\cos}(t, f)$ и $W_{\sin}(t, f)$ для наиболее применяемых классических оконных функций $w(t)$ и их представление в дискретной временной области

В своей основе вычисление усредненной модифицированной периодограммной оценки СПМ (2.4) осуществляется с применением оконных функций $w(t)$. Особенность математических соотношений, полученных в подразделе 2.1 для вычисления этой оценки, заключается в том, что они сводятся к

дискретной обработке непрерывных функций $W_{\cos}(t, f)$ и $W_{\sin}(t, f)$, которые по своей сути являются интегральными косинус- и синус-преобразованиями оконных функций $w(t)$. Такой результат стал следствием применения в качестве первичного преобразования реализации сигнала бинарно-знакового аналого-стохастического квантования. Дискретно-событийная модель представления во времени результата данного вида квантования позволила аналитически осуществить вычисление интегральных преобразований по переменной времени в (2.20) и (2.21) от функций $w_{\cos}(t, f)$ и $w_{\sin}(t, f)$, которые определяются соотношениями (2.9) и (2.10).

Очевидно, что практическая реализация вычислительных процедур согласно (2.26) – (2.32) будет определяться видом применяемой оконной функции $w(t)$. Однако следует иметь в виду, что ни одна оконная функция не является универсальной и не может удовлетворить всем требованиям проведения спектрального анализа. В каждом конкретном случае ее следует выбирать исходя из требований пользователя и с учетом условий, в которых приходится осуществлять цифровую обработку сигналов. Подробное исследование характеристик и сравнение оконных функций рассмотрено в [17, 53-55]. Отметим только то, что при выборе оконной функции $w(t)$ следует принимать во внимание следующие основные факторы: разрешение по частоте, стабильность спектрального оценивания по различным сегментам, утечку из-за боковых лепестков. В данном подразделе для лучшего понимания организации вычислительных процедур (2.26) – (2.32) рассмотрим функции $W_{\cos}(t, f)$ и $W_{\sin}(t, f)$ для прямоугольного, а также для наиболее известных классических оконных функций $w(t)$, которые применяются на практике при спектральном анализе с целью уменьшения относительной высоты боковых лепестков по отношению к прямоугольному окну. Также для этих функций рассмотрим дискретные по времени и частоте функции $W_{\cos}(\eta_i^Z, f_k)$ и $W_{\sin}(\eta_i^Z, f_k)$.

1) Прямоугольное окно.

Прямоугольное окно также называют равномерным или естественным окном. Оно представляет собой результат прямого ограничения наблюдаемой реализации сигнала во времени и определяется следующим образом:

$$w(t) = \begin{cases} 1, & |t| \leq T; \\ 0, & |t| > T. \end{cases} \quad (2.46)$$

$$U = 1, \quad (2.47)$$

Для прямоугольного окна имеем:

$$W_{\cos}(t, f) = \frac{\sin 2\pi ft}{2\pi f}, \quad (2.48)$$

$$W_{\cos}(\eta_i^z, f_k) = \frac{1}{2\pi k \Delta f} \sin \frac{2\pi k}{N} \eta_i^z, \quad (2.49)$$

$$W_{\sin}(t, f) = -\frac{\cos 2\pi ft}{2\pi f}, \quad (2.50)$$

$$W_{\sin}(\eta_i^z, f_k) = -\frac{1}{2\pi k \Delta f} \cos \frac{2\pi k}{N} \eta_i^z. \quad (2.51)$$

2) Треугольное (Бартлетта) окно.

Треугольное окно получается путем линейной свертки двух прямоугольных окон для $T/2$. Во временной области оно задается функцией:

$$w(t) = \begin{cases} 1 - \frac{|t|}{T}, & |t| \leq T; \\ 0, & |t| > T. \end{cases} \quad (2.52)$$

$$U = 1/3. \quad (2.53)$$

Для треугольного (Бартлетта) окна имеем:

$$W_{\cos}(t, f) = \left(1 - \frac{t}{T}\right) \frac{\sin 2\pi ft}{2\pi f} - \frac{1}{T} \frac{\cos 2\pi ft}{(2\pi f)^2}, \quad (2.54)$$

$$W_{\cos}(\eta_i^Z, f_k) = \frac{1}{2\pi k \Delta f} \left(\left(1 - \frac{\eta_i^Z}{N} \right) \sin \frac{2\pi k}{N} \eta_i^Z - \frac{1}{2\pi k} \cos \frac{2\pi k}{N} \eta_i^Z \right), \quad (2.55)$$

$$W_{\sin}(t, f) = - \left(1 - \frac{t}{T} \right) \frac{\cos 2\pi f t}{2\pi f} - \frac{1}{T} \frac{\sin 2\pi f t}{(2\pi f)^2}, \quad (2.56)$$

$$W_{\sin}(\eta_i^Z, f_k) = - \frac{1}{2\pi k \Delta f} \left(\left(1 - \frac{\eta_i^Z}{N} \right) \cos \frac{2\pi k}{N} \eta_i^Z + \frac{1}{2\pi k} \sin \frac{2\pi k}{N} \eta_i^Z \right). \quad (2.57)$$

3) Косинусное окно.

Функция времени этого окна определяется половиной периода косинусоидальной функции:

$$w(t) = \begin{cases} \cos \frac{\pi t}{2T}, & |t| \leq T; \\ 0, & |t| > T. \end{cases} \quad (2.58)$$

$$U = 1/2. \quad (2.59)$$

Для косинусного окна имеем:

$$W_{\cos}(t, f) = \frac{\sin 0,5\pi(4f - \Delta f)t}{\pi(4f - \Delta f)} + \frac{\sin 0,5\pi(4f + \Delta f)t}{\pi(4f + \Delta f)}, \quad (2.60)$$

$$W_{\cos}(\eta_i^Z, f_k) = \frac{1}{\pi \Delta f} \left(\frac{\sin \frac{\pi(4k-1)}{2N} \eta_i^Z}{4k-1} + \frac{\sin \frac{\pi(4k+1)}{2N} \eta_i^Z}{4k+1} \right), \quad (2.61)$$

$$W_{\sin}(t, f) = - \frac{\cos 0,5\pi(4f - \Delta f)t}{\pi(4f - \Delta f)} - \frac{\cos 0,5\pi(4f + \Delta f)t}{\pi(4f + \Delta f)}, \quad (2.62)$$

$$W_{\sin}(\eta_i^Z, f_k) = - \frac{1}{\pi \Delta f} \left(\frac{\cos \frac{\pi(4k-1)}{2N} \eta_i^Z}{4k-1} + \frac{\cos \frac{\pi(4k+1)}{2N} \eta_i^Z}{4k+1} \right). \quad (2.63)$$

4) Сумма-косинусное окно.

Это окно является суммой двух косинусоидальных функций:

$$w(t) = \begin{cases} \sum_{n=1}^2 a_n \cos \frac{(2n-1)\pi t}{2T} = a_1 \cos \frac{\pi t}{2T} + a_2 \cos \frac{3\pi t}{2T}, & |t| \leq T; \\ 0, & |t| > T. \end{cases} \quad (2.64)$$

$$a_1 = (1 - 2b), \quad a_2 = 2b, \quad b = \text{Const}.$$

$$U = \frac{1}{2}(a_1^2 + a_2^2) = \frac{1}{2}(1 - 4b + 8b^2). \quad (2.65)$$

Для суммы-косинусного окна имеем:

$$W_{\cos}(t, f) = \frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^2 a_n \left(\frac{\sin 0,5\pi(4f - (2n-1)\Delta f)t}{4f - (2n-1)\Delta f} + \frac{\sin 0,5\pi(4f + (2n-1)\Delta f)t}{4f + (2n-1)\Delta f} \right), \quad (2.66)$$

$$W_{\cos}(\eta_i^z, f_k) = \frac{1}{\pi\Delta f} \sum_{n=1}^2 a_n \left(\frac{\sin \frac{\pi(4k - (2n-1))}{2N} \eta_i^z}{4k - (2n-1)} + \frac{\sin \frac{\pi(4k + (2n-1))}{2N} \eta_i^z}{4k + (2n-1)} \right), \quad (2.67)$$

$$W_{\sin}(t, f) = -\frac{1}{\pi} \sum_{n=1}^2 a_n \left(\frac{\cos 0,5\pi(4f - (2n-1)\Delta f)t}{4f - (2n-1)\Delta f} + \frac{\cos 0,5\pi(4f + (2n-1)\Delta f)t}{4f + (2n-1)\Delta f} \right), \quad (2.68)$$

$$W_{\sin}(\eta_i^z, f_k) = -\frac{1}{\pi\Delta f} \sum_{n=1}^2 a_n \left(\frac{\cos \frac{\pi(4k - (2n-1))}{2N} \eta_i^z}{4k - (2n-1)} + \frac{\cos \frac{\pi(4k + (2n-1))}{2N} \eta_i^z}{4k + (2n-1)} \right). \quad (2.69)$$

5) Окна Хана, Хэмминга, Блэкмана и Наттолла.

Окна данного семейства представляют собой частные случаи временной функции:

$$w(t) = \begin{cases} a_0 + \sum_{n=1}^p a_n \cos \frac{n\pi t}{T}, & |t| \leq T; \\ 0, & |t| > T. \end{cases} \quad (2.70)$$

В таблице 2.1 для этих окон приведены значения коэффициентов a_n .

Таблица 2.1 – Значения коэффициентов окон Хана, Хэмминга, Блэкмана и Наттолла

Окно	P	a_0	a_1	a_2	a_3
Хана	1	0,5	0,5	–	–
Хэмминга	1	0,54	0,46	–	–
Блэкмана	2	0,42	0,5	0,08	–
Наттолла	3	0,3635819	0,4891775	0,1365995	0,0106411

$$U = \frac{1}{2} \sum_{n=0}^P a_n^2 \quad (2.71)$$

Для данного вида окон имеем:

$$W_{\cos}(t, f) = \frac{1}{2\pi} \sum_{n=0}^P a_n \left(\frac{\sin \pi(2f - n\Delta f)t}{2f - n\Delta f} + \frac{\sin \pi(2f + n\Delta f)t}{2f + n\Delta f} \right), \quad (2.72)$$

$$W_{\cos}(\eta_i^Z, f_k) = \frac{1}{2\pi\Delta f} \sum_{n=0}^P a_n \left(\frac{\sin \pi \frac{2k-n}{N} \eta_i^Z}{2k-n} + \frac{\sin \pi \frac{2k+n}{N} \eta_i^Z}{2k+n} \right), \quad (2.73)$$

$$W_{\sin}(t, f) = -\frac{1}{2\pi} \sum_{n=0}^P a_n \left(\frac{\cos \pi(2f - n\Delta f)t}{2f - n\Delta f} + \frac{\cos \pi(2f + n\Delta f)t}{2f + n\Delta f} \right), \quad (2.74)$$

$$W_{\sin}(\eta_i^Z, f_k) = -\frac{1}{2\pi\Delta f} \sum_{n=0}^P a_n \left(\frac{\cos \pi \frac{2k-n}{N} \eta_i^Z}{2k-n} + \frac{\cos \pi \frac{2k+n}{N} \eta_i^Z}{2k+n} \right) \quad (2.75)$$

2.3 Алгоритмическое обеспечение вычисления оценок СПМ периодogramмным методом

Практическая реализация математического обеспечения приводит к необходимости разработки на его основе алгоритмического обеспечения. В функциональном отношении алгоритм представляет собой конечное множество четко определенных правил, которые задают последовательность действий для выполнения конкретно поставленной задачи и гарантируют точность

и корректность получения представляющего интерес результата [69]. Алгоритмы, определяющие процедуры обработки, хранения, защиты и передачи измерительной информации, относятся к метрологически значимой части алгоритмического обеспечения ИИС и в процессе осуществления измерительных процедур устанавливают последовательность выполнения необходимых арифметических и логических операций, производимых над измерительной информацией (с учетом априорной информации) с целью определения результатов измерений [70].

В соответствии с этим важным этапом практической реализации соотношений (2.4), (2.8), (2.26) – (2.32), полученных для вычисления оценки СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм, является разработка алгоритмического обеспечения. Оно должно отражать логику организации процесса обработки данных, полученных в ходе выполнения бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $\{t_i^z : i=1,2,3,\dots,(I-1)\}$, с указанием последовательности выполнения вычислительных процедур. Данное алгоритмическое обеспечение будет представлять собой метрологически значимое и, следовательно, должно обеспечивать контроль конечного результата получения оценок СПМ.

Прежде всего, отметим тот факт, что $z^2(t) = 1$. Поэтому для любого сегмента псевдоансамбля будет выполняться равенство $z^2(t_{H,m}) = 1$. Таким образом, в данном случае при вычислении оценки СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм не требуется знать даже одного начального значения $z(t_0)$ результата выполнения бинарно-знакового аналого-стохастического квантования. С учетом этого, а также соотношений (2.40) – (2.45), согласно которым осуществляется численное представление временных интервалов и отсчетов времени t_i^z в дискретном виде, соотношение (2.8) для вычисления оценки $\hat{S}_{xx}(m, f, T)$ примет вид:

$$\hat{S}_{XX}(m, f_k, N) = \frac{\xi^2}{TU} \left((D_{\text{Re}}(m, f_k))^2 + (D_{\text{Im}}(m, f_k))^2 \right), \quad (2.76)$$

где

$$D_{\text{Re}}(m, f_k) = A_{\text{Re}}(m, f_k) - 2B_{\text{Re}}(m, f_k), \quad (2.77)$$

$$D_{\text{Im}}(m, f_k) = A_{\text{Im}}(m, f_k) - 2B_{\text{Im}}(m, f_k). \quad (2.78)$$

В (2.77) и (2.78) слагаемые $A_{\text{Re}}(m, f_k)$ и $A_{\text{Im}}(m, f_k)$ вычисляются в соответствии с (2.28) и (2.29) для $T = N\Delta t$ на частотах $f_k = kf_0$. Отметим, что для рассмотренных в подразделе 2.2 оконных функций в таблице 2.2 приведены значения $W_{\cos}(0, f_k)$, $W_{\cos}(N\Delta t, f_k)$ и $A_{\text{Re}}(m, f_k)$, а значения $W_{\sin}(0, f_k)$, $W_{\sin}(N\Delta t, f_k)$ и $A_{\text{Im}}(m, f_k)$ приведены в таблице 2.3.

Таблица 2.2 – Значения $W_{\cos}(0, f_k)$, $W_{\cos}(N, f_k)$ и $A_{\text{Re}}(m, f_k)$

Окно	$W_{\cos}(0, f_k)$	$W_{\cos}(N\Delta t, f_k)$	$A_{\text{Re}}(m, f_k)$
Прямоугольное (естественное)	0	0	0
Треугольное (Бартлетта)	$-\frac{1}{(2\pi k)^2 \Delta f}$	$-\frac{1}{(2\pi k)^2 \Delta f}$	$-\frac{(-1)^{r(m)} - 1}{(2\pi k)^2 \Delta f}$
Косинусное	0	$-\frac{1}{\pi \Delta f} \frac{2}{16k^2 - 1}$	$-\frac{(-1)^{r(m)}}{\pi \Delta f} \frac{2}{16k^2 - 1}$
Сумма-косинусное	0	$\frac{2}{\pi \Delta f} \sum_{n=1}^2 \frac{(-1)^n a_n (2n-1)}{16k^2 - (2n-1)^2}$	$\frac{2}{\pi \Delta f} \sum_{n=1}^2 \frac{(-1)^{n+r(m)} a_n (2n-1)}{16k^2 - (2n-1)^2}$
Хана, Хэмминга, Блэкмана, Наттолла	0	0	0

Таблица 2.3 – Значения $W_{\sin}(0, f_k)$, $W_{\sin}(N, f_k)$ и $A_{\text{Im}}(m, f_k)$

Окно	$W_{\sin}(0, f_k)$	$W_{\sin}(N\Delta t, f_k)$	$A_{\text{Im}}(m, f_k)$
Прямоугольное (естественное)	$-\frac{1}{2\pi k\Delta f}$	$-\frac{1}{2\pi k\Delta f}$	$-\frac{(-1)^{r(m)} - 1}{2\pi k\Delta f}$
Треугольное (Бартлетта)	$-\frac{1}{2\pi k\Delta f}$	0	$\frac{1}{2\pi k\Delta f}$
Косинусное	$-\frac{1}{\pi\Delta f} \frac{8k}{16k^2 - 1}$	0	$\frac{1}{\pi\Delta f} \frac{8k}{16k^2 - 1}$
Сумма- косинусное	$-\frac{8k}{\pi\Delta f} \sum_{n=1}^2 \frac{a_n}{16k^2 - (2n-1)^2}$	0	$\frac{8k}{\pi\Delta f} \sum_{n=1}^2 \frac{a_n}{16k^2 - (2n-1)^2}$
Хана, Хэммин- га, Блэкмана, Наттолла	$-\frac{2k}{\pi\Delta f} \sum_{n=0}^P \frac{a_n}{4k^2 - n^2}$	$-\frac{2k}{\pi\Delta f} \sum_{n=0}^P \frac{(-1)^n a_n}{4k^2 - n^2}$	$-\frac{2k}{\pi\Delta f} \sum_{n=0}^P a_n \frac{(-1)^{n+r(m)} - 1}{4k^2 - n^2}$

Отметим, что выполнение процедуры вычисления $A_{\text{Re}}(m, f_k)$ при использовании функции треугольного (Бартлетта) окна, а также процедуры вычисления $A_{\text{Im}}(m, f_k)$ при использовании функции прямоугольного (естественного) окна целесообразно осуществлять с учетом является ли значение $r(m)$ четным или нечетным. Принимая это во внимание для функции треугольного (Бартлетта) окна получаем:

$$A_{\text{Re}}(m, f_k) = -\frac{(-1)^{r(m)} - 1}{(2\pi k)^2 \Delta f} = \begin{cases} 0, & r(m) \text{ четное;} \\ \frac{1}{2(\pi k)^2 \Delta f}, & r(i) \text{ нечетное.} \end{cases} \quad (2.79)$$

Для функции прямоугольного (естественного) окна будем иметь:

$$A_{\text{Im}}(m, f_k) = -\frac{(-1)^{r(m)} - 1}{2\pi k\Delta f} = \begin{cases} 0, & r(m) \text{ четное;} \\ \frac{1}{\pi k\Delta f}, & r(i) \text{ нечетное.} \end{cases} \quad (2.80)$$

Организацию процедур вычисления $A_{\text{Im}}(m, f_k)$ при использовании оконных функций Хана, Хэмминга, Блэкмана и Наттолла также целесообразно

осуществлять в зависимости от того имеет ли $r(m)$ четное или нечетное значение. С учетом этого для этих функций в таблице 2.4. представлены соотношения для вычисления $A_{\text{Im}}(m, f_k)$.

Таблица 2.4 – $A_{\text{Im}}(m, f_k)$ для оконных функций Хана, Хэмминга, Блэкмана и Наттолла

Название окна	$r(m)$ нечетное	$r(m)$ четное
Хана	$\frac{1}{2\pi k \Delta f}$	$\frac{2k}{\pi \Delta f (4k^2 - 1)}$
Хэмминга	$\frac{0,54}{\pi k \Delta f}$	$\frac{1,84k}{\pi \Delta f (4k^2 - 1)}$
Блэкмана	$\frac{k}{\pi \Delta f} \left(\frac{0,42}{k^2} + \frac{0,08}{k^2 - 1} \right)$	$\frac{2k}{\pi \Delta f (4k^2 - 1)}$
Наттолла	$\frac{k}{\pi \Delta f} \left(\frac{a_0}{k^2} + \frac{a_2}{k^2 - 1} \right)$	$\frac{4k}{\pi \Delta f} \left(\frac{a_1}{4k^2 - 1} + \frac{a_3}{k^2 - 9} \right)$

С целью упрощения вычислительных процедур запишем $B_{\text{Re}}(m, f_k)$ в следующем виде:

$$B_{\text{Re}}(m, f_k) = C_{\text{Re}}(m, f_k) + \sum_{j=1}^{J(m)} V_{\text{Re}}(\eta_{j,m}, f_k), \quad (2.81)$$

где

$$V_{\text{Re}}(\eta_{j,m}, f_k) = W_{\cos}(\eta_{2j,m}, f_k) - W_{\cos}(\eta_{2j-1,m}, f_k), \quad (2.82)$$

$$C_{\text{Re}}(m, f_k) = \begin{cases} 0, & \text{если } r(m) \text{ четное;} \\ -W_{\cos}(\eta_{r(m),m}, f_k), & \text{если } r(m) \text{ нечетное.} \end{cases} \quad (2.83)$$

Аналогично для $B_{\text{Im}}(m, f_k)$ будем иметь:

$$B_{\text{Im}}(m, f_k) = C_{\text{Im}}(m, f_k) + \sum_{j=1}^{J(m)} V_{\text{Im}}(\eta_{j,m}, f_k), \quad (2.84)$$

$$V_{\text{Im}}(\eta_{j,m}, f_k) = W_{\sin}(\eta_{2j,m}, f_k) - W_{\sin}(\eta_{2j-1,m}, f_k), \quad (2.85)$$

$$C_{\text{Im}}(m, f_k) = \begin{cases} 0, & \text{если } r(m) \text{ четное;} \\ -W_{\sin}(\eta_{r(m),m}, f_k), & \text{если } r(m) \text{ нечетное.} \end{cases} \quad (2.86)$$

В (2.81) и (2.84) $J(m) = \text{int}[r(m)/2]$ целая часть числа $r(m)/2$.

На рисунках 2.1 – 2.4 представлены схемы алгоритмов, которые разработаны для оценивания СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм на основе процедурно-ориентированного подхода с учетом структурной декомпозиции и пошаговой детализации вычислительных процедур (2.4), (2.28), (2.29), (2.76) - (2.86). Согласно этим алгоритмам вычисление оценок СПМ $\hat{S}_{XX}(f_k)$ осуществляется на дискретных частотах $f_k = k\Delta f$, в пределах заданного диапазона частот с нижней f_{\min} и верхней f_{\max} частотами. В соответствии со структурной декомпозицией каждый блок алгоритма определяет выполнение одной из операций или процедуры общего процесса вычисления оценки СПМ. В таблице 2.5 приведены обозначения, которые используются в схемах алгоритмов, представленных на рисунках 2.1 – 2.4.

Таблица 2.5 – Обозначения в математических соотношениях (2.69)-(2.79) и на схемах алгоритмов, представленных на рисунках 2.1-2.4

Обозначения в математических соотношениях	Обозначение на схемах алгоритмов	Комментарий
$\hat{S}_{XX}(f_k)$	Sxx [fk]	Оценка СПМ на частоте $f_k = k\Delta t$
$N, \Delta N$	$N, \Delta N$	Целочисленные значения длительности и смещения сегментов
N_A	Na	Общая продолжительность времени спектрального анализа $Na = (M-1)\Delta N + N$
M, m	M, m	Число сегментов псевдоансамбля и индекс m -ого сегмента
Δt	Δt	Период следования счетных импульсов образцовой частоты
Δf	Δf	Разрешение по частоте $\Delta f = 1/(N * \Delta t)$

Обозначения в математических соотношениях	Обозначение на схемах алгоритмов	Комментарий
f_{\min}, f_{\max}	fmin, fmax	Нижняя и верхняя частоты диапазона вычисления оценок СПМ
f_k	fk	Дискретные значения частоты, на кото- рых вычисляются оценки СПМ $fk = k * \Delta f$
η_0^z	N0	Целочисленное значение времени на- чала спектрального анализа
η_I^z	Nmax	Целочисленное значение времени окончания спектрального анализа $N_{\max} = N_0 + (M-1)\Delta N + N$
η_i^z	$\eta z[i]$	Целочисленные значения отсчетов времени результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования
$\eta_{H,m}, \eta_{B,m}$	Nlow[m], Nup[m]	Целочисленные значения времени нижней и верхней границ m -ого сег- мента псевдоансамбля
$r(m)$	r[m]	Число отсчетов $\eta z[i]$ для m -ого сегмен- та псевдоансамбля
$W_{\cos}(\eta_{j,m}, f_k)$	Wcos[$\eta j m, f k$]	Первообразная для $w_{\cos}(t, f)$
$W_{\sin}(\eta_{j,m}, f_k)$	Wsin[$\eta j m, f k$]	Первообразная для $w_{\sin}(t, f)$
$A_{\text{Re}}(m, f_k), A_{\text{Im}}(m, f_k)$	ARe[m, fk], AIm[m, fk]	Вычисляются согласно (2.28) и (2.29)
$B_{\text{Re}}(m, f_k), B_{\text{Im}}(m, f_k)$	BRe[m, fk], BIm[m, fk]	Вычисляются согласно (2.78) и (2.79)
$D_{\text{Re}}(m, f_k), D_{\text{Im}}(m, f_k)$	DRe[m, fk], DIm[m, fk]	Вычисляются согласно (2.70) и (2.71)

На рисунке 2.2 представлена обобщенная схема алгоритма, который определяет последовательность выполнения вычислительных процедур обработки дискретных отсчетов результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования η_i^z и обмена промежуточными данными в ходе проведения спектрального анализа.

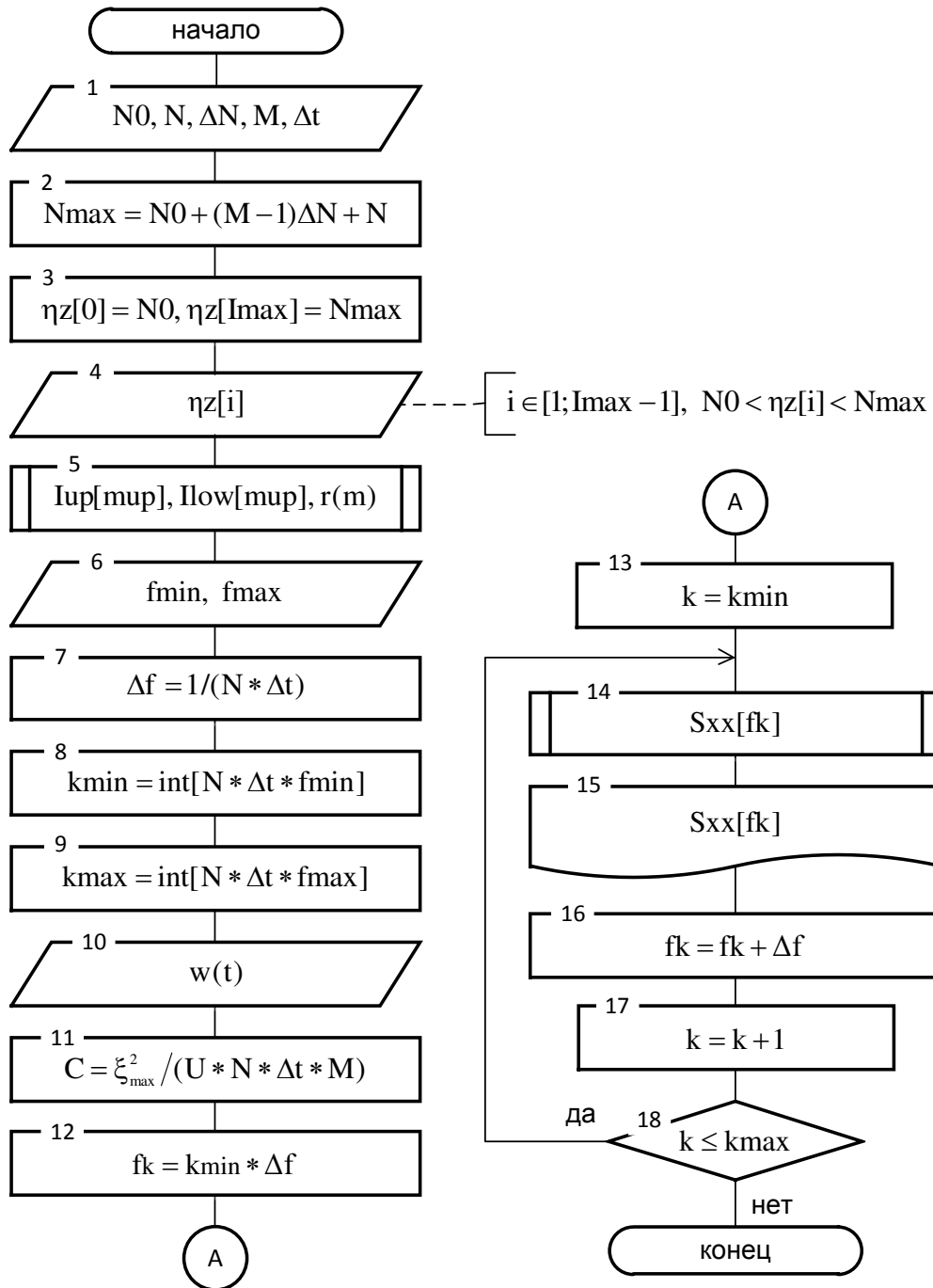


Рисунок 2.2. – Схема алгоритма выполнения процедур вычисления оценок СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм, разработанная на основе соотношений (2.4), (2.28), (2.29), (2.76) - (2.86)

Основу выполнения алгоритма на рисунке 2.2 составляют:

- 1) блоки 1-3 – задание параметров формирования псевдоансамбля сегментов результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования;

- 2) блок 4 - процедура загрузки (обновления) целочисленных данных η_i^z результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования;
- 3) блок 5 – процедура формирования псевдоансамбля сегментов;
- 4) блоки 6-9 – задание нижней f_{\min} и верхней f_{\max} частот диапазона проведения спектрального анализа;
- 5) блок 10 – выбор оконной функции $w(t)$;
- 6) блоки 12-18 определяют организацию процедуры вычисления оценок СПМ $\hat{S}_{XX}(f_k)$ с разрешением Δf на частотах $f_k = k\Delta f$ в пределах заданного диапазона частот $f_{\min} \leq f_k \leq f_{\max}$.

На рисунке 2.3 представлена схема алгоритма, реализуемого в ходе выполнения блока 5 и обеспечивающего выполнение процедуры формирования M сегментов псевдоансамбля, по которым вычисляется усредненная модифицированная периодограммная оценка СПМ. Результатом реализации этого алгоритма является определение согласно (2.42) – (2.44) нижних $\eta_{H,m}$ (блоки 5.4 - 5.8) и верхних $\eta_{B,m}$ (блоки 5.9 - 5.13) границ для всех M сегментов псевдоансамбля, а также определение числа отсчетов $r(m)$ (блоки 5.14 - 5.15) для каждого из M сегментов.

На рисунке 2.4 представлена схема алгоритма, реализуемого в ходе выполнения блока 14 и обеспечивающего выполнение процедуры вычисления усредненной оценки СПМ $\hat{S}_{XX}(f_k)$ согласно (2.76) – (2.78).

На рисунке 2.5 представлена схема алгоритма, реализуемого в ходе выполнения блока 14.3 и обеспечивающего вычисление для m -ого сегмента значений $A_{\text{Re}}(m, f_k)$ и $A_{\text{Im}}(m, f_k)$ согласно (2.28) и (2.29) для $T = N\Delta t$, а также значений $B_{\text{Re}}(m, f_k)$ и $B_{\text{Im}}(m, f_k)$ согласно (2.81) – (2.86). Для рассмотренных в подразделе 2.2 оконных функций значения $A_{\text{Re}}(m, f_k)$ и $A_{\text{Im}}(m, f_k)$ приведены соответственно в таблице 2.2 и таблице 2.3.

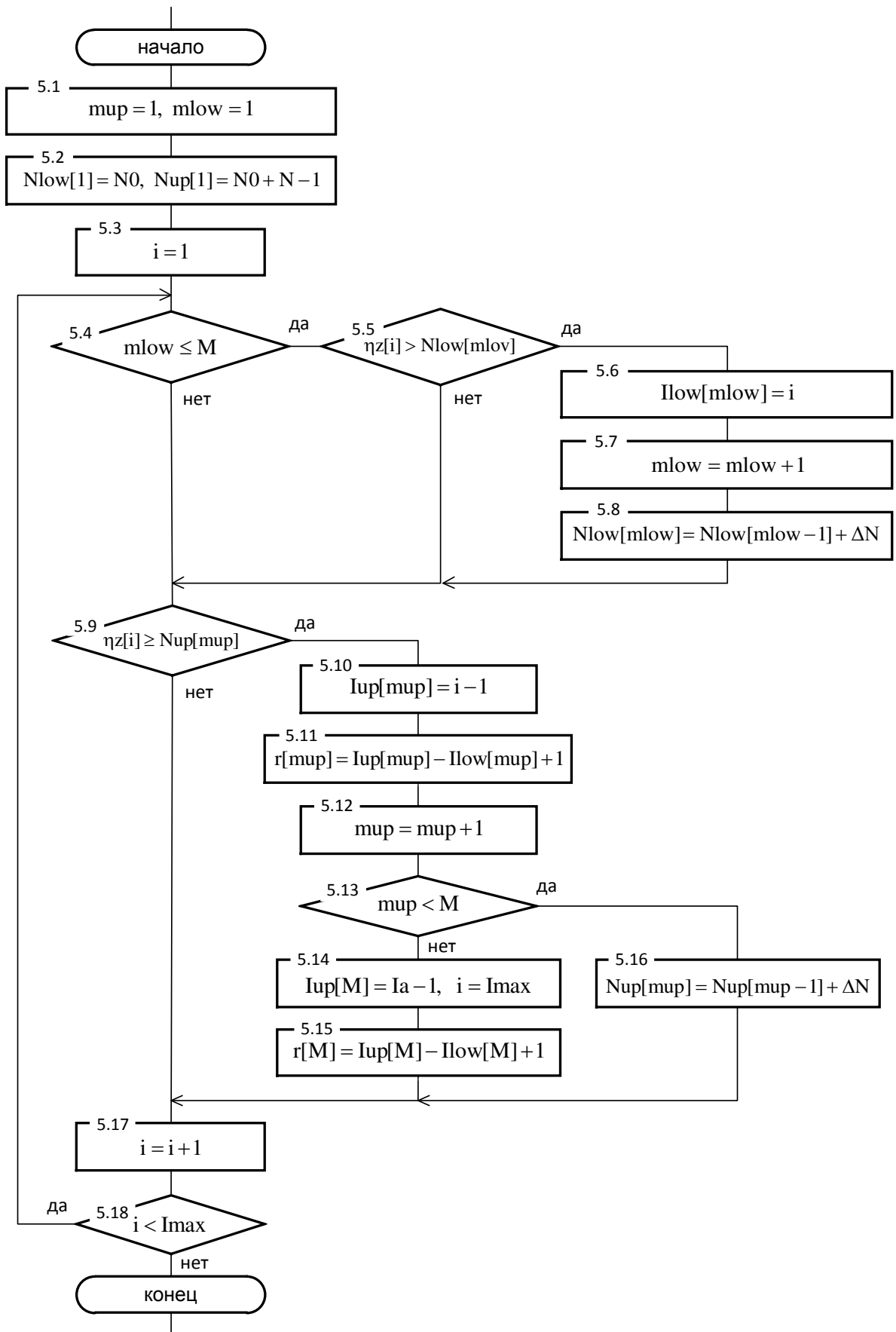


Рисунок 2.3 – Схема алгоритма процедуры формирования псевдоансамбля сегментов

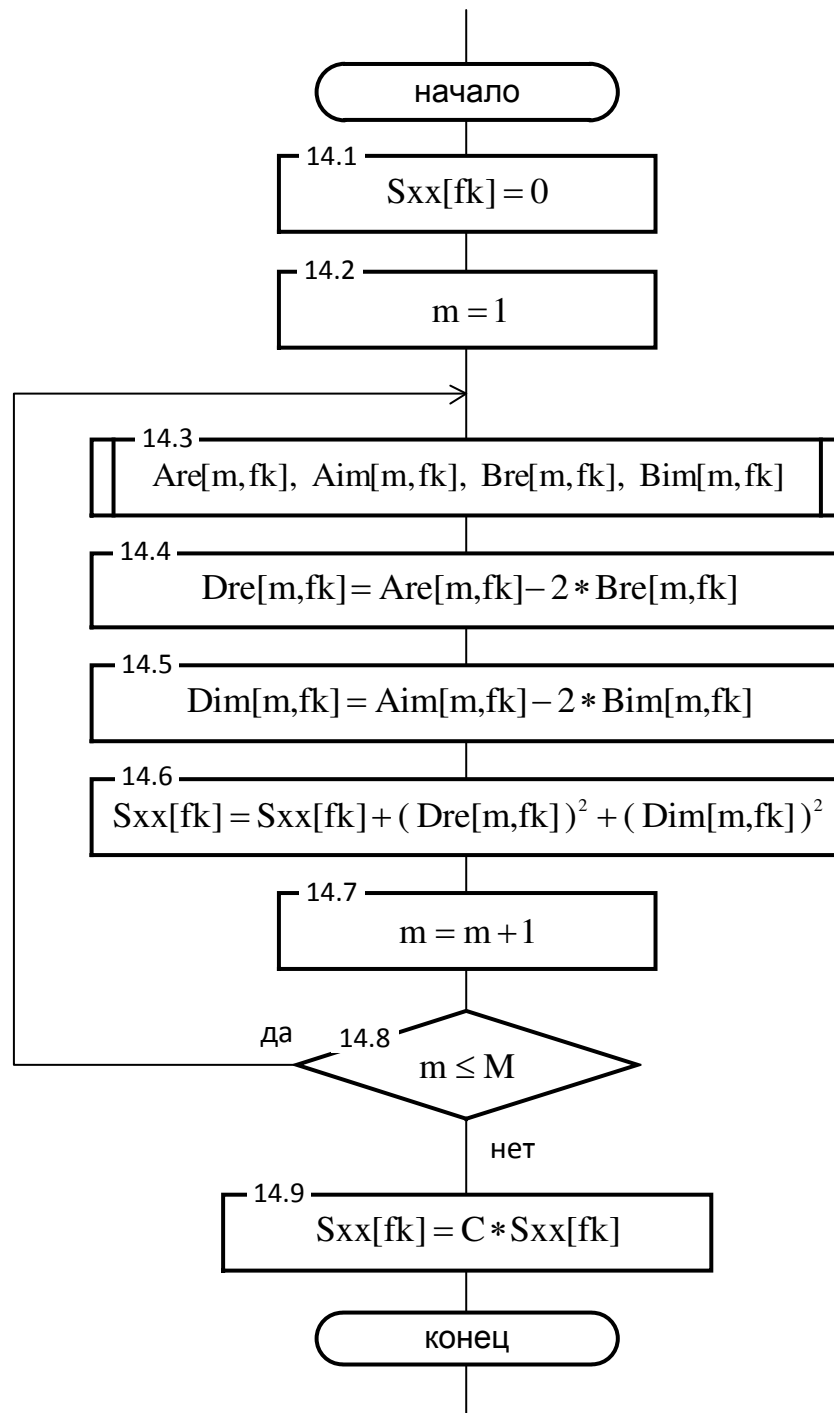
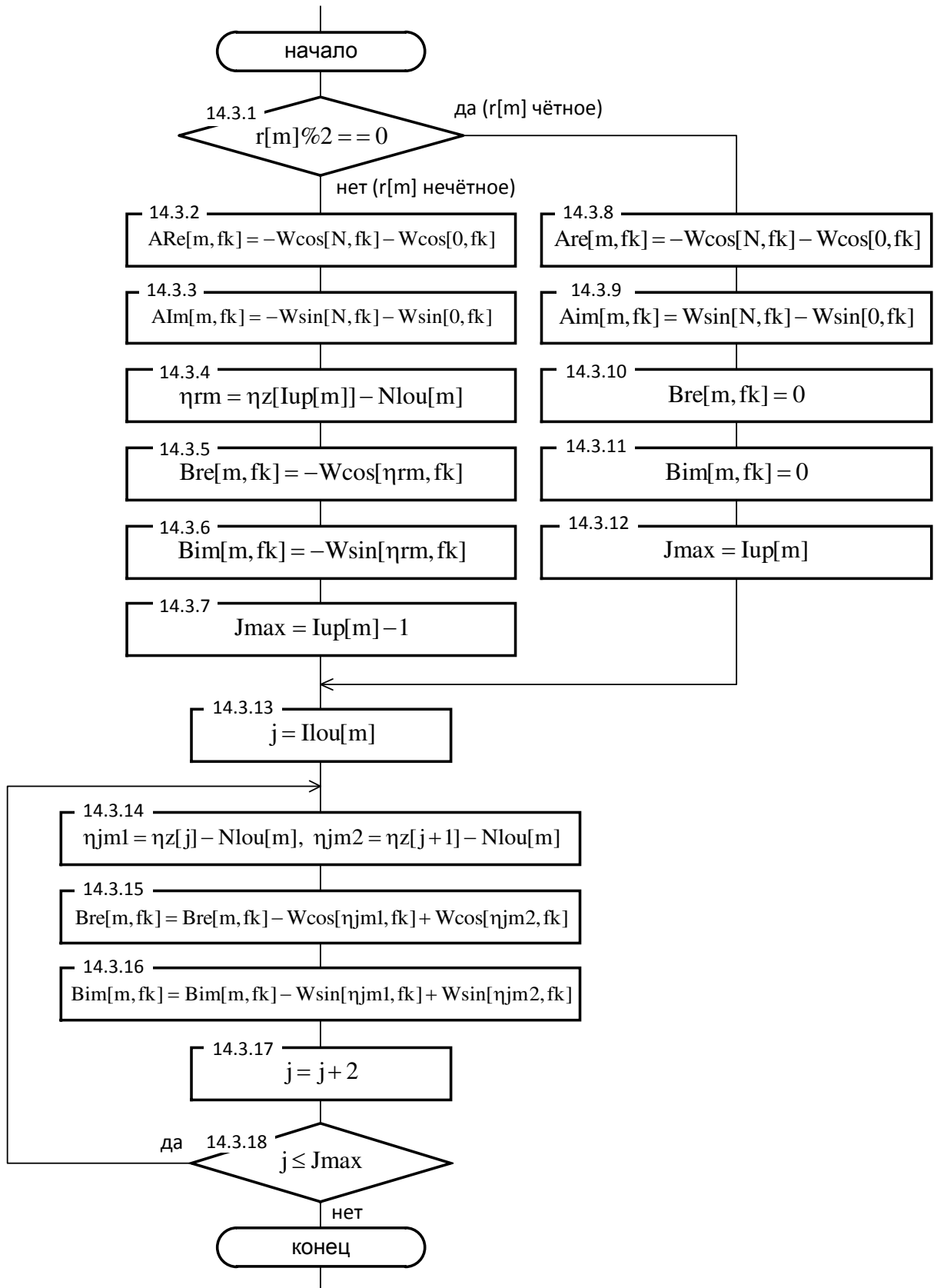


Рисунок 2.4 – Схема алгоритма процедуры вычисления оценки СПМ $\hat{S}_{xx}(f_k)$

Рисунок 2.5 – Схема алгоритма процедуры вычисления для m -ого сегмента значений

$$A_{\text{Re}}(m, f_k), A_{\text{Im}}(m, f_k), B_{\text{Re}}(m, f_k) \text{ и } B_{\text{Im}}(m, f_k)$$

2.4 Выводы основные результаты по разделу:

1) На основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования рассмотрена задача вычисления в дискретном виде усредненных модифицированных периодограммных оценок СПМ. Дискретно-событийный подход к представлению во времени результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования позволил осуществить аналитическое вычисление косинус- и синус- преобразований Фурье. В результате этого получены математические соотношения, особенностью практической реализации которых является то, что основу их выполнения составляют логические операции и операции суммирования с соответствующим знаком дискретных во времени значений отсчётов функций $W_{\cos}(t, f)$ и $W_{\sin}(t, f)$, которые фактически являются результатом косинус- и синус-преобразований Фурье оконных функций $w(t)$;

2) Для естественного (прямоугольного), а также для наиболее известных классических оконных функций $w(t)$, которые применяются на практике при спектральном анализе, приведены аналитические соотношения функций $W_{\cos}(t, f)$ и $W_{\sin}(t, f)$. Для этих функций рассмотрены дискретные по времени и частоте функции $W_{\cos}(\eta_i^Z, f_k)$ и $W_{\sin}(\eta_i^Z, f_k)$;

3) Разработано алгоритмическое обеспечение для вычисления оценок СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм. Оно построено на основе компонентно-ориентированного подхода с учетом структурной декомпозиции и пошаговой детализации процесса обработки дискретных значений отсчётов $W_{\cos}(\eta_i^Z, f_k)$ и $W_{\sin}(\eta_i^Z, f_k)$ для заданного частотного диапазона вычисления оценок СПМ. В функциональном отношении данное алгоритмическое обеспечение является метрологически значимым.

3 ОЦЕНИВАНИЕ СПМ КОРРЕЛОГРАММНЫМ МЕТОДОМ С ПРИМЕНЕНИЕМ БИНАРНО-ЗНАКОВОГО АНАЛОГО- СТОХАСТИЧЕСКОГО КВАНТОВАНИЯ СИГНАЛОВ

3.1 Математическое обеспечение для вычисления коррелограммной оценки СПМ на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования и равномерной дискретизации по времени задержки

В подразделе 1.1 было отмечено, что оценивание СПМ стационарного сигнала коррелограммным методом осуществляется согласно (1.6) на основе теоремы Винера-Хинчина. Также было отмечено, что практической задачей на первом этапе реализации этого метода является предварительное получение оценки КФ. В [73, 74, 98-110] рассмотрены теоретические принципы вычисления оценки КФ на основе обработки двух параллельно сформированных результатов бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z_1(t)$ и $z_2(t)$ центрированной реализации $\overset{\circ}{x}(t)$ анализируемого сигнала $X(t)$ с использованием двух вспомогательных сигналов $\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$. Особенность процедур параллельного формирования $z_1(t)$ и $z_2(t)$ заключается в том, что вспомогательные сигналы $\xi_1(t)$ и $\xi_2(t)$ являются однородными, но независимыми по отношению друг к другу. Мгновенные значения каждого из этих вспомогательных сигналов распределены равномерно внутри интервала от $-\xi_{\max}$ до $+\xi_{\max}$, где ξ_{\max} должно выбираться в соответствии с (1.33). При выполнении данных условий по отношению к вспомогательным сигналам получаем, что КФ анализируемого сигнала $X(t)$ и взаимная КФ для $z_1(t)$ и $z_2(t)$ будут связаны соотношением:

$$R_{xx}(\tau) = \xi_{\max}^2 R_{z_1 z_2}(\tau) = \xi_{\max}^2 M[z_1(t)z_2(t+\tau)]. \quad (3.1)$$

В качестве оператора оценки математического ожидания $M[\dots]$ будем использовать интегральный оператор усреднения по времени. При этом будем исходить из того, что $z_1(t)$ и $z_2(t)$ сформированы соответственно в пре-

делах интервалов времени $t_0 \leq t \leq t_0 + T$ и $t_0 \leq t \leq t_0 + 2T$. Тогда для $0 \leq \tau \leq T$ будем иметь несмещенную оценку КФ [49]:

$$\hat{R}_{XX}(\tau) = \frac{\xi_{\max}^2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} z_1(t) z_2(t+\tau) dt. \quad (3.2)$$

Принимая за основу для вычисления оценки КФ соотношение (3.2), коррелограммную оценку СПМ с применением непрерывной функции корреляционного окна $h(\tau)$ будем вычислять в следующем виде:

$$\hat{S}_{XX}(f) = \frac{2\xi_{\max}^2}{T} \int_0^T \int_{t_0}^{t_0+T} z_1(t) z_2(t+\tau) h(\tau) \cos 2\pi f \tau dt d\tau. \quad (3.3)$$

Введем в рассмотрение функцию:

$$h_{\cos}(\tau, f) = h(\tau) \cos 2\pi f \tau. \quad (3.4)$$

Тогда, изменив порядок интегрирования в (3.3), получаем:

$$\hat{S}_{XX}(f) = \frac{2\xi_{\max}^2}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} z_1(t) \int_t^{t+T} z_2(\tau) h_{\cos}(\tau-t, f) d\tau dt. \quad (3.5)$$

Для результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z_1(t)$ на интервале времени его формирования $t_0 \leq t \leq t_0 + T$ будем иметь начальное значение $z_1(t_0)$ и множество отсчетов моментов времени, в которые он последовательно меняет свои значения в пределах этого интервала:

$$\{t_i^{Z_1} : i = 1, 2, 3, \dots, (I-1)\} \in [t_0; t_0 + T]. \quad (3.6)$$

Отметим, что границам интервала времени $t_0 \leq t \leq t_0 + T$ будут соответствовать моменты времени $t_0^{Z_1} = t_0$ и $t_I^{Z_1} = t_0 + T$. Принимая это во внимание, а также с учетом отсчетов времени (3.6), представим (3.3) в виде суммы:

$$\hat{S}_{XX}(f) = D \sum_{i=0}^{I-1} (-1)^i A_i(f), \quad (3.7)$$

где

$$A_i(f) = \int_{t_i^{z_1}}^{t_{i+1}^{z_1}} \int_t^{t+T} z_2(\tau) h_{\cos}(\tau-t, f) d\tau dt, \quad (3.8)$$

$$D = z_1(t_0) \frac{2\xi_{\max}^2}{T} = \text{Const}. \quad (3.9)$$

Дальнейшая разработка получения оценки СПМ свелась к вычислению двойного интеграла в (3.8) по переменным τ и t . Снова изменим порядок интегрирования по этим переменным. Тогда получаем:

$$A_i(f) = \sum_{j=1}^3 B_{j,i}(f), \quad (3.10)$$

где

$$B_{1,i}(f) = \int_{t_i^{z_1}}^{t_{i+1}^{z_1}} z_2(\tau) \int_0^{\tau-t_i^{z_1}} h_{\cos}(t, f) dt d\tau, \quad (3.11)$$

$$B_{2,i}(f) = \int_{t_i^{z_1}}^{t_i^{z_1}+T} z_2(\tau) \int_{\tau-t_{i+1}^{z_1}}^{\tau-t_i^{z_1}} h_{\cos}(t, f) dt d\tau, \quad (3.12)$$

$$B_{3,i}(f) = \int_{t_i^{z_1}+T}^{t_{i+1}^{z_1}+T} z_2(\tau) \int_{\tau-t_{i+1}^{z_1}}^T h_{\cos}(t, f) dt d\tau. \quad (3.13)$$

Вычисление интегралов в (3.11) – (3.13), как и в случае разработки математического обеспечения для оценки СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм в подразделе 2.1, можно осуществить аналитически, если воспользоваться теоремой о непрерывности функции.

Функция корреляционного окна $h(\tau)$ и функция $\cos 2\pi f\tau$, которые определяют математическую основу функции $h_{\cos}(\tau, f)$, являются непрерывными и детерминированными функциями времени на интервале $0 \leq \tau \leq T$, в пределах которого осуществляется вычисление коррелограммной оценки СПМ. В соответствии с этим согласно теореме о непрерывности функции на этом же интервале функция $h_{\cos}(\tau, f)$ также является непрерывной детерминированной

функцией времени. Следовательно, существует непрерывная функция времени $H_{\cos}(\tau, f)$, для которой на интервале времени $0 \leq \tau \leq T$ выполняется условие ее дифференцируемости, т.е. она имеет производные по переменной τ в любой точке этого интервала. Таким образом, будем иметь:

$$dH_{\cos}(t, f) = h_{\cos}(t, f)dt, \quad (3.14)$$

$$\int h_{\cos}(t, f)dt = \int dH_{\cos}(t, f) = H_{\cos}(t, f), \quad (3.15)$$

Принимая во внимание (3.14) и (3.15), внутренние интегралы по переменной t в (3.11) – (3.13) вычисляются аналитически и будут равны:

$$\int_0^{\tau-t_i^{Z_1}} h_{\cos}(t, f) dt = H_{\cos}(\tau-t_i^{Z_1}, f) - H_{\cos}(0, f), \quad (3.16)$$

$$\int_{\tau-t_{i+1}^{Z_1}}^{\tau-t_i^{Z_1}} h_{\cos}(t, f) dt = H_{\cos}(\tau-t_i^{Z_1}, f) - H_{\cos}(\tau-t_{i+1}^{Z_1}, f), \quad (3.17)$$

$$\int_{\tau-t_{i+1}^{Z_1}}^T h_{\cos}(t, f) dt = H_{\cos}(T, f) - H_{\cos}(\tau-t_{i+1}^{Z_1}, f). \quad (3.18)$$

С учетом результатов интегрирования (3.16) – (3.18) подставляем слагаемые $B_{j,i}(f)$ в (3.10). После этого, а также приведения в $A_i(f)$ подобных членов и последующей подстановки $A_i(f)$ в (3.7) получаем:

$$\hat{S}_{XX}(f) = V(f) + D \sum_{i=0}^l (-1)^i \lambda_i Q(t_i^{Z_1}, f), \quad (3.19)$$

где

$$V(f) = 2H_{\cos}(T, f) \hat{R}_{XX}(T) - 2H_{\cos}(0, f) \hat{R}_{XX}(0), \quad (3.20)$$

$$Q(t_i^{Z_1}, f) = \int_0^T z_2(\tau + t_i^{Z_1}) H_{\cos}(\tau, f) d\tau, \quad (3.21)$$

$$\lambda_i = \begin{cases} 1, & i = 0, i = I; \\ 2, & i = 1, 2, 3, \dots, (I-1). \end{cases} \quad (3.22)$$

Осуществим дискретизацию подынтегрального выражения в (3.21) по времени задержки (сдвига) τ с шагом $\Delta\tau = \text{const}$. Тогда $Q(t_i^{Z_1}, f)$ примет вид:

$$Q(t_i^{Z_1}, f) = \Delta\tau \sum_{j=0}^{L-1} z_2(j\Delta\tau + t_i^{Z_1}) H_{\cos}(j\Delta\tau, f), \quad (3.23)$$

где $L = \text{int}[T / \Delta\tau]$ – целая часть числа $T / \Delta\tau$.

Подставим (3.23) в (3.19):

$$\hat{S}_{XX}(f) = V(f) + \Delta\tau D \sum_{i=0}^I (-1)^i \lambda_i \sum_{j=0}^{L-1} z_2(j\Delta\tau + t_i^{Z_1}) H_{\cos}(j\Delta\tau, f), \quad (3.24)$$

В (3.24) изменим порядок суммирования. Тогда будем иметь:

$$\hat{S}_{XX}(f) = V(f) + \Delta\tau D \sum_{j=0}^{L-1} C(j\Delta\tau) H_{\cos}(j\Delta\tau, f), \quad (3.25)$$

где

$$C(j\Delta\tau) = \sum_{i=0}^I (-1)^i \lambda_i z_2(j\Delta\tau + t_i^{Z_1}) = \rho(j\Delta\tau) + 2\beta(j\Delta\tau, t_i^{Z_1}), \quad (3.26)$$

$$\rho(j\Delta\tau) = z_2(j\Delta\tau + t_0) + (-1)^I z_2(j\Delta\tau + t_0 + T), \quad (3.27)$$

$$\beta(j\Delta\tau, t_i^{Z_1}) = \sum_{i=1}^{I-1} (-1)^i z_2(j\Delta\tau + t_i^{Z_1}). \quad (3.28)$$

Соотношения (3.20), (3.25) – (3.28) с учетом последовательности их выполнения обеспечивают вычисление коррелограммной оценки СПМ определяемой согласно (3.3).

В соответствии с концепцией неопределенности измерения, рассмотрим вероятностно-статистические свойства оценки (3.3). Математическое ожидание этой оценки, которое характеризует смещение или систематическую составляющую погрешности оценивания СПМ, будет равно:

$$M[\hat{S}_{XX}(f)] = \frac{2\xi_{\max}^2}{T} \int_0^T \int_{t_0}^{t_0+T} M[z_1(t)z_2(t+\tau)]h(\tau) \cos 2\pi ft \, dt d\tau. \quad (3.29)$$

С учетом (1.35) и (3.1) получаем:

$$M[\hat{S}_{XX}(f)] = 2 \int_0^T R_{XX}(\tau)h(\tau) \cos 2\pi ft \, d\tau. \quad (3.30)$$

Из (3.30) следует, что математическое ожидание рассматриваемой в работе коррелограммной оценки СПМ (3.3) не равно самой оцениваемой СМП. Однако соотношения (3.30) свидетельствуют о том, что математическое ожидание коррелограммной оценки СПМ (3.3) совпадает с математическим ожиданием оценки СПМ, вычисляемой коррелограммным методом на основе теоремы Винера-Хинчина с применением корреляционных окон, когда преобразованию Фурье подвергается несмещенная оценка КФ, вычисляемая непосредственно по реализации исследуемого сигнала [36, 68]. Следовательно, вычисление коррелограммной оценки СПМ (3.30) не приводит к появлению дополнительной систематической составляющей погрешности. Отметим, что в [36, 68] приведены результаты достаточно подробного анализа математического ожидания и смещения коррелограммной оценки СПМ с применением сглаживающих корреляционных окон. В [68] показано, что при больших T для (3.30) будем иметь:

$$M[\hat{S}_{XX}(f)] \approx \int_{-\infty}^{+\infty} H(g)S_{XX}(f-g)dg, \quad (3.31)$$

где $H(f)$ – спектральное окно, которое представляет собой преобразование Фурье корреляционного окна $h(\tau)$.

Там же в [68] отмечено, что если $S_{XX}(f)$ меняется плавно в диапазоне частот $-1/T \leq (f-g) \leq +1/T$, то (3.31) приблизительно равно:

$$M[\hat{S}_{XX}(f)] \approx S_{XX}(f) \int_{-\infty}^{+\infty} H(g)dg = S_{XX}(f). \quad (3.32)$$

Принимая эти результаты за основу, принципиально имеем, что коррелограммная оценка СМП (3.3) является асимптотически несмещенной. При увеличении времени анализа T смещение такой оценки СМП стремится к нулю. При этом если время анализа T больше интервала корреляции τ_x исследуемого сигнала, то $R_{xx}(\tau) \rightarrow 0$, и погрешность от смещенности будет пренебрежимо мала.

С учетом (3.30) получаем, что дисперсия коррелограммной оценки СМП (3.3) будет соответствовать дисперсии сглаженной оценки СМП, вычисляемой коррелограммным методом на основе теоремы Винера-Хинчина с применением корреляционного окна $h(\tau)$. В [36, 68] представлен детальный анализ дисперсии такой коррелограммной оценки СМП. При условии, что СМП меняется незначительно в частотном интервале, определим ширину спектрального окна $H(f)$, которое является преобразованием Фурье корреляционного окна $h(\tau)$, дисперсия определяется следующим выражением:

$$D[\hat{S}_{xx}(f)] \approx \frac{S_{xx}^2(f)}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} H^2(f) df = \frac{S_{xx}^2(f)}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} h^2(\tau) d\tau. \quad (3.33)$$

Из (3.33) следует, что дисперсия оценки СМП (3.3) зависит от вида корреляционного окна. Выбор и сравнение характерных особенностей применения корреляционных окон можно найти в [53, 54, 68].

В дискретном виде вычисление коррелограммной оценки СМП (3.3) осуществляется при условии, что время задержки (сдвига) τ изменяется в пределах интервала времени от нуля до T . Следовательно, максимально возможное разрешение по частоте равно $\Delta f = 1/T$. Вычислять оценки СМП будем на частотах $f_k = k\Delta f$. При этом для вычисления оценок СМП в цифровом виде перейдем к числовым значениям T и $\Delta\tau$, а также отсчетов моментов времени $t_i^{Z_1}$. Тогда будем иметь:

$$T = \Delta t N, \quad \Delta\tau = \Delta t \Delta\eta_\tau, \quad \Delta f = 1/\Delta t N, \quad (3.34)$$

$$\{t_i^{Z_1} = \Delta t \eta_i^{Z_1} : i = 1, 2, 3, \dots, I\}, \text{ где } \eta_0^{Z_1} = \eta_0 \text{ и } \eta_I^{Z_1} = \eta_0 + N. \quad (3.35)$$

С учетом (3.34) и (3.35), соотношения (3.25) – (3.28), (3.20) и (3.9) в необходимой последовательности их выполнения обеспечивают вычисление коррелограммной оценки СПМ с разрешением по частоте $\Delta f = 1/\Delta t N$ в дискретном виде. Из (3.20) следует, что в отличие от классических алгоритмов, реализующих коррелограммный метод, полученное решение требует вычисления оценок только двух значений КФ $\hat{R}_{XX}(0)$ и $\hat{R}_{XX}(T)$. Вычислить эти оценки можно с помощью алгоритма, разработанного на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования в [49]. Отметим, что по своему определению $R_{XX}(0) = \sigma_x^2$, где σ_x^2 дисперсия анализируемого сигнала, которая в отдельных случаях может быть априори известна. Кроме того, если выполняется простое условие $\lim_{\tau \rightarrow \infty} R_{XX}(\tau) \rightarrow 0$, то можно считать, что оценка $\hat{R}_{XX}(T)$ равна нулю для $T \gg \tau_{kx}$, где τ_{kx} интервал корреляции анализируемого сигнала. В этом случае $V(f) = -2H_{\cos}(0, f)\sigma_x^2$.

Из (3.25) следует, что вычисление оценки СПМ в основном сводится к осуществлению L операций умножения вида $C(j\Delta\tau)H_{\cos}(j\Delta\tau, f)$. Значения отсчетов $H_{\cos}(\tau, f)$ является известными, так как вид функции $H_{\cos}(\tau, f)$ определяется только видом функции применяемого корреляционного окна $h(\tau)$. Согласно (3.26) вычисление $C(j\Delta\tau)$ требует выполнения I операций суммирования по индексу i с соответствующим знаком отсчетов $z_2(j\Delta\tau + t_i^{Z_1})$, которые могут быть равны только -1 или $+1$, т.е. значение $C(j\Delta\tau)$ будет целым числом. В результате при вычислении оценки СПМ с учётом того, что $j \in [0, L-1]$ необходимо выполнять $N_{Mult} = L$ операций умножения и $N_{Sum} = IL$ операций суммирования. Всего при вычислении K оценок СПМ необходимо выполнять $N_{\Sigma Mult} = LK$ операций умножения и $N_{\Sigma Sum} = ILK$ операций суммирования.

3.2 Математическое обеспечение вычисления оценки СПМ на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования и аналитического вычисления операции интегрирования по времени задержки

В соотношении (3.25), полученном для вычисления коррелограммной оценки СПМ в дискретном виде, результат суммирования по индексу j можно рассматривать как сумму отсчетов $C(j\Delta\tau)$ с весами $H_{\cos}(j\Delta\tau, f)$. Отсчеты $C(j\Delta\tau)$ представляют собой результат дискретной обработки $z_2(t)$ для $t = j\Delta\tau + t_i^{z_1}$ согласно процедуре, определяемой соотношением (3.26). С учетом того, что $z_2(t)$ принимает значения равные только -1 или $+1$, эти отсчеты вычисляются достаточно просто. Однако необходимость вычисления взвешенной суммы отсчетов $C(j\Delta\tau)$ предполагает выполнение операции умножения. Такой результат является следствием равномерной дискретизации оператора интегрирования в (3.21) по переменной времени задержки (сдвига) τ . Рассмотрим этот интеграл с учетом дискретно-событийного представления во времени $z_2(t)$ [98].

Обратимся к соотношению (3.21) и запишем его в следующем виде:

$$Q(t_i^{z_1}, f) = \int_{t_i^{z_1}}^{t_i^{z_1} + T} z_2(\tau) H_{\cos}(\tau - t_i^{z_1}, f) d\tau. \quad (3.36)$$

Результат бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z_2(t)$ имеет начальное значение $z_2(t_0)$ и на интервале времени формирования $t_0 \leq t \leq t_0 + 2T$ последовательно меняет свои значения в моменты времени:

$$\{t_j^{z_2} : j = 1, 2, 3, \dots, (J-1)\} \in [t_0; t_0 + 2T]. \quad (3.37)$$

Границы интервала времени $t_0 \leq t \leq t_0 + 2T$ формирования $z_2(t_0)$ определяют моменты времени $t_0^{z_2} = t_0$ и $t_J^{z_2} = t_0 + 2T$.

Пусть границам интервала времени $t_i^{Z_1} \leq t \leq t_i^{Z_1} + T$, в пределах которых осуществляется вычисление интеграла в (3.31), для $z_2(t)$ соответствуют моменты времени:

$$t_{m(i)}^{Z_2} = t_i^{Z_1}, \quad t_{m(i)+r(i)+1}^{Z_2} = t_i^{Z_1} + T, \quad (3.38)$$

где $m(i)$ и $r(i)$ являются целыми числами и обозначены именно так, чтобы показать их зависимость от номера интервала.

Исходя из (3.38), будем иметь множество отсчетов времени:

$$\left\{ t_k^{Z_2} : k = m(i) + 1, m(i) + 2, m(i) + 3, \dots, m(i) + r(i) \right\} \in \left\{ t_j^{Z_2} : 0 \leq j \leq J \right\}. \quad (3.39)$$

Отсчеты (3.39) определяют те моменты времени, в которые $z_2(t)$ последовательно меняет свое значение на интервале времени $t_i^{Z_1} \leq t \leq t_i^{Z_1} + T$. С учетом этого интеграл в (3.36) представим в виде суммы интегралов:

$$Q(t_i^{Z_1}, f) = z_2(t_i^{Z_1}) \sum_{j=m(i)}^{m(i)+r(i)} (-1)^{j-m(i)} \int_{t_j^{Z_2}-t_i^{Z_1}}^{t_{j+1}^{Z_2}-t_i^{Z_1}} H_{\cos}(\tau, f) d\tau. \quad (3.40)$$

Как и ранее воспользуемся теоремой о непрерывности функции. В подразделе 3.1 функция времени $H_{\cos}(\tau, f)$ определена как непрерывная на интервале времени $0 \leq \tau \leq T$ функция. Поэтому существует такая непрерывная функция времени $G(\tau, f)$, которая является дифференцируемой на этом же интервале времени, и при этом выполняются равенства:

$$dG(\tau, f) = H_{\cos}(\tau, f) d\tau, \quad (3.41)$$

$$\int H_{\cos}(\tau, f) dt = \int dG(\tau, f) = G(\tau, f). \quad (3.42)$$

Тогда интегралы в (3.40) вычисляются аналитически. После их вычисления окончательно получаем:

$$Q(t_i^{Z_1}, f) = z_2(t_i^{Z_1}) \sum_{j=0}^{r(i)+1} (-1)^{j+1} \gamma_j G(t_{j+m(i), i}, f), \quad (3.43)$$

где

$$t_{j+m(i),i} = t_{j+m(i)}^{Z_2} - t_i^{Z_1}. \quad (3.44)$$

$$\gamma_j = \begin{cases} 1, & j=0 \text{ и } j=r(i)+1; \\ 2, & j=1, 2, 3, \dots, r(i). \end{cases} \quad (3.45)$$

В итоге, операция интегрирования по времени задержки (сдвига) τ , также, как и операция интегрирования по времени t , вычислена аналитически. Благодаря этому, как следует из (3.43), вычисление дискретных отсчетов функции $Q_i(t, f)$ для отсчетов времени $t = t_i^{Z_1}$ обеспечивает получение коррелограммной оценки СПМ (3.19) фактически без выполнения операций умножения. Они вырождаются в вычислительные процедуры, которые в своей основе связаны с выполнением логических операций и арифметических операций суммирования и вычитания дискретных значений функции $G(t, f)$ для отсчетов времени $t_{ji} = t_j^{Z_2} - t_i^{Z_1}$. Данное обстоятельство исключает методическую погрешность, вызванную необходимостью выполнения операций интегрирования в дискретном виде. При практической реализации соотношений (3.19) и (3.43) необходимо учесть только выполнение операций умножения, которые связаны с постоянными множителями λ_i и γ_j . Из (3.22) и (3.45) следует, что значения этих множителей остаются неизменными для всех слагаемых за исключением первых и последних. Поэтому, если в (3.19) и (3.43) первые и последние слагаемые по индексам i и j рассматривать как самостоятельные слагаемые, то множители λ_i и γ_j для оставшихся слагаемых под знаками сумм уже не будут зависеть от индексов суммирования и их можно вынести за знаки сумм. Особо следует отметить, что разработанное математическое обеспечение не требует предварительного вычисления оценок КФ. В процессе его практической реализации, как и в предыдущем случае (подраздел 3.1), необходимо иметь только две оценки КФ $\hat{R}_{xx}(0)$ и $\hat{R}_{xx}(T)$.

При практической реализации разработанного математического обеспечения значения частот f_k , на которых будут вычисляться оценки СПМ, за-

даются кратными максимально возможному разрешению по частоте, которое равно $\Delta f = 1/T$, т.е. $f_k = k\Delta f$. При этом в соотношениях (3.43) и (3.44), также как и в (3.19) и (3.20), следует перейти к числовым значениям T и $t_i^{Z_1}$ согласно (3.34) и (3.35). В свою очередь в результате числового представления отсчетов времени для $t_j^{Z_2}$ будем иметь:

$$\{t_i^{Z_2} = \Delta t \eta_i^{Z_2} : j = 1, 2, 3, \dots, J\}, \text{ где } \eta_0^{Z_2} = \eta_0 \text{ и } \eta_J^{Z_2} = \eta_0 + 2N. \quad (3.46)$$

Тогда для t_{ji} получаем:

$$t_{ji} = \eta_{ji} \Delta t = (\eta_j^{Z_2} - \eta_i^{Z_1}) \Delta t = \eta_{ji} \Delta t. \quad (3.47)$$

Таким образом, применение бинарно-знакового аналого-стохастического квантования позволило осуществить двойное аналитическое вычисление интегралов от функции корреляционного окна в ходе разработки математического обеспечения для вычисления оценок СПМ коррелограммным методом. Это привело к тому, что при вычислении в дискретном виде коррелограммных оценок СПМ практически исключено выполнение операций умножения. Как было отмечено в предыдущем подразделе вычисление оценки СПМ (3.19) требует выполнения I операций суммирования по индексу i . При этом с учётом полученного соотношения (3.43) вычисление $Q(t_i^{Z_1}, f)$ приводит к необходимости выполнения только операций суммирования по индексу j с соответствующим знаком отсчётов $G(t_{j+m(i), i}, f)$, значения которых являются известными. Из (3.43) следует, что число таких операций в зависимости от индекса i равно $(r(i) + 2)$. Принимая во внимание, что $i \in [0, I]$

при вычислении оценки СПМ (3.19) выполняется $N_{Sum} = \left(I + \sum_{i=0}^I (r(i) + 2) \right)$ операций суммирования, а операции умножения отсутствуют. Всего при вычислении

K оценок СПМ необходимо выполнить $N_{\Sigma Sum} = K \left(I + \sum_{i=0}^I (r(i) + 2) \right)$ операций

суммирования. Такой результат в сочетании с исключением необходимости

предварительного вычисления последовательность оценки КФ снижает трудоемкость вычисления СПМ коррелограммным методом с применением оконных функций [114-118, 126-129, 131-135, 139].

3.3 Функции $H_{\cos}(\tau, f)$ и $G(t, f)$ для наиболее применяемых классических функций корреляционных окон $h(\tau)$ и их представление в дискретной временной области

Основу вычислительных процедур при практической реализации математических соотношений, которые были получены в подразделах 3.1 и 3.2 для вычисления оценок СПМ коррелограммным методом, составляет дискретная обработка функций $H_{\cos}(\tau, f)$ и $G(t, f)$. По своему определению эти функции являются непрерывными функциями времени. Они получены благодаря дискретно-событийной модели представления во времени результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования и являются результатом аналитического вычисления интегральных преобразований функции корреляционного окна $h(\tau)$ по переменной t в (3.11) – (3.13) и по переменной времени задержки (сдвига) τ в (3.40).

В данном подразделе, как и в подразделе 2.2, рассмотрим функции $H_{\cos}(\tau, f)$ и $G(t, f)$ для основных и обычно применяемых на практике функций корреляционных окон $h(\tau)$. Также для этих функций рассмотрим дискретные по времени и частоте функции $H_{\cos}(\eta_i^Z, f_k)$ и $G(\eta_i^Z, f_k)$.

Применяемые при вычислении оценок СПМ коррелограммным методом функции корреляционных окон $h(\tau)$ по своей функциональной форме аналогичны весовым оконным функциям $w(t)$, применяемым при вычислении оценок СПМ периодограммный метод. Вследствие этого при переходе от переменной времени t к времени задержки (сдвига) τ в качестве функции корреляционного окна может быть использована любая из тех функций $w(t)$, которые были рассмотрены в подразделе 2.2. Особенностью применения этих

функций, когда осуществляется оценивание СПМ коррелограммным методом, является только то, что они будут определены на интервале времени, длительность которого соответствует наибольшему значению времени задержки (сдвига) τ , задаваемому в процессе обработке наблюдаемой реализации анализируемого сигнала. Таким образом, для разработанных в этом разделе математических соотношений функции корреляционных окон $h(\tau)$ будут определены на интервале времени $0 \leq \tau \leq T$. С учетом этого функции $H_{\cos}(\tau, f)$ и соответствующие им функции $H_{\cos}(\eta_i^Z, f_k)$ по своей функциональной форме будут идентичны функциям $W_{\cos}(t, f)$ и функциям $W_{\cos}(\eta_i^Z, f_k)$, которые были получены для рассмотренных оконных функций в подразделе 2.2. Функции $G(\tau, f)$ и соответствующие им функции $G(\eta_i^Z, f_k)$ представлены ниже.

1) Прямоугольное (естественное) окно.

$$h(\tau) = \begin{cases} 1, & |\tau| \leq T; \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (3.48)$$

$$G(\tau, f) = -\frac{\cos 2\pi f \tau}{(2\pi f)^2}, \quad (3.49)$$

$$G(\eta_i, f_k) = -\left(\frac{1}{2\pi k \Delta f}\right)^2 \cos \frac{2\pi k}{N} \eta_i. \quad (3.50)$$

2) Треугольное (Бартлетта) окно.

$$h(\tau) = \begin{cases} 1 - \frac{|\tau|}{T}, & |\tau| \leq T; \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (3.51)$$

$$G(\tau, f) = -\left(1 - \frac{\tau}{T}\right) \frac{\cos 2\pi f \tau}{(2\pi f)^2} - \frac{2}{T} \frac{\sin 2\pi f \tau}{(2\pi f)^3}, \quad (3.52)$$

$$G(\eta_i, f_k) = -\left(\frac{1}{2\pi k \Delta f}\right)^2 \left(\left(1 - \frac{\eta_i}{N}\right) \cos \frac{2\pi k}{N} \eta_i - \frac{1}{\pi n} \sin \frac{2\pi k}{N} \eta_i \right). \quad (3.53)$$

3) Косинусное окно:

$$h(\tau) = \begin{cases} \cos \frac{\pi\tau}{2T}, & |\tau| \leq T; \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (3.54)$$

$$G(\tau, f) = -\frac{2}{\pi^2} \left(\frac{\cos \frac{\pi}{2}(4f - \Delta f)\tau}{(4f - \Delta f)^2} + \frac{\cos \frac{\pi}{2}(4f + \Delta f)\tau}{(4f + \Delta f)^2} \right), \quad (3.55)$$

$$G(\eta_i, f_k) = -2 \left(\frac{1}{\pi\Delta f} \right)^2 \left(\frac{\cos \frac{\pi}{2N}(4k-1)\eta_i}{(4k-1)^2} + \frac{\cos \frac{\pi}{2N}(4k+1)\eta_i}{(4k+1)^2} \right) \quad (3.56)$$

4) Сумма-косинусное окно.

$$h(\tau) = \begin{cases} \sum_{n=1}^2 a_n \cos \frac{(2n-1)\pi\tau}{2T} = a_1 \cos \frac{\pi\tau}{2T} + a_2 \cos \frac{3\pi\tau}{2T}, & |\tau| \leq T; \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (3.57)$$

$$a_1 = (1-2b), \quad a_2 = 2b, \quad b = \text{Const.}$$

$$G(\tau, f) = -\frac{2}{\pi^2} \sum_{n=1}^2 a_n \left(\frac{\cos 0,5\pi(4f - (2n-1)\Delta f)\tau}{(4f - (2n-1)\Delta f)^2} + \frac{\cos 0,5\pi(4f + (2n-1)\Delta f)\tau}{(4f + (2n-1)\Delta f)^2} \right), \quad (3.58)$$

$$a_1 = (1-2b), \quad a_2 = 2b, \quad b = \text{Const.}$$

$$G(\eta_i, f_k) = -2 \left(\frac{N}{\pi\Delta f} \right)^2 \sum_{n=1}^2 a_n \left(\frac{\cos \frac{\pi}{2N}(4k - (2n-1)\eta_i)}{(4k - (2n-1))^2} + \frac{\cos \frac{\pi}{2N}(4k + (2n-1)\eta_i)}{(4k + (2n-1))^2} \right). \quad (3.59)$$

5) Окна Хана, Хэмминга, Блэкмана и Наттолла.

$$h(\tau) = \begin{cases} a_0 + \sum_{n=1}^P a_n \cos \frac{n\pi\tau}{T}, & |\tau| \leq T; \\ 0, & |\tau| > T. \end{cases} \quad (3.60)$$

$$G(\tau, f) = -\frac{1}{2\pi^2} \sum_{n=0}^P a_n \left(\frac{\cos \pi(2f - n\Delta f)\tau}{(2f - n\Delta f)^2} + \frac{\cos \pi(2f + n\Delta f)\tau}{(2f + n\Delta f)^2} \right) \quad (3.61)$$

$$G(\eta_i, f_k) = -\frac{1}{2} \left(\frac{1}{\pi \Delta f} \right)^2 \sum_{n=0}^P a_n \left(\frac{\cos \frac{\pi}{N} (2k-n)\eta_i}{(2k-n)^2} + \frac{\cos \frac{\pi}{N} (2k+n)\eta_i}{(2k+n)^2} \right) \quad (3.62)$$

Численные значения коэффициентов a_k окон Хана, Хэмминга, Блэкмана и Наттолла приведены в таблице 2.1.

3.4 Алгоритмическое обеспечение вычисления оценок СПМ коррелограммным методом

На основе математических соотношений, которые были получены в подразделах 3.1 и 3.2, разработано алгоритмическое обеспечение для вычисления оценок СПМ коррелограммным методом. В функциональном отношении данное алгоритмическое обеспечение также, как и разработанное во втором разделе алгоритмическое обеспечение для оценки СПМ периодограммным методом является метрологически значимым. При этом оно также разработано на основе процедурно-ориентированного подхода к организации и детализации вычислительных процедур с учетом численного представления в дискретном виде непрерывных интервалов времени T , $\Delta\tau$, t_{ji} и отсчетов времени $t_i^{Z_1}$ и $t_j^{Z_2}$ согласно (3.34), (3.35), (3.45) и (3.46). В соответствии с этим для (3.25) – (3.28) были получены вычислительные соотношения:

$$\hat{S}_{XX}(f_k) = V(f_k) + \Delta t \Delta \eta_\tau D \sum_{j=0}^{L-1} C(j\Delta\eta_\tau) H_{\cos}(j\Delta\eta_\tau, f), \quad (3.63)$$

$$C(j\Delta\eta_\tau) = \sum_{i=0}^I (-1)^i \lambda_i z_2(j\Delta\eta_\tau + \eta_i^{Z_1}) = \rho(j\Delta\eta_\tau) + 2\beta(j\Delta\tau, \eta_i^{Z_1}), \quad (3.64)$$

$$\rho(j\Delta\eta_\tau) = z_2(j\Delta\eta_\tau + \eta_0) + (-1)^I z_2(j\Delta\eta_\tau + \eta_0 + N), \quad (3.65)$$

$$\beta(j\Delta\eta_\tau, \eta_i^{Z_1}) = \sum_{i=1}^{I-1} (-1)^i z_2(j\Delta\eta_\tau + \eta_i^{Z_1}). \quad (3.66)$$

Для (3.19), (3.43) и (3.44) также были получены следующие вычислительные соотношения:

$$\hat{S}_{XX}(f_k) = V(f_k) + D \left(Q(\eta_0, f_k) + (-1)^l Q(\eta_l^{Z_1}, f_k) + 2 \sum_{i=1}^{l-1} (-1)^i Q(\eta_i^{Z_1}, f_k) \right), \quad (3.67)$$

$$Q_i(\eta_i^{Z_1}, f_k) = z_2(\eta_i^{Z_1}) \left(G_i(f_k) + 2 \sum_{j=1}^{r(i)} (-1)^{j+1} G(\eta_{j+m(i),i}, f_k) \right), \quad (3.68)$$

$$G_i(f_k) = (-1)^{r(i)} G(N, f_k) - G(0, f_k), \quad (3.69)$$

$$\eta_{j+m(i),i} = \eta_{j+m(i)}^{Z_2} - \eta_i^{Z_1}, \quad (3.70)$$

где

$$\eta_{m(i)}^{Z_2} = \eta_i^{Z_1}, \quad \eta_{m(i)+r(i)+1}^{Z_2} = \eta_i^{Z_1} + N. \quad (3.71)$$

В (3.63) и (3.67) для $V(f_k)$ и D будем иметь:

$$V(f_k) = 2H_{\cos}(N, f_k) \hat{R}_{XX}(N) - 2H_{\cos}(0, f_k) \hat{R}_{XX}(0), \quad (3.72)$$

$$D = z_1(\eta_0) \frac{2\xi_{\max}^2}{N\Delta t}. \quad (3.73)$$

Как уже было отмечено, функции $H_{\cos}(\eta_i^Z, f_k)$ по своей функциональной форме идентичны функциям $W_{\cos}(\eta_i^Z, f_k)$. В соответствии с этим значениям $H_{\cos}(0, f_k)$ и $H_{\cos}(N, f_k)$, используемым в соотношении (3.72), будут соответствовать значения $W_{\cos}(0, f_k)$ и $W_{\cos}(N\Delta t, f_k)$, которые для функций корреляционных окон, рассмотренных в подразделе 3.3, приведены в таблице 2.2. В свою очередь для этих оконных функций значения $G(0, f_k)$, $G(N, f_k)$, которые используются в соотношении (3.69), а также значения $G_i(f_k)$, определяемые этим соотношением, приведены в таблице 3.1.

Таблица 3.1 – Значения $G(0, f_k)$, $G(N, f_k)$ и $G_i(f_k)$

Окно	$G(0, f_k)$	$G(N, f_k)$	$G_i(f_k)$
Прямоугольное (естественное)	$-\frac{1}{4(\pi k \Delta f)^2}$	$-\frac{1}{4(\pi k \Delta f)^2}$	$\frac{1 - (-1)^{r(i)}}{4(\pi k \Delta f)^2}$
Треугольное (Бартлетта)	$-\frac{1}{4(\pi k \Delta f)^2}$	0	$\frac{1}{4(\pi k \Delta f)^2}$
Косинусное	$-\frac{4}{(\pi \Delta f)^2} \frac{16k^2 + 1}{(16k^2 - 1)^2}$	0	$\frac{4}{(\pi \Delta f)^2} \frac{16k^2 + 1}{(16k^2 - 1)^2}$
Сумма- косинусное	$-\left(\frac{2N}{\pi \Delta f}\right)^2 \sum_{n=1}^2 a_n p_n$	0	$\left(\frac{2N}{\pi \Delta f}\right)^2 \sum_{n=1}^2 a_n p_n$
	$p_n = \frac{16k^2 + (2n-1)^2}{(16k^2 - (2n-1)^2)^2}$		
Хана, Хэмминга, Блэкмана, Наттолла	$-\frac{1}{(\pi \Delta f)^2} \sum_{n=0}^P a_n q_n$	$-\frac{1}{(\pi \Delta f)^2} \sum_{n=0}^P (-1)^n a_n q_n$	$\frac{1}{(\pi \Delta f)^2} \sum_{n=0}^P (1 - (-1)^{r(i)+n}) a_n q_n$
	$q_n = \frac{4k^2 + n^2}{(4k^2 - n^2)^2}$		

Отметим, что для функции прямоугольного (естественного) корреляционного окна в зависимости от того является значение $r(i)$ четным или нечетным $G_i(f_k)$ будет равно:

$$G_i(f_k) = \frac{1 - (-1)^{r(i)}}{4(\pi k \Delta f)^2} = \begin{cases} 0, & r(i) \text{ четное}; \\ \frac{1}{2(\pi k \Delta f)^2}, & r(i) \text{ нечетное}. \end{cases} \quad (2.74)$$

С учетом того, что $r(i)$ может иметь четное или нечетное значение, в таблице 3.2 для функций корреляционных окон Хана, Хэмминга, Блэкмана и Наттолла представлены соотношения для вычисления $G_i(f_k)$.

Таблица 3.2 – $G_i(f_k)$ для оконных функций Хана, Хэмминга, Блэкмана и Наттолла

Окно	$r(i)$ нечетное	$r(i)$ четное
Хана (\cos^2)	$\frac{1}{(2\pi k \Delta f)^2}$	$\frac{1}{(\pi \Delta f)^2} \frac{(4k^2 + 1)}{(4k^2 - 1)^2}$
Хэмминга	$\frac{0,27}{(\pi k \Delta f)^2}$	$\frac{0,92}{(\pi \Delta f)^2} \frac{(4k^2 + 1)}{(4k^2 - 1)^2}$
Блэкмана	$\frac{1}{(\pi \Delta f)^2} \left(\frac{0,21}{4k^2} + \frac{0,16(k^2 + 1)}{(k^2 - 1)^2} \right)$	$\frac{1}{(\pi \Delta f)^2} \frac{(4k^2 + 1)}{(4k^2 - 1)^2}$
Наттолла	$\frac{1}{2(\pi \Delta f)^2} \left(a_0 \frac{1}{k^2} + a_2 \frac{(k^2 + 1)}{(k^2 - 1)^2} \right)$	$\frac{2}{(\pi \Delta f)^2} \left(a_1 \frac{(4k^2 + 1)}{(4k^2 - 1)^2} + a_3 \frac{(4k^2 + 9)}{(4k^2 - 9)^2} \right)$

На рисунках 3.1-3.6 представлены схемы алгоритмов для оценивания СПМ коррелограммным методом на основе разработанного в данном разделе математического обеспечения. В таблице 3.3 приведены обозначения, которые используются на схемах этих алгоритмов. Разработка алгоритмов осуществлена с учетом возможности выбора одного из двух альтернативных вариантов проведения спектрального анализа: варианта А или варианта Б. С учетом этого на рисунке 3.1 приведена обобщенная схема алгоритма проведения спектрального анализа с использованием этих вариантов. Принятие решения, направленного на активацию вычислительных процедур оценки СПМ согласно варианту А или варианту Б, осуществляется при выполнении соответствующего условия, определяемого блоком 7. В результате применения структурной декомпозиции каждый блок обобщенного алгоритма определяет последовательность выполнения процедуры общего процесса или одного из выбранных вариантов вычисления оценки СПМ. Основу выполнения этого алгоритма составляют:

- 1) блоки 1-3 – задание параметров для формирования результатов бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z_1(t)$ и $z_2(t)$;
- 2) блоки 4-5 - процедуры загрузки (обновления) целочисленных данных $\eta_i^{z_1}$ и $\eta_j^{z_2}$, являющихся результатом выполнения бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z_1(t)$ и $z_2(t)$;
- 3) блок 7 – активация вычислительных процедур оценки СПМ согласно варианту А или варианту Б;
- 4) блоки 11-13 – задание нижней f_{\min} и верхней f_{\max} частот диапазона проведения спектрального анализа;
- 5) блок 14 – выбор функции корреляционного окна $h(\tau)$;
- 6) блоки 15-22 определяют организацию процедур проведения спектрального анализа с разрешением Δf на частотах $f_k = k\Delta f$ в пределах заданного диапазона частот $f_{\min} \leq f_k \leq f_{\max}$. При этом блок 18 определяет непосредственно процедуры вычисления оценок СПМ $\hat{S}_{xx}(f_k)$ в соответствии с выбранным вариантом проведения спектрального анализа.

Таблица 3.3 – Обозначения в математических соотношениях (3.63)-(3-73) и на схемах алгоритмов, представленных на рисунках 3.1-3.6

Обозначение в математических соотношениях	Обозначение на схемах алгоритмов	Комментарий
$\hat{S}_{xx}(f_k)$	Sxx [fk]	Оценка СПМ на частоте $f_k = k\Delta t$
Δt	Δt	Период следования счетных импульсов образцовой частоты
η_0	N0	Целочисленное значение времени начала спектрального анализа t_0
N	N	Целочисленное значение продолжительности времени спектрального анализа T

Обозначение в математических соотношениях	Обозначение на схемах алгоритмов	Комментарий
$z_1(\eta_0), \eta_i^{Z_1}$	$z1(N0), \eta z1[i]$	Начальное значение $z_1(t_0)$ и целочисленные значения отсчетов времени $t_i^{Z_1}$ результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z_1(t) \cdot i = 0,1,2,\dots,I$; $\eta z1[0] = N0$; $\eta z1[I] = N0 + N$.
$z_2(\eta_0), \eta_j^{Z_2}$	$z2(N0), \eta z2[j]$	Начальное значение $z_2(t_0)$ и целочисленные значения отсчетов времени $t_j^{Z_2}$ результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z_2(t) \cdot j = 0,1,2,\dots,J$; $\eta z2[0] = N0$, $\eta z2[J] = N0 + 2 * N$
$\eta_\tau, \Delta\eta_\tau$	$\eta\tau, \Delta\eta\tau$	Целочисленное значение времени задержки τ и интервал дискретизации задержки $\Delta\tau$
$z_2(j\Delta\eta_\tau + \eta_i^{Z_1})$	$z2(\eta\tau + \eta z1[i])$	Значение $z_2(t)$ для $t = (j\Delta\eta_\tau + \eta_i^{Z_1})\Delta t$
Δf	Δf	Разрешение по частоте, $\Delta f = 1/(N * \Delta t)$
f_{\min}, f_{\max}	f_{\min}, f_{\max}	Нижняя f_{\min} и верхняя f_{\max} частоты диапазона вычисления оценок СПМ
f_k	$f_k = k * \Delta f$	Дискретные значения частот, на которых вычисляются оценки СПМ
$H_{\cos}(\eta_\tau, f)$	$H_{\cos}(\eta\tau, f_k)$	Первообразная для $h_{\cos}(t, f)$
$H_{\cos}(\eta\tau, f_k)$	$G(\eta, f_k)$	Первообразная для $H_{\cos}(\tau, f)$
$V(f_k)$	$V_{xx}(f_k)$	Вычисляется согласно (3.66)
$C(\eta_\tau)$	$C(\eta\tau)$	Вычисляется согласно (3.58)
$Q_i(\eta_i^{Z_1}, f_k)$	$Q(\eta z1[i], f_k)$	Вычисляется согласно (3.62)
$r(i)$	$r[i]$	Число отсчетов $t_j^{Z_2}$ на интервале $t_i^{Z_1} < t < t_i^{Z_1} + T$

Выбор варианта А приводит к выполнению вычислительных процедур получения оценок СПМ согласно (3.63) – (3.66), т.е. на основе равномерной дискретизации времени задержки (сдвига) τ с шагом $\Delta\tau = \text{const}$. Вычисление оценки СПМ осуществляется при условии, что задержка τ изменяется в пределах интервала времени от нуля до $\tau_{\max} = T$. Следовательно, максимально возможное разрешение по частоте оценок СПМ будет равно $\Delta f = 1/T$. На рисунке 3.2 приведена схема алгоритма, реализующего данный вычислительный процесс. В ходе выполнения этого алгоритма блок А18.4, инициализирует вычисление $C(j\Delta\eta_\tau)$ согласно (3.64). Схема алгоритм вычисления $C(j\Delta\eta_\tau)$ представлена на рисунке 3.3, где блок А18.z2 инициализирует процедуру определения значения результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования $z_2(t)$ для $t = (j\Delta\eta_\tau + \eta_i^{z_1})\Delta t$. Схема алгоритма выполнения этой процедуры представлена на рисунке 3.4.

Выбор варианта Б приводит к реализации алгоритмов выполнения вычислительных процедур оценки СПМ согласно (3.67) – (3.71), т.е. на основе двойного аналитического вычисления интегралов от функции корреляционного окна $h(\tau)$. Вычисление этой оценки СПМ осуществляется с максимально возможным разрешением по частоте $\Delta f = 1/T$. На рисунке 3.5 приведена схема алгоритма данного вычислительного процесса, в ходе выполнения которого блок Б18.Q инициализирует вычисление $Q_i(\eta_i^{z_1}, f_k)$ согласно (3.68). Схема алгоритма вычисления $Q_i(\eta_i^{z_1}, f_k)$ представлена на рисунке 3.6.

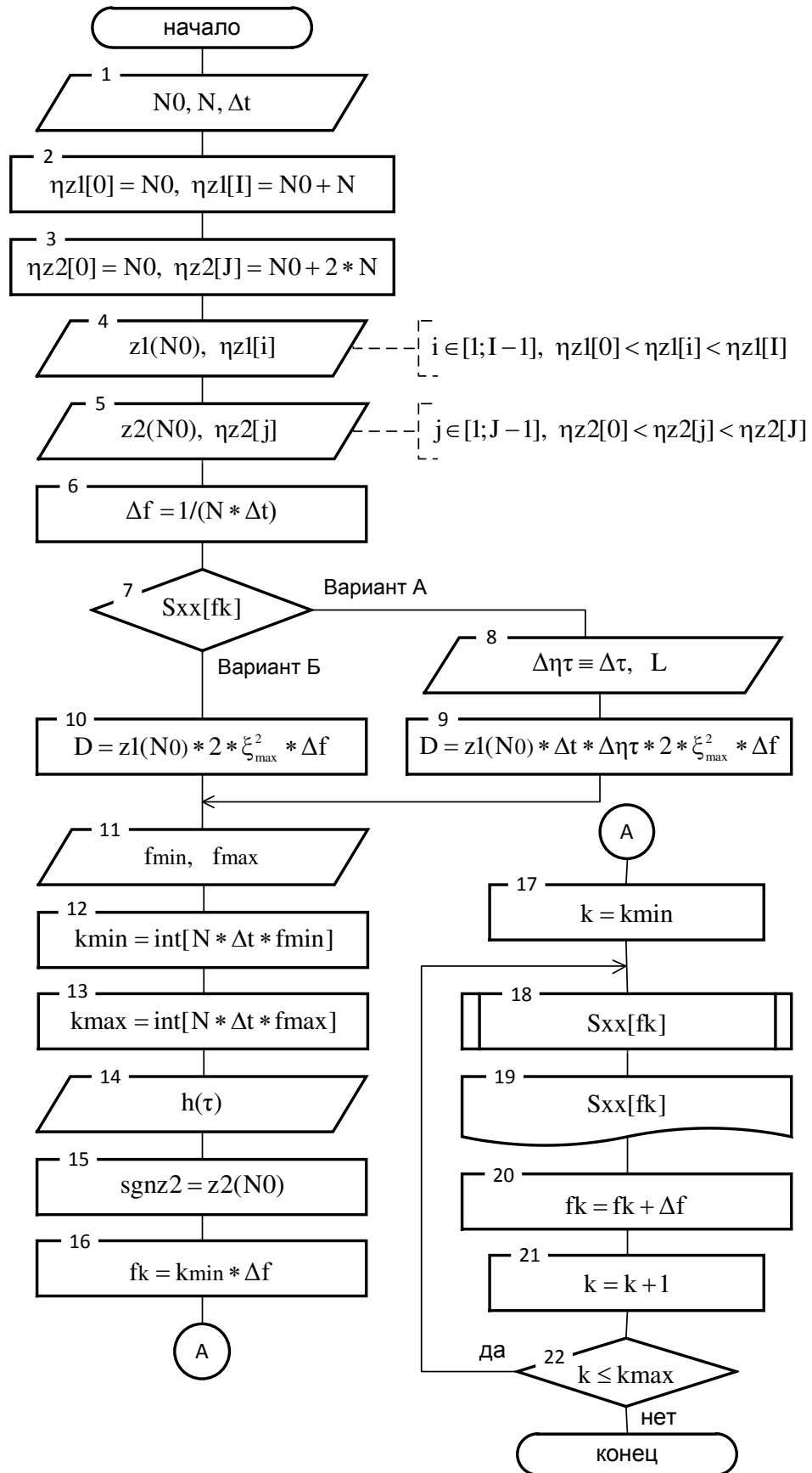


Рисунок 3.1 – Обобщенная схема алгоритма проведения спектрального анализа коррелограммным методом, разработанная на основе соотношений (3.63)-(3-73)

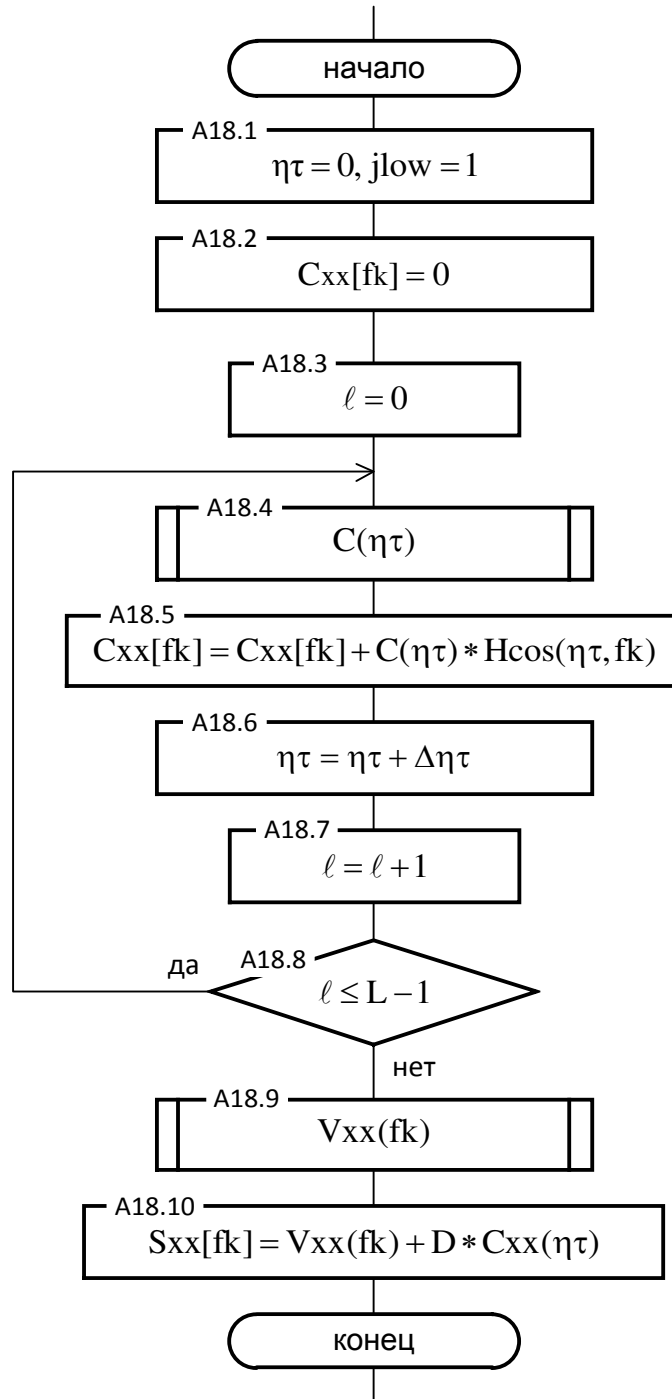
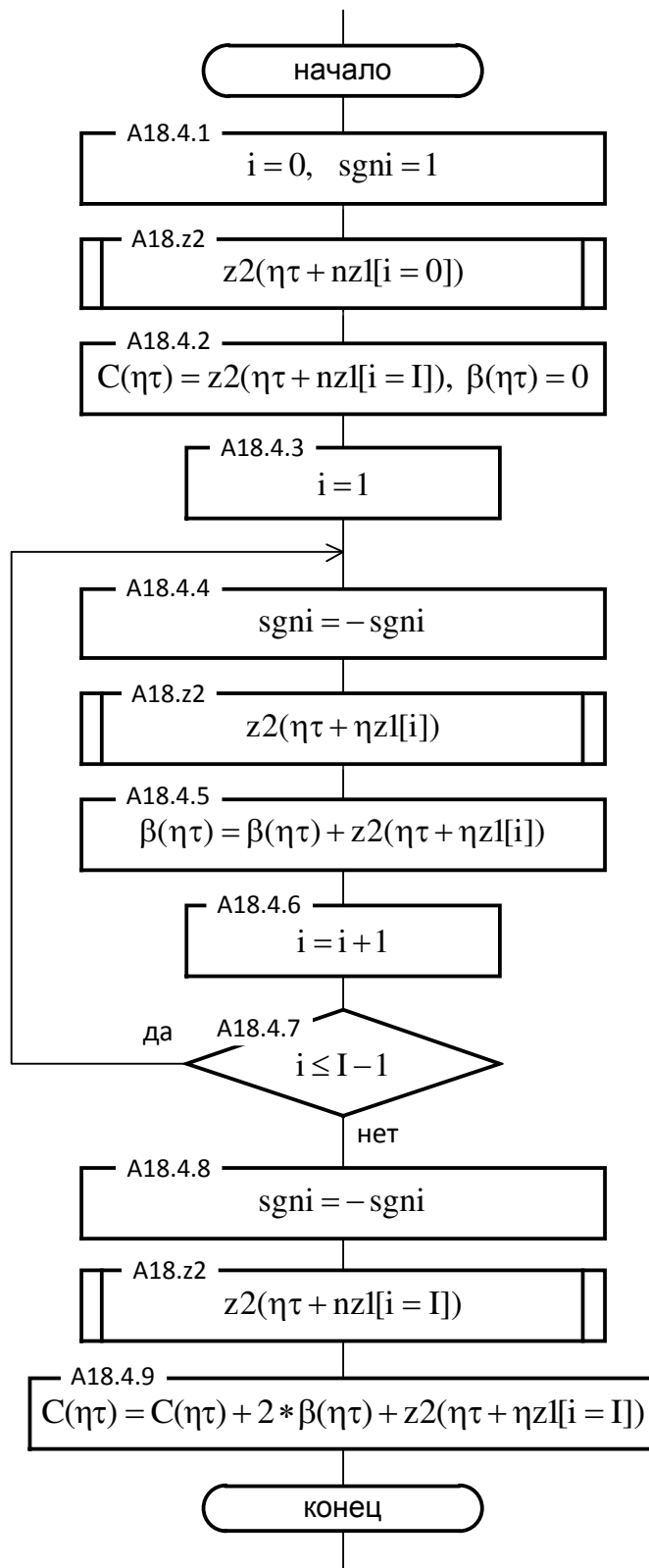


Рисунок 3.2. – Схема алгоритма вычисления оценок СПИМ коррелограммным методом, разработанная на основе соотношений (3.63)-(3.66)

Рисунок 3.3. – Схема алгоритм вычисления $C(j\Delta\eta_\tau)$

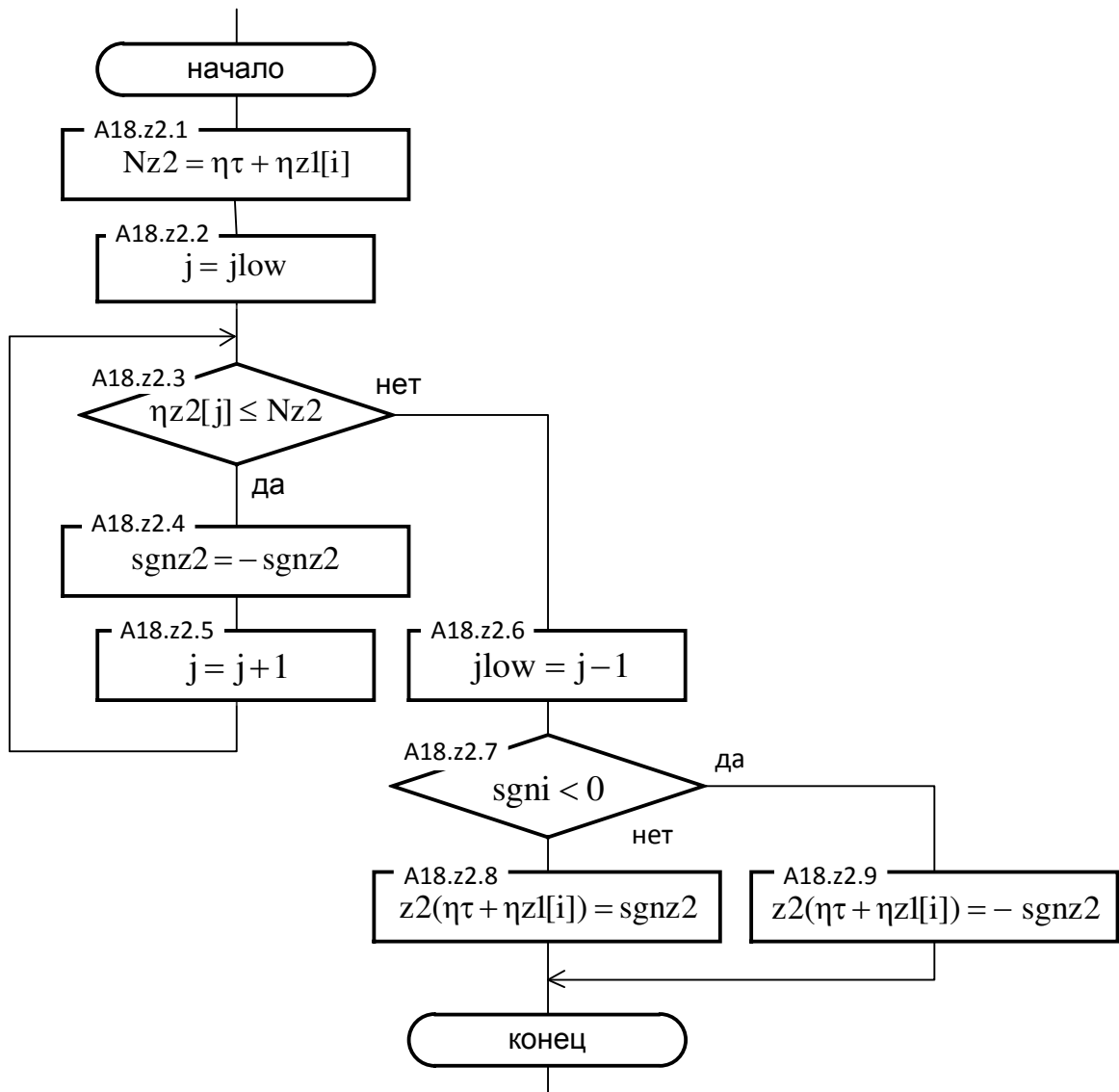


Рисунок 3.4. – Схема алгоритма определения значения $z_2(t)$ для $t = (j\Delta\eta_\tau + \eta_i^{z_1})\Delta t$

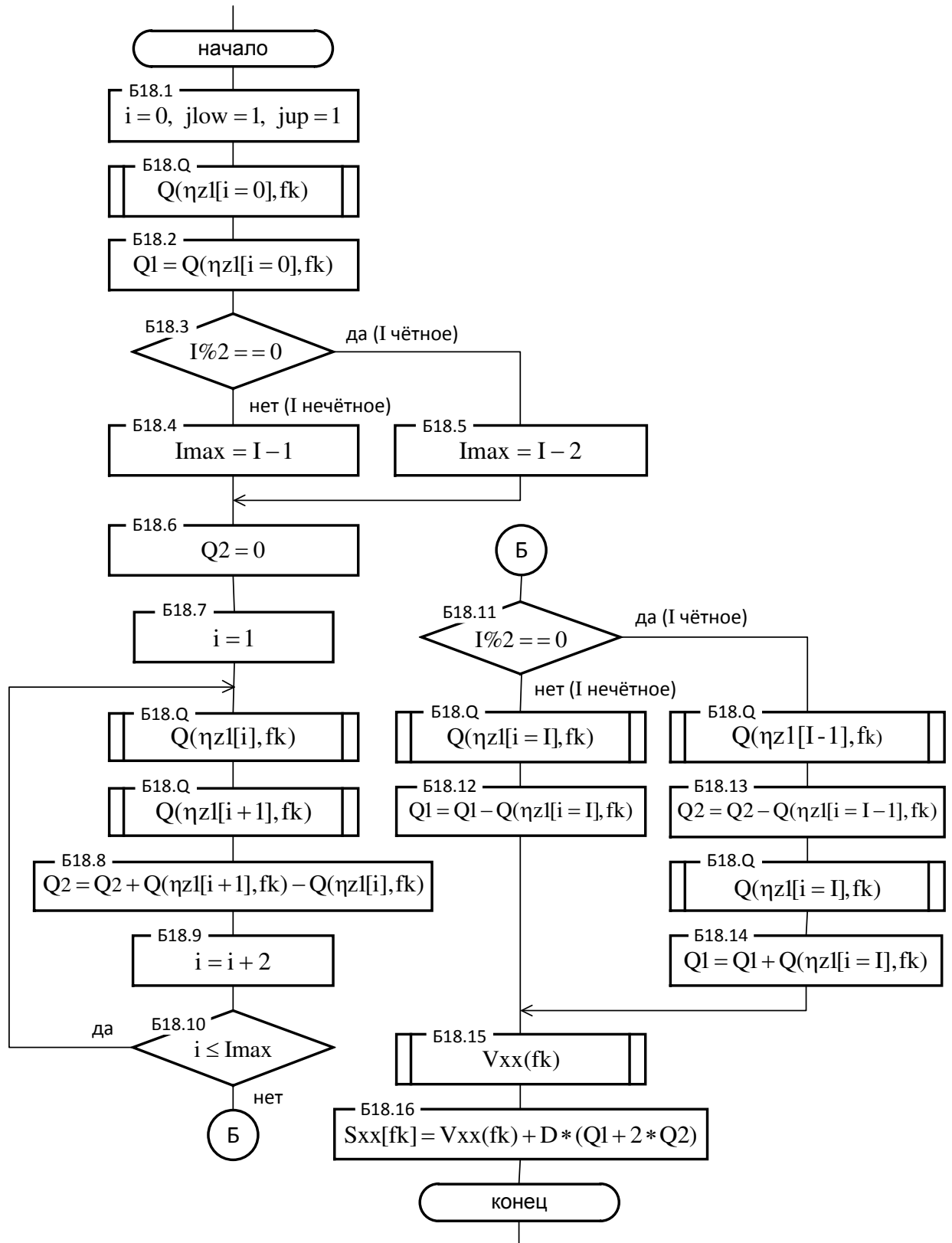


Рисунок 3.5. – Схема алгоритма вычисления оценок СПМ коррелограммным методом, разработанная на основе соотношений (3.67)-(3.71)

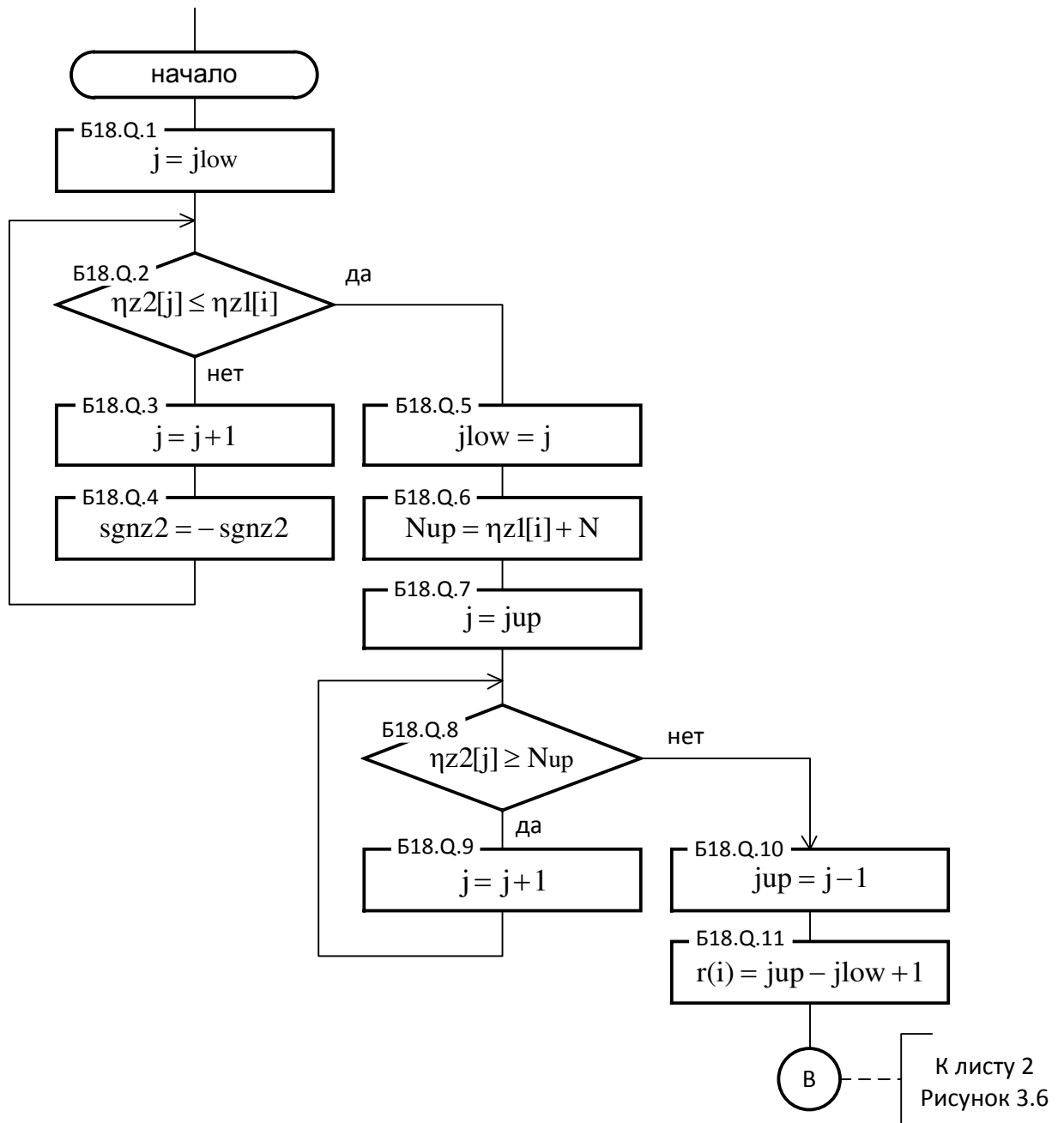
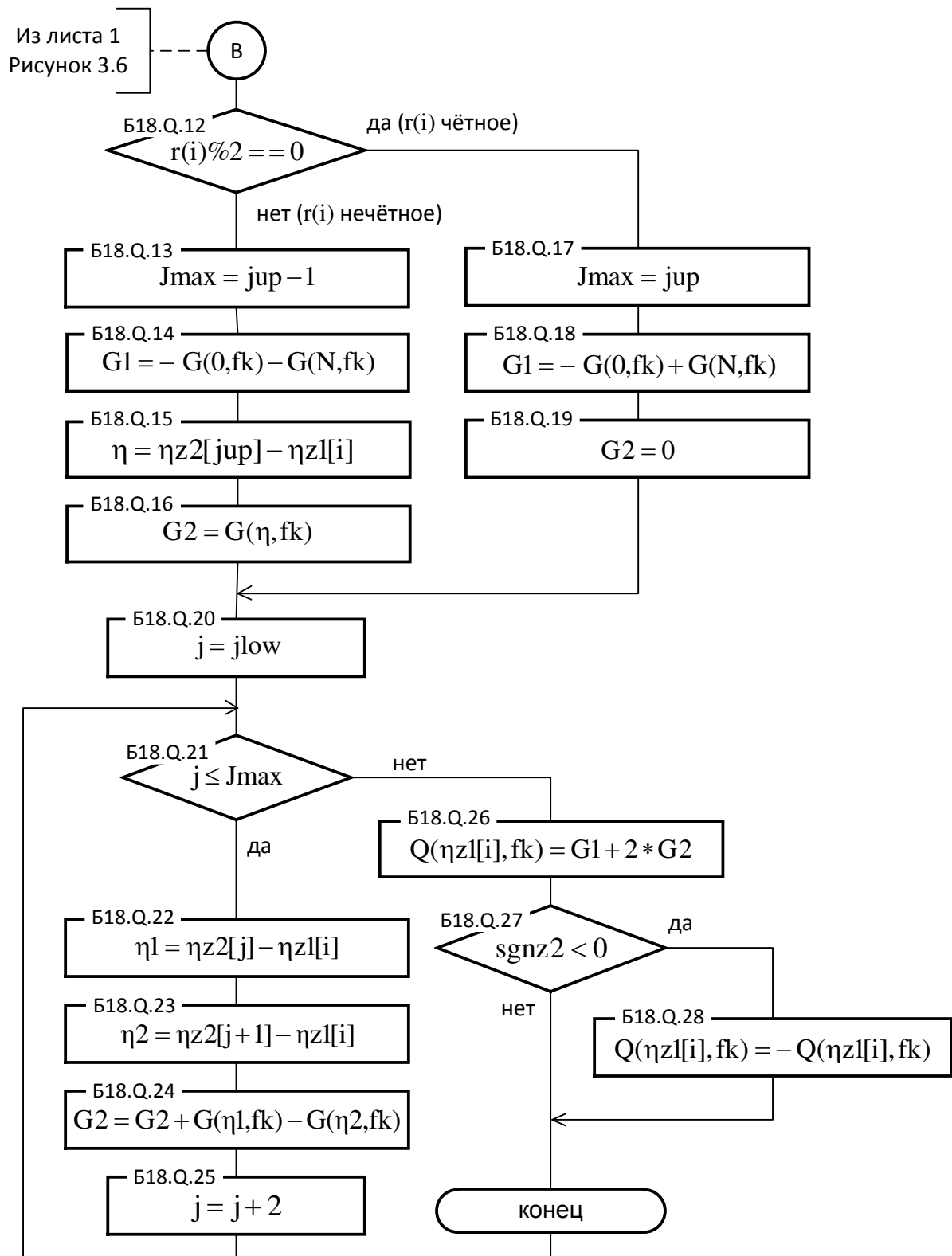


Рисунок 3.6. – Схема алгоритма вычисления $Q_i(\eta_i^{z_1}, f_k)$. Лист 1

Рисунок 3.6. – Схема алгоритма вычисления $Q_i(\eta_i^{z_1}, f_k)$. Лист 2

3.5 Выводы и основные результаты по разделу:

1) На основе дискретно-событийного подхода к представлению результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования по переменной времени t в сочетании с равномерной дискретизацией по переменной времени задержки τ с интервалом $\Delta\tau$ получены математические соотношения вычисления коррелограммной оценки СПМ с применением функций корреляционных окон. Такой подход позволил при вычислении в дискретном виде оценок СПМ перейти от операций умножения к логическим операциям и арифметическим операциям суммирования и вычитания. При этом вычислительные операции в своей основе сводятся к обработке дискретных отсчетов функции $H_{\cos}(\tau, f)$, которая фактически является результатом косинус-преобразования применяемой функции корреляционного окна;

2) Получены математические соотношения для вычисления коррелограммной оценки СПМ с применением функций корреляционных окон, когда операция интегрирования по переменной времени задержки τ также как и операция интегрирования по переменной времени t , вычислена аналитически. Благодаря этому вычисление коррелограммной оценки СПМ в дискретном виде осуществляется фактически без выполнения операций умножений. Они вырождаются в вычислительные процедуры, которые в своей основе связаны с выполнением логических операций и арифметических операций суммирования и вычитания. При этом вычислительные операции в своей основе сводятся к обработке дискретных отсчетов функции $G(\tau, f)$, которая является результатом интегрального преобразования по времени задержки функции $H_{\cos}(\tau, f)$;

3) Особо следует отметить, что разработанное математическое обеспечение для вычисления коррелограммных оценок СПМ с применением функций корреляционных окон не требует предварительного вычисления дис-

кретной последовательности оценок КФ. В процессе практической реализации необходимо иметь только две оценки КФ $\hat{R}_{xx}(0)$ и $\hat{R}_{xx}(T)$;

4) Функции $H_{\cos}(\tau, f)$ фактически совпадают с функциями $W_{\cos}(t, f)$, рассмотренными в подразделе 2.2. Для естественного (прямоугольного), а также для наиболее известных классических функций корреляционных окон $h(\tau)$, которые применяются на практике при спектральном анализе, рассмотрены аналитические соотношения функций $G(\tau, f)$. Для этих функций рассмотрены дискретные по времени и частоте функции $G(\eta_i^Z, f_k)$;

5) На основе разработанного математического обеспечения синтезировано алгоритмическое обеспечение для вычисления оценок СПМ коррелограммным методом. Оно также, как и разработанное во втором разделе алгоритмическое обеспечение для оценки СПМ периодограммным методом разработано на основе компонентно-ориентированного подхода к организации и детализации вычислительного процесса. При обработке подвергаются дискретные значения отсчётов $H_{\cos}(j\Delta\eta_\tau, f)$ и $G(\eta_{j+m(i),i}, f_k)$ для заданного частотного диапазона вычисления оценок СПМ. В функциональном отношении данное алгоритмическое обеспечение, является метрологически значимым.

4 ОБОБЩЕННАЯ СТРУКТУРНАЯ СХЕМА ИИС И МЕТРОЛОГИЧЕСКИ ЗНАЧИМОЕ ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА

4.1 Обобщенная структурная схема ИИС спектрального анализа

Согласно общим требованиям комплектности и обеспечения единства измерений ИИС рассматривается как совокупность измерительных, связующих, вычислительных компонентов, образующих измерительные каналы, и вспомогательных устройств, функционирующих как единое целое и предназначенных для выполнения следующих функций (ГОСТ Р 8.596-2002 «Метрологическое обеспечение измерительных систем») [58]:

- 1) получение информации об объекте с помощью измерительных преобразований множества изменяющихся во времени и распределенных во времени величин;
- 2) машинной обработки результатов измерений;
- 3) регистрации и индикации результатов измерений и результатов их машинной обработки.

Принимая во внимание, приведенное выше определение ИИС отметим, что одними из основных компонентов ИИС, ориентированных на цифровую обработку сигналов являются вычислительные компоненты. Вычислительные компоненты представляет собой комбинацию ЭВМ, универсальных аппаратных средств ввода-вывода сигналов и специализированного программного обеспечения (ПО), которое определяет конфигурацию и функционирование ИИС. С учётом этого разработана ИИС, структурная схема которой представлена на рисунке 4.1. Основными компонентами ИИС являются датчики (Sensors), модуль бинарно-знакового квантования, ЭВМ и периферийные устройства.

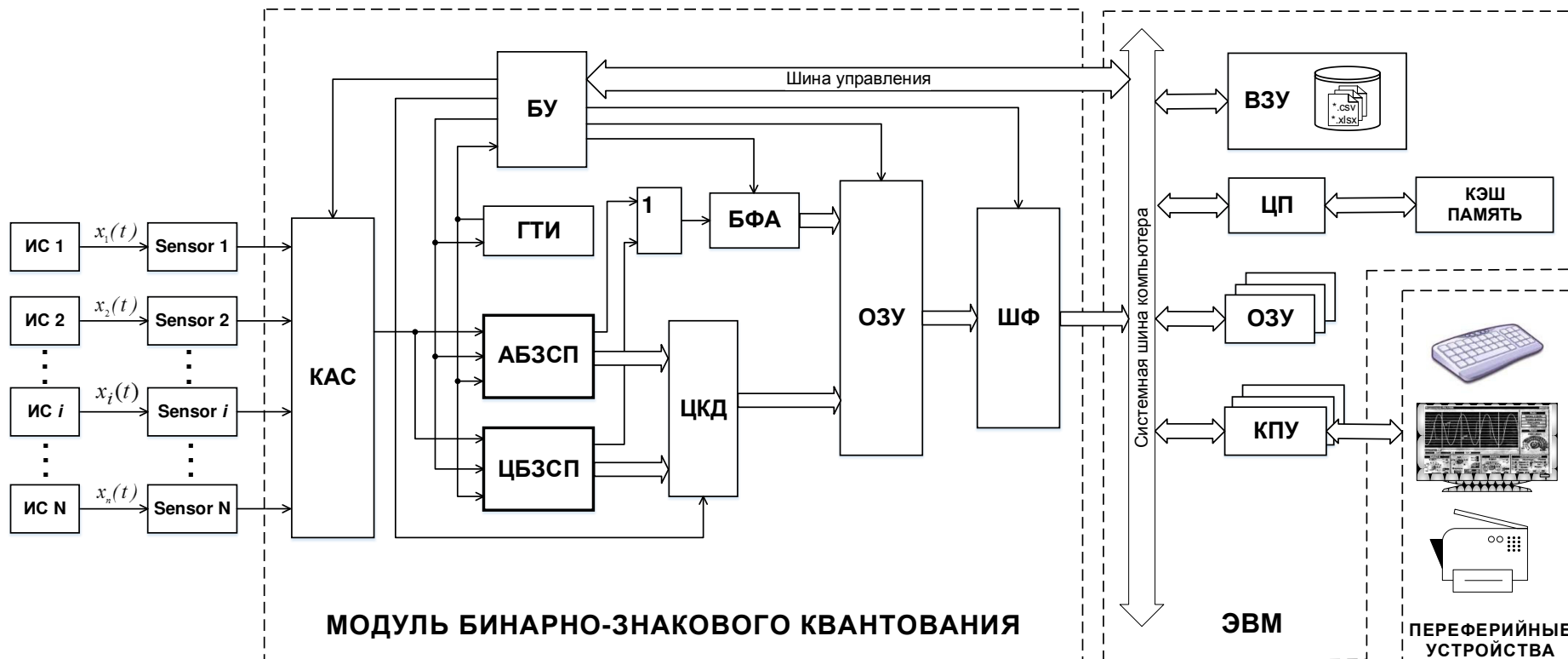


Рисунок 4.1 – Обобщенная структурная схема ИИС

Обозначения: ИС – источник сигнала; Sensors (первичные преобразователи) – датчики; КАС – коммутатор аналогового сигнала; ЦБЗСП – цифровой бинарно-знаковый стохастический преобразователь; АБЗСП – аналоговый бинарно-знаковый стохастический преобразователь; БУ – блок управления; ГТИ – генератор тактовых импульсов; ЦКД – цифровой коммутатор данных; БФА – блок формирования адреса памяти; ОЗУ – оперативно запоминающее устройство; ШФ – шинный формирователь; ЦП – центральный процессор; ВЗУ – внешнее запоминающее устройство; БД – база данных, КПУ – контроллеры периферийных устройств

На выходе датчиков формируются сигналы измерительной информации, которые передаются на входы коммутатора аналогового сигнала (КАС). КАС выполняет функцию выбора сигналов от датчиков для дальнейшей обработки. КАС позволяет переключаться между различными датчиками и направлять аналоговые сигналы либо на аналоговый бинарно-знаковый стохастический преобразователь (АБЗСП), либо на цифровой бинарно-знаковый стохастический преобразователь (ЦБЗСП). Эти блоки преобразуют аналоговые сигналы в цифровой код, путём аналого-стохастического квантования. Блок управления (БУ) осуществляет выработку сигналов управления, которые координируют работу других функциональных блоков и контролирует сбор данных и управляет процессом измерений. Генератор тактовых импульсов (ГТИ) представляет собой блок образцовых программно-управляемых мер напряжения и тактовой частоты для синхронизации работы блоков БУ, АБЗСП и ЦБЗСП. Цифровой коммутатор выполняет функцию выбора данных, полученных от АБЗСП или ЦБЗСП, для дальнейшей обработки и передачи. Блок формирования адресов памяти определяет адрес, по которому данные будут записаны или считаны из оперативной памяти (ОЗУ). ОЗУ используется для временного хранения данных перед их обработкой ЭВМ. Шинный формирователь обеспечивает магистральную передачу данных между модулем формирования бинарно-знакового квантования данных и ЭВМ. ЭВМ принимает цифровые отсчеты η_i^Z через системную шину, выполняет необходимую обработку (интерпретирует) и выдаёт результаты, что позволяет контролировать и анализировать различные параметры источников сигналов и процессов. Обмен информацией между отдельными устройствами (центральным процессором, памятью, устройствами ввода/вывода) происходит по локальным шинам (данных, команд, адреса) этих устройств.

На рисунках 4.2 и 4.3 последовательно раскрыты принципы функционирования блоков АБЗСП и ЦБЗСП. Эти блоки позволяют получать цифро-

вые отсчеты η_i^z двумя способами: в результате обработки непосредственно аналогового сигнала или в результате имитации процедуры аналого-стохастического квантования для дискретного сигнала, полученного с блока АЦП, путём сравнения его с цифровыми отсчётами, генерируемые ЦГВРС.

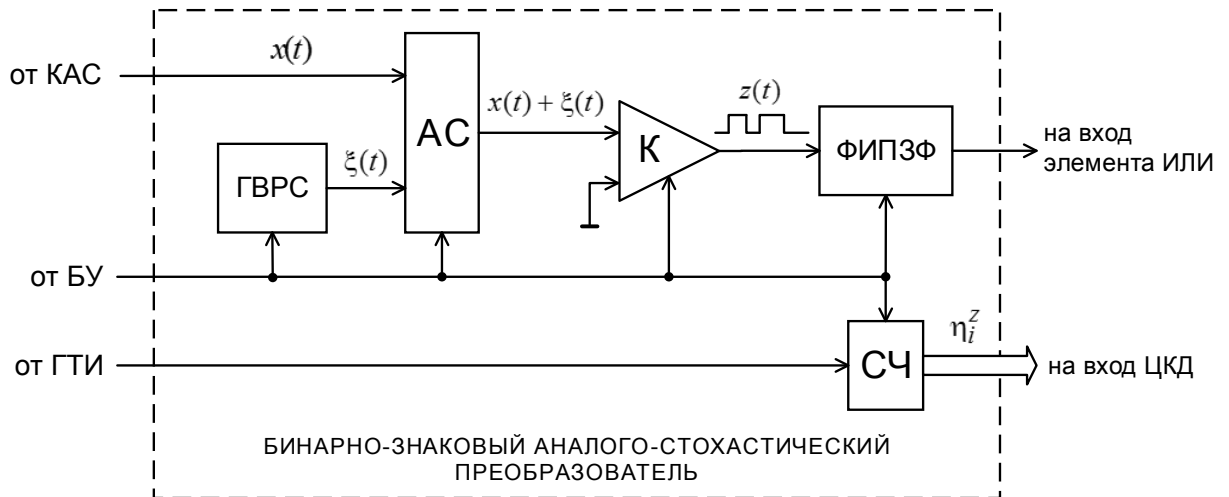


Рисунок 4.2 – Схема формирования цифровых отсчетов η_i^z в режиме обработки аналогового сигнала

Обозначения: ГВРС – генератор вспомогательного рандомизирующего сигнала; АС – аналоговый сумматор; К – компаратор, СЧ – двоичный счётчик; ФИПЗФ – формирователь импульсов по переднему и заднему фронту.

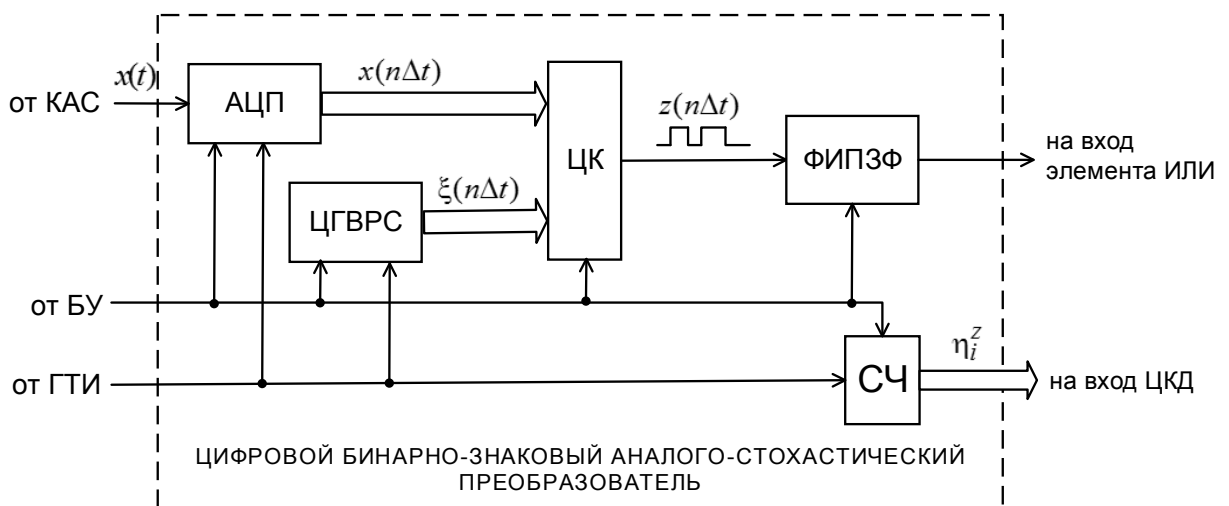


Рисунок 4.3 – Схема формирования цифровых отсчетов η_i^z в режиме обработки дискретного сигнала

Обозначения: ЦГВРС – цифровой генератор вспомогательного рандомизирующего сигнала; АЦП – аналого-цифровой преобразователь; ЦК – цифровой компаратор.

4.2 Модульная организация программного обеспечения ИИС

Основу функционирования ИИС, ориентированных на цифровую обработку данных измерений, составляет ПО. Поэтому правильный выбор подходов и инструментов разработки ПО даёт возможность значительно повысить эффективность вычислительных процедур ИИС, а также обеспечить гибкость и оперативность обмена данными между прикладными процессами.

В соответствии с обязательными требованиями нормативных документов обеспечения единства измерений (ГОСТ Р 8.654-2015 «Требования к программному обеспечению средств измерений» и ГОСТ Р 8.596-2002 «Метрологическое обеспечение измерительных систем»), выделяют метрологически значимую и незначимую части ПО ИИС. К метрологически значимой части ПО ИИС относятся программы и программные модули, которые выполняют обработку результатов измерений и участвуют в вычислительных процедурах, влияющие на результаты измерений. К метрологически незначимой части ПО ИИС относятся программы и программные модули, выполнение которых не влияет на результаты измерений. В частности, они используются для установки рабочих параметров измерительных процедур, передачи данных измерений, нагрузочного тестирования и т.п. Программы и программные модули метрологически незначимой части ПО ИИС не должны оказывать недопустимое влияние на метрологически значимое ПО и метрологические характеристики промежуточных и конечных результатов измерений. Обмен данными между метрологически значимой и незначимой частями ПО ИИС осуществляется через защищенный интерфейс, который определяет порядок выполнения взаимодействия между этими частями [82, 58].

Разработанное во втором и в третьем разделах математическое и алгоритмическое обеспечение для вычисления оценок СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм и коррелограммным методом, стало основой разработки метрологически значимого ПО ИИС для цифрового спектрального анализа сигналов. При этом его разработка была осуществлена

в соответствии с рекомендациями стандарта для ПО средств измерений ГОСТ Р 8.883-2015 «Государственная система обеспечения единства измерений. Программное обеспечение средств измерений. Алгоритмы обработки, хранения, защиты и передачи измерительной информации. Методы испытаний», которые также распространяются на ПО ИИС и алгоритмы его функционирования. Следуя этим рекомендациям, были приняты во внимание общие и специальные требования, предъявляемые к алгоритмам обработки, хранения, защиты и передачи измерительной информации, а также к порядку и процедурам проведения тестовых испытаний разработанного ПО ИИС для статистического анализа сложных многокомпонентных сигналов [70].

В качестве общих требований были учтены:

- 1) требования к структуре ПО;
- 2) требования к влиянию ПО на метрологические характеристики результатов обработки данных;
- 3) требования к защите ПО и данных.

Особенности практической разработки ПО ИИС согласно этим общим требованиям приведены в таблице 4.1. Они определили общие принципы структурной и функциональной организации, а также проведения тестовых испытаний разработанного ПО.

В качестве специальных требований были учтены:

- 1) требования к разделению ПО;
- 2) требования, предусматривающие расширение и модификацию программных компонент и их функций, а также применяемые в случае использования технологий загрузки, долговременного хранения и передачи данных.

Особенности практической разработки ПО согласно указанным специальным требованиям приведены в таблице 4.2. Они определили специфику построения и исполнения ПО в соответствии с функциональными особенностями разработанных алгоритмов для оценки СПМ.

Таблица 4.1 – Общие требования к ПО и особенности их практического выполнения

Требования	Особенности практического выполнения
Требования к структуре ПО	Формализуют подход к проектированию и составу метрологически значимой и незначимой частей ПО, а также порядок тестирования и отладки его функциональных модулей в его составе
Требования к влиянию ПО на метрологические характеристики результатов обработки данных измерений	Предписывают необходимость проведения испытаний влияния ПО на метрологические характеристики в соответствии с установленными методиками и критериями, а также документирование результатов этих испытаний
Требования к защите ПО и данных	Определяют условия доступа к данным измерений, управлению доступом, обеспечению целостности и непротиворечивости хранимых данных

Таблица 4.2 – Специальные требования к ПО и особенности их практического выполнения

Требования	Особенности практического выполнения
Требования к разделению ПО	ПО должно быть разделено на модули с четко определенными интерфейсами, чтобы каждый модуль мог быть отдельно разработан, протестирован и затем интегрирован в общую систему
Требования, предусматривающие технологии расширения и модификацию программных компонент и их функций.	Устанавливают набор правил и рекомендаций, которые определяют, как ПО должно проектироваться и реализовываться с учетом возможности масштабирования, т.е. способности управлять увеличением объема данных измерений, количеством пользователей и т.д. Они также учитывают масштабирование при проектировании архитектуры ПО и выборе технологий, используемых в процессе разработки.

Руководствуясь общими требованиями, приведенными в таблице 4.1, в процессе разработки модулей ПО использовались паттерны проектирования и интегрированные среды программирования, которые определили общую структуру ПО ИИС в виде функционально независимых программных моду-

лей с возможностью их комплексирования и параллельного выполнения. Основным результатом такой структурной и функциональной организации модулей ПО стало выполнение требования к выделению метрологически значимой и незначимой частей ПО ИИС. При этом предусмотрен режим проведения тестирования (функциональных проверок) модулей ПО с целью исследования и подтверждения метрологических характеристик разработанных алгоритмов для оценки СПМ.

Реализация метрологически значимой и незначимой частей основана на многоуровневой технологии программирования, которая позволила логически и функционально осуществить разработку модулей согласно их назначению и характеру использования в общей структуре ПО. Многоуровневый подход обеспечил защиту метрологически значимой части ПО от случайных или непреднамеренных изменений, которые могут привести к нарушению целостности и штатного режима функционирования ПО. При этом предоставляется возможность модификации метрологически незначимой части ПО без нарушения ее совместимости с метрологически значимой частью ПО. В соответствии с многоуровневой технологией разработки ПО были выделены уровень представления и уровень обработки данных. Каждый из этих уровней определяет функционально однородную по своему назначению группу программных модулей [111-113].

Уровню представления соответствуют программные модули метрологически незначимой части ПО. Этот уровень позволяет работать в диалоговом режиме и управлять модулями обработки данных метрологически значимой части. Он также отвечает за графический интерфейс представления данных и результатов обработки данных.

Уровню обработки данных соответствует совокупность программных модулей метрологически значимой части ПО, которые реализуют алгоритмы вычисления оценок СПМ.

Взаимодействие между модулями уровня представления и модулями уровня обработки данных осуществляется через уровень программного интерфейса с использованием кросс-языковых конвертеров в процессе инициирования функций обмена потоками данных [120, 121].

В таблице 4.3 приведено соответствие между уровнями и группой принадлежности модулей с указанием их назначения и режима функционирования в составе разработанного ПО. На рисунке 4.4 представлена структурная схема модульной организации взаимодействия модулей уровня представления данных с соответствующими модулями реализации вычислительных алгоритмов через кросс-языковые конвертеры.

Модули задания параметров тестового многокомпонентного сигнала, вспомогательного рандомизирующего сигнала и параметров подготовки данных бинарно-знакового аналого-стохастического квантования предназначены для имитации процедуры формирования исходных данных в режиме проведения тестовых испытаний (функциональных проверок) вычислительных алгоритмов проведения спектрального анализа. Они используются в процессе отладки и периодической проверки работоспособности вновь подключаемых модулей, реализующих новые алгоритмы в ходе расширения или модификации метрологически значимой части ПО.

Модуль визуализации данных, предназначен для отображения параметров тестирования, параметров проведения спектрального анализа, а также результатов вычисления оценок СПМ в графической и табличной формах.

Модуль ввода данных бинарно-знакового аналого-стохастического квантования осуществляет управление заданием параметров для ввода исходных данных и инициализирует вычислительные процедуры их обработки в процессе тестирования и штатном режиме функционирования метрологически значимой части ПО. Данный модуль в совокупности с модулями задания параметров и реализации алгоритмов вычисления оценок СПМ являются инструментом цифрового спектрального анализа сигналов.

Таблица 4.3 – Соответствие многоуровневой структуры и модульной организации ПО

Уровень	Группа модулей	Модуль	Режим функционирования
Уровень представления данных	Модули графического интерфейса и задания данных	Модуль задания параметров многокомпонентного тестового сигнала	Тестовые испытания ПО и функциональные проверки
		Модуль задания параметров рандомизирующих вспомогательных сигналов	
		Модуль задания параметров подготовки данных бинарно-знакового аналого-стохастического квантования	
		Модуль визуализации данных	Штатное функционирование ПО
		Модули задания параметров вычисления оценок СПМ	
Уровень программного интерфейса	Кросс-языковые конвертеры	Конвертер параметров многокомпонентного тестового сигнала	Тестовые испытания ПО и функциональные проверки
		Конвертер параметров рандомизирующих вспомогательных сигналов	
		Конвертер параметров подготовки данных бинарно-знакового аналого-стохастического квантования	
		Конвертеры параметров вычисления оценок СПМ	Штатное функционирование ПО
Уровень обработки данных	Модули реализации алгоритмов	Модуль реализации многокомпонентного тестового сигнала	Тестовые испытания и функциональные проверки
		Модуль реализации рандомизирующих вспомогательных сигналов	
		Модуль реализации процедуры подготовки данных бинарно-знакового аналого-стохастического квантования	
		Модуль ввода данных бинарно-знакового аналого-стохастического квантования	Штатное функционирование ПО
		Модули реализации алгоритмов вычисления оценок СПМ	

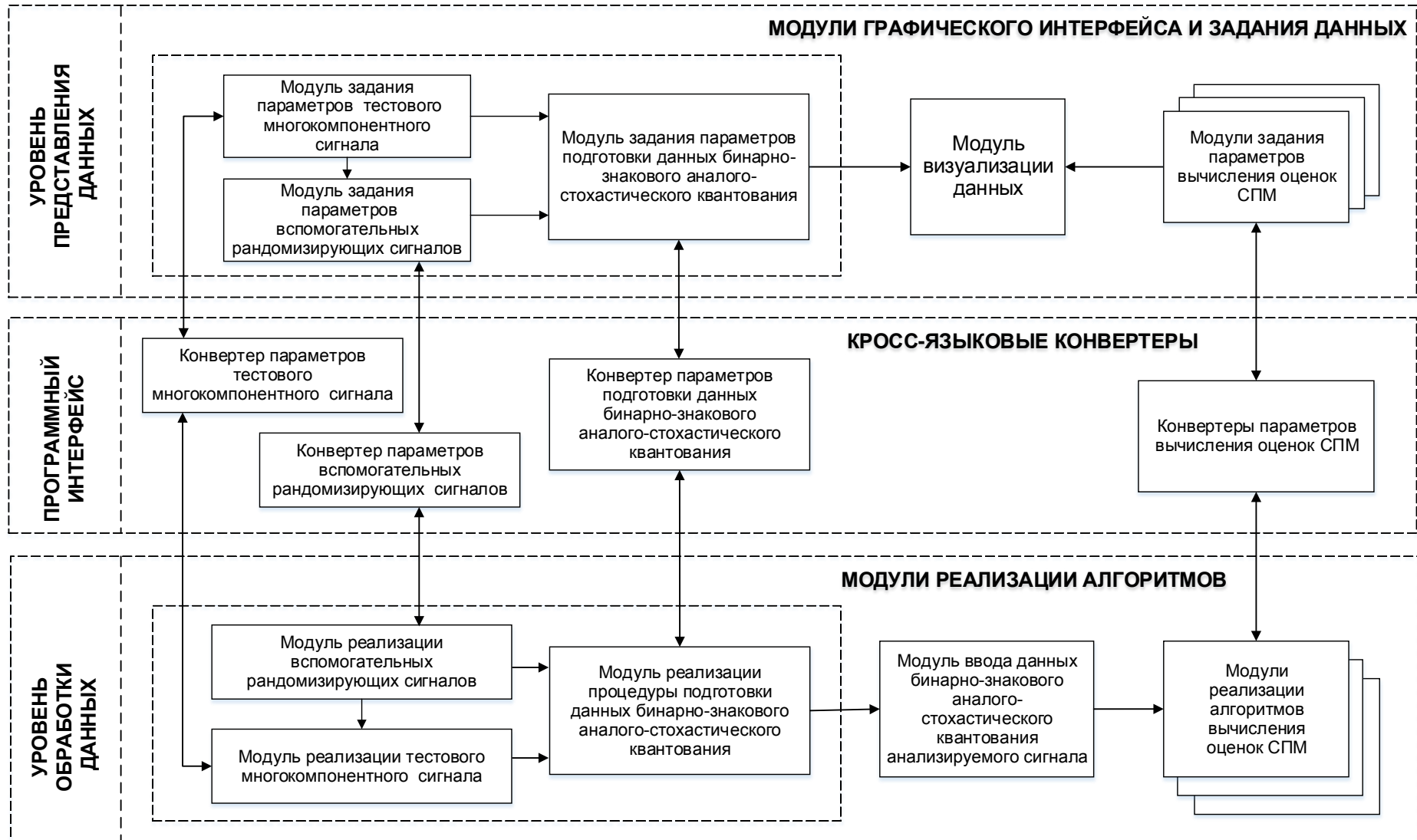


Рисунок 4.4 – Структурная схема модульной организации ПО

С учётом специальных требований, предусматривающих использование технологий расширения и возможность модификации программных компонент и их функций, программные модули уровней представления и обработки данных реализованы с помощью функционально- и синтаксически-независимых программно-инструментальных сред разработки ПО. Использование различных технологических стеков обеспечило масштабируемость, адаптивность и расширяемость ПО, а также заменяемость программных модулей и возможность их повторного использования (ГОСТ Р 51904-2002 «Программное обеспечение встроенных систем. Общие требования к разработке и документированию») [69]. Это позволяет осуществлять комплексирование программных модулей с возможностью обмена данными в процессе их выполнения и создавать интегрированное метрологически значимое ПО многофункциональных ИИС для комплексного анализа сложных сигналов.

В процессе разработки ПО модули уровня представления реализованы на строго типизированном объектно-ориентированном языке программирования Java, а модули уровня обработки данных на статически типизированном языке программирования общего назначения C++. Использование языка Java обеспечило создание программных конструкций с возможностью повторного использования с минимальными модификациями на разных вычислительных платформах, что повышает мобильность метрологически значимой части ПО. В свою очередь C++ позволил применить подход многопоточного программирования для повышения производительности выполнения цифровой обработки данных [123-125, 130].

Структурная организация разработанного ПО с учетом функциональной совместимости программных модулей и обмена данными через программный интерфейс позволила реализовать принцип единственной ответственности, когда управление и доступ к данным осуществляется через контроль процедур, которые непосредственно связаны с выполнением измерительной задачи. Такой подход обеспечил выполнение требования о недопус-

тимости искажающего воздействия на метрологически значимую часть ПО через интерфейс пользователя и интерфейс передачи данных.

Функциональное назначение модулей метрологически значимой части ПО приведено в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Функциональное назначение модулей метрологически значимой части ПО

Программные модули	Функциональное назначение
Модуль реализации тестового многокомпонентного сигнала	Воспроизводит тестовый сигнал в виде суммы гармонических составляющих с известными амплитудами, частотами и случайными фазами в аддитивном шуме с известным законом распределения
Модуль реализации вспомогательных сигналов	Воспроизводит вспомогательный рандомизирующий сигнал, которые используется в процессе имитации процедуры бинарно-знакового аналого-стохастического квантования тестового многокомпонентного сигнала
Модуль реализации подготовки данных измерения	Отвечает за подготовку и формирование результатов бинарно-знакового аналого-стохастического квантования тестовых сигналов в виде дискретной последовательности отсчетов времени согласно (1.38)
Модули реализации вычисления оценок СПМ	Реализует вычисления оценок СПМ в соответствии с разработанными алгоритмами, представленными на рисунках 2.1 и 3.1. Осуществляет контроль результатов вычисления оценок СПМ.

Модульная архитектура организации ПО позволила обеспечить принцип разделения ответственности программных компонентов (модулей), где каждый компонент (модуль) отвечает за выполнение только своей задачи и взаимодействует с компонентами (модулями) других уровней по установленным связям через разработанные интерфейсы. При этом учтено требование конструктивной и функциональной однородности программных модулей, что обеспечило независимость их разработки и тестирования, а также создание интегрированного программного обеспечения.

4.3 Компонентно-ориентированная реализация и режимы функционирования программного обеспечения ИИС

Особое значение в процессе разработки ПО ИИС является обеспечение возможности одновременного расширения его функционала и сохранения устойчивости, когда добавление новой функциональности не нарушает целостность предыдущей. Для этого выбрана компонентно-ориентированный подход к программной реализации ПО ИИС, который определил способ организации и хранения вычислительных компонентов и экземпляров классов в программных модулях в виде классов-контейнеров [85-87]. Использование классов-контейнеров в модульной организации ПО обеспечило следующие преимущества:

1) облегчают манипуляцию и обработку вычислительных компонентов и измерительных процедур, т.к. предоставляют возможность обращаться к вычислительным компонентам и измерительным процедурам класса-контейнера по их индексу или ключу, а не перебирать все элементы в цикле что повышает эффективность доступа;

2) классы-контейнеры могут содержать объекты динамических типов, что делает их универсальным средством хранения и передачи данных измерений между программными компонентами уровней представления и обработки данных;

3) обеспечивают безопасность работы с данными, так как включают механизмы проверки и контроля доступа к элементам классов-контейнеров;

4) обеспечивают расширяемость программного кода, т. к. классы-контейнеры можно наследовать и расширять для решения новых измерительных задач и для работы с новыми типами данных.

Согласно выбранной концепции компонентно-ориентированного программирования, основу ПО составили четыре класса-контейнеров:

1) классы-контейнеры для передачи данных о моделируемом тестовом многокомпонентном сигнале;

- 2) классы-контейнеры для передачи данных в штатном режиме функционирования;
- 3) классы-контейнеры для получения данных и их анализа;
- 4) классы-контейнеры для передачи данных результатов вычисления оценок СПМ.

Внутренняя реализация класса остаётся закрытой, а добавление нового функционала осуществляется наследованием в производных классах более низкого уровня открытой части интерфейса класса более высокого уровня, что позволяет изменить внутреннюю реализацию класса, не меняя его интерфейс. Строгое следование принципам уровневой системы наследования классов позволяет систематизировать весь измерительный процесс, начиная с процедуры формирования исходных данных до получения конечного результата. Каждый класс-контейнер содержит классы, которые реализуют соответствующую логику и функциональность. Они приведены в таблице 4.5.

Таблица 4.5 – Состав классов-контейнеров и их функциональное назначение классов

Класс-контейнер	Класс	Функциональное назначение
Передача данных о тестовом сигнале и результатов имитации процедуры бинарно-знакового аналого-стохастического квантования	QuantumBridge	Используется для загрузки нативных библиотек и преобразования java-объектов в стандартные типы данных языка C++. Выполняет функции программного интерфейса, обеспечивающего стандартизированный способ обмена данными между программными компонентами уровней.
	JNIRandomProcessModel	Позволяет хранить данные о модели многокомпонентного тестового сигнала: среднее значение, амплитудно-частотные характеристики гармонических составляющих и вероятностные характеристики аддитивного шума.

Класс-контейнер	Класс	Функциональное назначение
	JNIRandomProcessComponent	Позволяет хранить параметры вспомогательных рандомизирующих сигналов: тип сигнала, дисперсия (СКО), амплитуда, период, частота, фаза (случайная).
Передача данных о загружаемом анализируемом равномерно дискретном сигнале и его имитации процедуры бинарно-знакового аналого-стохастического квантования	JNIXcelProcessComponent	Обеспечивает задание и хранение значений параметров загрузки исходной реализации анализируемого сигнала из электронных таблиц в формате *.xlsx и *.csv.
	JNIXcelProcessData	Обеспечивает процедуру загрузки и хранения массива данных исходной реализации анализируемого сигнала, полученных в результате равномерной дискретизации и линейной или кусочно-постоянной аппроксимации.
Получение данных сигналов и результатов оценивания СПМ результатов квантования	JNIXcelSeriesResearch	Позволяет хранить общие данные о загруженных результатах бинарно-знакового аналого-стохастического квантования
	JNIXcelSeriesComponent	Позволяет хранить параметры подготовки и формирования результатов бинарно-знакового аналого-стохастического квантования: максимальное и минимальное значение, абсолютное максимальное значение, математическое ожидание, среднее квадратическое отклонение (дисперсию)
Передача данных спектрального анализа	JNIFourierData	Позволяет хранить общие данные для спектрального анализа: массив сигналов, постоянную составляющую, среднее значение, отклонение, амплитуду, период и фазу вспомогательного сигнала, время анализа, интервал опроса, минимальное и максимальное значение частоты.

Классы-контейнеры объявлены в виде шаблонов. Шаблоны позволяют расширить возможности повторного использования программного кода. При этом для контроля количества копий размер класса-контейнера определяется во время компиляции, при помощи нетипового параметра шаблона, указывающего размер, что позволяет устранить расходы на динамическое выделение памяти во время выполнения программы.

Передача массивов данных в классах реализована с помощью моделируемого вызова по ссылке. Это обеспечивает эффективность вычислений, т.к. если бы массивы передавались вызовом по значению, то передавалась бы копия каждого элемента. Для больших часто передаваемых массивов это привело бы к увеличению времени и памяти для хранения копий массивов.

Аналогичным образом, чтобы избежать вычислительных затрат на копирование структуры классов, реализована передача аргументов классов и объектов большого размера посредством вызова по ссылке, а не вызова по значению. Однако передача объекта вызовом по значению позволяет защитить исходные данные от изменения, поскольку вызываемая функция не имеет доступа к исходному объекту, но вызов по значению может ухудшить производительность в случае создания копии большого объекта. Безопасной альтернативой стало объявление вызова объекта класса со ссылкой *const*, что предотвращает доступ функции к исходному объекту и способствует повышению производительности [139].

Использование классов-контейнеров позволило обеспечить стандартизированный интерфейс обмена данными измерений между вычислительными и измерительными компонентами и эффективно осуществить системную интеграцию программных модулей с подсистемами ИИС.

На рисунке 4.5 показана схема организации ПО ИИС спектрального анализа. Она отражает характер взаимодействия между классами метрологически значимой и незначимой частями ПО ИИС.

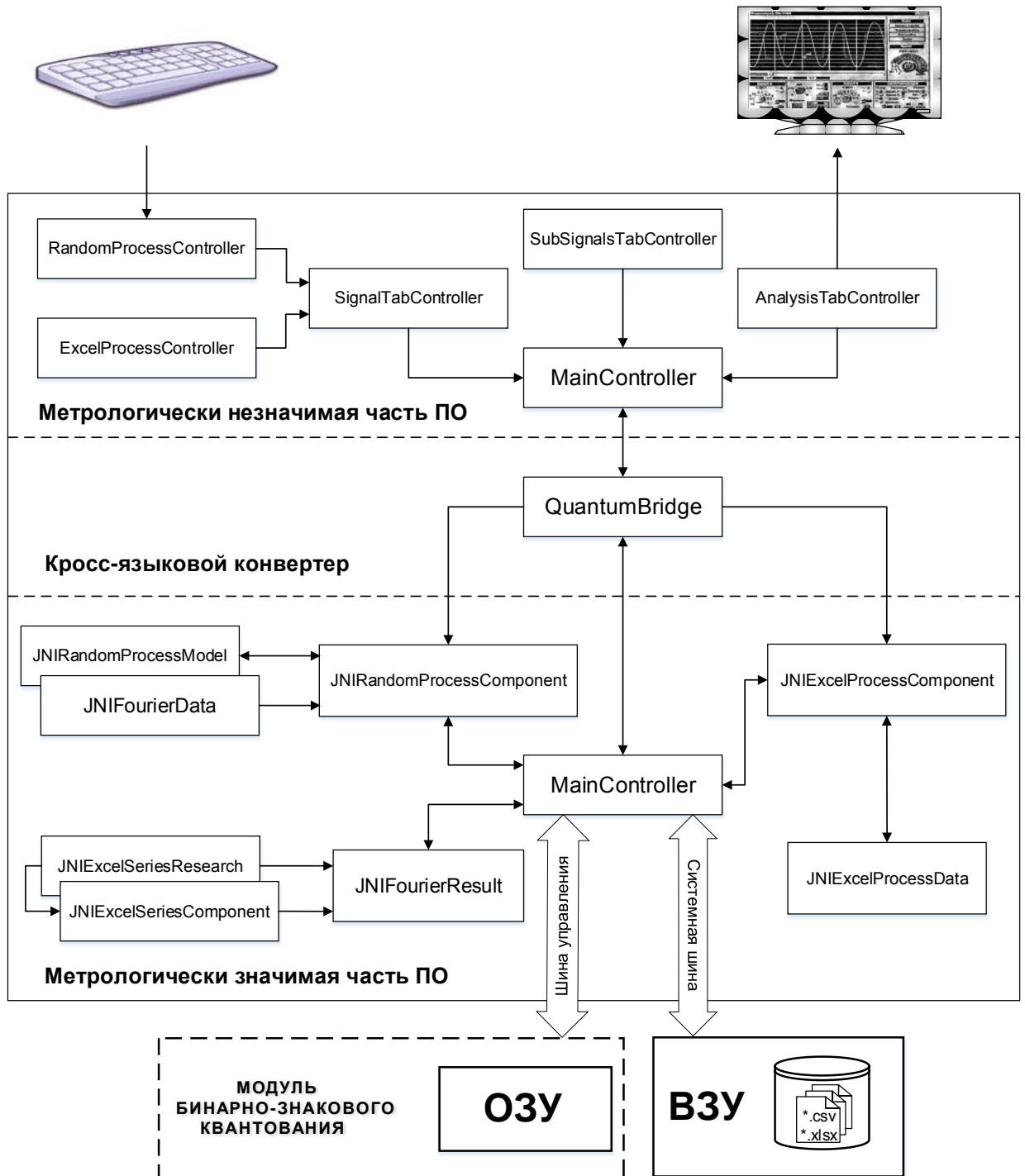


Рисунок 4.5 – Диаграмма классов-контейнеров модулей реализации алгоритмов вычисления оценок СПМ

Класс `MainController` является корневым обработчиком событий между интерфейсом метрологически значимой ПО и бинарно-знакового аналого-стохастического преобразователя (БЗАСП). БЗАСП формирует целочисленные отсчеты времени η_i^z согласно (1.40), соответствующие результату бинарно-знакового аналого-стохастического квантования непрерывных сигналов, полученных с датчиков (sensors).

Класс `SignalTabController` представляет собой общий обработчик пользовательского интерфейса для выбора целевых обработчиков `RandomProcessController` и `ExcelProcessController`, которые определяют программный и графический интерфейс модулей задания параметров многокомпонентного тестового и реального сигналов. Класс `SubSignalsTabController` представляет обработчик модуля задания параметров рандомизирующих вспомогательных сигналов, а класс `AnalysisTabController` представляет обработчик модуля визуализации результатов вычисления оценок СПМ.

Корневой обработчик `MainController` является ядром ПО и предназначен для организации взаимодействия всех классов. Он загружает в память группы модулей реализации вычисления оценок СПМ параметры и настройки системы, а также модули реализации процедуры подготовки и ввода данных бинарно-знакового аналого-стохастического квантования. Команды на выполнение вычислительных процедур подаются через классы модулей графического интерфейса: `SubSignalsTabController` и `AnalysisTabController`.

При проведении тестовых испытаний классы `JNIRandomProcessModel` и `JNIRandomProcessComponent` позволяют симитировать процедуру бинарного знакового аналого-стохастического квантования путём обработки массива данных исходной реализации анализируемого сигнала, полученных в результате его равномерной дискретизации и линейной или кусочно-постоянной аппроксимации. Класс-контейнер подготовки данных к анализу `JNIRandomProcessComponent`, получив от модуля управления `MainController` через кросс-языковой конвертер `QuantumBridge` оповещение о завершении

загрузки массива цифровых отсчетов анализируемого сигнала., автоматически пересчитывает параметры вспомогательного рандомизирующего сигнала, исходя из предварительно рассчитанных оценок статистических характеристик анализируемого сигнала. Через классы-контейнеры модуля пользовательского интерфейса можно скорректировать автоматически рассчитанные параметры вспомогательного рандомизирующего сигнала. После задания параметров вспомогательного сигнала осуществляется процедура имитации бинарно-знакового аналого-стохастического квантования. Полученные в результате выполнения этой процедуры цифровые отсчеты передаются в класс-контейнер `JNIFourierData`, осуществляющей оценку СПМ. В режиме штатного функционирования, массив цифровых отсчетов непосредственно передается через класс `MainController` в класс `JNIFourierResult`. Реализация класса `MainController`, как элемента метрологически значимой части ПО, обеспечивает управление доступа к данным измерений, сохраняя целостность и непротиворечивости их метрологических характеристик [136, 137, 139].

Стоит отметить, что указанные классы-контейнеры являются абстрактными и определяют интерфейсы по взаимодействию отдельных компонент ПО друг с другом и реализуют базовые операции по обработке данных. Также они являются основой для реализации способов загрузки данных исследуемого случайного сигнала, алгоритмов подготовки и анализа путем переопределения объявленных процедур.

Перечисленные выше классы реализованы в виде автоматических классов памяти. Такой вид классов позволил сэкономить память, т. к. переменные этого класса создаются при входе в блок, в котором они объявлены, и уничтожаются при выходе из блока. Спецификация класса памяти помещена перед объявлением автоматической переменной, чтобы компилятор сохранял переменную не в памяти, а в одном из высокоскоростных аппаратных регистров компьютера. В таком случае интенсивно используемые переменные, такие как счетчики или суммы могут сохраняться в аппаратных регистрах, а

накладные расходы на повторную загрузку переменных из памяти в регистр и обратную загрузку результата в память могут быть исключены.

Последовательность действий, команд, управляющие процедурами ввода, обработки, анализа результатов и хранения измерительной информации осуществляются через пользовательский интерфейс, который реализован в метрологически незначимой части ПО. При проектировании пользовательского интерфейса особое внимание уделено эффективной и наглядной организации экранных форм и управляющих элементов (интерфейса пользователя) для развития у пользователя доступной концептуальной модели взаимодействия с программным комплексом. Другими важными характеристиками интерфейса являются его конкретность и логичность, что обеспечивается с помощью удобной и единообразной навигации, как в пределах одного окна, так и в целом по множеству последовательно раскрываемых окон и вкладок.

Как было указано в разделе 4.1, разработанное ПО функционирует в штатном режиме или в режиме тестовых испытаний:

- 1) Штатный режим функционирования ПО, позволяет вычислять оценки СПМ периодограммным и коррелограммным методами, используя, либо результаты бинарно-знакового аналого-стохастического квантования, полученные с БЗАСП, либо передачу массива данных анализируемого сигнала, полученного в результате линейной или кусочно-постоянной аппроксимации;

- 2) Тестовые испытания ПО направлены на экспериментальные исследования потенциальных возможностей разработанного математического обеспечения и функциональных проверок свойств алгоритмов вычисления оценок СПМ для моделей тестовых сигналов с различными параметрами гармонических компонент, а также на диагностику выявления нарушений режимов штатного функционирования.

Схема программы, представленная на рисунке 4.6, отображает обобщенную последовательность операций в графическом интерфейсе ПО, которые позволяют задавать параметры обработки исходных данных и результа-

тов проведения спектрального анализа. На рисунках 4.7–4.8 приведены соответственно схемы работы разработанного ПО в режимах штатного функционирования и тестовых испытаний.

На начальном этапе работы ПО пользователю предлагается выбор режима функционирования (блоки 1-3). Блок 4 позволяет осуществить выбор группы алгоритмов: периодограммный или коррелограммный. В случае выбора коррелограммной группы алгоритмов в блоке 5 осуществляется активация вычислительных процедур оценки СПМ согласно варианту А или варианту Б. Блоки 6-16 определяют задание параметров и непосредственно сами процедуры вычисления оценок СПМ согласно выбранной группе алгоритмов. На каждом этапе пользователю предоставляется возможность изменение выбора оконной функции или группы алгоритмов с целью корректировки и исследования полученных результатов спектрального анализа (Блоки 9-18).

В штатном режиме функционирования осуществляется выбор (Блок 2.1) способа формирования целочисленных отсчетов времени η_i^z либо непосредственно из БЗАСП (Блок 2.2), либо через процедуру имитации процедуры бинарно-знакового аналого-стохастического квантования для анализируемого равномерного дискретного сигнала, полученного в результате линейной или кусочно-постоянной аппроксимации (Блоки 2.4-2.10). В блоках 2.3, 2.6, 2.11 осуществляется контроль выполнения соответствующих процедур. В режиме тестовых испытаний генерация модели тестового сигнала, вспомогательных сигналов, имитация БЗАСК, расчёт и вывод результатов спектрального оценивания на внешние накопители выполняются в блоках 3.1-3.8. Также предоставляется возможность визуализировать в виде настраиваемого графика такие результаты анализа, как оценки СПМ в абсолютных или нормированных значениях и в децибелах.

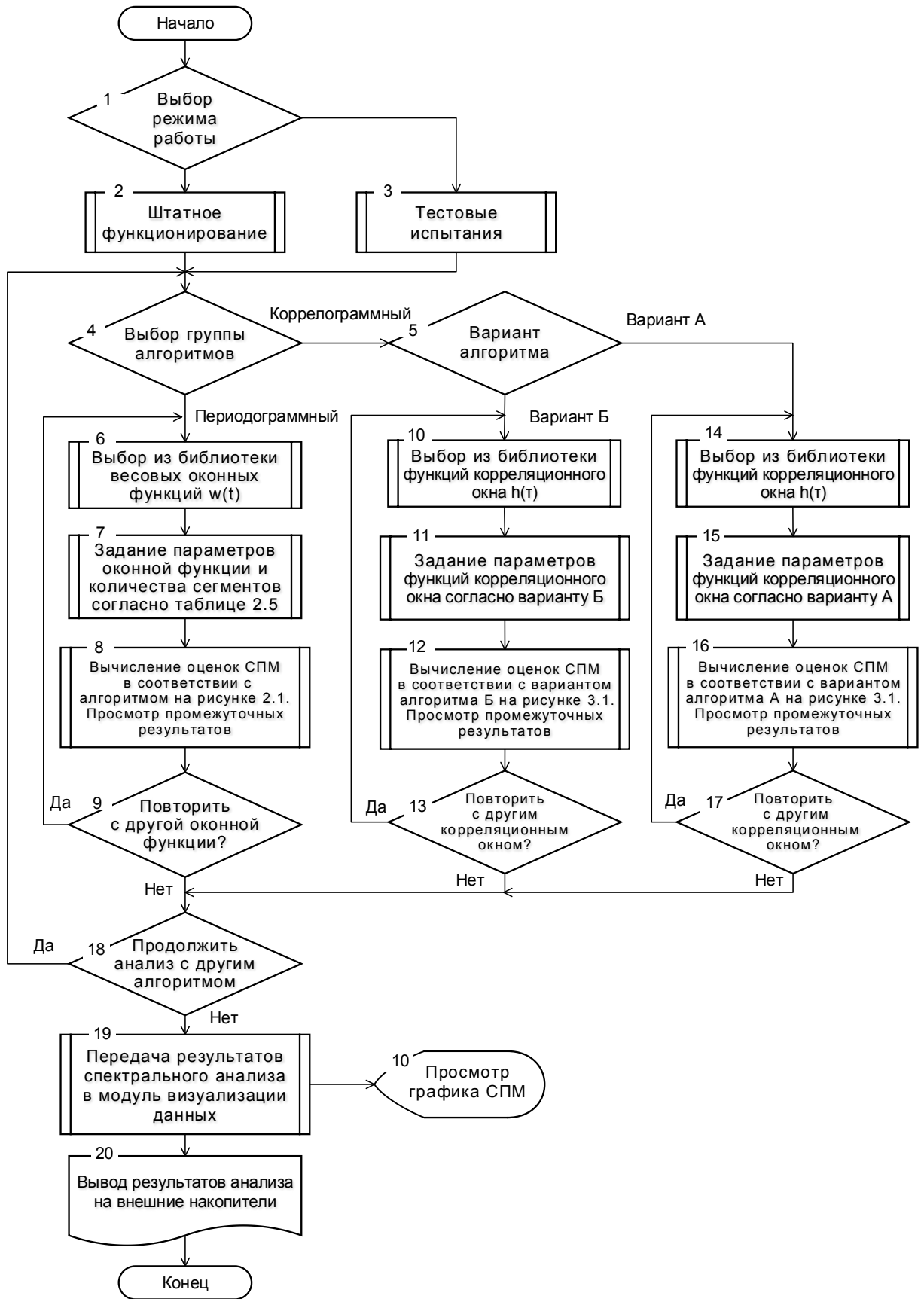


Рисунок 4.6 – Схема программы последовательности операций в графическом интерфейсе

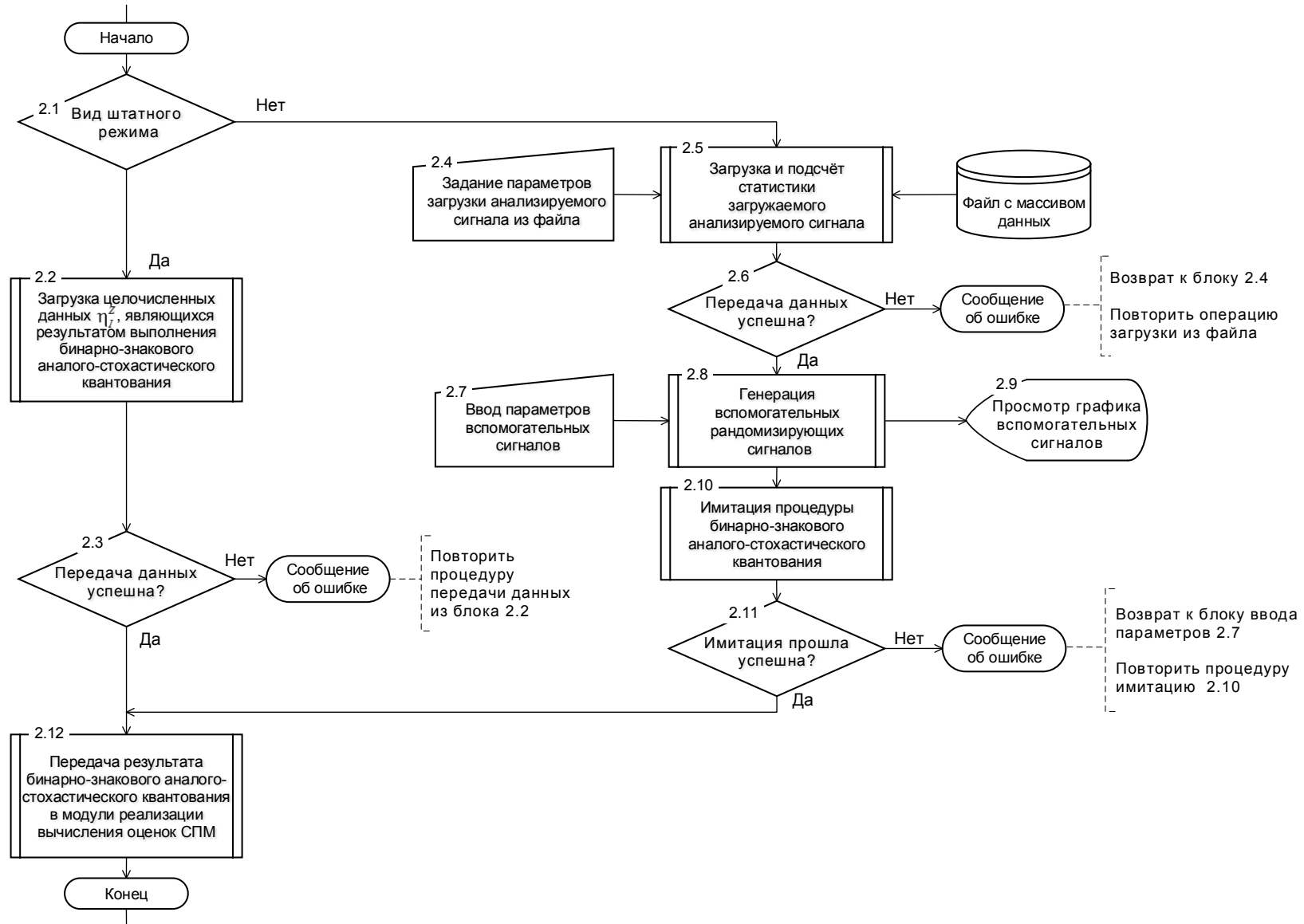


Рисунок 4.7 – Схема программы проведения штатного режима функционирования

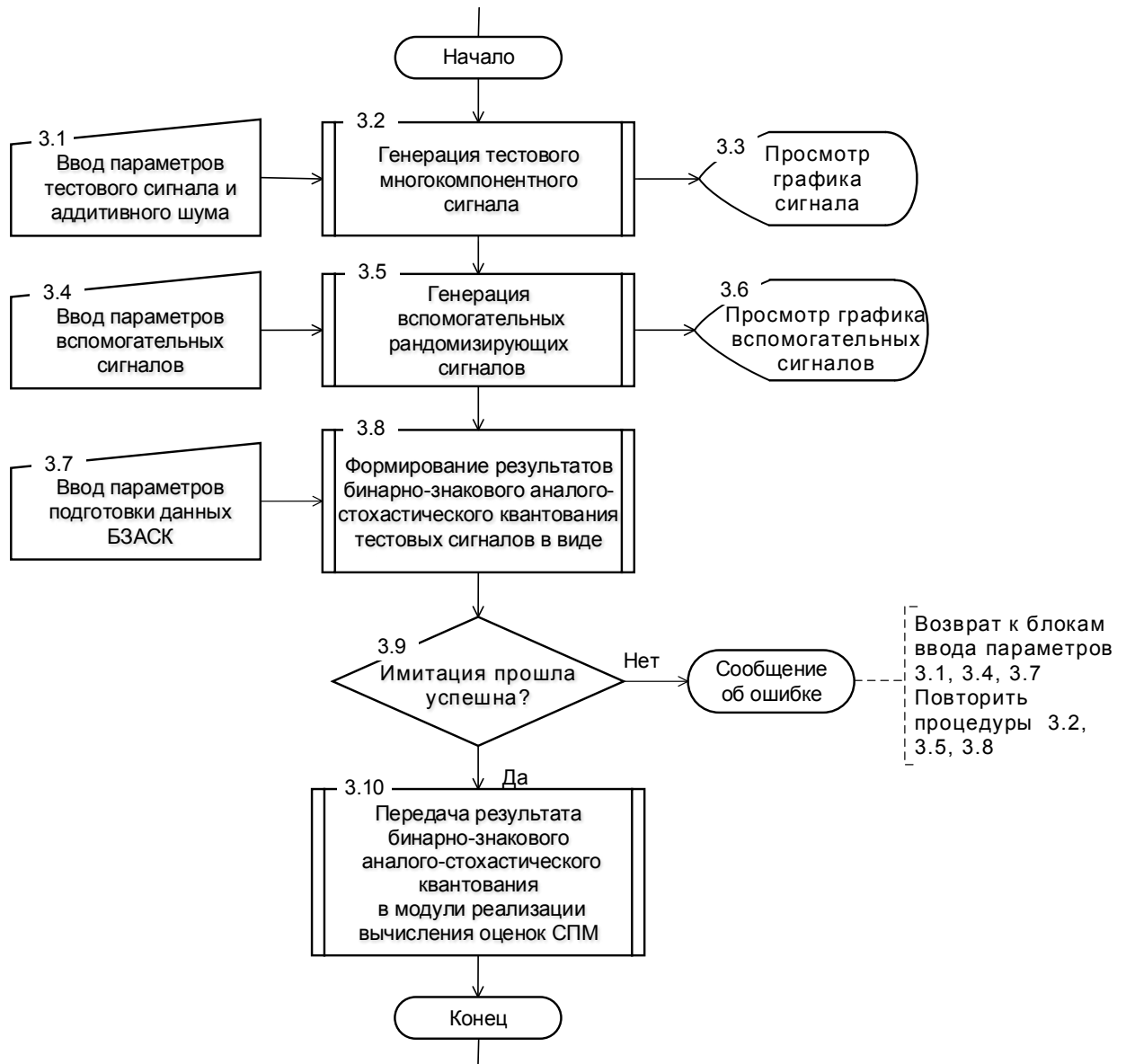


Рисунок 4.8 – Схема программы проведения тестовых испытаний

На рисунке 4.9 показана экранная форма формирования параметров модели тестового многокомпонентного сигнала и инициализация процедуры первичного формирования и накопления массивов данных измерений с использованием бинарно-знакового аналого-стохастического квантования.

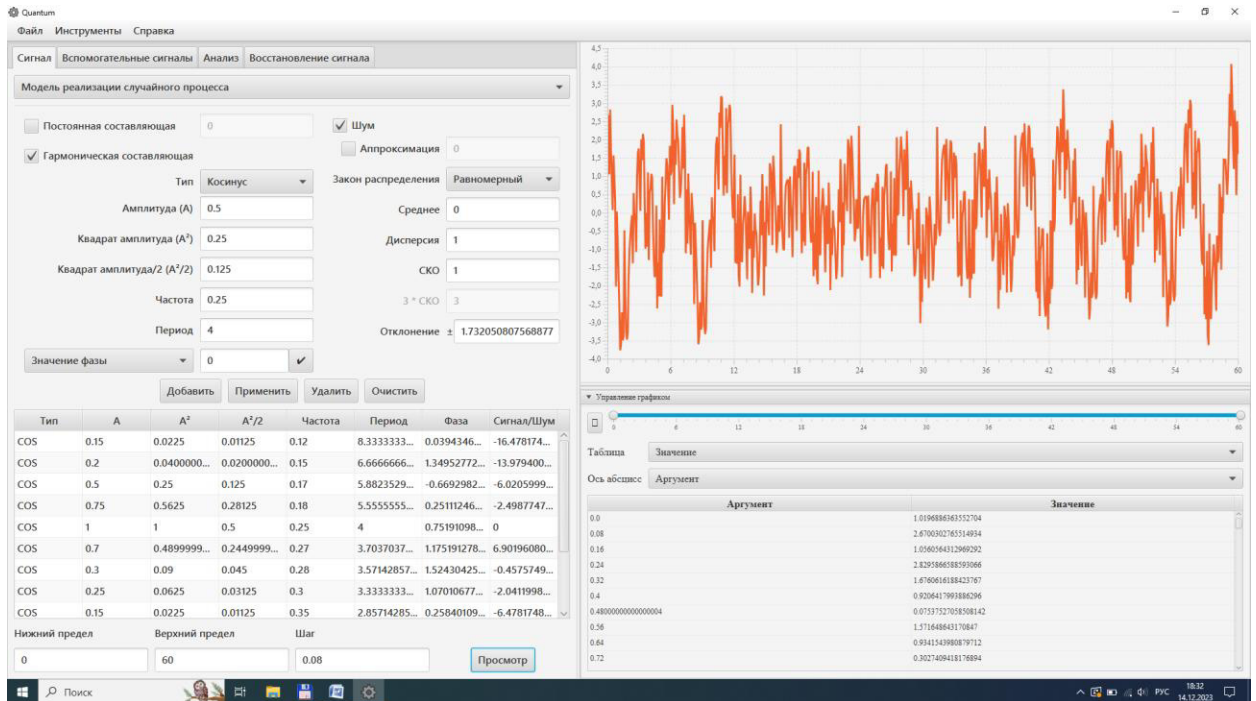


Рисунок 4.9 – Экранная форма задания параметров для генерации тестового сигнала

В режиме проведения тестовых испытаний ПО имеется возможность задать число и параметры гармонических составляющих (амплитуду, частоту, период и начальную фазу), а также выбрать вид аддитивного шума (равномерный или нормальный).

Активация позиции «Гармоническая составляющая» позволяет включить/отключить расчет добавленных ниже гармонических компонентов. Активация позиции «Шум» позволяет включить/отключить наличие шума в сигнале. Также для шума предусмотрено задание следующих параметров: среднее значение, дисперсия или среднее квадратичное отклонение, границы расчета и шаг аргумента. Для вспомогательного сигнала автоматически рассчитываются на основе характеристик тестового сигнала параметры амплитуды, частоты и периода или установить значения вручную. Экранная форма модуля задания параметров рандомизирующих вспомогательных сигналов приведен на рисунке 4.10.

Группа алгоритмов: Гармонический анализ

Тип проводимого анали... Segment Natural Количество сигнал... 1

Тип сигнала: Треугольный

Рассчитать К = 1.5 Амплитуда (A) 10.4121251

Рассчитать К = 10 Частота 4.5652976350697

Корректировка 0.1 Период 0.2190437688702

Случайная фаза 0.116953172€

Рисунок 4.10 – Экранная форма задания параметров рандомизирующих равномерно распределенных вспомогательных сигналов

На рисунке 4.11 показан режим штатного функционирования в случае загрузки анализируемого равномерного дискретного сигнала, который позволяет задать параметры для вычисления спектральных оценок с возможностью визуализации результатов цифрового спектрального анализа в виде интерактивного графика и таблицы численных значений результатов вычисления оценок СПМ. При этом имеется возможность выбора частотного диапазона для детального просмотра спектральных оценок.

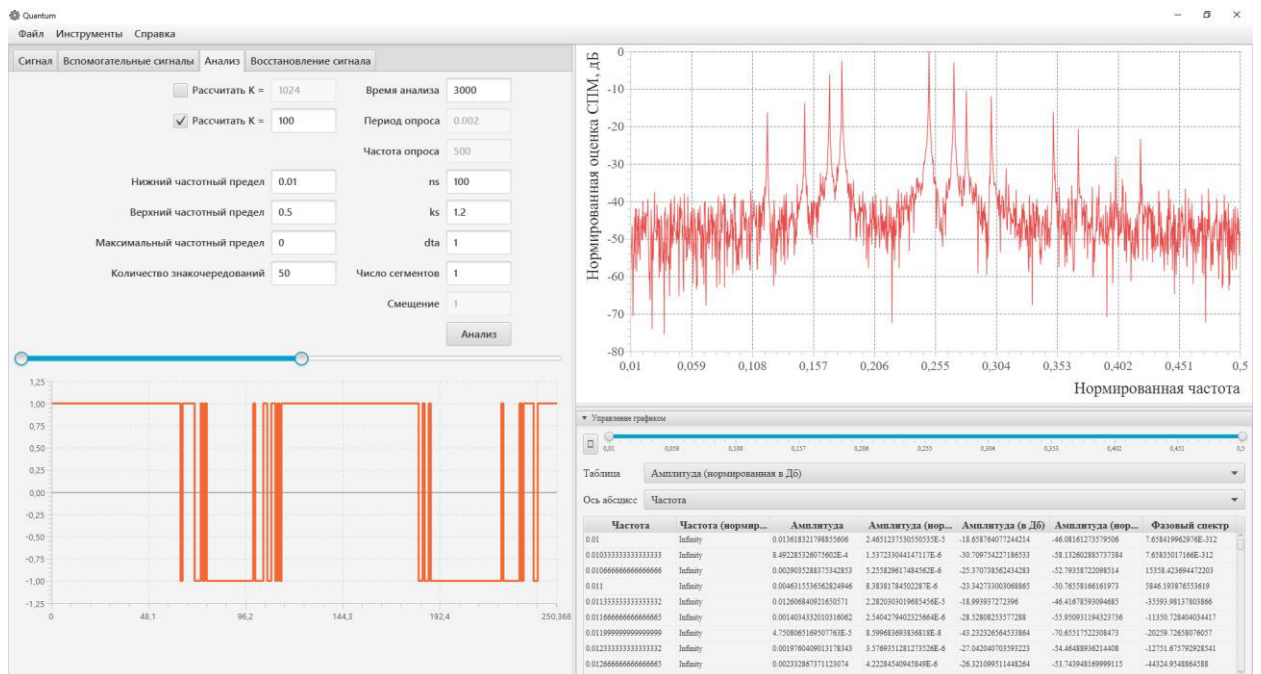


Рисунок 4.11 – Экранная форма режима штатного функционирования ПО при проведении спектрального анализа равномерного дискретного сигнала

Для наглядного представления результата вычисления оценок СПМ в меню настроек визуального отображения (рисунок 4.12) задаются параметры размеров, шрифтов, цветов, выравнивания и подписей элементов графика.

Рисунок 4.12 – Экранная форма задания параметров модуля визуализации результатов вычисления оценок СПМ

На разработанное алгоритмическое обеспечение для вычисления оценок СПМ и его программную реализацию получены свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ [140-144] (Приложение А).

4.4 Результаты тестовых испытаний и экспериментальных исследований алгоритмов вычисления оценок СПМ

С целью исследования потенциальных возможностей полученных математических решений и подтверждения соответствия разработанного алгоритмического обеспечения и метрологически значимого ПО ИИС вычисления оценок СПМ условиям прецизионности измерительных процедур на основе имитационного моделирования проводилась серия тестовых испытаний и функциональных проверок. В процессе моделирования осуществлялась программная имитация централизованного (с нулевым средним значением)

многокомпонентного тестового сигнала и процедуры осуществления его бинарно-знакового аналого-стохастического квантования [83, 89].

Математическая модель тестового сигнала $x^o(t)$ представляла собой сумму статистически независимых по отношению друг к другу узкополосных гармонических компонент и широкополосного аддитивного шума $e(t)$ с нулевым средним значением и дисперсией σ_e^2 :

$$x^o(t) = \sum_{k=1}^K A_k^n \sin(2\pi f_k^n t + \varphi_k) + e(t) . \quad (4.1)$$

Амплитуды A_k^n гармонических компонент задавались в диапазоне от нуля до единицы и их значения интерпретировались как нормированные. Использование в процессе моделирования нормированных значений амплитуд объясняется тем, что важным фактором тестовых испытаний является не только исследование возможности получения оценок абсолютных значений СПМ, но и возможность идентификации гармонических компонент в составе сигнала в зависимости от значений их амплитуд по отношению друг к другу.

Частоты гармонических компонент также интерпретировались как нормированные и имели значения $f_k^n = f_k / 2f_{\max}$, где $0 < f_k < f_{\max}$ и f_{\max} верхняя граничная частота диапазона, в пределах которого имитировалось вычисление оценки СПМ. Использование нормированных значений частот f_k^n обеспечило постоянство частотного диапазона вычисления оценок СПМ с границами от нуля до 0,5. Начальные фазы φ_k гармонических компонент задавались случайным образом в соответствии с равномерным законом распределения в пределах периодов их следования. При выборе числа гармонических компонент и задании их параметров принимались во внимание такие важные факторы, как соотношение между числом спектральных линий, диапазоном анализируемых частот и длиной обрабатываемой реализации модели тестового сигнала $x^o(t)$. Особый интерес представляли разрешение по частоте и

проявление маскирующего эффекта слабых гармонических компонент в присутствии более сильных. Для этого гармонические компоненты выбирались с близкими значениями частот f_k^n относительно ширины частотного диапазона вычисления оценки СПМ, а их амплитуды A_k^n подбирались так, чтобы можно было судить о надежности идентификации спектральных составляющих.

Как было отмечено в подразделе 4.1, были специально разработаны модуль моделирования многокомпонентного тестового сигнала $x(t)$, который обеспечивает формирование аддитивной смеси гармонических составляющих и широкополосного шума с заданными характеристиками, и модуль имитации процедуры бинарно-знакового аналого-стохастического квантования. Оба эти модули предназначены для отладки и тестирования разработанного метрологически значимого ПО в ходе его расширения и модификации.

В таблице 4.6 представлены основные этапы проведения тестовых испытаний и функциональных проверок разработанного алгоритмического обеспечения и метрологически значимого ПО вычисления оценок СПМ. На третьем этапе в случае вычисления периодограммных оценок СПМ формируется один знаковый сигнал $z(t)$, а в случае вычисления коррелограммных оценок СПМ формируются два знаковых сигнала $z_1(t)$ и $z_2(t)$.

В частности, реализация модели тестового сигнала $x(t)$ состояла из двенадцати гармонических компонент и равномерно распределенного белого шума $e(t)$ с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Гармонические компоненты были распределены по трем частотным поддиапазонам. Каждый поддиапазон включал в свой состав четыре гармонических компоненты, значения которых представлены в таблице 4.7. Среди гармонических компонент имеются компоненты, как с близкими частотами, так и с относительно малыми амплитудами по отношению к амплитудам компонент, находящимся близко к ним. Для данного гармонического состава модели

сигнала $A_{\max}^n = A_5^n$. В таблице 4.7 также приведены отношения сигнал-шум в децибелах для каждой гармонической компоненты (отношение мощности гармонической компоненты $P_s = (A_k^n / \sqrt{2})^2$ к мощности шума $P_e = \sigma_e^2 = 1$).

Таблица 4.6 – Основные этапы тестовых испытаний и функциональных проверок

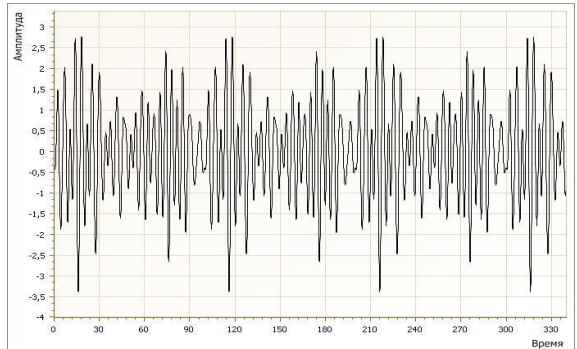
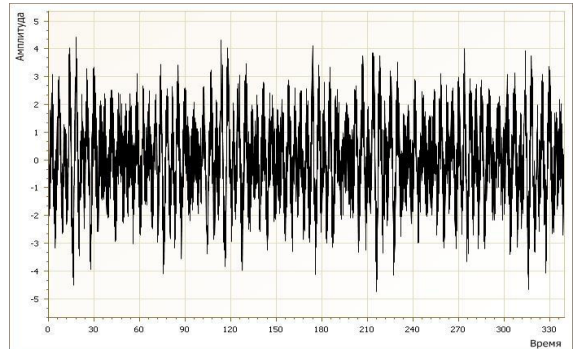

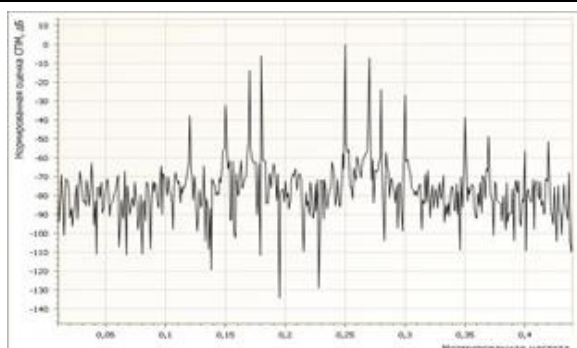
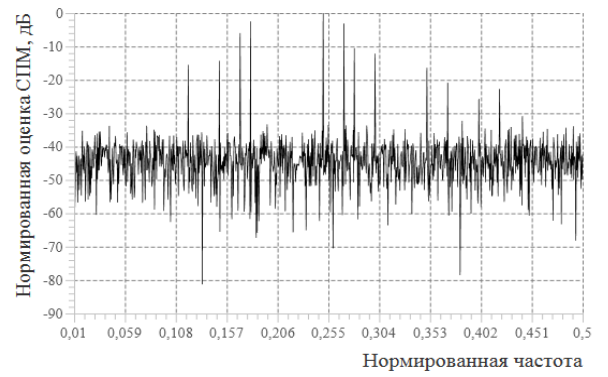
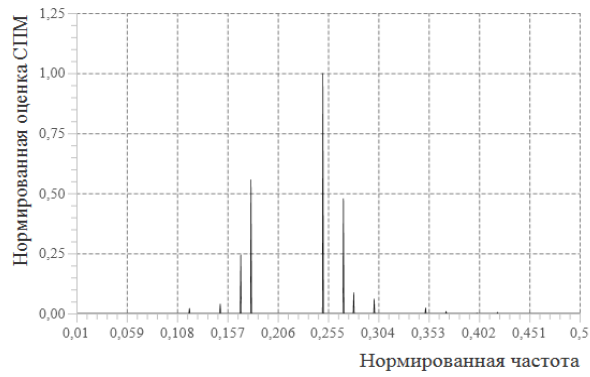
№	Этап	Результат
1	Формирование гармонически х компонент	<p>Сумма гармонически х компонент</p> $A_k^n \sin(2\pi f_k^n t + \varphi_k)$ 
2	Добавление аддитивного шума $e(t)$	<p>Реализация модели сигнала $x(t)$</p> 
3	Имитация процедуры бинарно-знакового аналого-стохастическое квантование	<p>Знаковые сигналы $z_1(t)$ и $z_2(t)$. Отсчеты $\eta_i^z : i = 1, 2, 3, \dots, I$</p> 
4	Вычисление оценок СПМ коррелограммным и периодограммным методами	<p>Оценки СПМ $\hat{S}_{xx}(f)$</p> 

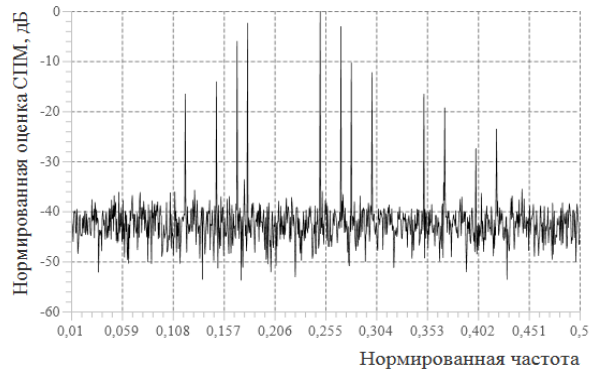
Таблица 4.7 – Параметры гармонических компонент модели сигнала

k	f_k^H	A_k^H	$(A_k^H / A_{\max}^H)^2$	$(A_k^H / A_{\max}^H)^2, dB$	$Ps / Pe, dB$
1	0,12	0,15	0,0225	-16,4782	-19,49
2	0,15	0,2	0,04	-13,9794	-16,99
3	0,17	0,5	0,25	-6,0206	-9,03
4	0,18	0,75	0,5625	-2,4988	-5,5091
5	0,25	1,0	1	0	-3,0103
6	0,27	0,7	0,49	-3,0980	-6,1083
7	0,28	0,3	0,09	-10,4576	-13,4679
8	0,3	0,25	0,0625	-12,0412	-15,0515
9	0,35	0,15	0,0225	-16,4782	-19,4885
10	0,37	0,1	0,01	-20,0000	-23,0103
11	0,40	0,05	0,0025	-26,0206	-29,0309
12	0,42	0,07	0,0049	-23,0980	-26,1083

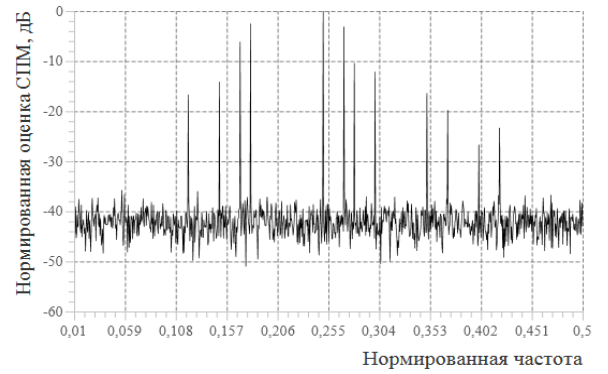
На рисунках 4.13 – 4.15 представлены графические изображения нормированных усредненных модифицированных периодограммных оценок СПМ. Они получены с применением с естественного окна, окна Бартлетта и косинусного окна. Для каждого из этих окон вычисление оценок СПМ осуществлялось по одному, трем, пяти, семи и десяти сегментам. Все оценки СПМ вычислены с разрешением 0,0005 единиц нормированной частоты. Перекрытие сегментов составляло половину их длины. Это объясняется тем, что пятидесятипроцентное перекрытие сегментов обеспечивает наиболее эффективную реализацию метода усредненных модифицированных периодограмм. При таком перекрытии сегментов обрабатываемые данные практически используются дважды. Это приводит к тому, что данные, которые имели меньшие веса на предшествующем сегменте, будут иметь большие веса на последующем сегменте. В целом такой подход приводит к выравниванию обработки исходных данных [2].



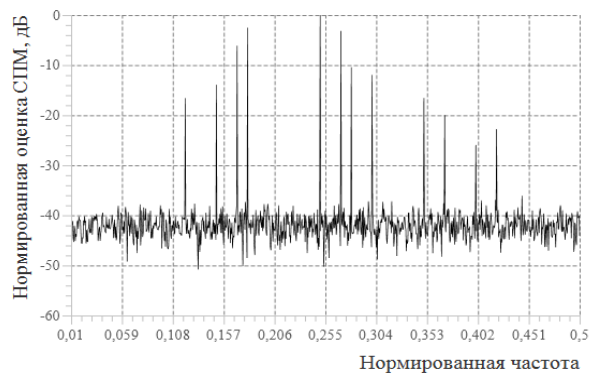
а) один сегмент



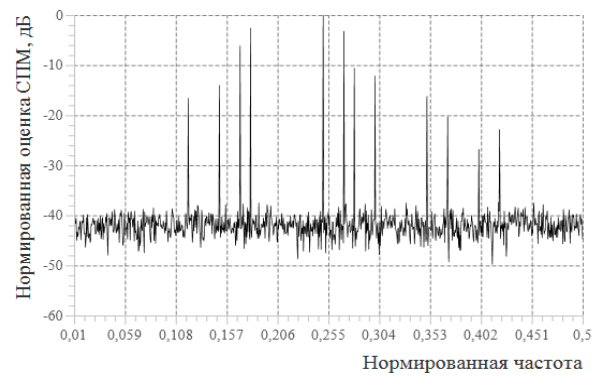
б) три сегмента



в) пять сегментов

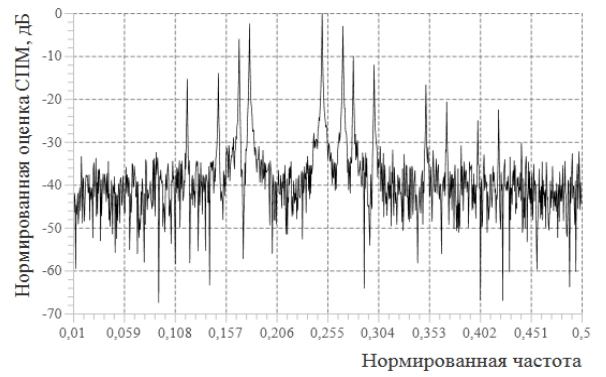
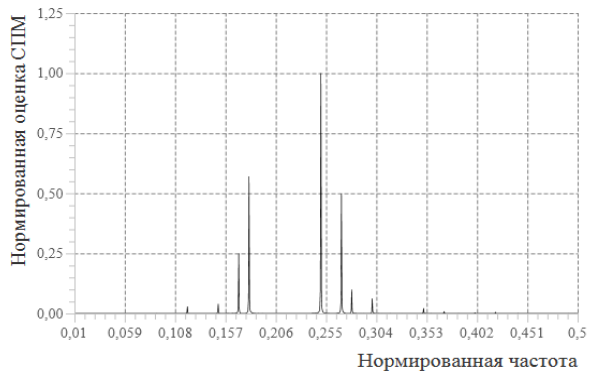


г) семь сегментов

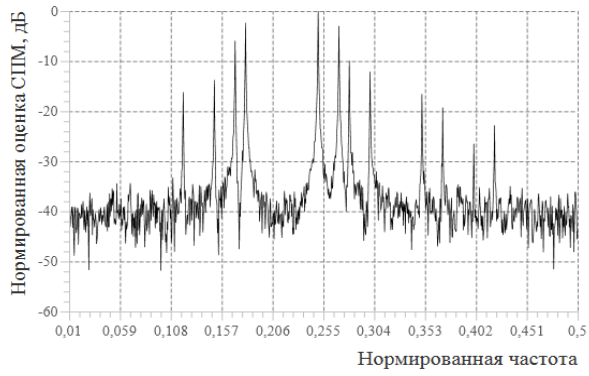


д) десять сегментов

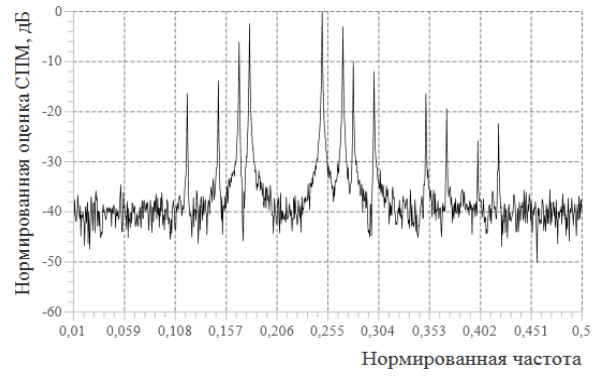
Рисунок 4.13 – Нормированная периодограммная оценка СПМ: Естественное окно



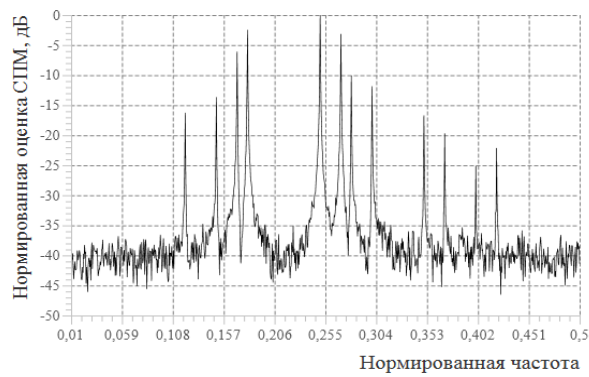
а) один сегмент



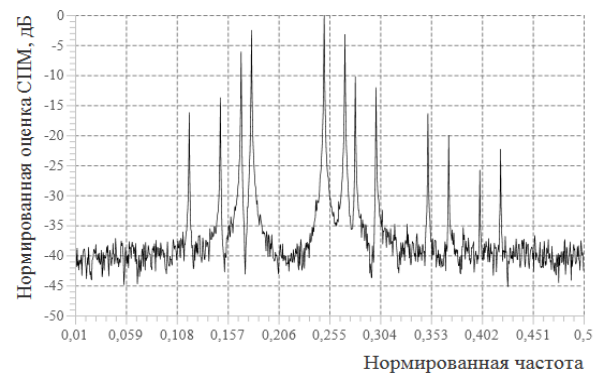
б) три сегмента



в) пять сегментов

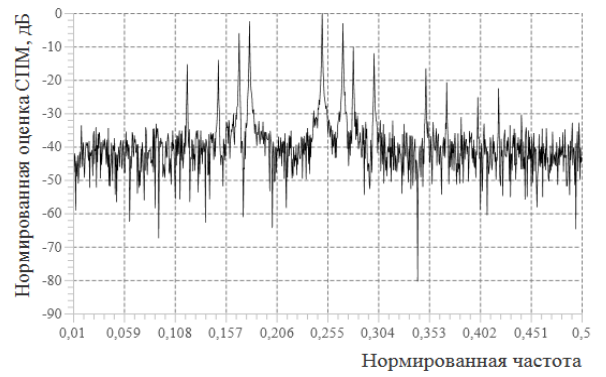
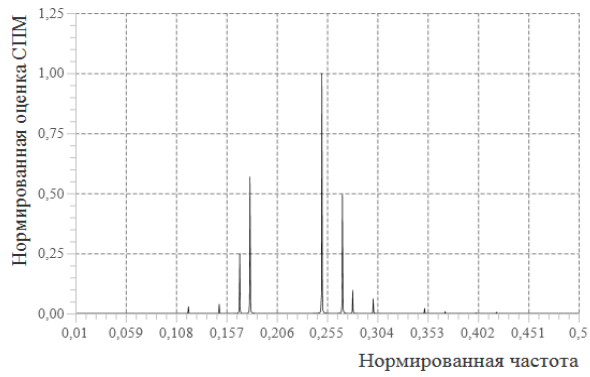


г) семь сегментов

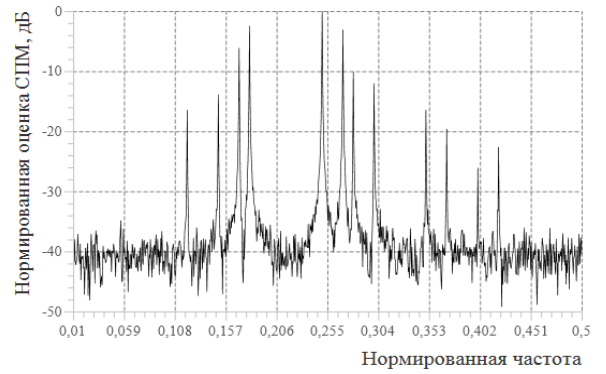
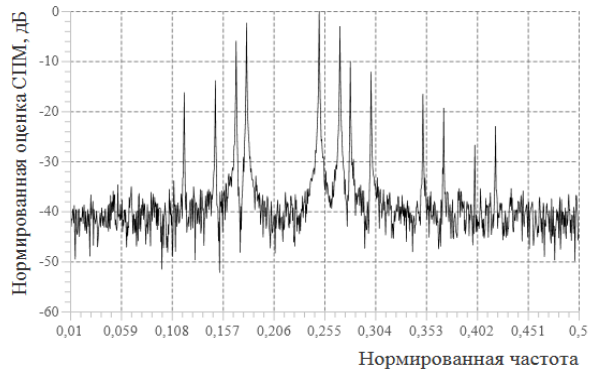


д) десять сегментов

Рисунок 4.14 – Нормированная периодограммная оценка СПМ: окно Бартлетта

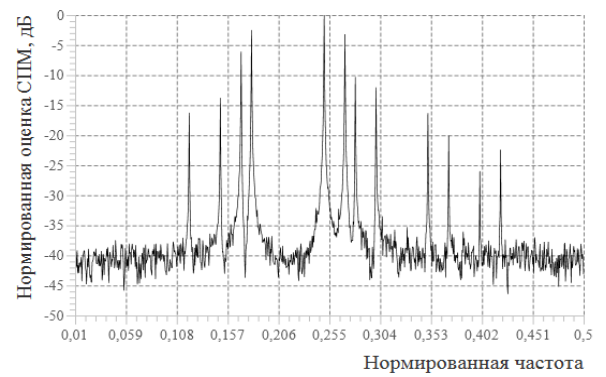
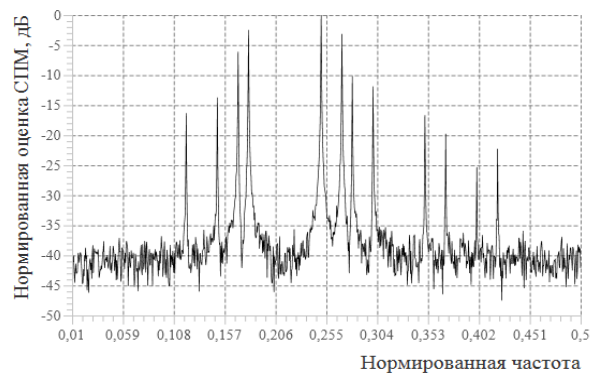


а) один сегмент



б) три сегмента

в) пять сегментов



г) семь сегментов

д) десять сегментов

Рисунок 4.15 – Нормированная периодограммная оценка СПМ: Косинусное окно

Как видно на рисунках 4.13 – 4.15 при обработке одного сегмента идентификация гармонических составляющих с малыми амплитудами затруднена. Наблюдается зашумление слабых гармонических составляющих. С увеличением числа сегментов влияние аддитивного шума $e(t)$ на оценку СПМ снижается и отчетливо прослеживается тенденция к её улучшению. При этом уровень шума остается достаточно низким и находится в пределах -40 дБ. Уже на всех графиках оценок СПМ, вычисленных по трем сегментам, имеется устойчивая идентификация гармонических компонент, и их положение в спектре соответствует исходным значениям. Ложных спектральных линий и расщепление спектральных составляющих нет. Оценки СПМ хорошо согласуются со значениями параметров гармонических компонент в таблице 4.7.

В таблицах 4.8 – 4.10 представлены численные значения результатов вычисления нормированных оценок СПМ $\hat{S}_{XX}^h(f_k)$, представленных выше на рисунках 4.13 – 4.15. В этих же таблицах для оценок $\hat{S}_{XX}^h(f_k)$ приведены численные значения относительных погрешностей, которые вычислялись по формуле:

$$\delta = \frac{\hat{S}_{XX}^h(f_k) - (A_k^h / A_{\max}^h)^2}{(A_k^h / A_{\max}^h)^2} \times 100\%. \quad (4.2)$$

Таблица 4.8 – Параметры гармонических компонент и значения в децибелах нормированных оценок СПМ $\hat{S}_{xx}^n(f_k)$, вычисленных методом модифицированных периодограмм: Естественное окно

k	Параметры гармонических компонент			Один сегмент		Три сегмента		Пять сегментов		Семь сегментов		Десять сегментов	
	f_k^n	A_k^n	$\left(\frac{A_k^n}{A_{\max}^n}\right)^2, \text{дБ}$	$\hat{S}_{xx}^n(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{xx}^n(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{xx}^n(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{xx}^n(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{xx}^n(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$
1	0,12	0,15	-16,4782	-16,0387	-2,67	-16,5031	0,15	-16,4984	0,12	-16,3852	-0,56	-16,4375	-0,25
2	0,15	0,2	-13,9794	-14,6149	4,55	-14,1525	1,24	-14,1753	1,40	-14,0984	0,85	-14,0591	0,57
3	0,17	0,5	-6,0206	-5,9673	-0,89	-6,0291	0,14	-6,1455	2,07	-6,0619	0,69	-6,1204	1,66
4	0,18	0,75	-2,4988	-2,4918	-0,28	-2,4908	-0,32	-2,5404	1,66	-2,4885	-0,41	-2,5223	0,94
5	0,25	1,0	0	0	-	0	-	0	-	0	-	0	-
6	0,27	0,7	-3,0980	-3,1181	0,65	-3,0984	0,01	-3,1291	1,00	-3,2113	3,66	-3,2264	4,14
7	0,28	0,3	-10,4576	-10,3025	-1,48	-10,4265	-0,30	-10,5156	0,55	-10,4529	-0,04	-10,6338	1,68
8	0,3	0,25	-12,0412	-12,2899	2,07	-12,0918	0,42	-12,0969	0,46	-12,0451	0,03	-12,1281	0,72
9	0,35	0,15	-16,4782	-16,1067	-2,25	-16,666	1,14	-16,5066	0,17	-16,48	0,01	-16,3685	-0,67
10	0,37	0,1	-20,0000	-20,601	3,01	-19,595	-2,03	-19,8303	-0,85	-20,0731	0,37	-20,1042	0,52
11	0,40	0,05	-26,0206	-26,0464	0,10	-27,0243	3,86	-26,2728	0,97	-25,5951	-1,64	-26,3956	1,44
12	0,42	0,07	-23,0980	-23,0373	-0,26	-24,001	3,91	-23,5593	2,00	-22,6247	-2,05	-22,9148	-0,79

Таблица 4.9 – Параметры гармонических компонент и значения в децибелах нормированных оценок СПМ $\hat{S}_{XX}^u(f_k)$, вычисленных методом модифицированных периодограмм: окно Бартлетта

k	Параметры гармонических компонент			Один сегмент		Три сегмента		Пять сегментов		Семь сегментов		Десять сегментов	
	f_k^u	A_k^u	$\left(\frac{A_k^u}{A_{\max}^u}\right)^2, \text{дБ}$	$\hat{S}_{XX}^u(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{XX}^u(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{XX}^u(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{XX}^u(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{XX}^u(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$
1	0,12	0,15	-16,4782	-15,3276	-6,98	-16,1814	-1,80	-16,3597	-0,72	-16,2538	-1,36	-16,1865	-1,77
2	0,15	0,2	-13,9794	-13,9899	0,08	-13,771	-1,49	-13,8598	-0,86	-13,6598	-2,29	-13,7242	-1,83
3	0,17	0,5	-6,0206	-6,0221	0,02	-5,9148	-1,76	-6,1192	1,64	-6,0867	1,10	-6,0783	0,96
4	0,18	0,75	-2,4988	-2,4359	-2,52	-2,3433	-6,22	-2,454	-1,79	-2,4529	-1,84	-2,4912	-0,30
5	0,25	1,0	0	0	-	0	-	0	-	0	-	0	-
6	0,27	0,7	-3,0980	-3,0242	-2,38	-2,995	-3,32	-3,0961	-0,06	-3,1384	1,30	-3,1945	3,11
7	0,28	0,3	-10,4576	-10,0127	-4,25	-9,9228	-5,11	-10,0259	-4,13	-10,0662	-3,74	-10,2303	-2,17
8	0,3	0,25	-12,0412	-12,0039	-0,31	-12,0727	0,26	-12,0245	-0,14	-11,8457	-1,62	-12,0286	-0,10
9	0,35	0,15	-16,4782	-16,6493	1,04	-16,5621	0,51	-16,4553	-0,14	-16,6875	1,27	-16,3598	-0,72
10	0,37	0,1	-20,0000	-20,6825	3,41	-19,2736	-3,63	-19,5173	-2,41	-19,7035	-1,48	-20,0096	0,05
11	0,40	0,05	-26,0206	-24,9941	-3,94	-26,4939	1,82	-25,8924	-0,49	-25,1057	-3,52	-25,7738	-0,95
12	0,42	0,07	-23,0980	-22,4993	-2,59	-22,8321	-1,15	-22,4413	-2,84	-22,126	-4,21	-22,3036	-3,44

Таблица 4.10 – Параметры гармонических компонент и значения в децибелах нормированных оценок СПМ $\hat{S}_{XX}^u(f_k)$, вычисленных методом модифицированных периодограмм: Косинусное окно

k	Параметры гармонических компонент			Один сегмент		Три сегмента		Пять сегментов		Семь сегментов		Десять сегментов	
	f_k^u	A_k^u	$\left(\frac{A_k^u}{A_{\max}^u}\right)^2, \text{дБ}$	$\hat{S}_{XX}^u(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{XX}^u(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{XX}^u(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{XX}^u(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{XX}^u(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$
1	0,12	0,15	-16,4782	-15,3357	-6,93	-16,2385	-1,45	-16,4189	-0,36	-16,3113	-1,01	-16,2582	-1,34
2	0,15	0,2	-13,9794	-14,0535	0,53	-13,8394	-1,00	-13,9141	-0,47	-13,7152	-1,89	-13,7825	-1,41
3	0,17	0,5	-6,0206	-6,0144	-0,10	-5,9309	-1,49	-6,1241	1,72	-6,095	1,24	-6,0865	1,09
4	0,18	0,75	-2,4988	-2,446	-2,11	-2,3531	-5,83	-2,4624	-1,46	-2,4677	-1,24	-2,5013	0,10
5	0,25	1,0	0	0	-	0	-	0	-	0	-	0	-
6	0,27	0,7	-3,0980	-3,0415	-1,82	-3,0103	-2,83	-3,1057	0,25	-3,1447	1,51	-3,1959	3,16
7	0,28	0,3	-10,4576	-10,1147	-3,28	-10,0073	-4,31	-10,1118	-3,31	-10,1414	-3,02	-10,3058	-1,45
8	0,3	0,25	-12,0412	-12,0382	-0,02	-12,0955	0,45	-12,0446	0,03	-11,8685	-1,43	-12,0456	0,04
9	0,35	0,15	-16,4782	-16,5902	0,68	-16,5415	0,38	-16,4327	-0,28	-16,6581	1,09	-16,3188	-0,97
10	0,37	0,1	-20,0000	-20,7572	3,79	-19,3202	-3,40	-19,602	-1,99	-19,7652	-1,17	-20,0758	0,38
11	0,40	0,05	-26,0206	-25,2253	-3,06	-26,7365	2,75	-26,1115	0,35	-25,3094	-2,73	-25,982	-0,15
12	0,42	0,07	-23,0980	-22,5514	-2,37	-22,9834	-0,50	-22,627	-2,04	-22,2597	-3,63	-22,41	-2,98

На рисунках 4.16 – 4.19 представлены графические изображения нормированных оценок СПМ, вычисленных коррелограммным методом. Они, как и рассмотренные выше периодограммные оценки, получены с применением естественного окна, окна Бартлетта и косинусного окна. Все они вычислены с разрешением 0,0005 единиц нормированной частоты. Хорошо видно, что на всех графиках имеет место устойчивая идентификация всех двенадцати гармонических компонент, которые присутствуют в составе рассматриваемой реализации модели сигнала $x(t)$. Спектральные линии, соответствующие оценкам $\hat{S}_{xx}^n(f_k)$, четко различимы, и их положение на спектральной диаграмме соответствует данным, приведенным в таблице 4.7. Ложных спектральных пиков нет. Расщепление оценок спектральных составляющих не наблюдается. Наличие в каждом из трех частотных поддиапазонов сильных гармонических компонент не маскирует присутствие компонент более слабого уровня. Важным обстоятельством является также и то, что уровень спектральной оценки аддитивного шума $e(t)$, как и для периодограммных оценок СПМ, остается достаточно низким, и его значение находится около -40 дБ в пределах всего анализируемого диапазона частот по отношению к спектральным оценкам гармонических компонент $\hat{S}_{xx}^n(f_k)$.

В таблице 4.11 представлены численные значения нормированных оценок СПМ $\hat{S}_{xx}^n(f_k)$, представленных на рисунках 4.17 – 4.19 и их относительные погрешности, вычисленные согласно (4.2).

Результаты имитационного моделирования и тестовых испытаний показывают, что разработанное на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования математическое и алгоритмическое обеспечение для спектрального анализа сигналов коррелограммным методом и методом модифицированных периодограмм позволяют вычислять устойчивые оценки СПМ с высоким разрешением и без смещения по частоте.

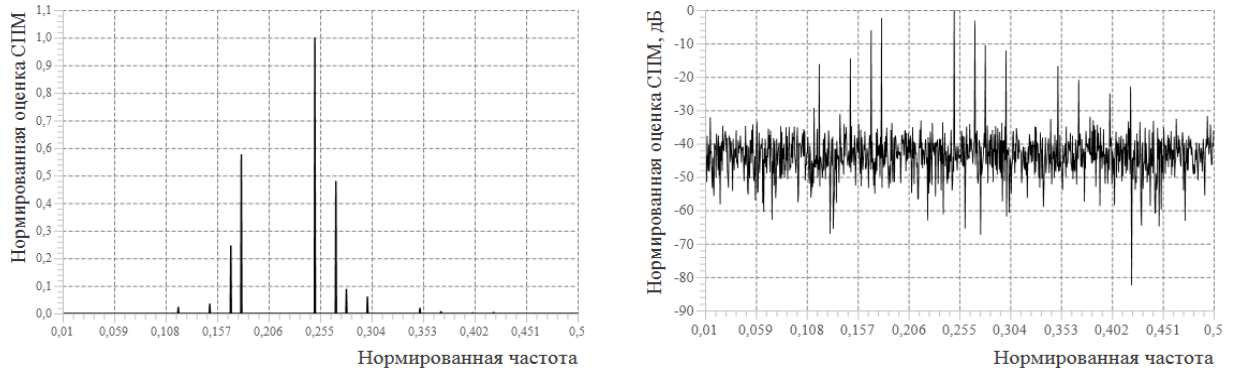


Рисунок 4.17 – Нормированная коррелограммная оценка СПМ: естественное окно

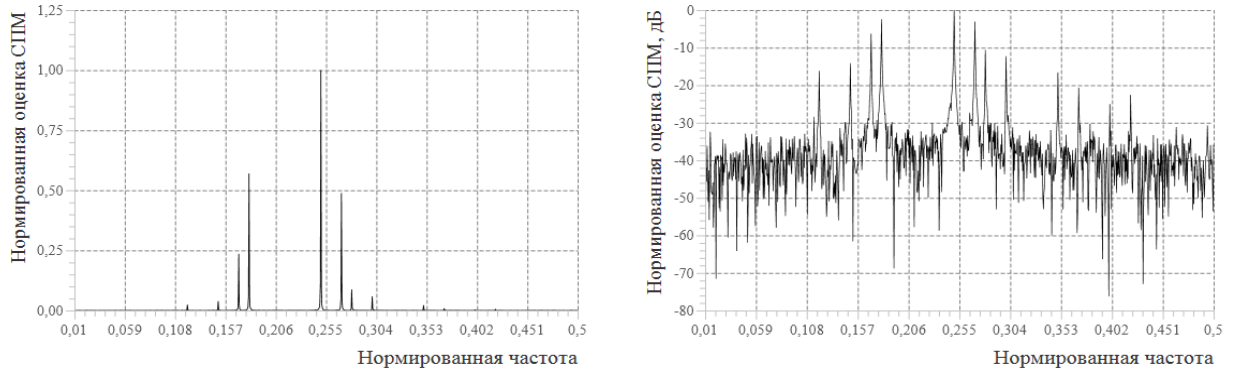


Рисунок 4.18 – Нормированная коррелограммная оценка СПМ: окно Бартлетта

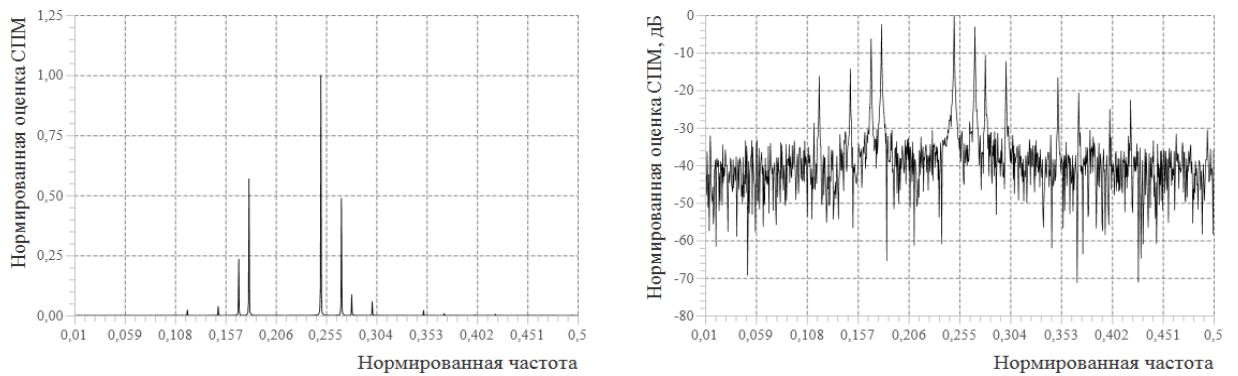


Рисунок 4.19 – Нормированная коррелограммная оценка СПМ: Косинусное окно

Таблица 4.11 – Параметры гармонических компонент и значения в децибелах нормированных оценок СПМ $\hat{S}_{XX}^H(f_k)$, вычисленных коррелограммным методом

K	Параметры гармонических компонент			Естественное окно		Окно Бартлетта		Косинусное окно	
	f_k^H	A_k^H	$\left(\frac{A_k^H}{A_{\max}^H}\right)^2, \text{дБ}$	$\hat{S}_{XX}^H(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{XX}^H(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$	$\hat{S}_{XX}^H(f_k), \text{дБ}$	$\delta, \%$
1	0,12	0,15	-16,4782	-16,958	2,91	-17,193	4,34	-17,111	3,84
2	0,15	0,2	-13,9794	-14,1192	1,00	-13,7615	-1,56	-13,8227	-1,12
3	0,17	0,5	-6,0206	-6,0507	0,50	-6,2803	4,31	-6,2344	3,55
4	0,18	0,75	-2,4988	-2,4312	-2,71	-2,5289	1,20	-2,5129	0,56
5	0,25	1,0	0	0	-	0	-	0	-
6	0,27	0,7	-3,0980	-3,0993	0,04	-3,0692	-0,93	-3,075	-0,74
7	0,28	0,3	-10,4576	-10,4288	-0,28	-10,6784	2,11	-10,6174	1,53
8	0,3	0,25	-12,0412	-12,1313	0,75	-12,1039	0,52	-12,0924	0,43
9	0,35	0,15	-16,4782	-16,6121	0,81	-16,7098	1,41	-16,6604	1,11
10	0,37	0,1	-20,0000	-20,6401	3,20	-20,9215	4,61	-20,9951	4,98
11	0,40	0,05	-26,0206	-25,6426	-1,45	-24,6204	-5,38	-24,8799	-4,38
12	0,42	0,07	-23,0980	-22,9924	-0,46	-22,5496	-2,37	-22,556	-2,35

В реальных условиях разработанные алгоритмы были апробированы при спектральном анализе дискретных последовательностей сигналов, полученных в ходе проведения 3-х мерной виброметрии активных и пассивных элементов конструкции автобуса марки МАЗ-206067 Минского автомобильного завода. Автобус МАЗ-206067 – это низкопольный городской автобус второго поколения категории МЗ, класса I согласно классификации Правил ООН № 107 и Технического регламента Таможенного союза ТР ТС 018/2011 «О безопасности колесных транспортных средств».

Автобус МАЗ-206067 предназначен для перевозки пассажиров на городских и пригородных маршрутах средней загруженности. Он оснащен двигателем Mercedes-Benz OM904LA (дизель, 177 л.с.) и шестиступенчатой автоматической коробкой передач ZF6HP504C. В таблице 4.12 представлены основные технические характеристики данной модификации автобуса.

Таблица 4.12 – Основные параметры автобуса МАЗ-206067

Параметры	Значение
Модификация	МАЗ-206067
Назначение	Городской автобус общего назначения, категория МЗ, класс I
Двигатель	4-цилиндровый рядный дизельный с турбонаддувом и охлаждением наддувочного воздуха Mercedes-Benz OM 904 LA
Мощность двигателя	130 (177) кВт (л.с.)
Коробка передач	ZF 6HP504C, автоматическая

С целью выявления отклонения виброакустических параметров по отношению к нормам, определенным в ГОСТ 55855-2013 «Автомобильные транспортные средства. Методы измерения и оценки общей вибрации» и

ГОСТ Р ИСО 13373-2-2009 «Контроль состояния и диагностика машин. Вибрационный контроль состояния машин», осуществлялась оценка маршрутов распространения вибраций и определения направленности взаимодействия элементов силовой установки и салона, начиная от блока двигателя и заканчивая рабочим местом водителя. Для регистрации вибрационных сигналов в качестве контактных датчиков использовались однокомпонентные акселерометры со встроенной электроникой ICP общего назначения 352C04 с разрешением $0,005 \text{ м/с}^2$ фирмы изготовителя «PCB Piezotronics, Inc.». Они обеспечивают хорошее разрешение для измерения сигналов вибрации с малыми уровнями. Установка акселерометров и обработка вибрационных сигналов осуществлялись в соответствии с требованиями по измерению и представлению результатов измерений локальной вибрации, а также согласно требованиям по оценке воздействия локальной вибрации на пассажира и водителя, содержащимися в ГОСТ ИСО 10326-1-2002 «Вибрация. Оценка вибрации сидений транспортных средств по результатам лабораторных испытаний», ГОСТ ИСО 8002-99 «Вибрация. Вибрация наземного транспорта. Представление результатов измерений» и ГОСТ 31191.1-2004 (ИСО 2631-1:1997) «Вибрация и удар. Измерение общей вибрации и оценка ее воздействия на человека» [88-93].

На рисунке 4.20 представлена схема расстановки и обозначения акселерометров в салоне типового автобуса МАЗ-206067. Все измерения проводились в стационарных условиях. Частотный диапазон исследования вибрационных сигналов находился в пределах до 200 Гц. Длительность измерений составляла 110 секунд. В процессе экспериментальных исследований формировались дискретные последовательности вибрационных сигналов. Частота дискретизации с целью интерполяции (реконструкции) обрабатываемого сигнала была специально завышена и равна 51200 Гц. В отдельных случаях она интерпретировалась как частота следования счетных импульсов образцовой частоты при формировании отсчетов t_i^z согласно (1.40). Обработка дис-

кретных последовательностей вибрационных сигналов осуществлялась на основе имитации бинарно-знакового аналого-стохастического квантования. При этом осуществлялась процедура интерполяции отсчетов обрабатываемых последовательностей с использованием кусочно-постоянной или кусочно-линейной аппроксимации.

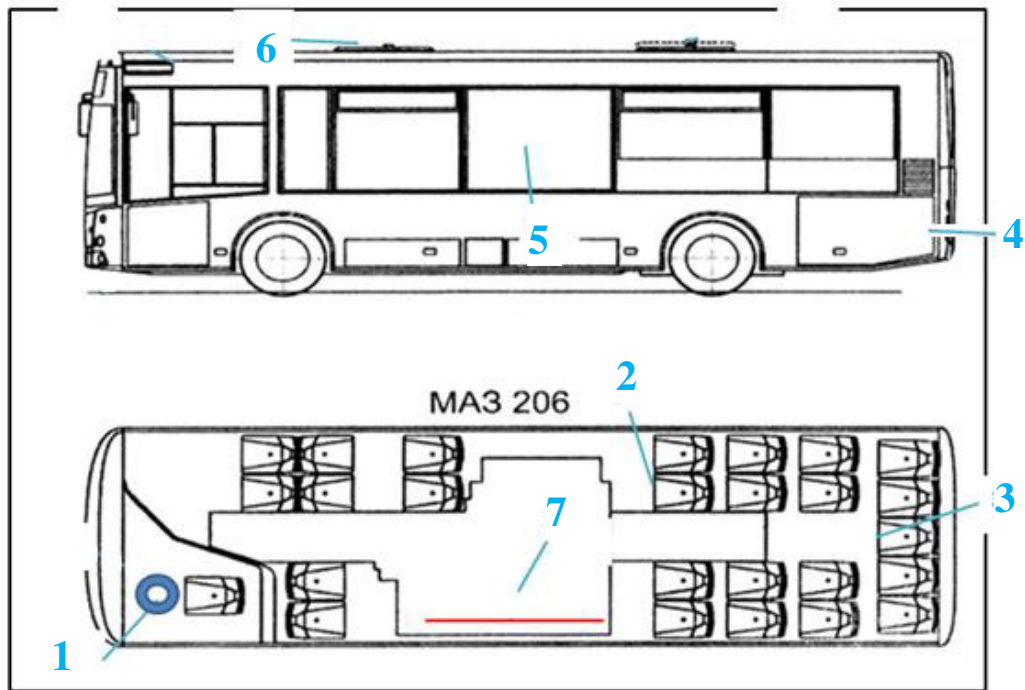


Рисунок 4.20 – Схема расстановки контактных датчиков в салоне автобуса МАЗ-206067
 Обозначения: 1 – рулевое колесо водителя; 2 – пол кузова над задним мостом; 3 – сидение над двигателем; 4 – корпус двигателя; 5 – боковое оконное стекло над левой задней колесной аркой; 6 – потолок перед средней дверью; 7 – пол кузова перед средней дверью.

На рисунках 4.21 – 4.27 представлены результаты вычисления периодограммных оценок СПМ вибрационных сигналов в указанных на рисунке 4.20 точках. Они получены с применением естественного (прямоугольного) окна, которое обеспечивает высокое разрешение между близкими компонентами. Частота вращения двигателя была равна 750 об/мин. На всех графиках наблюдается устойчивое обнаружение присутствия гармонических колебаний. Наибольшей интенсивности в различных точках салона вибрационные сигналы достигали на режимах холостого хода с частотой 22 Гц.

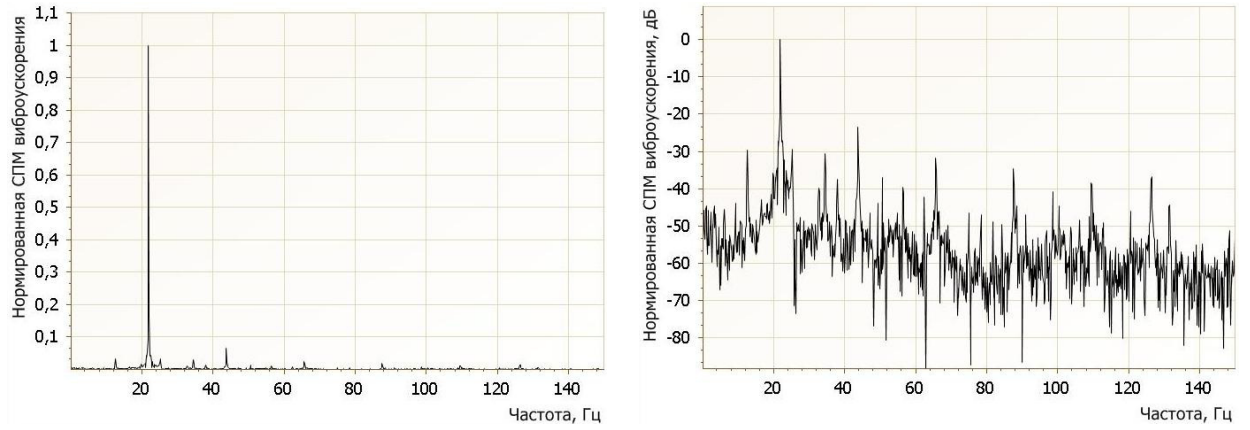


Рисунок 4.21 – Нормированная оценка СПМ вибрационного сигнала на рулевом колесе водителя

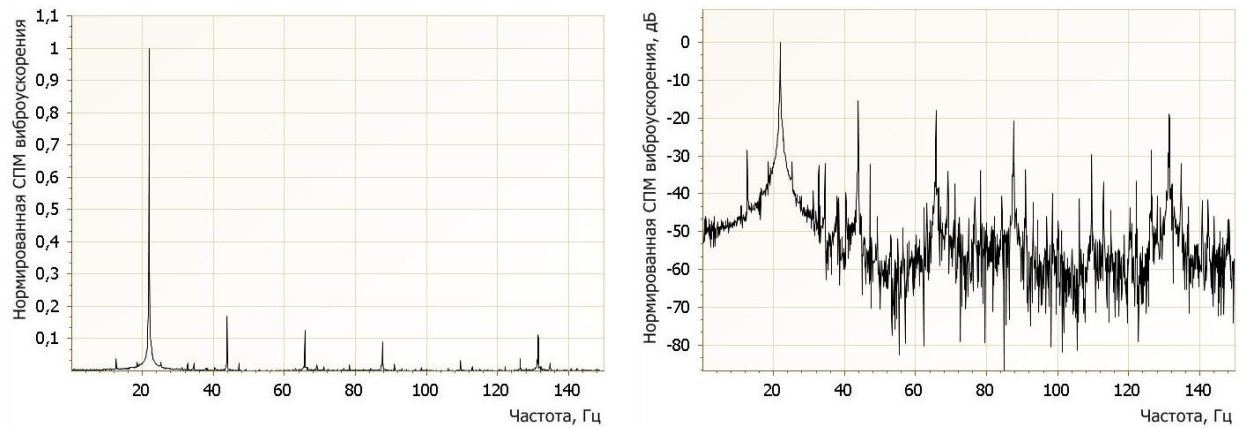


Рисунок 4.22 – Нормированная оценка СПМ вибрационного сигнала на сиденье над задним мостом

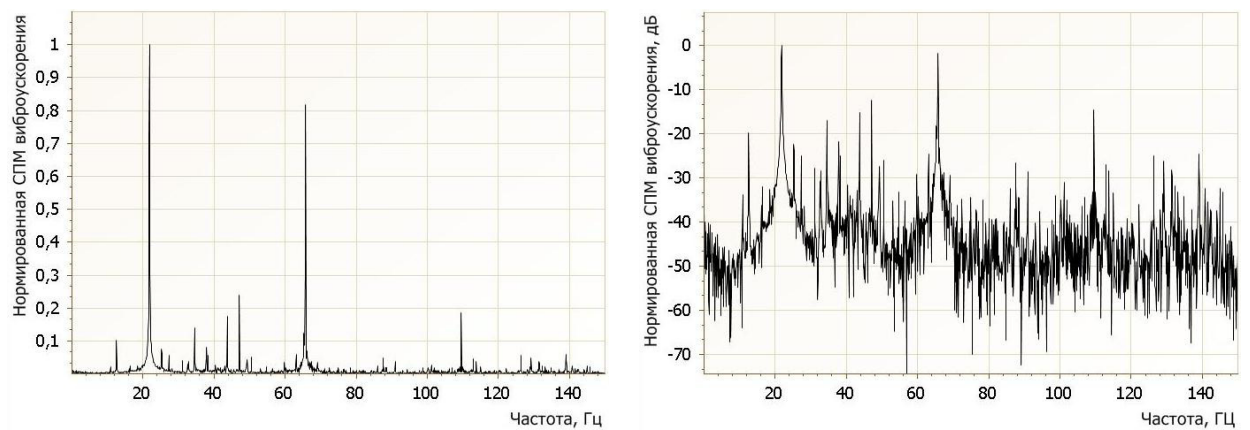


Рисунок 4.23 – Нормированная оценка СПМ вибрационного сигнала на сиденье над двигателем внутреннего сгорания

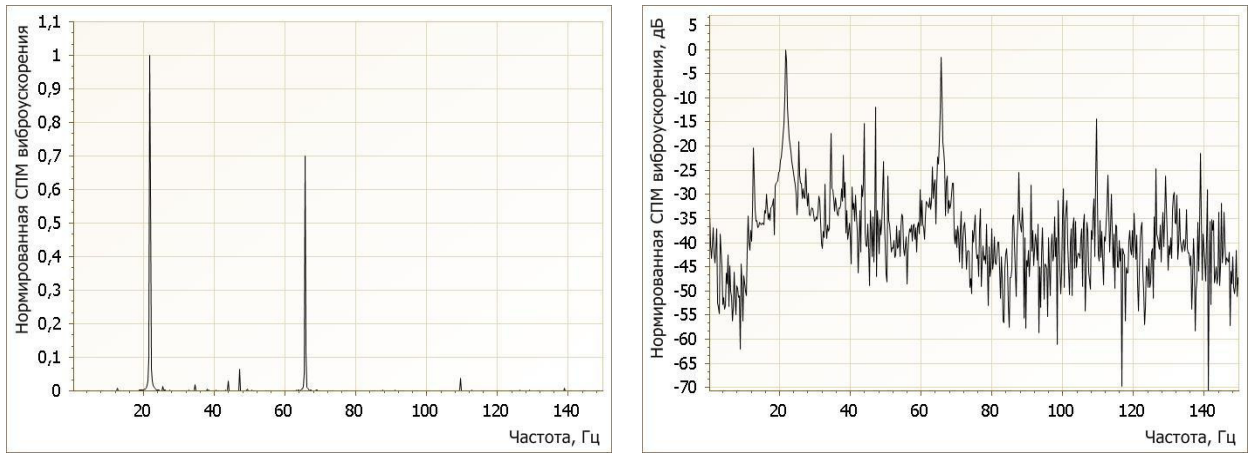


Рисунок 4.24 – Нормированная оценка СПМ вибрационного сигнала на корпусе двигателя внутреннего сгорания

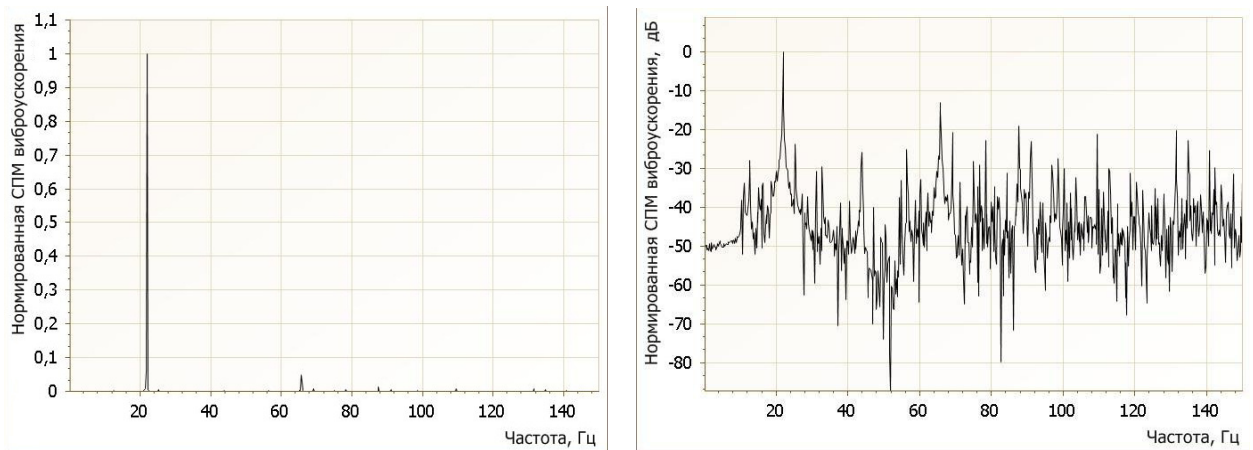


Рисунок 4.25 – Нормированная оценка СПМ вибрационного сигнала на боковом оконном стекле над левой задней колесной аркой

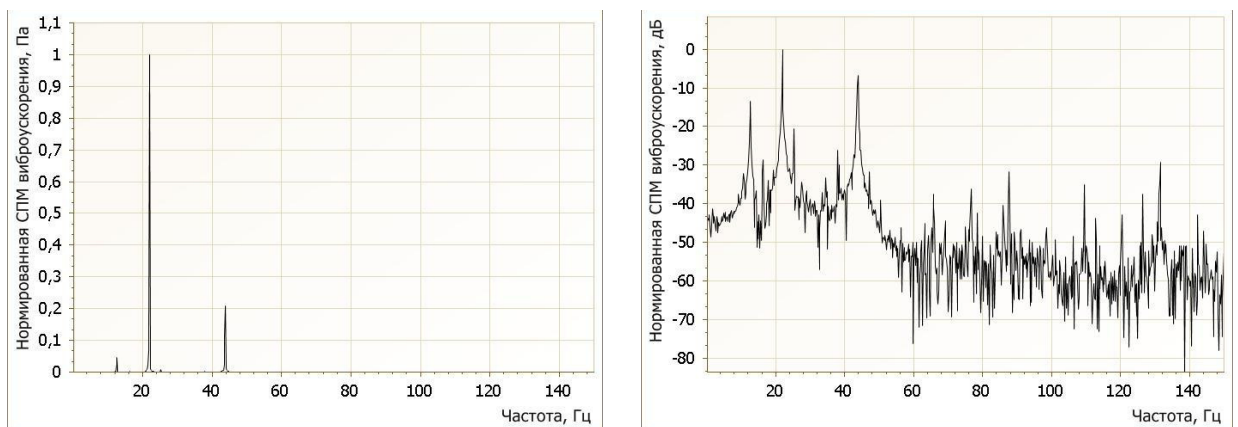


Рисунок 4.26 – Нормированная оценка СПМ акустического сигнала под потолком перед средней дверью

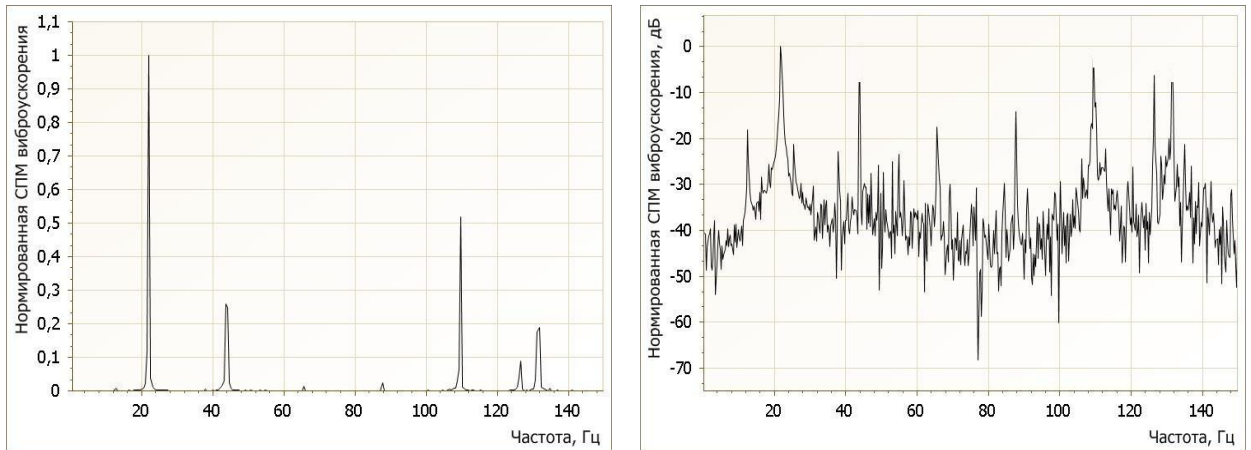


Рисунок 4.27 – Нормированная оценка СПМ вибрационного сигнала на полу кузова перед средней дверью

Проведенный спектральный анализ вибрационных сигналов конструкций автобуса позволил оценить степень комфорта водителя и пассажиров. Полученный при этом пространственный виброакустический портрет автобуса дополнительно детализирует данные завода-изготовителя. В результате виброакустических испытаний состояния автобуса МАЗ-206067 был выявлен зарезонансный режим рассогласованности работы двигателя с автоматической коробкой передач, прежде всего с гидротрансформатором, который выполняет функцию сцепления. Обобщение полученных данных виброакустических испытаний и звукового давления внутри салона в инфразвуковом и звуковом диапазонах позволили выявить скрытые закономерности и сформулировать рекомендации по улучшению виброакустического состояния автобусов в течение всего жизненного цикла.

Актуальность и достоверность, проведенных экспериментальных исследований звукового давления внутри салона в инфразвуковом и звуковом диапазонах, а также 3-х мерной виброметрии активных и пассивных элементов конструкции низкопольного городского автобуса МАЗ-206067 среднего класса подтверждены Актом об использовании результатов диссертационной работы от завода-изготовителя ОАО «МАЗ» – управляющая компания холдингом «БЕЛАВТОМАЗ» (Приложение Б). Также были предложены реко-

мендации по подавлению интенсивной вибрации. Эти рекомендации были учтены при конструировании на ранних этапах эскизного проектирования первой модели низкопольного городского автобуса третьего поколения МАЗ-303065 (экологический класс Euro5), предназначенного для перевозки пассажиров на городских и пригородных маршрутах средней загруженности.

Результаты диссертационной работы нашли также практическое применение в учебном процессе, что подтверждается Актом об использовании (Приложение Б).

4.5 Выводы и основные результаты по разделу:

1) На основе синтезированных математического и алгоритмического обеспечения периодограммным и коррелограммным методами осуществлена разработка прикладного ПО для вычисления оценок СПМ. В процессе разработки использовался многоуровневый подход и компонентно-ориентированное программирование, которые позволили реализовать ПО ИИС для спектрального анализа сигналов с учетом набора общих и специальных требований метрологических нормативных документов и рекомендаций стандартов для ПО средств измерений. Результатом выполнения предъявляемых требований стало выделение метрологически значимой и незначимой частей в структуре ПО ИИС, что позволило удовлетворить требованиям о недопустимости искажающего воздействия на его метрологически значимые части и требованиям, предусматривающим использование технологий расширения и модификацию программных компонент и их функций;

2) Использование компонентно-ориентированного программирования обеспечило практическую реализацию концепции многоуровневой структуры ПО ИИС в виде совокупности метрологически независимых программных модулей с возможностью их комплексирования и параллельного выполнения процедур вычисления оценок СПМ. Назначение и функциональные возможности программных модулей логически разделено на уровни представления и

обработки измерительных данных. Уровню представления соответствует метрологически незначимая часть ПО, позволяющая управлять программными компонентами в режимах тестовых испытаний и штатного функционирования. Уровню обработки данных соответствует метрологически значимая часть ПО, которая содержит модули реализации алгоритмов вычисления оценок СПМ. Программные модули реализованы с помощью функционально- и синтаксически- независимых программно-инструментальных сред разработки ПО. Это обеспечило масштабируемость, адаптивность и расширяемость ПО, а также заменяемость программных модулей и возможность создавать на их основе интегрированные программные структуры для использования в составе комплексного многофункционального ПО ИИС;

3) Для подтверждения соответствия требованиям, предъявляемым к метрологически значимому ПО, проводились тестовые испытания разработанного ПО на метрологические возможности оценки разрешения гармонических компонентов и соответствия их заданным частотам. Испытания проводились на основе имитационного моделирования централизованной реализации многокомпонентного тестового сигнала с добавлением аддитивного шума. Полученные результаты показали высокую разрешающую способность и отсутствие эффектов маскирования и расщепления спектральных компонент;

4) Экспериментальные исследования разработанных алгоритмов проводились в ходе 3-х мерной виброметрии активных и пассивных элементов конструкции городского низкопольного автобуса марки МАЗ-206067. Разработанные алгоритмы обеспечили устойчивое обнаружение присутствия гармонических колебаний, позволили выявить скрытые закономерности, приводящие к потере виброакустического комфорта и сформулировать рекомендации по улучшению виброакустического состояния автобусов в течение всего жизненного цикла. Данные рекомендации были учтены при конструировании на ранних этапах эскизного проектирования первой модели третьего поколения городских автобусов МАЗ-303065;

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе рассмотрена проблема снижения мультипликативной сложности цифровых процедур вычисления оценок СПМ коррелограммным и периодограммным методами. В рамках этой проблемы на основе уравнения статистических измерений было принято во внимание, что первичное АЦП следует рассматривать как первичную процедуру, позволяющую обеспечить предварительную обработку сигналов с последующим упрощением и повышением производительности вычислительных процедур. В соответствии с этим решение данной проблемы достигнуто путём использования бинарно-знакового аналого-стохастического квантования в качестве первичного представления непрерывных сигналов в дискретном виде. На основе дискретно-событийного представления во времени результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования использована методика для разработки математического и соответствующего ему ресурсно-эффективного алгоритмического обеспечения для вычисления оценок СПМ периодограммным и коррелограммным методами. Решена задача практической реализации разработанного алгоритмического обеспечения в виде метрологически значимого ПО, предназначенного для использования в составе комплексного ПО ИИС для спектрального анализа сложных многокомпонентных сигналов.

Основные результаты и выводы по работе:

1) Обоснована актуальность разработки математического и ресурсно-эффективного алгоритмического обеспечения для спектрального анализа сложных сигналов коррелограммным и периодограммным методами с применением бинарно-знакового аналого-стохастического квантования. Особенностью такого вида квантования является применение равномерно распределенного вспомогательного рандомизирующего сигнала, которое позволяет осуществлять предельно грубое двухуровневое квантование сигналов без

систематической погрешности. При этом вся информация о пространственно-временных характеристиках анализируемого сигнала сохраняется в длительности временных интервалов, в которых происходит смена результатов такого квантования;

2) Дискретно-событийное представление во времени результата бинарно-знакового аналого-стохастического квантования позволило ещё на математическом уровне при переходе от аналоговых к дискретным процедурам осуществить аналитическое вычисление операторов интегрирования, что существенно сокращает необходимость выполнения операций умножения в цифровом виде;

3) На основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования разработано математическое и соответствующее ему алгоритмическое обеспечение для вычисления оценок СПМ методом усредненных модифицированных периодограмм. Особенностью практической реализации данного алгоритмического обеспечения является то, что основу их выполнения составляют логические операции и арифметические операции суммирования и вычитания дискретных во времени значений функций $W_{\cos}(t, f)$ и $W_{\sin}(t, f)$, являющихся первообразными вычисления косинус- и синус-преобразований Фурье применяемой оконной функций $w(t)$. Для естественного (прямоугольного), а также для наиболее известных классических оконных функций приведены их аналитические соотношения $W_{\cos}(t, f)$ и $W_{\sin}(t, f)$;

4) На основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования разработаны математическое и соответствующее ему алгоритмическое обеспечение для вычисления оценок СПМ коррелограммным методом с применением функций корреляционных окон. Особенностью такой разработки стало то, что операции интегрирования по переменной времени t вычисляются аналитически, а операция интегрирования по времени задержки τ вычисляется численно с равномерным шагом. В результате вычисление оценки СПМ

сводится к дискретной обработке отсчётов функции $H_{\cos}(\tau, f)$, являющейся первообразной косинус-преобразования функции применяемого корреляционного окна $h(\tau)$. Одновременно разработано математическое и соответствующее ему алгоритмическое обеспечение для вычисления оценок СПМ, когда операция интегрирования по времени задержки τ также вычисляется аналитически. Особенностью вычисления такой оценки СПМ является то, что дискретной обработке подвергаются отсчёты функции $G(\tau, f)$, являющейся первообразной функции $H_{\cos}(\tau, f)$. Вид функций $H_{\cos}(\tau, f)$ и $G(\tau, f)$ определяются только видом применяемой функции корреляционного окна $h(\tau)$. Основу обработки этих функций составляют логические операции и арифметические операции суммирования и вычитания. При этом предварительного вычисления оценки КФ не требуется. Для естественного (прямоугольного), а также для наиболее известных классических функций корреляционных окон рассмотрены аналитические соотношения $H_{\cos}(\tau, f)$ и $G(\tau, f)$;

5) На основе синтезированных алгоритмов вычисления коррелограммных и периодограммных оценок СПМ разработано метрологически значимое ПО, предназначенное для использования в составе комплексного ПО ИИС для спектрального анализа сложных многокомпонентных сигналов. Компонентно-ориентированное программирование и выделение метрологически значимой и незначимой частей ПО в отдельные уровни абстракции позволили реализовать метрологически значимое ПО ИИС в виде совокупности метрологически совместимых программных модулей с возможностью их комплексирования, модификации и повторного использования. Данный подход позволяет разрабатывать на основе метрологически совместимых программных модулей подпрограммы и объекты внешних библиотек, которые могут быть использованы в качестве интегрируемых программных компонент в комплексном, многофункциональном ПО ИИС;

6) Проведены тестовые испытания и функциональные проверки разработанных алгоритмов и ПО для оценки СПМ с целью исследования и подтверждения их метрологических характеристик на соответствие требованиям стандартов для метрологически значимого ПО средств измерений. Полученные результаты показали, что разработанное алгоритмического обеспечения позволяет получать оценки СПМ с высокой разрешающей способностью по частоте. При этом эффекты маскирования и расщепления гармонических составляющих отсутствуют;

7) Разработанное ПО ИИС было апробировано при проведении виброакустических испытаний состояния низкопольного автобуса городского типа МАЗ-206067. Получен пространственный виброакустический портрет автобуса. Обобщение полученных данных виброакустических испытаний позволили выявить зарезонансный режим рассогласованности работы двигателя с автоматической коробкой передач и сформулировать рекомендации по улучшению виброакустического состояния автобусов. Актуальность и достоверность экспериментальных исследований подтверждены Актом об использовании результатов диссертационной работы от завода-изготовителя ОАО «МАЗ»-управляющая компания холдингом «БЕЛАВТОМАЗ».

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Kay S.M. Modern spectral estimation: Theory and Application. – 1st Edition: Pearson India, 2010. – 456 p.
2. Marple Jr.S.L. Digital spectral analysis with applications: Second edition / Jr.S.L. Marple – Dover Publications Inc, 2019. – 432 p.
3. Шахтарин Б.И. Методы спектрального оценивания случайных процессов М.: Горячая линия – Телеком, 2023. – 256 с.
4. Раушер К, Йанссен Ф., Минихольд Р. Основы спектрального анализа – М.: Горячая линия-Телеком, 2006. – 224 с.
5. Madisetti V.K. The Digital Signal Processing Fundamentals: Digital Signal Processing Fundamentals (The Digital Signal Processing Handbook, Second Edition). – CRC Press, 2009. – 904 p.
6. Смит С. Цифровая обработка сигналов. Практическое руководство для инженеров и научных работников. – М.: Додэка-XXI, 2012. – 720 с.
7. Сюзев В.В. Основы теории цифровой обработки сигналов. Учебное пособие. – М.:Изд-во «РТСофт», 2014г. – 752 с.
8. Денисенко А.Н. Сигналы. Теоретическая радиотехника. Справочное пособие. – М.: Горячая линия-Телеком, 2005. – 704 с.
9. Кестер У. Аналого-цифровое преобразование. – М.:«Техносфера», 2007. – 1019 с.
10. Marcel J.M. Pelgrom. Analog-to-DigitalConversion. – Springer; 4th ed., 2022. – 1045 p.
11. Топильский В.Б. Схемотехника аналого-цифровых преобразователей. – М.: «Техносфера», 2014. – 287 с.
12. Law A. Simulation Modeling and Analysis (Mcgraw-hill Series in Industrial Engineering and Management). – McGraw Hill, 2014. – 800 p.
13. Клюев В. В., Соснин Ф. Р., Ковалев А. В. и др. Неразрушающий контроль и диагностика: Справочник. 2-е изд. / Под. ред. В. В. Клюева. – М.:

Машиностроение, 2003. – 656 с.

14. Рабинер Л., Гоулд Б. Теория и применение цифровой обработки сигналов – М.: Рипол Классик. 1978. – 848 с.

15. Williams D. Digital Signal Processing Handbook. – Boca Raton, FL: CRC Press. 1999. – 1200 p.

16. Elliott D. G. Handbook of Digital Signal Processing. – San Diego, CA: Academic Press, 1987. – 845 p.

17. Lyons R. Understanding Digital Signal Processing: 3rd Edition: – Financial Times Prentice Hall, 2010. – 954 p.

18. Manolakis D., Ingle V. Applied digital signal processing. Theory and practice. – Cambridge university press, 2011. – 1009 p.

19. Cohen T.F. Analog and digital signal analysis: From basics to applications. – Springer international publishing, 2016. – 618 p.

20. Ifeachor E.C., Jervis B.W. Digital Signal Processing: A Practical Approach. – Prentice-Hall, 2nd Edn., Harlow, England, 2001. – 960 p.

21. Li Tan, Jean Jiang. Digital Signal Processing: Fundamentals and Applications 2nd Edition. – Academic Press, 2013. – 896 p.

22. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: БХВ, 2011. – 768с.

23. Alan S. Morris Reza Langari. Measurement and Instrumentation: Theory and Application: 2nd Edition. – Academic Press, 2015. – 726 p.

24. Placko D., Haddar M., Fakhfakh T. Fundamentals of Instrumentation and Measurement. – New York: XYZ Publishers, 2020. – 300 p.

25. Bentley J. P. Principles of Measurement Systems Paperback. – Pearson Education, 2005. – 528 p.

26. Doebelin E. Measurement Systems: Application and Design 5th Edition. – McGraw-Hill Science, 2003. – 1078 p.

27. Sydenham P. H. Handbook of Measuring System Design. 3 Volume Set 1st Edition. – Wiley, 2005. – 1648 p.

28. Sydenham P. H. Handbook of Measuring System Design. 3 Volume Set 1st Edition. – Wiley, 2005. – 1648 p.
29. Percival D.B., Walden A.T. Spectral Analysis for Univariate Time Series 2-nd ed.: – Cambridge University Press, 2020. – 780 p.
30. Kay S.M. Fundamentals of Statistical Signal Processing, Volume III: Practical Algorithm Development. – Prentice Hall, 2013. – 496 p.
31. Richard E. Blahut. Fast Algorithms for Signal Processing 1st Edition: – Cambridge University Press, 2010. – 466 p.
32. Ульянов М.В. Ресурсно-эффективные компьютерные алгоритмы. – М: ФИЗМАТЛИТ, 2008. – 304с.
33. Цветков Э.И. Алгоритмические основы измерений. – СПб.: Энергоатомиздат. Санкт-Петербург, 1992. – 256 с
34. Цветков Э.И. Основы математической метрологии. – М.: Политехника, 2005. – 509 с.
35. Горбунов Ю. Н., Куликов Г. В. Радиолокация: стохастический подход. – М.: Горячая Линия – Телеком, 2020. – 520 с.
36. Веселова Г.П., Грибанов Ю.И. Стохастическое квантование и статистический анализ случайных процессов. – М.: Энергоатомиздат, 1991.– 152 с.
37. Прохоров С.А. Прикладной анализ неэквидистантных временных рядов. – Самара: СГАУ, 2001. – 209 с.
38. Rubino G., Tuffin B. Rare event simulation using Monte Carlo methods. – John Wiley & Sons, 2009. – 288 p.
39. Dirk P. Kroese Taimre T., Zdravko I. Botev. Handbook for Monte Carlo methods. – John Wiley & Sons, 2013. – 772 p.
40. Christian P. Robert, Casella G. Monte Carlo statistical methods. – Springer, 1999. – 528 p.
41. Билинский И.Я., Микелсон А.К. Стохастическая обработка сигналов / Подобщ. ред. Э.Я. Якубайтиса. – Рига: Ин-т Электроники и вычислит. техники, 1982. – 68 с.

42. Билинский И.Я., Микелсон А.К. Стохастическая цифровая обработка непрерывных сигналов. – Рига: Зинатне, 1983. – 292 с.
43. Виксна А.Ж., Элсте М.А. Стохастическое функциональное преобразование: Модели, приложения. – Рига: Зинатне, 1984. – 173 с.
44. Belinsky A. A. Spectral Analysis of Relativistic Operators // Hardcover – October 15, 2010. – 200 p.
45. Мирский Г.Я., Характеристики стохастической взаимосвязи и их измерения. – М.: Энергоиздат, 1982. – 320 с.
46. Max J. Methodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques. Tome 1. Principes generaux et methodes classiques. – Paris: Masson, 1996. XXVII. – 355 p.
47. Oppenheim A.V., Schafer R.W. Discrete-Time Signal Processing: 3rd edition. – Prentice Hall, 2009. – 1108 p.
48. Якимов В.Н. Обобщенная математическая модель двухуровневого знакового преобразования // Техника машиностроения. – 2000. – №4. – С. 72-74.
49. Якимов В.Н. Цифровой комплексный статистический анализ на основе знакового представления случайных процессов // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. – т.18, №4(7). – 2016. – С. 1346-1353.
50. Домарацкий А.И., Иванов Л.Н., Юрлов Ю.И. Многоцелевой статистический анализ случайных сигналов. – Новосибирск: Наука. Сибирское отделение. – 1975. – 164 с.
51. Шахтарин Б.И. Случайные процессы в радиотехнике: Цикл лекций – М.: Радио и связь. – 2000. – 584 с.
52. Bendat J.S., Pffirsol A.G. Random Data Analysis and Measurement Procedures: 4th ed. – A John Wiley & Sons, INC., Publication, 2010. – 640 p.
53. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. Изд. 2-е. / В.П. Дворкович, А.В. Дворкович – М.: Техносфера. – 2016. – 208 с.

54. Prabhu K.M. Window functions and their applications in signal processing. – CRC Press, Taylor and Francis Group, 2014. – 382 p.

55. Harris F.J. On the use of windows for harmonic analysis with the discrete Fourier transform / F.J. Harris // Proceedings of the IEEE. – 1978. – Vol. 66, № 1. – P. 51-83.

56. Poularikas A.D. The handbook of formulas and tables for signal processing. – CRC Press, 2019. – 852 p.

57. Max J. Methodes et techniques de traitement du signal et applications aux mesures physiques. Tome 2. — Paris: Masson, 1996. – 355 p.

58. ГОСТ Р 8.596-2002 Метрологическое обеспечение измерительных систем Введ. 2003-03-01. – М.: Стандартинформ, 2008. 15 с.

59. McDonnell M. Theoretical Aspects of Stochastic Signal Quantization and Suprathreshold Stochastic Resonance. – The University of Adelaide, Australia 2006. – 355 p.

60. Marvasti F. Nonuniform Sampling: Theory and Practice (Information Technology: Transmission, Processing and Storage). – Springer, 2001. – 950p.

61. Мирский Г.Я. Аппаратурное определение характеристик случайных процессов. – М.: Энергия. – 1972. – 456 с.

62. Атамалян Э. Г. Приборы и методы измерения электрических величин: учеб. пособие для втузов 3-е изд. – М.: Дрофа. – 2005. – 415 с.

63. Фихтенгольц Г.М. Курс дифференциального и интегрального исчисления. Т.1. 8-изд. / Г.М. Фихтенгольц – М.: Физматлит. – 2003. – 680 с.

64. Якимов В.Н., Машков А.В. Спектральный анализ на основе периодограммного метода обработки сегментов бинарно-квантованного сигнала с применением весовых оконных функций // Цифровая обработка сигналов. – 2021. – № 3. – С. 30-35.

65. ГОСТ 34100.1-2017/ISO/IEC Guide 98-1:2009 Неопределенность измерения. Часть 1 Введение в руководства по выражению неопределенности измерения. Введ. 2018-09-01. – М.: Стандартинформ, 2018. 22 с.

66. ГОСТ 34100.3 2017 Неопределенность измерения. Часть 3. Руководство по выражению неопределенности измерения. Введ. 2018-09-01. – М.: Стандартиформ, 2018. 112 с.

67. ГОСТ Р ИСО 21748 – 2012 Статистические методы. Руководство по использованию оценок повторяемости, воспроизводимости и правильности при оценке неопределенности измерений. Введ. 2013-12-01. – М.: Стандартиформ, 2019. 34 с.

68. Дженкинс Г., Ватс Д. Спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1971. – Вып. I. – 320 с.

69. ГОСТ Р 51904-2002 Программное обеспечение встроенных систем. Общие требования к разработке и документированию. Введ. 2003-07-01. – М.: Стандартиформ, 2005 (актуал. 2021). – 63 с.

70. ГОСТ Р 8.883-2015 Государственная система обеспечения единства измерений. Программное обеспечение средств измерений. Алгоритмы обработки, хранения, защиты и передачи измерительной информации. Методы испытаний. Введ. 2016-03-01. – М.: Стандартиформ, 2019. 19 с.

71. Пирсол Дж.А. Прикладной анализ случайных процессов: Пер. с англ. – М.: Мир, 1989. – 540 с.

72. Макс Ж. Методы и техника обработки сигналов при физических измерениях: В 2-х томах. Пер. с франц. – М.: Мир, 1983. – Т. 2. – 256 с.

73. Якимов В.Н., Машков А.В. Оценка частотного спектра непрерывного сигнала на основе бинарного стохастического квантования и дискретно-временной обработки спектральной функции корреляционного окна // Датчики и системы. – 2020. – № 2 (244). – С. 10-16.

74. Якимов В.Н., Машков А.В. Оценивание спектральной плотности мощности на основе коррелограммного метода с использованием бинарного знакового аналого-стохастического квантования случайного процесса // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика.–2017. – №10. – С.60-66.

75. Болдин М.В., Симонова Г.И., Тюрин Ю.Н. Знаковый статистический анализ линейных моделей. – М.: Наука. Физматлит, 1997. – 288 с.
76. Брагин А.А., Семенюк А.Л. Основы метрологического обеспечения аналого-цифровых преобразователей электрических сигналов. – М.: Издательство стандартов, 1989. – 164 с.
77. Галушкин А.И., Зотов Ю.Я., Шикунов Ю.А. Оперативная обработка экспериментальной информации. – М.: Энергия, 1972. – 360 с.
78. Дженкинс Г., Ватс Д. Спектральный анализ и его приложения: Пер. с англ. – М.: Мир, 1972. – Вып. 2. – 288 с.
79. Мельничук Ю.В., Раков М.А., Якушев В.С. Аналого-цифровые преобразователи с переменной значностью. – Киев: Наукова думка, 1988. – 128 с.
80. Михайлов Г.А. Оптимизация весовых методов Монте-Карло. – М.: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 240 с.
81. ГОСТ Р 8.654 – 2015. Требования к программному обеспечению средств измерений. Основные положения. Введ. 2016-03-01. – М.: Стандартинформ, 2015. – 12 с.
82. ГОСТ Р 56921-2016/ISO/IEC/IEEE 29119-2:2013. Системная и программная инженерия. Тестирование программного обеспечения. Ч. 2. Процессы тестирования. Введ. 2017-06-01. – М.: Стандартинформ, 2016. – 60 с.
83. Гамма Э. Приемы объектно-ориентированного проектирования. Паттерны проектирования / Э. Гамма, Р.Хелм, Р. Джонсон, Дж. Влссидес; пер. с англ. А. Слинкина. – СПб.: Питер, 2006. – 366с.
84. Bloch J. Effective Java. Third Edition: – Addison-Wesley Professional, 2018. – 412p.
85. Bast R., Remigio D.R. CMake Cookbook: Building, testing, and packaging modular software with modern. – CMake, Packt Publishing, 2018. – 606p.
86. ГОСТ 8.563 – 2009. Государственная система обеспечения единства измерений. Методики (методы) измерений. Введ. 2010-04-15. – М.: Стандартинформ, 2019. – 16 с.

87. ГОСТ Р 57188-2016. Численное моделирование физических процессов. Термины и определения. Введ. 2017-05-01. – М.: Стандартинформ, 2018. – 8с.

88. ГОСТ 31191.1-2004 (ИСО 2631-1:1997) Вибрация и удар. Измерение общей вибрации и оценка ее воздействия на человека. Часть I. Общие требования. Введ. 2008-07-01. – М.: Стандартинформ, 2010. – 29 с.

89. ГОСТ 55855-2013. Автомобильные транспортные средства. Методы измерения и оценки общей вибрации. Введ. 2014-09-01. – М.: Стандартинформ, 2014. – 21 с.

90. ГОСТ ИСО 10326-1-2002. Вибрация. Оценка вибрации сидений транспортных средств по результатам лабораторных испытаний. Часть 1. Общие требования. Введ. 2007-11-01. – М.: Стандартинформ, 2017. – 12 с.

91. ГОСТ ИСО 8002-99. Вибрация. Вибрация наземного транспорта. Представление результатов измерений. Введ. 2001-01-01. – Минск: Межгос. совет по стандартизации, метрологии и сертификации, 2000. – 16 с.

92. ГОСТ Р ИСО 13373-2-2009. Контроль состояния и диагностика машин. Вибрационный контроль состояния машин. Часть 2. Обработка, анализ и представление результатов измерений вибрации. Введ. 2011-01-01. – М.: Стандартинформ, 2019. – 31 с.

93. ГОСТ 31191.1-2004 (ИСО 2631-1:1997). Вибрация и удар. Измерение общей вибрации и оценка ее воздействия на человека. Часть 1. Общитребования. Введ. 2008-07-01. – М.: Стандартинформ, 2010. – 24 с.

94. Машков А.В., Горбачёв О.В. Программное обеспечение измерительной системы для спектрального анализа // Международная научно-практическая конференция «Информационные управляющие системы и технологии» (ICST - Одесса - 2020) 24 - 26 сентября, 2020, – С. 230-232.

95. Машков А.В., Желонкин А.В. Программный комплекс статистического анализа измерительной информации // Вест. Самар. гос. техн. ун-та. Сер. «Технические науки». – 2018. – № 3 (59). – С. 97-105.

96. Якимов В.Н., Машков А.В. Цифровой спектральный анализ на основе знакового оценивания корреляционной функции и косинус-преобразования корреляционного окна // Известия ВУЗов. Приборостроение. – 2015. – № 8 (58). – С. 36-41.

97. Yakimov V.N., Mashkov A.V. Digital estimation of correlation function moments using analog-stochastic sign quantization of a random process // Measurement Techniques. – 2016. – № 1 (59). – Pp. 12-15.

98. Якимов В.Н., Батищев В.И., Машков А.В. Последовательная идентификация линейной динамической системы на основе корреляционного метода обработки знаковых сигналов // Приборы и системы. Управление, контроль, диагностика. – 2016. – № 5. – С. 26-30.

99. Якимов В.Н., Машков А.В. Алгоритм вычисления оценки спектральной плотности мощности на основе обработки знаковых сигналов с использованием временных весовых функций // Цифровая обработка сигналов. – 2016. – № 4. – С. 3-8.

100. Якимов В.Н., Машков А.В. Знаковый алгоритм анализа спектра амплитуд и восстановления гармонических составляющих сигналов в условиях присутствия некоррелированных фоновых шумов // Научное приборостроение. – 2017. – № 2. (27). – С. 83-90.

101. Якимов В.Н., Машков А.В. Комплексное оценивание корреляционно-спектральных характеристик непрерывных случайных процессов на основе бинарного стохастического квантования результатов экспериментальных наблюдений // Инженерная физика. – 2017. – № 9. – С. 58-61.

102. Yakimov V.N., Batishchev V.I., Mashkov A.V. Digital Analysis of the Vibration Signals Amplitude Spectrum Based on Fourier Processing of the Binary-Sign Analog-Stochastic Quantization Result // Mekhatronika, Avtomatizatsiya, Upravlenie. – 2019. – Vol. 20. – № 12. – Page(s): 723-731

103. Якимов В.Н., Машков А.В. Цифровой алгоритм оценивания спектрального состава многокомпонентного процесса вибрации // Контроль. Диагностика. – 2018. – № 8. – С. 40-45.

104. Якимов В.Н., Машков А.В. Цифровой алгоритм экспериментального оценивания спектрального состава непрерывных сигналов для специализированных систем статистического анализа // Датчики и системы. – 2018. – № 6 (226). – С. 25-30. 18 ист.

105. Якимов В.Н., Батищев В.И., Машков А.В. Идентификация импульсной переходной функции линейной динамической системы на основе корреляционного метода с использованием знакового аналого-стохастического квантования // Вест. Самар. гос. техн. унта. Сер. «Технические науки». – 2015. – № 3 (47). – С. 76-84.

106. Якимов В.Н., Машков А.В., Горбачёв О.В. Цифровой гармонический анализ на основе метода усреднения Фурье-преобразования псевдоансамбля сегментов знакового сигнала // Цифровая обработка сигналов. – 2016. – № 2. – С. 31-34.

107. Якимов В.Н., Машков А.В. Знаковый метод обнаружения и оценки информативных составляющих многокомпонентных сигналов на фоне внешних аддитивных шумов // Вест. Самар. гос. техн. ун-та. Сер. «Технические науки». – 2017. – № 2 (54). – С. 65-72.

108. Якимов В.Н., Машков А.В. Математическое и высокопроизводительное алгоритмическое обеспечение для оценки гармонического спектра на основе непрерывного преобразования Фурье и бинарного стохастического квантования сигналов // Инженерная физика. – 2019. – № 7. – С. 52-55.

109. Якимов В.Н., Машков А.В., Желонкин А.В. Метрологически значимое программное обеспечение контрольно-измерительной системы для комплексного оперативного спектрального анализа на основе технологии распараллеливания процессорных вычислений // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2019. – № 9. – С. 25-29.

110. Якимов В.Н., Машков А.В., Желонкин А.В. Специализированное программное обеспечение измерительной системы для оперативного оценивания спектрального состава многокомпонентных процессов // Программные продукты и системы. – 2019. – Том 32, № 1. – с. 159-166.

111. Якимов В.Н., Машков А.В. Модифицированная цифровая коррелограммная оценка спектральной плотности мощности случайного процесса // Сборник докладов XVIII Международной конференции по мягким вычислениям и измерениям (SCM'2015). 19-21 мая 2015 г. – Санкт-Петербург: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2015. – Т.2. – С. 196-200.

112. Якимов В.Н., Машков А.В. Оценивание моментов корреляционной функции с использованием знакового двухуровневого первичного квантования исследуемого процесса // Сборник материалов XVII Международной конференции “Цифровая обработка сигналов и ее применение - DSPA-2015”. 25-27 марта 2015 г. – Москва, 2015. – Т.2. – С. 584-589.

113. Якимов В.Н., Машков А.В. Цифровой спектральный анализ зашумленных многокомпонентных сигналов на основе косвенного определения корреляционной функции с использованием временных весовых функций». // Сборник трудов XXIV Всероссийская конференция "Информатизация и информационная безопасность правоохранительных органов". 3 июня 2015 г. – Москва: Академия управления МВД России, 2015. – С. 194-200.

114. Якимов В.Н., Машков А.В. Цифровой алгоритм вычисления оценок дискретных отсчетов импульсной переходной функции на основе обработки знаковых сигналов. // Измерение, контроль, информатизация: материалы XVI международной научно-технической конференции. 19 мая 2015 г. – Барнаул: Изд-во АлГТУ, 2015. – С. 7-10.

115. Якимов В.Н., Машков А.В. Применение знакового преобразования в процессе идентификации линейной динамической системы. // Информационные управляющие системы и технологии (ИУСТ-ОДЕССА-2015): мате-

риалы IV Международной научно-практической конференции. – Одесский национальный морской ун-т. – Одесса, 2015. – С. 270-273.

116. Якимов В.Н., Машков А.В. Вычисление цифровой оценки спектральной плотности мощности на основе Фурье-преобразования взвешенной временной последовательности результата знакового аналого-стохастического квантования случайного процесса // Сборник материалов XVIII Международной конференции “Цифровая обработка сигналов и ее применение - DSPA-2016”. – Москва, 2016. – Т.1. – С. 459-465.

117. Якимов В.Н., Машков А.В. Программное обеспечение для оперативного спектрального анализа на основе модифицированного коррелограммного метода // Материалы III Международной научно-практической конференции "Современные тенденции развития и перспективы внедрения инновационных технологий в машиностроении, образовании и экономике". 25 мая 2016 г. – Азов: Изд-во: ООО «АзовПечать», 2016. – №.1. – С. 157-161.

118. Якимов В.Н., Машков А.В. Программное обеспечение измерительной системы для оперативного вычисления оценок спектральной плотности мощности. // Измерение, контроль, информатизация: материалы XVII международной научно-технической конференции. 19 мая 2016 г. – Барнаул: Изд-во АлГТУ, 2016. – С. 151-155.

119. Якимов В.Н., Машков А.В. Обнаружение и восстановление сигналов на основе оценки спектра амплитуд с использованием знакового аналого-стохастического квантования. // Сборник трудов XXV Всероссийская конференция "Информатизация и информационная безопасность правоохранительных органов". – Москва: Академия управления МВД России, 2016. – С. 75-80.

120. Якимов В.Н., Машков А.В. Автоматизированная информационная система хранения и анализа параметров диагностики газоперекачивающего агрегата // Информационные управляющие системы и технологии (ИУСТ-ОДЕССА-2016): материалы V Международной науч.-практ. конференции. – Одесский нац. морской ун-т. – Одесса, 2016. – С. 196-198.

121. Якимов В.Н., Машков А.В. Разработка информационно-измерительной системы для статистического анализа случайных процессов с использованием многоуровневой архитектурной парадигмы. // Информационные управляющие системы и технологии (ИУСТ-ОДЕССА-2016): материалы V Международной научно-практической конференции, 20-22 сентября 2016г. – Одесский национальный морской ун-т. – Одесса, 2016. – С. 213-215.

122. Якимов В.Н., Батищев В.И., Машков А.В. Модульный подход к разработке информационно-измерительной системы цифрового оценивания спектральной плотности мощности // Методы, средства и технологии получения и обработки измерительной информации: сб. науч. ст. Междунар. науч.-техн. конф. «Шляндинские чтения - 2016». 25-27 октября 2016г. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2016. – С. 84-86.

123. Якимов В.Н., Машков А.В. Цифровые знаковые алгоритмы для комплексного оценивания корреляционной функции и спектральной плотности мощности // Сборник материалов XVIV Международной конференции “Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2017”. 29 – 31 марта 2017 г. – Москва, 2017. – Т.1. – С. 262-272.

124. Yakimov V.N., Mashkov A.V., Susarev S.V., Gubanov N.G., Philimonov A.B. Acoustic diagnostics of pipeline networks based on correlation analysis using binary analog-stochastic quantization // Proceedings of 2017 20th IEEE International Conference on Soft Computing and Measurements (SCM'2017) 7-10 June 2017. – Saint-Petersburg, 2017. – Vol.1. – Pp. 4-7.

125. Якимов В.Н., Машков А.В. Цифровой комплексный оперативный корреляционно-спектральный анализ с использованием бинарного знакового стохастического квантования случайных процессов // Актуальные проблемы науки и образования в современном вузе: Материалы III Междунар. науч.-практ. конф., 7-10 июня 2017 г. – Стерлитамак: Стерлитамакский филиал БашГУ, 2017. – Ч.1. – С. 487-493.

126. Якимов В.Н., Машков А.В. Знаковые алгоритмы спектрального анализа для систем управления технологической безопасностью // Информационные управляющие системы и технологии (ИУСТ-ОДЕССА-2017): материалы VI Международной научно-практической конференции. – Одесский национальный морской ун-т. – Одесса, 2017. – С. 208-210.

127. Якимов В.Н., Машков А.В., Желонкин А.В. Программное обеспечение оперативного вычисления спектральных оценок для систем мониторинга вибрационных процессов // Информационные управляющие системы и технологии (ИУСТ-ОДЕССА-2017): материалы VI Международной научно-практической конференции, 20-22 сентября 2017 г. – Одесский национальный морской ун-т. – Одесса, 2017. – С. 257-259.

128. Якимов В.Н., Машков А.В. Цифровой гармонический анализ оценки спектрального состава многокомпонентных случайных процессов на основе бинарного знакового аналого-стохастического квантования // Сборник материалов XX Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2018». 28–30 марта 2018 г. – Москва, 2018. – Т.1. – С. 262-272.

129. Якимов В.Н., Машков А.В., Желонкин А.В. Цифровой алгоритм устойчивого оценивания спектральной плотности мощности и обнаружения сигналов в условиях сложной помеховой обстановки // XXIV Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2018) – Воронежский государственный ун-т. – Воронеж, 17–19 апреля 2018. – С. 338-346.

130. Якимов В.Н., Батищев В.И., Машков А.В. Рекуррентный алгоритм оценивания импульсной переходной функции линейной динамической системы на основе метода статистической идентификации и бинарного дискретно-временного представления сигналов // XX Международная научная конференция «Проблемы управления и моделирования в сложных системах» (ПУМСС-2018) – Федеральное государственное бюджетное учреждение нау-

ки Институт проблем управления сложными системами Российской академии наук (ИПУСС РАН). – Самара, 3–6 сентября 2018. – С. 338-346.

131. Якимов В.Н., Машков А.В., Желонкин А.В. Коррелограммная оценка спектра с использованием оконного сглаживания и бинарного стохастического квантования по уровню непрерывных сигналов // XXV Международная научно-техническая конференция «Радиолокация, навигация, связь» (RLNC*2019) – Воронежский гос. ун-т. – Воронеж, 2019. – С. 183-191.

132. Якимов В.Н., Машков А.В. Рекуррентный цифровой алгоритм гармонического анализа непрерывных сигналов на основе бинарного аналого-стохастического квантования по уровню // Сборник докладов 21-ой Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение». – DSPA-2019. Москва, 27-29 марта 2019. – М: РНТОРЭС им. А.С.Попова, 2019. – Книга 1. Часть 1-2. – С. 150-155.

133. Якимов В.Н., Машков А.В., Яшин В.Н., Желонкин А.В. Разработка комплексного алгоритмического обеспечения и программных компонентов для спектрального анализа вибрационных процессов // Сборник трудов IV Международной научно-практической конференции "Актуальные проблемы науки и образования в современном вузе". г. Стерлитамак, Россия, 23–25 мая 2019г. – Том 1 – С. 613-618.

134. Yakimov V.N., Mashkov A.V., Zaberzhinskij V.E., Bukanova Y.V. Multi-threaded Approach to Software High-speed Algorithms for Spectral Analysis of Multi-Component Signals // XXI International Conference Complex Systems: Control and Modeling Problems (CSCMP) (3-6 Sept. 2019), Pp. 698-701.

135. Якимов В.Н., Машков А.В., Желонкин А.В. Оценка частотного состава сигналов на основе Фурье-преобразования с использованием оконного сглаживания и бинарного стохастического квантования // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVI Международной научно-технической конференции (г. Воронеж, 29 сентября – 1 октября 2020 г.). Том 1. / Воро-

нежский государственный университет; АО «Концерн “Созвездие”». – Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2020. – С.334-343.

136. Якимов В.Н., Машков А.В. Коррелограммная цифровая оценка спектральной плотности мощности на основе интервального представления результата бинарного стохастического квантования сигналов // Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2020: Сборник докладов 22-ой Международной конференции. Москва, 2020. – М: РНТОРЭС им. А.С.Попова, 2020. – С. 115-119.

137. Якимов В.Н., Машков А.В. Вычислительно–эффективное алгоритмическое и программное обеспечение для спектрального анализа коррелограммным методом // Сборник материалов XXV Международной конференции “Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-2023”. 29–31 марта 2023 г. – Москва, 2023. – С. 110-115.

138. Yakimov V.N., Lange P.K., Yaroslavkina E.E., Mashkov A.V. Power Spectral Density Estimation Using Statistical Smoothing of the Linear Difference Model Parameters of the Random Time Series // International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies (FarEastCon). Vladivostok; Russian Federation; 1-4 Oct. 2019. Publisher: IEEE. Pp. 1-5.

139. Машков А.В. Разработка программного обеспечения информационно- измерительных систем для частотного анализа бинарно-квантованных сигналов // Вест. Самар. гос. техн. унта. Сер. «Технические науки». – 2023. Т. 31. №3. С. 69-82.

140. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2016612729, Рос. Федерация. Прикладная программа вычисления спектральной плотности мощности на основе знакового подхода к оцениванию корреляционной функции и интегрального косинус-преобразования функции корреляционного окна / В.Н.Якимов (РФ), А.В.Машков (РФ). – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 09.03.2016. Заявка №2016610066, 12.01.2016.

141. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2016612855, Рос. Федерация. Прикладная программа для цифрового спектрального анализа на основе периодограммного метода с использованием знакового аналого-стохастического квантования случайного процесса / В.Н.Якимов (РФ), А.В.Машков (РФ). – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 10.03.2016. Заявка №2016610066, 11.01.2016.

142. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2020665235, Рос. Федерация. Прикладная программа коррелограммной цифровой оценки спектральной плотности мощности на основе интервального представления бинарного стохастического квантования сигналов / В.Н.Якимов (РФ), А.В.Машков (РФ), А.В.Желонкин (РФ). – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 24.11.2020. Заявка № 2020663774, 06.11.2020.

143. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021661939, Рос. Федерация. Прикладная программа для цифрового спектрального анализа сигналов на основе периодограммного метода обработки псевдоансамбля сегментов бинарно-квантованного сигнала с применением оконных функций / В.Н. Якимов (РФ), А.В. Машков (РФ). – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 20.07.2021. Заявка № 2021660930, 09.07.2021.

144. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021667043, Рос. Федерация. Прикладная программа вычисления усредненной периодограммной оценки спектральной плотности мощности псевдоансамбля с регулируемым заданием смещения перекрывающихся сегментов бинарно-квантованного сигнала и применением весовых оконных функций / В.Н. Якимов (РФ), А.В. Машков (РФ). – Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 25.10.2021. Заявка № 2021665837, 11.10.2021.

ПРИЛОЖЕНИЕ А

Свидетельства о государственной регистрации программ ДЛЯ ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО
о государственной регистрации программы для ЭВМ
№ 2021667043

Прикладная программа вычисления усредненной периодограммной оценки спектральной плотности мощности псевдоансамбля с регулируемым заданием смещения перекрывающихся сегментов бинарно-квантованного сигнала и применением весовых оконных функций

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Самарский государственный технический университет" (RU)*

Авторы: *Якимов Владимир Николаевич (RU), Машков Андрей Валерьевич (RU)*

Заявка № **2021665837**
Дата поступления **11 октября 2021 г.**
Дата государственной регистрации
в Реестре программ для ЭВМ **25 октября 2021 г.**



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Ильев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2021661939

Прикладная программа для цифрового спектрального анализа сигналов на основе периодограммного метода обработки псевдоансамбля сегментов бинарно-квантованного сигнала с применением оконных функций

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Самарский государственный технический университет" (RU)*

Авторы: *Якимов Владимир Николаевич (RU), Машков Андрей Валерьевич (RU)*

Заявка № 2021660930

Дата поступления 09 июля 2021 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 20 июля 2021 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ишеев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2020665235

Прикладная программа коррелограммной цифровой оценки спектральной плотности мощности на основе интервального представления бинарного стохастического квантования сигналов

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования "Самарский государственный технический университет" (RU)*

Авторы: *Якимов Владимир Николаевич (RU), Машков Андрей Валерьевич (RU), Желонкин Александр Викторович (RU)*

Заявка № 2020663774

Дата поступления 06 ноября 2020 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 24 ноября 2020 г.



Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Излиев Г.П. Излиев

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2016612855

«Прикладная программа для цифрового спектрального анализа на основе периодограммного метода с использованием знакового аналого-стохастического квантования случайного процесса»

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Самарский государственный технический университет» (RU)*

Авторы: *Якимов Владимир Николаевич (RU),
Машков Андрей Валерьевич (RU)*

Заявка № 2016610109

Дата поступления 11 января 2016 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 10 марта 2016 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

Г.П. Ивлиев



РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2016612729

«Прикладная программа вычисления спектральной плотности мощности на основе знакового подхода к оцениванию корреляционной функции и интегрального косинус-преобразования функции корреляционного окна»

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Самарский государственный технический университет» (RU)*

Авторы: *Якимов Владимир Николаевич (RU),
Машков Андрей Валерьевич (RU)*

Заявка № 2016610066

Дата поступления 12 января 2016 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 09 марта 2016 г.

Руководитель Федеральной службы
по интеллектуальной собственности

 Г.П. Иблиев



ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Акты об использовании результатов диссертационной работы

УТВЕРЖДАЮ

Заместитель генерального директора
ОАО «МАЗ» - управляющая компания
холдинга «БЕЛАВТОМАЗ» -
технический директор



А.А. Кравченко

«декабрь» 2022г.

АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Машкова Андрея Валерьевича в интересах ОАО «МАЗ»-управляющая компания холдинга «БЕЛАВТОМАЗ»

Комиссия в составе директора центра перспективных разработок ОАО «МАЗ» Хоха А.Г. и главного конструктора по пассажирской технике ОАО «МАЗ» Сырокваша Ю.Д. настоящим подтверждает, что разработанное алгоритмическое и программное обеспечение для спектрального анализа сложных сигналов на основе первичного бинарного аналого-стохастического квантования было апробировано при проведении 3-х мерной виброметрии активных и пассивных элементов конструкции низкопольного городского автобуса второго поколения МАЗ 206067.

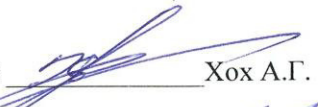
Экспериментальные исследования показали, что разработанный алгоритм имеет устойчивые характеристики обнаружения пиков спектральной плотности мощности по результатам измерения звукового давления внутри салона в инфразвуковом и звуковом диапазонах, что позволило:

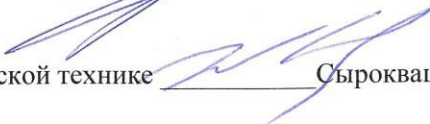
- установить механизм дискомфорта городского автобуса МАЗ 206067, который заключается в зарезонансном режиме, возникающим вследствие расфокусировки частоты возмущения и собственной частоты конструкции кузова;

- сформулировать относительно простые, экономически целесообразные рекомендации подавления интенсивной вибрации, которые были учтены при доводке низкопольного автобуса третьего поколения МАЗ 303065;

- предотвратить возникновение дискомфорта автобусов на ранних этапах проектирования.

Члены комиссии:

Директор центра перспективных разработок  Хох А.Г.

Главный конструктор по пассажирской технике  Сырокваш Ю.Д.



МИНОБНАУКИ РОССИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Самарский государственный технический университет»
(ФГБОУ ВО «СамГТУ»)

ул. Молодогвардейская, 244, гл. корпус, г. Самара, 443100
Тел.: (846) 278-43-11, факс: (846) 278-44-00, e-mail: rector@samgtu.ru
ОКПО02068396, ОГРН 1026301167683, ИНН 6315800040, КПП 631601001



УТВЕРЖДАЮ

Ректор Самарского государственного
технического университета
профессор Д.Е. Быков
«05» июня 2023г.

Акт об использовании результатов диссертационной работы А.В. Машкова, представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук, в учебном процессе Самарского государственного технического университета

Комиссия в составе начальника учебного управления университета к.э.н., доцента Е.А. Алонцева, и.о.директора Института автоматизации и информационных технологий К.В. Савельева, и.о. заведующего кафедрой «Автоматизация и управление технологическими процессами» к.т.н., доцента С.В. Сусарева составили настоящий акт о том, что в учебном процессе Самарского государственного технического университета использованы следующие результаты кандидатской диссертации Машкова Андрея Валерьевича «Алгоритмическое и программное обеспечение информационно-измерительных систем спектрального анализа на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования сигналов»:

1. Алгоритмы вычисления оценок СПМ периодограммным и коррелограммным методами на основе бинарно-знакового аналого-стохастического квантования излагались в лекционном курсе по дисциплине «Методы и алгоритмы обработки сигналов и изображений» и использовались при проведении практических занятий по данной дисциплине при подготовке магистров по направлению 15.04.04 «Автоматизация технологических процессов и производств»
2. Разработка метрологически значимого программного обеспечения информационно-измерительных систем для спектрального анализа сигналов на основе компонентно-ориентированной парадигмы излагалась в лекционном курсе по дисциплине «Компьютерные технологии в автоматизированных производствах» и использовалась при проведении практических занятий по данной дисциплине при подготовке бакалавров по направлению 15.03.04 «Автоматизация технологических процессов и производств»

Начальник УУ СамГТУ
к.э.н., доцент

И.о.директор ИАИТ
д.т.н., профессор

И.о.зав. Кафедрой АУТП
к.т.н., доцент

Е.А. Алонцева

К.В. Савельев

С.В. Сусарев