

Федеральное государственное бюджетное  
общеобразовательное учреждение высшего образования  
“Владимирский государственный университет имени  
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых”

*На правах рукописи*



Аль Рубеи Мохаммед Абдалаббас Тавфик

**РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ  
ИНТЕРПОЛЯЦИОННЫХ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ОТКЛОНЕНИЯ  
ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА**

Специальность 2.2.15 - Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

**Научный руководитель:**  
д.т.н., профессор Поздняков А. Д.

Владимир - 2024

## ОГЛАВЛЕНИЕ

|  |    |
|--|----|
| ВВЕДЕНИЕ .....   | 5  |
| ГЛАВА 1. СОСТОЯНИЕ И ПУТИ РАЗВИТИЯ АЛГОРИТМИЧЕСКИХ<br>МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТЫ<br>ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА.....                | 13 |
| 1.1 Задачи работы и предмет исследований.....  | 13 |
| 1.2. Интерполяционные методы измерения отклонения частоты<br>гармонического сигнала по его спектру.....                                  | 14 |
| 1.2.1. Алгоритмы интерполяции по двум компонентам спектра.....   | 15 |
| 1.2.2. Алгоритмы интерполяции по трем компонентам спектра.....   | 16 |
| 1.2.3. Предлагаемый алгоритм интерполяции по трем компонентам.....   | 17 |
| 1.2.4. Перспективный алгоритм спектрально-веса метода.....   | 19 |
| Выводы по главе 1.....   | 26 |
| ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ<br>ИЗМЕРЕНИЯ ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО<br>СИГНАЛА СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВЫМ МЕТОДОМ..... | 27 |
| 2.1. Применение спектрально-веса метода для измерения<br>частоты гармонического сигнала.....   | 27 |
| 2.2. Устранение скачка погрешности путем перехода от нечетной<br>к четной структуре спектра.....   | 33 |
| 2.3. Алгоритм подключения дополнительной компоненты спектра для<br>повышения точности оценки частоты.....                                | 38 |
| Выводы по главе 2.....   | 40 |
| ГЛАВА 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ОТКЛОНЕНИЯ<br>ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА<br>СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВЫМ МЕТОДОМ.....                 | 41 |
| 3.1. Влияние вида оконной функции, объема выборки и числа<br>спектральных линий на погрешность оценки частоты.....                       | 41 |
| 3.2. Применение окна Кайзера для определения частоты<br>гармонического сигнала спектрально-веса методом.....                             | 47 |
| 3.3. Влияние аддитивного шума на величину методической   |    |

|  |           |
|--|-----------|
| погрешности оценки частоты.....  | 53        |
| 3.4 Влияние порядка начального момента на погрешность<br>оценки частоты для разных оконных функций.....  | 58        |
| Выводы по главе 3.....   | 62        |
| <b>ГЛАВА 4. ИМИТАЦИОННОЕ ПОЛУНАТУРНОЕ<br/>МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ<br/>РАЗРАБОТАННЫХ МЕТОДИК И АЛГОРИТМОВ .....</b>                                  |           |
| 4.1. Методика работы с программой «оценка отклонения частоты<br>гармонического сигнала спектрально-весовым методом» .....  | 63        |
| 4.2 Комплексный алгоритм оценки уровня и частоты гармонического<br>сигнала на базе преобразования Фурье.....   | 82        |
| 4.3. Методика анализа и оптимизированного выбора комплекса<br>параметров алгоритма оценки частоты гармонического сигнала.....                                      | 86        |
| 4.4 Методика проектирования встроенной системы контроля<br>отклонения частот передатчиков в сети радиовещания.....   | 90        |
| Выводы по главе 4.....   | 93        |
| <b>ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....</b>   | <b>94</b> |
| <b>СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ .....</b>   | <b>96</b> |
| <b>СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....</b>  | <b>97</b> |
| Приложение 1. Документы, подтверждающие внедрение основных<br>результатов диссертационной работы.....  | 112       |
| Приложение 2. Свидетельство о государственной регистрации<br>программы для ЭВМ.....  | 115       |
| Приложение 3. Моделирование метода оценки частоты по положению<br>энергетического пика спектра гармонического сигнала.....   | 119       |
| Приложение 4. Программа моделирования алгоритмов оценки<br>погрешности измерения частоты сигнала по трем спектральным линиям...                                    | 124       |
| Приложение 5. Библиотека методических составляющих<br>погрешности для основных оконных функций, при разном<br>числе числе спектральных линий и объема выборки..... | 129       |
| Приложение 6. Диплом за лучшую научную работу года на  |           |

|  |     |
|--|-----|
| конференции Вестник науки-2023.....  | 133 |
| Приложение 7. Сертификаты участия в конференциях, индексируемых<br>SCOPUS и Clarivate..... | 134 |
| Приложение 8. Сертификат качества в области рецензирования.....                            | 136 |

## ВВЕДЕНИЕ

### Актуальность темы диссертации

Контроль частоты и ее отклонения осуществляют в устройствах телекоммуникаций (УТК), в системах передачи информации, при испытаниях и мониторинге радиоэлектронных средств. Для проверки надежности проводят длительную «тренировку» и мониторинг УТК. В различных системах возникает необходимость осуществления встроенного контроля отклонения частоты гармонического сигнала от заданного значения по ограниченному числу дискретных отсчетов. Например:

- при совмещении вычислительных ресурсов УТК для комплексирования телекоммуникационных, измерительных и управляющих средств;
- для оценки доплеровского смещения частоты движущихся объектов;
- при производственных испытаниях передающих устройств и систем связи;
- самотестирования и мониторинга УТК.

Повышение точности измерений и повышение быстродействия при минимальных аппаратных модулей – **главные противоречия требований** к встраиваемым вычислительным средствам совмещения телекоммуникационных, измерительных и управляющих функций.

Среди контролируемых параметров наиболее высокие требования предъявляют к стабильности и допустимому отклонению частоты гармонического сигнала. Для встроенного контроля широко используются алгоритмические методы цифровой обработки сигналов (ЦОС), основная задача которых состоит в обеспечении достаточной точности оценки параметров сигналов. Аппаратной основой при этом становятся быстродействующие аналого-цифровые преобразователи (АЦП), формирующие массив равномерных дискретных отсчетов.

Важным требованием к алгоритмам измерения является обеспечение минимальной методической составляющей погрешности (МСП), вес которой не превышает 10% в суммарной погрешности. При контроле частоты кварцевых генераторов, с нестабильностью  $10E-6...10E-7$ , следует уменьшить МСП до  $10E-8$ .

Наиболее популярным в частотной области является спектральный анализ с использованием алгоритма Быстрое Преобразование Фурье (БПФ) и нахождением максимальной составляющей спектра его «центра тяжести». Известные алгоритмы интерполяции по двум и трем компонентам спектра (Джайна, Ли, Якобсена, Динга, Воглеведе) не обеспечивают достаточного снижения МСП оценки отклонения частоты сигнала. Детального анализа факторов, определяющих МСП нет, и это затрудняет выбор метода и алгоритма для конкретных применений.

Необходимо разработать методику и программные средства выбора вида окна, числа учитываемых спектральных линий, числа отсчетов, отношения сигнал/шум, способа интерполяции, отношения частоты сигнала к частоте дискретизации. При широком влиянии различных факторов задача оптимизированного выбора параметров цифровой обработки может решаться методами моделирования с созданием пакета рекомендаций.

**Научной задачей**, решаемой в диссертационной работе, является разработка и исследование алгоритмов и программных средств контроля частоты сигнала путем нахождения центра тяжести его спектра на основе метода начального момента случайной величины с выбором его порядка и числа спектральных линий.

**Степень разработанности.** Российские и зарубежные ученые внесли значительный вклад в разработку методов определения параметров сигнала: Розенберг В.Я, Брыжин А. А., Harris, Fredric J., Quinn V. G., Миронова М.Ю., Каюков И. В., Luo Jiufei, Shen Ting-ao, Гришин В. Ю., Рукосуев А. С., Чудников В. В. Пономарева О. В., Ильченко А. В., Антипов Мелентьев В.С., С.А., Ковалев И. В., Иванов Ю. М., Ding K., Eric Jacobsen, Попов В.С., Желбаков И.Н., Daniel Belega, Jain Vijay K, Li, Глинченко А. С., Гнездилов Д.С. и др.

**Целью исследования** является разработка и исследование алгоритмов определения отклонения частоты сигнала во встроенных системах контроля путем нахождения центра тяжести спектра на основе метода начального

момента случайной величины с выбором его порядка и числа спектральных линий.

**Основными задачами исследования являются:**

1. Разработка алгоритма определения отклонения частоты гармонического сигнала путем нахождения центра тяжести спектра на основе метода начального момента случайной величины с выбором его порядка.
2. Разработка алгоритма оценки и уменьшения методической погрешности определения частоты по дискретным отсчетам путем выбора четного или нечетного числа линий спектра.
3. Разработка комплексного алгоритма СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВОГО МЕТОДА (СВМ), позволяющий по единой базе отсчетов оценить частоту и СКЗ гармонического сигнала.
4. Разработка алгоритм определения положения центра спектра путем интерполяции по трем компонентам (Алгоритм Предлагаемый) для окна Блекман-Харриса.
5. Разработка рекомендаций по уменьшению методической погрешности СВМ при оценке отклонения частоты гармонического сигнала.
6. Создание методик и программных средств моделирования погрешности СВМ для оценки отклонения частоты гармонического сигнала.

**Объектом исследования** являются методы и алгоритмы измерения частоты гармонических сигналов по массиву дискретных отсчетов для применений в современных системах встроенного контроля.

**Предметом исследования** являются интерполяционные методы, алгоритмы и программные средства определения отклонения частоты сигналов путем нахождения центра тяжести спектра.

**Методы исследований.** В работе использованы методы спектрального анализа и интерполяции, имитационного и натурального моделирования, цифровой обработки сигналов, применения оконных функций и численные методы решения задач.

**Научная новизна** заключается в следующем:

1. Предложено методику оценки начального момента случайной величины использовать для определения центра тяжести спектра в задаче нахождения отклонения частоты гармонического сигнала.
2. Предложено оптимизировать выбор исходных параметров цифровой обработки в последовательности: число спектральных линий, число отсчетов, оконная функция, отношение частоты сигнала к частоте дискретизации  $F_c/F_d$ , и порядок начального момента. Создана библиотека окон с указанием оптимизированных параметров оценки частоты.
3. Разработанные алгоритмы и программные средства определения частоты по дискретным отсчетам позволяют путем учета четного или нечетного числа линий спектра уменьшить методическую погрешность больше, чем на порядок.
4. Модернизирован алгоритм определения положения центра спектра «Спектрально-весовым методом» по двум наибольшим составляющим спектра для окна Кайзера ( $\beta=2$ ), вносящий меньшие методические погрешности, чем известные алгоритмы Ли и Джайна.
5. Разработан алгоритм определения положения центра спектра путем интерполяции по трем компонентам (Алгоритм Предлагаемый) для окна Блекман-Харриса, вносящий меньшие методические погрешности, чем известные алгоритмы Якобсена, Динга, Воглеведе.
6. В узкой полосе рабочих частот рекомендуется работать на пологом участке погрешности позволяющем уменьшить ее на порядок.
7. Установлено, что погрешность интерполяции для разных окон зависит от порядка начального момента.
8. При выборе порядка начального момента необходимо ограничить число учитываемых спектральных линий и выбрать вид используемой оконной функции.
9. Предложен комплексный алгоритм СВМ, позволяющий по единой базе отсчетов оценить частоту и СКЗ гармонического сигнала.



**Теоретическая значимость работы** заключается в разработке алгоритмов определения отклонения частоты гармонического в системах встроенного контроля:

1. Предложено и доказано, что методику оценки начального момента случайной величины с выбором его порядка можно использовать для определения центра тяжести спектра в задаче нахождения отклонения частоты гармонического сигнала по дискретным отсчетам.
2. Созданы программные средства оценки методической погрешности определения частоты по дискретным отсчетам методом моментов и показаны достоинства оптимизированного выбора вида оконной функции; числа учитываемых линий спектра; числа дискретных отсчетов; порядка начального момента; отношения частот сигнала и дискретизации.
3. Разработан алгоритм определения положения центра спектра «Спектрально-весовым методом» по двум наибольшим составляющим спектра для окна Кайзера ( $\beta=2$ ), вносящий меньшие методические погрешности, чем известные алгоритмы Ли и Джайна.
4. Разработан алгоритм определения положения центра спектра путем интерполяции по трем компонентам (Алгоритм Предлагаемый) для окна Блекман-Харриса, вносящий меньшие методические погрешности, чем известные алгоритмы Якобсена, Динга, Воглеведе.

**Практическая значимость работы** включает библиотеку возможностей и рекомендаций по применению метода моментов для оценки отклонения частоты гармонического сигнала в различных устройствах и системах телекоммуникаций.

1. Моделирование позволило сравнить методические погрешности различных интерполяций для двух и трех спектральных линий. Лучшие значения получены для адаптированного «Спектрально-весаового метода» и модернизированного «Предлагаемого».
2. Создана программа моделирования, позволяющая на этапе проектирования выбрать параметры виртуального измерителя отклонения частоты: вида

окна (в работе рассмотрено 18 окон), числа учитываемых спектральных линий (от 1 до 11), числа отсчетов (8, 16, 32, 64 .... 8192), допустимого отношения С/Ш (0....50 дБ), алгоритма интерполяции, отношения частоты сигнала к частоте дискретизации, число циклов измерения с усреднением для фильтрации шумов.

3. Моделирование показало, что универсальным является окно Кайзера:

- вносящее минимальные значения МСП (от  $1E-1$  до  $1E-13$ ) в широком диапазоне требований в рамках различных задач,
- при ОСШ 30 (дБ) для 16 отсчетов и 3-х компонент возникает МСП на уровне  $10^{-3}$ , а для 512 отсчетов и 5-и компонент - МСП на уровне  $10^{-7}$ .
- графики МСП имеют пологие близкие к нулевому уровню зоны рабочих частот сигнала, в которых можно на порядок снизить МСП.

#### **Степень достоверности полученных результатов**

Достоверность результатов диссертационной работы подведена публикациями на научных конференциях, а также результатами компьютерного моделирования, демонстрирующими эффективность предложенных алгоритмов и методик определения отклонения частоты гармонического сигнала.

**Результаты работы** внедрены на кафедре радиотехники и радиосистем ВлГУ в учебный процесс по дисциплине «Встраиваемые системы контроля РЭС», а также в учебный процесс Технического университета Аль-Фурат Аль-Аусат и будут использоваться студентами Технического института Наджафа, факультета коммуникационных технологий Ирака.

#### **Положения, выносимые на защиту:**

1. Предложено методику оценки начального момента случайной величины применить для определения центра тяжести спектра в задаче нахождения отклонения частоты гармонического сигнала.
2. Разработан алгоритм определения положения центра спектра путем интерполяции, снижающий более, чем на порядок МСП по сравнению с алгоритмами Якобсена, Динга, Воглеведе, Ли и Джайна.

3. Созданная компьютерная программа полунатурного моделирования позволяет на этапе проектирования оценить и выбрать параметры виртуального измерителя отклонения частоты в диапазоне значений методической относительной погрешности от  $10^{-1}$  до  $10^{-8}$ .
4. Для 18 оконных функций разработаны рекомендации применения и показано, что при оценке отклонения частоты гармонического сигнала СВМ меньшие погрешности дают окна Кайзера.
5. Моделирование и анализ методических погрешностей при использовании интерполяций для двух и трех спектральных линий показал, что наименьшие значения получены для СВМ и Предлагаемого.
6. Разработанные рекомендации:
  - при трех учитываемых компонентах для уменьшения погрешности выброса следует добавлять четную четвертую компоненту спектра;
  - при выборе порядка начального момента необходимо определить число учитываемых спектральных линий и вид используемой оконной функции;
  - в узкой полосе рабочих частот рекомендуется работать на пологом участке погрешности позволяющем уменьшить ее на порядок.

**Апробация работы.** Результаты работы автором докладывались и обсуждались на конференциях:

1. «4th International Conference on Pure Sciences (ICPS)», Baghdad-IRAQ-2023 (Scopus).
2. «3rd International Conference on Engineering & Science (ICES)», Al-SAMAWA - IRAQ, AIP Publishing, 2023 (Scopus).
3. «Молодежная научно-практическая конференция по Математическому моделированию и Информационным Технологиям (СМИТ)», Секция цифровая обработка сигналов и машинное обучение - Казань- Россия, 2022.
4. Международная научно-практическая конференция, «МНК-350», секция 4, Актуальные проблемы науки и техники, Уфа- Россия, 2023.
5. Всероссийская научно-практическая конференция с международным участием «Научное и техническое творчество молодежи», Новосибирск-Россия, 2023 г.

6. XV Международная научная конференция «Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии», Владимир-Суздаль, Россия, 2022.
7. XIV Международная научно-техническая конференция «Перспективные технологии в средствах передачи информации – ПТСПИ, Владимир, Россия -2021».

**Публикации по работе.** По материалам диссертаций опубликовано 25 работ; из них 6 докладов на международных конференциях (три доклада в журнале AIP Conf., индексируемом SCOPUS), одна статья в региональном журнале в Ираке и 11 статей в журналах, рекомендованных ВАК; получены четыре свидетельства о регистрации программ для ЭВМ.

**Структура и объем работы.** Диссертация содержит 4 главы, введения, заключения, 65 рисунков, 136 страниц, из них основного текста 111 страницы, 17 таблиц, библиографии из 102 наименований и 8 приложений.

# ГЛАВА 1. СОСТОЯНИЕ И ПУТИ РАЗВИТИЯ АЛГОРИТМИЧЕСКИХ МЕТОДОВ ИЗМЕРЕНИЯ ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

## 1.1. ЗАДАЧИ РАБОТЫ И ПРЕДМЕТ ИССЛЕДОВАНИЙ

Создание быстродействующих средств цифровой обработки сигналов (ЦОС) стимулировало развитие алгоритмических методов встроенного контроля и мониторинга параметров сложных радиоэлектронных средств (РЭС). Разработка высокоскоростных микропроцессоров, аналого-цифровых преобразователей (АЦП), а также развитие вычислительных алгоритмов оценки параметров сигналов позволяет использовать методы, которые ранее были недоступны [1, 64]. Особое место занимают измерения отклонения частоты с выхода различных датчиков и преобразователей, а также комплексные измерения частоты и уровня [3].

**Существует противоречие** между повышением производительности и достижением большей точности. Увеличение производительности достигается за счет оптимизации и сокращения процессов обработки данных. Однако для достижения большей точности и улучшения результатов требуется увеличение количества используемых аппаратных и программных компонент. Методы моделирования позволяют оптимизировать выбор допустимой погрешности, длительности и числа отсчетов [1].

На современном этапе развития технологии встроенных виртуальных приборов (ВВП) решаются конкретные задачи измерения, контроля и мониторинга. При наименьших затратах на оборудование достигается необходимая производительность, точность и достоверность получаемой информации благодаря встроенным одноплатным компьютерам, быстродействующим микроконтроллерам и интегральным схемам с программируемой логикой [1-3].

Для оптимизированного выбора параметров обработки наилучшим образом подходит идеология виртуальных приборов, когда результат

достигается на программном и вычислительном уровне при минимальных аппаратных затратах.

Проведенные исследования показали, что для решения этой проблемы можно использовать алгоритмические методы обработки сигналов и технологии виртуальных приборов [64].

**Основными задачами исследования являются:**

1. Анализ спектральных методов измерения отклонения частоты гармонического сигнала.
2. Разработка алгоритмов измерения отклонения частоты гармонического сигнала и оценка методической составляющей погрешности.
3. Создание программных средств моделирования погрешности оценки отклонения частоты.
4. Разработка рекомендаций по уменьшению методической составляющей погрешности измерения отклонения частоты гармонического сигнала.

**1.2. ИНТЕРПОЛЯЦИОННЫЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА ПО ЕГО СПЕКТРУ**

В современных системах тестирования, контроля и управления телекоммуникационной и радиоэлектронной аппаратуры широко используются различные методы измерения отклонения частоты гармонических сигналов. Выбор конкретного метода измерения частоты зависит от условий измерения, требований к точности, наличия шумов и искажений сигнала. Важно правильно выбрать метод измерения для оптимизации аппаратно-программных средств и достижения необходимой точности результатов [16, 61, 73, 76, 84].

Существует несколько алгоритмов интерполяции для измерения частоты, включая: Алгоритм Джайна, Алгоритм Ли, Алгоритм Якобсена, Алгоритм Динга и Алгоритм Воглеведе. Интерполяция может использоваться для улучшения точности измерения, особенно при наличии шумов или искажений в сигнале. На основе этих алгоритмов создан рассматриваемый в диссертации «Предлагаемый алгоритм» [79].

Ниже перечислены некоторые из основных методов определения отклонения частоты сигнала, каждый из которых имеет свои особенности и применимость в различных ситуациях.

### 1.2.1. Алгоритмы интерполяции по двум компонентам спектра

#### Алгоритм Джайна

Джайна разработал алгоритмы для измерений частоты, фазы и амплитуды, периодических сигналов. Максимум огибающей спектра находится по положению двух самых больших спектральных линий. Коррекцию смещения частоты  $\delta$  показано на рис. 1.1 определяют по формуле [22]:

$$\delta = \pm \frac{\alpha}{\alpha+1}$$

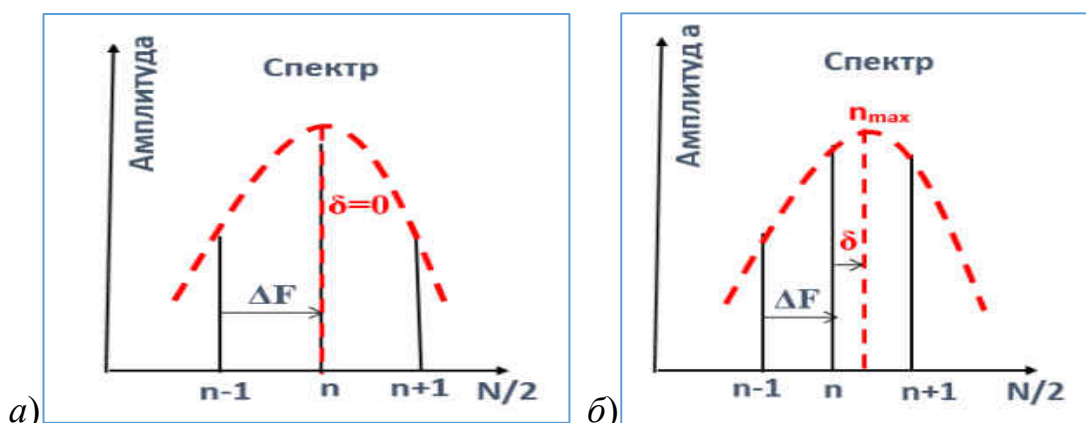


Рисунок 1.1. Спектр ДПФ с целым (а) и не целым (б) числом периодов

В  $\delta$  знак означает соответствующее расположение спектральной линии максимальной амплитуды и второй линии спектра максимальной амплитуды. Положительный знак берется, когда первая находится слева от второй, в противном случае берется отрицательный знак. Где  $\alpha$  представляет собой отношение амплитуд второй линии спектра к самой большой линии спектра, то есть:

$$\alpha = \frac{|U(n\pm 1)|}{U(n)}$$

$U(n)$ ,  $U(n+1)$  и  $U(n-1)$  - Эти амплитуды отсчета совпадают с максимальной амплитудой, а также с амплитудами предыдущего и следующего.

Алгоритм Джайна может потребовать вычислительных ресурсов для работы с большими объемами данных, что может быть проблематично при анализе больших сигналов в реальном времени.

### Алгоритм Ли

Ли предложил в [21] сложную формулу для расчета частоты компоненты, отображаемого в уравнениях, а также новый подход интерполяции, соответствующий сложному спектру нескольких окон. Если сравнивать этот сложный спектральный метод с модульным подходом, то он менее подвержен утечке спектра. Соответственно, величина коррекции частоты  $\delta$  равна [21, 73]:

$$\delta = \pm \frac{\alpha}{\alpha-1}$$

$$\text{Где } \alpha = \begin{cases} \frac{U_{n-1}}{U_n}, & \text{если } U_{n-1} \geq U_{n+1} \\ \frac{U_n}{U_{n+1}}, & \text{если } U_{n-1} < U_{n+1} \end{cases}$$

Алгоритм Ли чувствителен к шуму в данных, что может привести к искажению результатов.

## 1.2.2. Алгоритмы интерполяции по трем компонентам спектра

### Алгоритм Якобсена

Алгоритм основан на соотношении трех спектральных линии амплитуд и имеет нормированное выражение частоты коррекции следующим образом [24]:

$$\delta = \frac{|U(n+1)| - |U(n-1)|}{4|U(n)| - 2|U(n+1)| - 2|U(n-1)|}$$

Алгоритм Якобсена имеет некоторые ограничения, особенно в оценке частоты коротких сигналов. Алгоритм может завышать частоты, что приводит к снижению читаемости частот. Для устранения этих ограничений были предложены различные улучшенные методы оценки частоты.

### Алгоритм Динга

Алгоритм Динга для оценки частоты — это метод, используемый для



оценки частоты сигнала на основе Дискретное Преобразование Фурье (ДПФ) с использованием трех спектральных линий. Алгоритм Динга совершенствует традиционные методы оценки частоты, используя более точный метод оценки пика спектра ДПФ. Алгоритм Динга является мощным инструментом для оценки частоты и оказался более точным, чем традиционные методы оценки частоты сигнала. Недостатки алгоритма Динга, отсутствие возможности уменьшить влияние шума на оценку частоты [25]. Этот алгоритм основан на соотношении трех спектральных амплитуд:

$$\delta = \frac{|U(n+1)| - |U(n-1)|}{|U(n)| + |U(n+1)| + |U(n-1)|}$$

#### **Алгоритм Воглеведе**

Работа Воглеведе сосредоточена на разработке быстрых и точных алгоритмов оценки синхрофазоров, оценки частоты и оценки скорости изменения частоты (Rate of Change of Frequency-ROCOF).

Недостаток этого метода заключается в том, что он может быть эффективен только в том случае, если количество полученных периодов синусоидального сигнала невелико. Воглеведе предложил общую формулу интерполяции [73]:

$$\delta = \frac{|U(n+1)| - |U(n-1)|}{2(2|U(n)| - |U(n+1)| - |U(n-1)|)}$$

### **1.2.3. Предлагаемый алгоритм интерполяции по трем компонентам**

В предлагаемом алгоритме определения частоты рассматривается соотношение амплитуд трех спектральных линий (см. рис. 1.2). Чтобы оценить, насколько хорошо работают различные алгоритмы в условиях шума, компьютер имитирует гармонический сигнал и Гауссовский белый шум:

$$x(n) = A \sin\left(2\pi n \frac{F_c}{F_d} + \theta\right) + s(n)$$

где  $F_d$  – частота дискретизации,  $F_c$  – частота сигнала,  $n$  – номер отсчета,  $\theta$  – фаза,  $A$  – амплитуда и  $s(n)$  – шум.

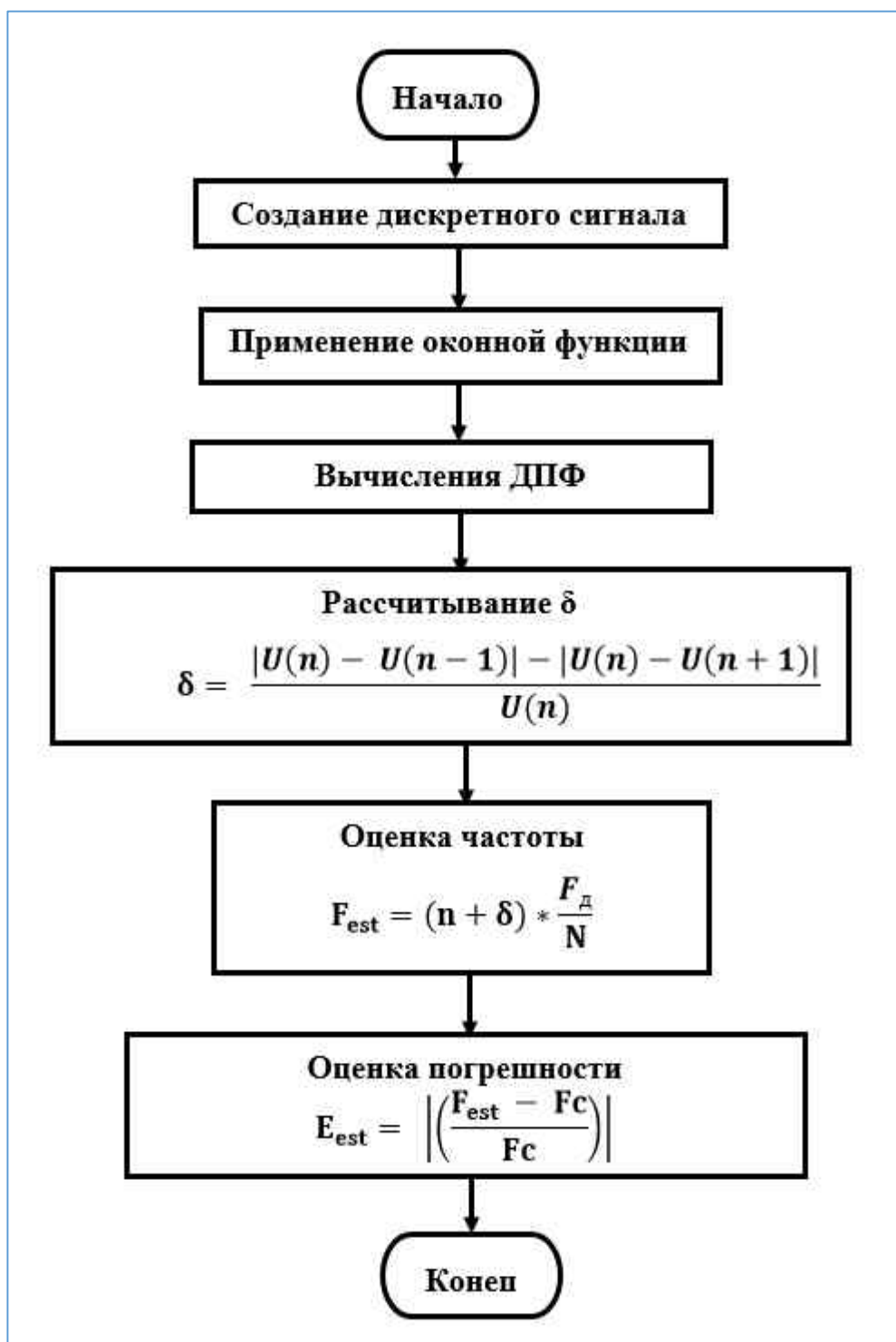


Рисунок 1.2. Предлагаемый алгоритм определения частоты

Для определения центра энергетического спектра выполняются следующие шаги:

1. Ввод значений параметров исследуемого сигнала, шума и рабочих условий. Оконная функция, частота дискретизации  $F_d$  и объем

дискретизации  $N$  выбираются в соответствии с требуемым диапазоном частот и амплитуд измеряемого сигнала для того, чтобы все используемые компоненты спектра вошли без наложения в рабочий диапазон с разрешением  $F_{\Delta}/N$ .

2. Организация циклов по длительности сигнала и начальной фазе основной гармоники.
3. Наложение временного окна и преобразование БПФ.
4. Нахождение номеров и амплитуд трех соседних спектральных линий, амплитуды которых наибольшие ( $n$ ,  $n+1$  и  $n-1$ ).
5. Коррекция положения максимума энергетического спектра (дельта  $\delta$ ) используется для вычисления отклонения частоты между компонентами  $n$ ,  $n+1$  и  $n-1$ , как показано на рисунке 1.1.

$$\delta = \frac{|U(n) - U(n - 1)| - |U(n) - U(n + 1)|}{U(n)}$$

$$\delta = \frac{|U(n + 1)| - |U(n - 1)|}{U(n)}$$

6. Знак  $\delta$  определяется максимальной амплитуды первой, второй и третьей линиями спектра сигнала.
7. Частота сигнала рассчитывается по формуле:  $F_{est} = (n + \delta) * \frac{F_{\Delta}}{N}$ .
8. Относительная погрешность рассчитывается по формуле:

$$E_{est} = \left| \left( \frac{F_{est} - F_c}{F_c} \right) \right|$$

где  $F_{est}$  : измеренное значение частоты,  $F_c$  : истинное значение частоты.

9. По полученным результатам компьютерного моделирования строятся графики и таблицы.

#### 1.2.4. Перспективный алгоритм спектрально-весового метода

Спектральный анализ измерения частоты, основанный на преобразовании Фурье, является мощным методом для анализа гармонических сигналов. Преобразование сигнала из временной области в частотную позволяет выявить спектральные компоненты сигнала и

определить их частоты. Для гармонического сигнала спектральный анализ является особенно полезным, поскольку позволяет точно определить его частоту и амплитуду.

Алгоритмы БПФ являются эффективным способом выполнения преобразования сигнала в частотную область. Поиск максимальной составляющей спектра и его "центра тяжести" позволяет определить основные характеристики сигнала, такие как основная частота или центральная частота распределения энергии сигнала.

### **Спектрально - весовой метод**

Частота сигнала определяется по положению пика спектра, соответствующего частоте сигнала.

Спектрально-весовой метод (СВМ) позволяет использовать в качестве инструмента интерполяции математическое выражение для нахождения на оси частот положения пика спектральной функции принимаемое за результат измерения частоты гармонического сигнала. Граница максимальной методической погрешности зависит от следующих факторов [72, 76]:

- вида оконной функции;
- количества учитываемых спектральных линий;
- количества отсчетов;
- порядка начального момента;
- отношения частоты сигнала к частоте дискретизации;
- отношения сигнал/шум.

Алгоритм БПФ используется для анализа спектра сигнала и определения его частотных компонент. Он позволяет быстро вычислять ДПФ и может применяться для определения частоты радиосигнала. Метод основан на том, что исследуемый сигнал имеет первую гармонику с уровнем выше, чем все остальные [59]. Преимущество СВМ заключается в его простоте и относительной легкости в реализации.

Однако СВМ недостаточно представлен в литературе. Не ясно, какая степень (или порядок) начального момента является наилучшей по минимуму погрешности.

Каждый из рассмотренных алгоритмов имеет свои преимущества и ограничения, и выбор оптимального метода зависит от конкретных требований и особенностей измеряемого сигнала.

Чтобы найти лучший метод оценки частоты сигнала необходимо сравнить погрешности двух **ВЫБРАННЫХ** в процессе моделирования алгоритмов (Предложенный и СВМ), с другими алгоритмами.

Таблица 1.1. МСП для двух спектральных линий и окна Кайзера ( $\beta=2$ )

| Алгоритм | Методическая погрешность при числе отсчетов |               |               |               |               |               |
|----------|---|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
|          | 16  | 32            | 64            | 128           | 256           | 512           |
| Джайна   | 4.3e-1                                      | 1.5e-1        | 5.8e-2        | 2.5e-2        | 1.2e-2        | 5.9e-3        |
| Ли       | 2.1e-1                                      | 7.5e-2        | 2.4e-2        | 9.4e-3        | 4.2e-3        | 1.9e-3        |
| СВМ      | <b>2.1e-2</b>                               | <b>1.3e-2</b> | <b>6.5e-3</b> | <b>3.2e-3</b> | <b>1.6e-3</b> | <b>6.9e-4</b> |

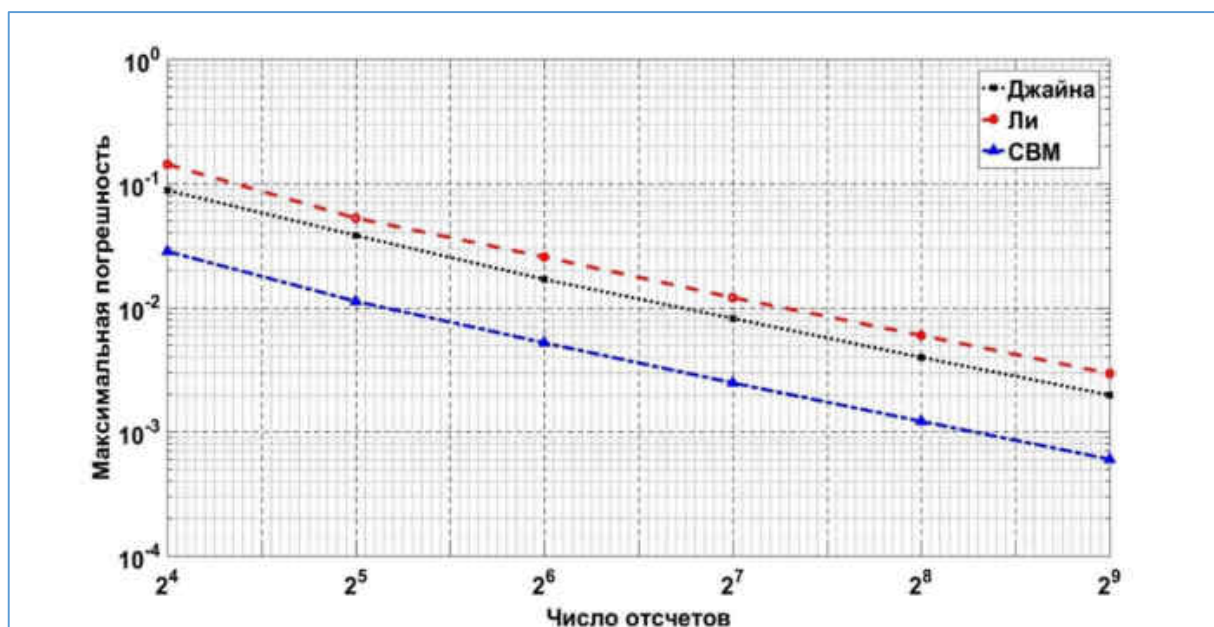


Рисунок 1.3. Максимальная МСП при использовании окна Кайзера ( $\beta=2$ )

Табл. 1.1 содержит МСП для окна Кайзера ( $\beta=2$ ) и 3-х алгоритмов по 2-м спектральным линиям. Разработан алгоритм СВМ, который позволяет сократить МСП до 10 раз.

На рис. 1.3 представлены графики, демонстрирующие зависимость погрешности от числа отсчетов для различных алгоритмов и использования окна Кайзера с параметром  $\beta=2$ . Графики построены для 2-х спектральных линий. Графики показывают, что при числе отсчетов от 16 до 512 СВМ вносят ниже МСП чем Джайна и Ли. МСП уменьшилась до  $6.9 \times 10^{-4}$  при увеличении выборки до 512.

Таблица 1.2. МСП для окна Кайзера ( $\beta=4$ )

| Алгоритм     | Методическая погрешность при числе отсчетов |   |   |   |   |   |
|--------------|---|---|---|---|---|---|
|              | 16  | 32                                      | 64                                      | 128                                     | 256                                     | 512                                     |
| Якобсена     | $6.01 \times 10^{-2}$                       | $1.30 \times 10^{-2}$                   | $1.03 \times 10^{-2}$                   | $4.91 \times 10^{-3}$                   | $1.76 \times 10^{-3}$                   | $8.21 \times 10^{-4}$                   |
| Динга        | $2.92 \times 10^{-2}$                       | $1.13 \times 10^{-2}$                   | $5.13 \times 10^{-3}$                   | $2.45 \times 10^{-3}$                   | $1.19 \times 10^{-3}$                   | $5.92 \times 10^{-4}$                   |
| Воглеведе    | $1.82 \times 10^{-2}$                       | $6.89 \times 10^{-3}$                   | $3.07 \times 10^{-3}$                   | $2.05 \times 10^{-3}$                   | $7.56 \times 10^{-4}$                   | $3.50 \times 10^{-4}$                   |
| Предлагаемый | $9.74 \times 10^{-3}$                       | $4.19 \times 10^{-3}$                   | $1.97 \times 10^{-3}$                   | $9.61 \times 10^{-4}$                   | $4.74 \times 10^{-4}$                   | $2.35 \times 10^{-4}$                   |
| <b>СВМ</b>   | <b><math>1.40 \times 10^{-3}</math></b>     | <b><math>8.60 \times 10^{-4}</math></b> | <b><math>4.53 \times 10^{-4}</math></b> | <b><math>3.42 \times 10^{-4}</math></b> | <b><math>1.26 \times 10^{-4}</math></b> | <b><math>6.32 \times 10^{-5}</math></b> |

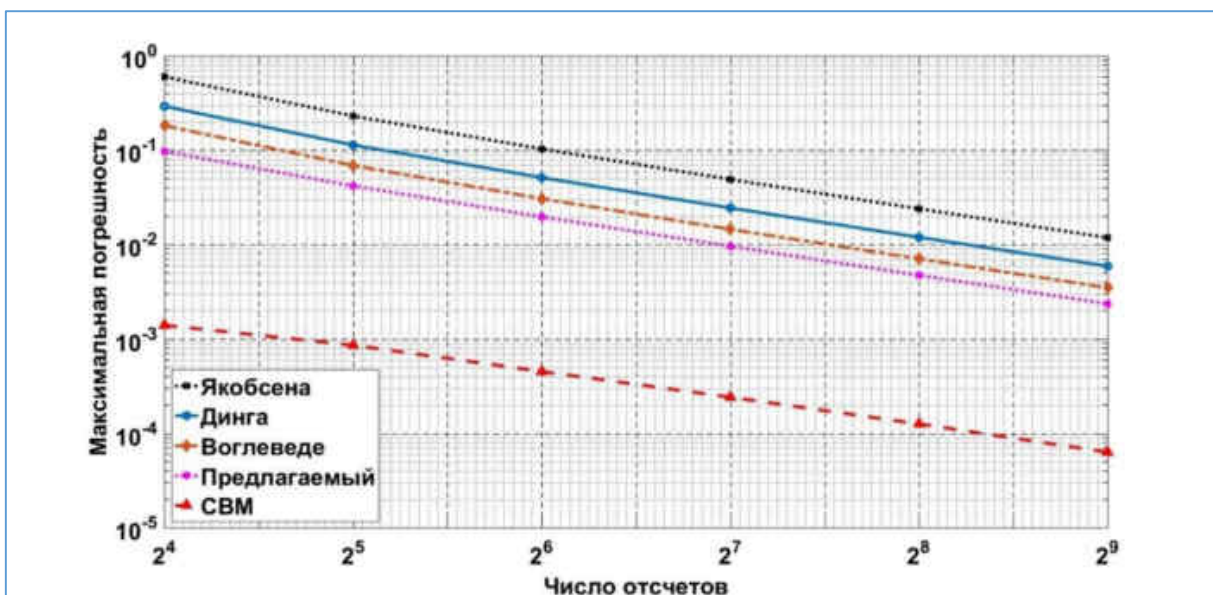


Рисунок 1.4. МСП для окна Кайзера ( $\beta=4$ ) по трем компонентам

Максимальные МСП для окна Кайзера ( $\beta=4$ ) при трех компонентах показаны в табл. 1.2 для разных объемов выборки. Созданная СВМ уменьшает МСП на порядок и более.

На рис. 1.4 приведены значения МСП для окна Кайзера ( $\beta=4$ ),  $N=16-512$  и 3-х спектральных линий, показывающие, что применение СВМ уменьшает МСП больше чем на порядок.

На рис. 1.5 представлены графики погрешности для 5 видов алгоритмов с использованием окна Блэкмана-Харриса без шума. Графики, построенные по 16, 32, 64, 128, 256 и 512 отсчетам и трем спектральным линиям, показывают, что меньшие значения погрешности получаются при использовании алгоритма Предлагаемый, МСП которого ниже на порядок.

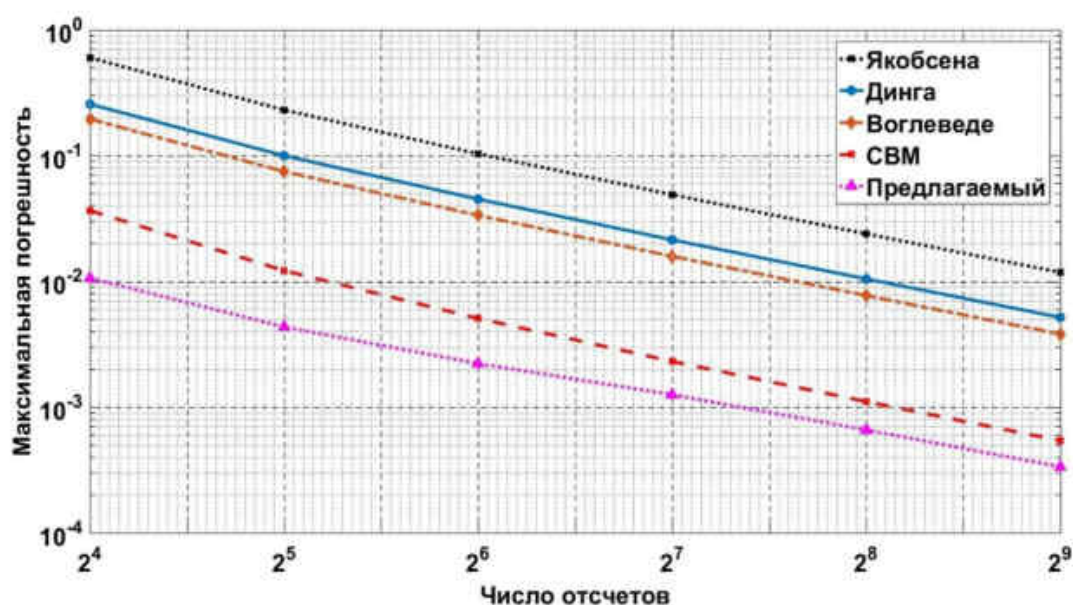


Рисунок 1.5. Максимальная МСП для окна Блэкмана-Харриса

При использовании окна Кайзера ( $\beta=4$ ) СВМ вносит меньшие погрешности, чем Предлагаемый.

В табл. 1.3 представлена максимальная МСП в зависимости от числа отсчетов для окна Блэкмана-Харриса и трех спектральных линий. Меньшие погрешности получаются при использовании Предлагаемого алгоритма, позволяющему на порядок уменьшить МСП по сравнению с известными алгоритмами Яковсена, Динга, и Воглеведе.

При использовании окна Блэкмана-Харриса Предлагаемый алгоритм более точный, чем СВМ, а при использовании окна Кайзера ( $\beta=4$ ) СВМ более точный, чем Предлагаемый.

Таблица 1.3. МСП для трех спектральных линий и окна Блэкмана-Харриса

| Алгоритм            | Методическая погрешность при числе отсчетов |                |                |                |                |                |
|---------------------|---|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
|                     | 16  | 32             | 64             | 128            | 256            | 512            |
| Якобсена            | 3.03e-1                                     | 1.43e-1        | 1.03e-1        | 8.33e-2        | 4.63e-2        | 2.25e-2        |
| Динга               | 2.07e-1                                     | 9.99e-2        | 4.50e-2        | 2.14e-2        | 1.04e-2        | 5.17e-3        |
| Воглеведе           | 1.95e-1                                     | 7.48e-2        | 3.34e-2        | 1.58e-2        | 7.72e-3        | 3.81e-3        |
| СВМ                 | 2.57e-2                                     | 1.19e-2        | 5.77e-3        | 2.83e-3        | 1.43e-3        | 7.05e-4        |
| <b>Предлагаемый</b> | <b>1.06e-2</b>                              | <b>3.15e-3</b> | <b>2.22e-3</b> | <b>1.25e-3</b> | <b>6.60e-4</b> | <b>3.35e-4</b> |

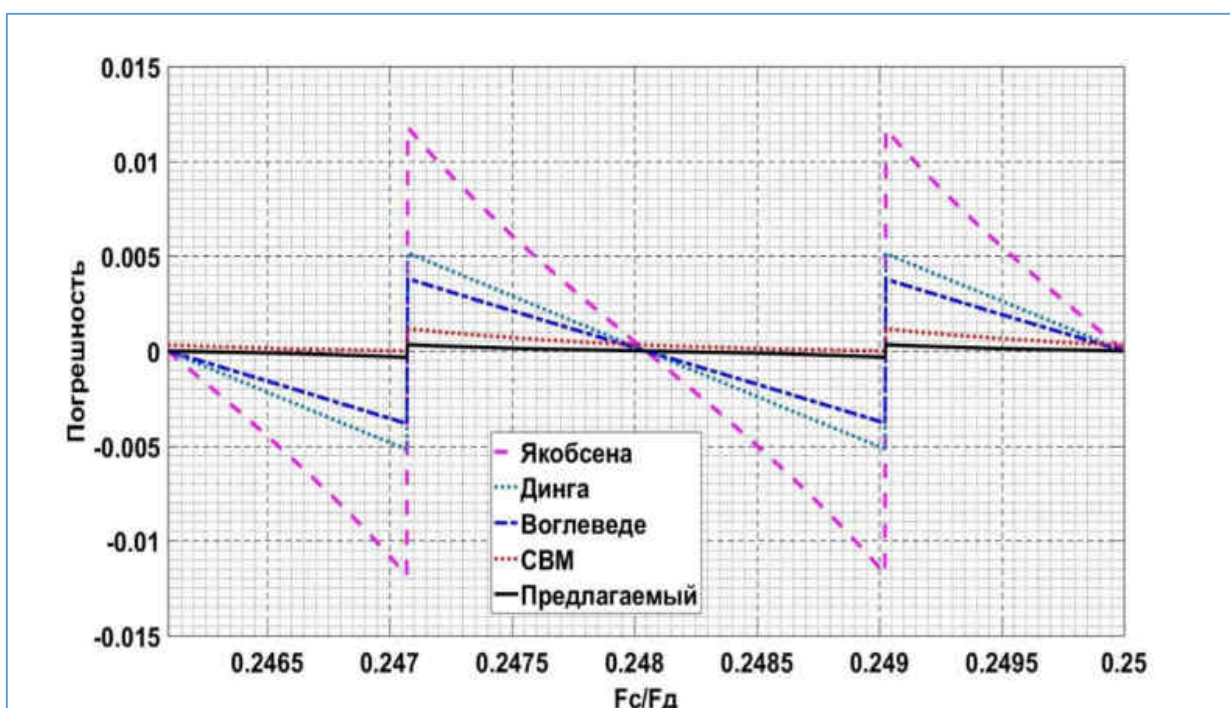


Рисунок 1.6. МСП при использовании окна Блэкмана-Харриса

На рис. 1.6. приведены графики методической погрешности, имеющие вид периодической, изменяющейся по амплитуде функции с резкими выбросами и пологими участками уменьшенной погрешности. Максимальная погрешность при трех компонентах для окна Блэкмана-Харриса,  $N=512$  и алгоритмов Якобсена, Динга, Воглеведе, СВМ и Предлагаемого соответственно составила  $2.25e-2$ ,  $5.17e-3$ ,  $3.81e-3$ ,  $7.05e-4$ ,  $3.35e-4$ . Меньшие погрешности получаются с помощью Предлагаемого алгоритма (см. Приложение 4).



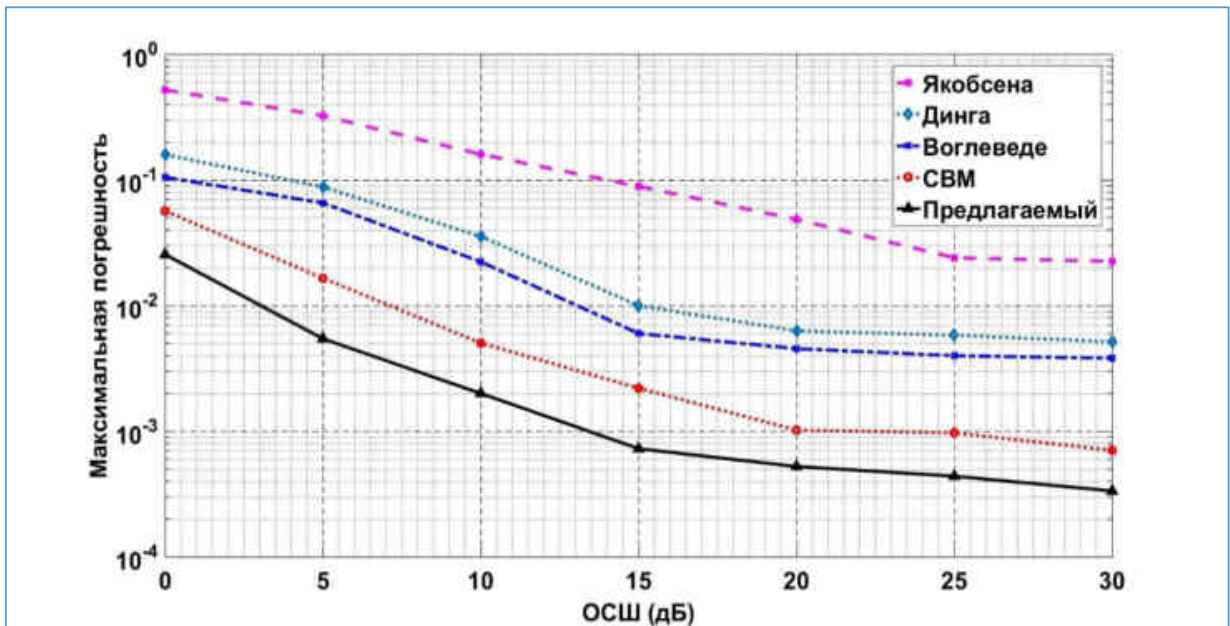


Рисунок 1.7. МСП при использовании окна Блэкмана-Харриса с шумами

На рис. 1.7 показаны максимальные МСП при оценке частоты для пяти различных методов интерполяции, окна Блэкмана-Харриса,  $N=512$  и трех спектральных линий, в зависимости от значения отношения Сигнал/Шум (ОСШ). Фаза изменялась с шагом 5 градусов от  $-180^\circ$  до  $+180^\circ$ . На точность определения частоты значительно влияет уровень шума. Увеличение ОСШ с (от 0 до 30) дБ приводит к уменьшению МСП, как показано на графиках.

Таблица 1.4. МСП для трех спектральных линий и окна Блэкмана-Харриса

| Алгоритм            | Методическая погрешность при уровне С/Ш (дБ) |                |                |                |                |                |                |
|---------------------|--|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|----------------|
|                     | 0  | 5              | 10             | 15             | 20             | 25             | 30             |
| Якобсена            | 5.20e-1                                      | 3.24e-1        | 1.60e-1        | 8.90e-2        | 4.86e-2        | 2.40e-2        | 2.25e-2        |
| Динга               | 1.59e-1                                      | 8.79e-2        | 3.55e-2        | 9.99e-3        | 6.30e-3        | 5.80e-3        | 5.50e-3        |
| Воглеведе           | 1.05e-1                                      | 6.56e-2        | 2.23e-2        | 6.00e-3        | 4.54e-3        | 3.99e-3        | 3.81e-3        |
| СВМ                 | 5.66e-2                                      | 1.65e-2        | 5.04e-3        | 2.50e-3        | 1.02e-3        | 9.72e-4        | 7.05e-4        |
| <b>Предлагаемый</b> | <b>2.55e-2</b>                               | <b>1.45e-3</b> | <b>1.00e-3</b> | <b>7.26e-4</b> | <b>5.24e-4</b> | <b>4.39e-4</b> | <b>4.35e-4</b> |

Табл. 1.4 приведены значения максимального МСП для  $N=512$ , окна Блэкмана-Харриса и пяти алгоритмов: Якобсена, Динга, Воглеведе, СВМ и Предлагаемого. Полученные данные показывают, что Предлагаемый

алгоритм при отношении сигнал/шум 30 дБ вносит МСП на порядок меньше.

В табл. 1.5 представлены значения методической погрешности для 5 интерполяций и 4 окон при объеме выборки 1024 отсчетов для трех спектральных линий без шума. Алгоритм СВМ хорошо работает с окнами (Кайзера ( $\beta=4$ ) и Кайзера ( $\beta=2$ )), а Предлагаемый алгоритм лучше с окном Блэкмана-Харриса [78, 32].

Таблица 1.5. Максимальная МСП для 5 алгоритмов и 4 окон

| Алгоритм     | Максимальная МСП для 1024 отсчетов |                        |                       |                  |
|--------------|------------------------------------|------------------------|-----------------------|------------------|
|              | Кайзера ( $\beta=4$ )              | Кайзера ( $\beta=12$ ) | Кайзера ( $\beta=2$ ) | Блэкмана-Харриса |
| Якобсена     | 9.9e-3                             | 5.9e-3                 | 5.9e-3                | 5.9e-3           |
| Динга        | 4.9e-3                             | 2.5e-3                 | 3.1e-3                | 2.6e-3           |
| Воглеведе    | 3.7e-3                             | 1.9e-3                 | 1.7e-3                | 1.9e-3           |
| Предлагаемый | 1.1e-3                             | 4.2e-4                 | 1.5e-3                | <b>1.7e-4</b>    |
| СВМ          | <b>2.1e-5</b>                      | <b>1.6e-4</b>          | <b>3.5e-5</b>         | 4.5e-4           |

### ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1

1. СВМ недостаточно представлен в литературе. Не ясно, какая степень (или порядок) начального момента является наилучшей по минимуму погрешности, нет рекомендаций по выбору оконной функции, числа отсчетов и учитываемых спектральных линий.
2. Разработан алгоритм «Предлагаемый», который при расчетах по 3-м компонентам позволяет уменьшить погрешность больше, чем на порядок для окна Блэкмана-Харриса.
3. Перспективный алгоритм «СВМ» позволяет при расчетах по 2-м и 3-м компонентам спектра уменьшить погрешность на порядок для окна Кайзера ( $\beta=2$ ) по 2-м компонентам и Кайзера ( $\beta=4$ ) по 3-м компонентам.
4. Рекомендуется использовать окна Кайзера ( $\beta=4$ ) и ( $\beta=2$ ) для СВМ, а Блэкмана-Харриса для Предлагаемого алгоритма.

## ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ИЗМЕРЕНИЯ ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВЫМ МЕТОДОМ

### 2.1. ПРИМЕНЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВОГО МЕТОДА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Для измерения частоты гармонических сигналов существуют алгоритмы, которые базируются на вычислении взвешенного максимума с использованием итерационных вычислений коэффициентов БПФ. Для оценки частоты сигнала производится БПФ, определение номера отсчета с максимальной амплитудой и осуществляется первичный расчет частоты, принимая во внимание соотношение амплитуд основных линий спектра, расположенных вблизи максимума [59, 76].

СВМ применяется к дискретизированным гармоническим сигналам и дает средневзвешенную оценку местоположения пика энергетического спектра. Это значит, что при анализе таких сигналов учитывается не только наличие гармоник и их спектральное разложение, но и усреднение по всей длительности сигнала с учетом значимости различных компонент спектра. Такой подход помогает более точно определить частоту основного сигнала, учитывая его характеристики и взаимодействие с другими компонентами спектра [59-65].

Типовой алгоритм определения частоты содержит следующие шаги:

1. Выбор исходных параметров, сигнала.
3. Наложение временного окна и вычисление спектра с помощью прямого преобразования Фурье (*FFT*).
4. Обнаружение компоненты с максимальной амплитудой и сравнение уровней компонент вблизи максимума.
5. Выбор формулы интерполяции для измерения частоты по 2-м (алгоритм Джайна, алгоритм Ли) или 3-м (алгоритм Якобсена, алгоритм Динга, алгоритм Воглеведе) спектральным линиям.

Интерполяция позволяет определить частоту сигнала на основе его спектра

и уточнить результаты [19, 49, 63, 78, 91].

Важно учитывать наличие шумов и требования к точности. Понимание "центра тяжести" спектра в ограниченной зоне растекания позволяет более эффективно определить частоту сигнала и улучшить точность измерений.

Типичный график отклонения частоты, приведенный на рис. 2.1 *а* и *б*, имеет колебательный вид, снижающийся по амплитуде с ростом частоты сигнала. Это означает, что следует приближать частоту дискретизации к границе минимальной частоты дискретизации по Котельникову. Чем меньше отсчетов, тем выше погрешности и меньше выбросов в рабочей полосе частот сигнала.

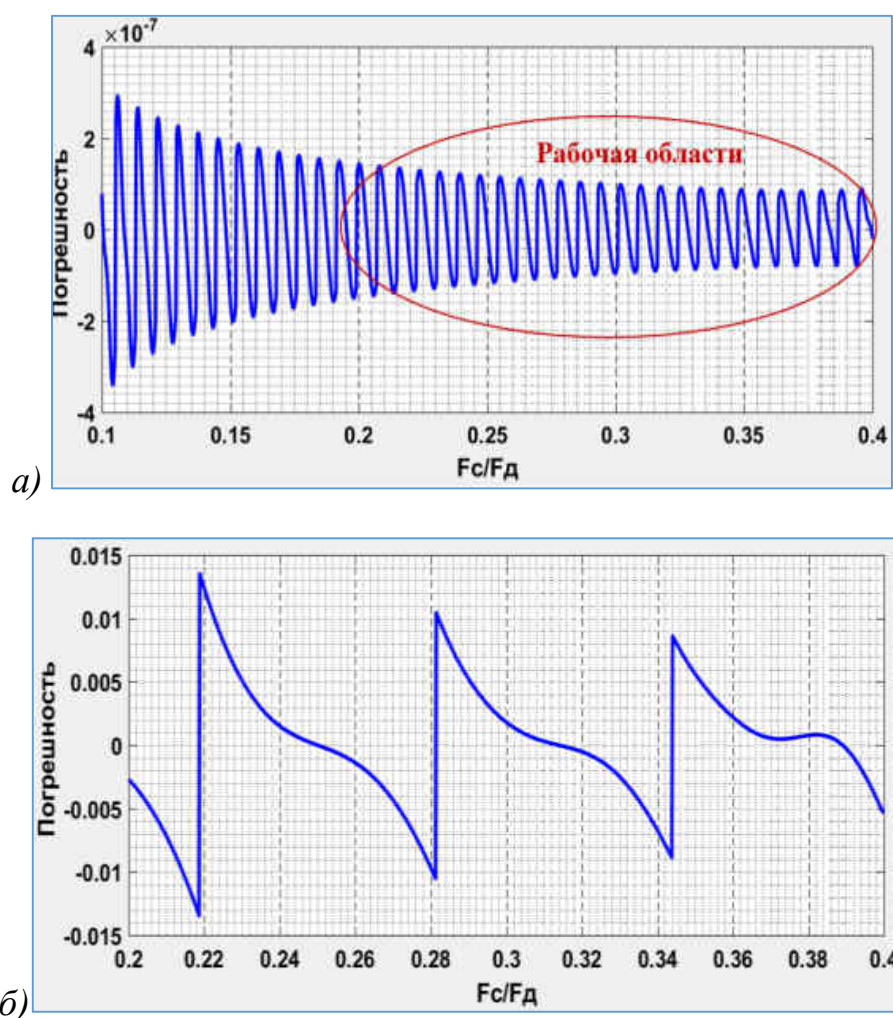


Рисунок 2.1. График максимальной МСП для окна Ханна, при (а) 128 и (б) 16 дискретных отсчетов

Из 18 исследованных оконных функций только при работе с окнами Кайзера и Плоская вершина графики МСП имеют пологие близкие к

нулевому уровню зоны рабочих частот сигнала в которых можно на порядок и больше снизить МСП. Например на рис. 2.2 показано, что в диапазоне  $F_c/F_d$  (0.30-0.31) для окна Кайзера ( $\beta=8$ ), 5 компонент и 128 отсчета погрешность МСП не превышает на уровень  $10^{-5}$ . При этом в более узком диапазоне  $F_c/F_d$  (0.3036-0.3058) для окна Кайзера ( $\beta=8$ ) при 5 компонент и 128 отсчетов вносит МСП находится в пределах  $10^{-8}$ , т.е. на 3 порядка ниже.

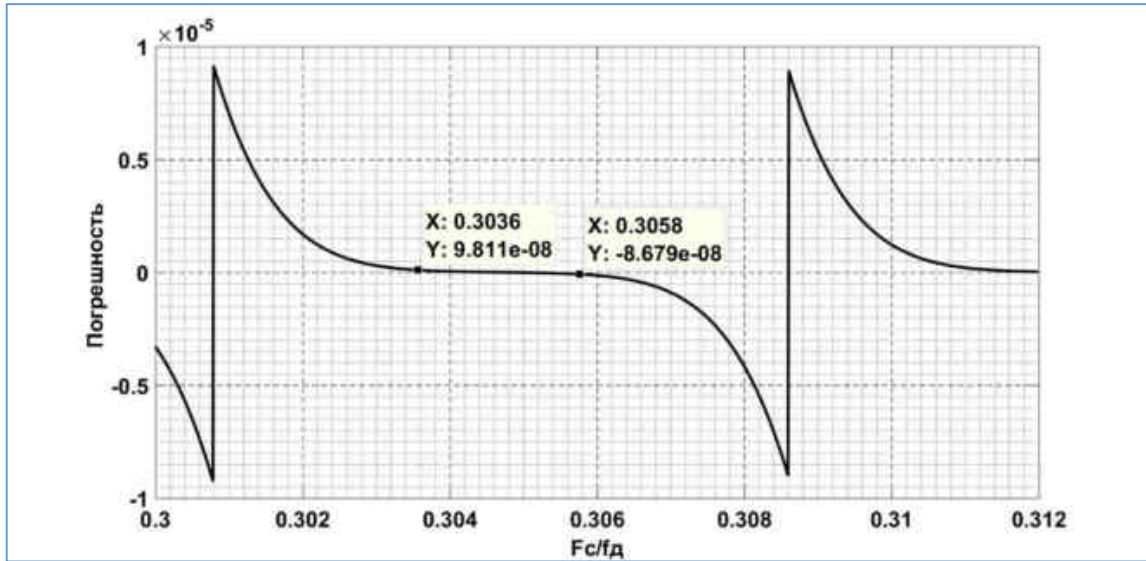
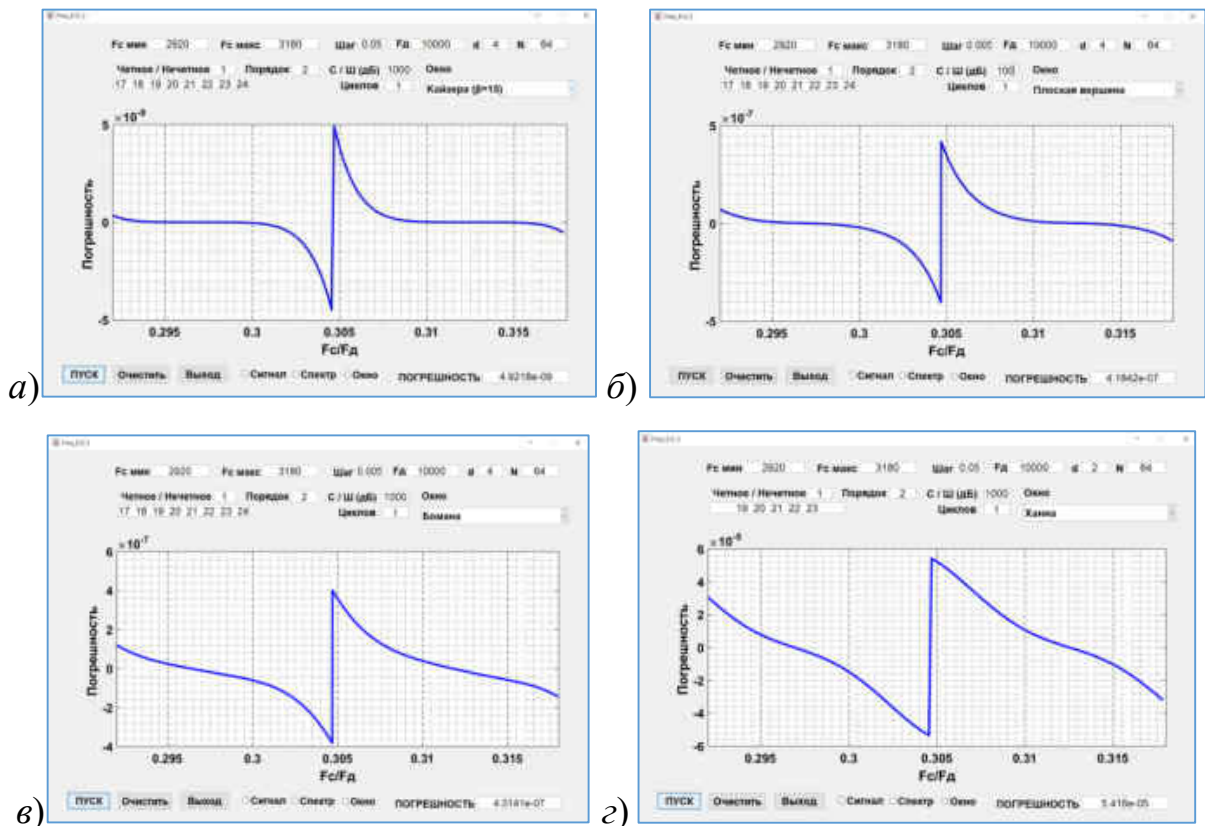


Рисунок 2.2. Относительная МСП для 128 отсчетов и окна Кайзера ( $\beta=8$ )



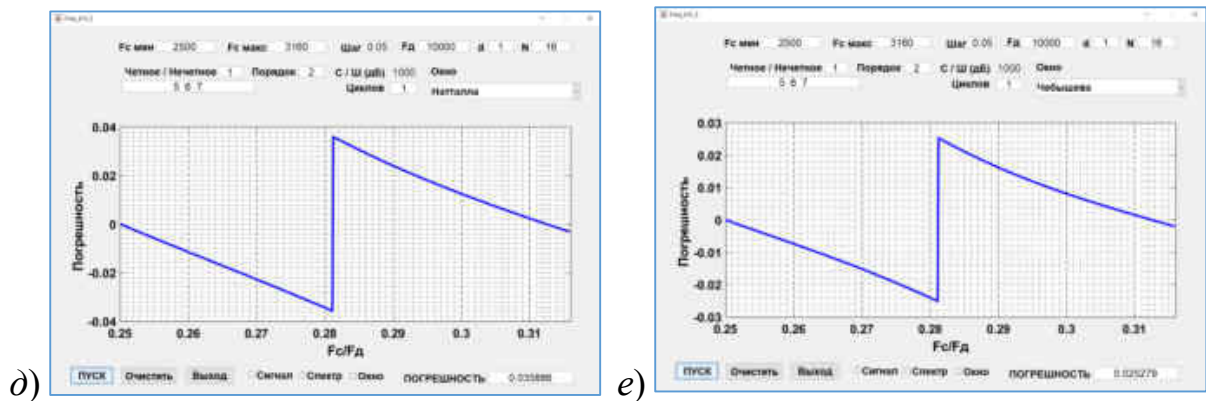


Рисунок 2.3. Графики оконной функции *a* и *б* -имеющихся пологие участки; *в* и *г* имеющих небольшие пологие участки ; *д* и *е* -не имеющих пологие участки;

Проведенные исследования вида окна и числа спектральных линий, могут помочь определить оптимальные параметры для оценки частоты гармонического сигнала. На рис. 2.3 *a* и *б* показаны графики МСП для окон Кайзера и Плоская вершина, имеющих пологие зоны рабочих частот сигнала, в которых можно уменьшить МСП на порядок, величины в области отношения частот сигналов к частоте дискретизации от 0.295 до 0.3 и от 0,31 до 0,315.

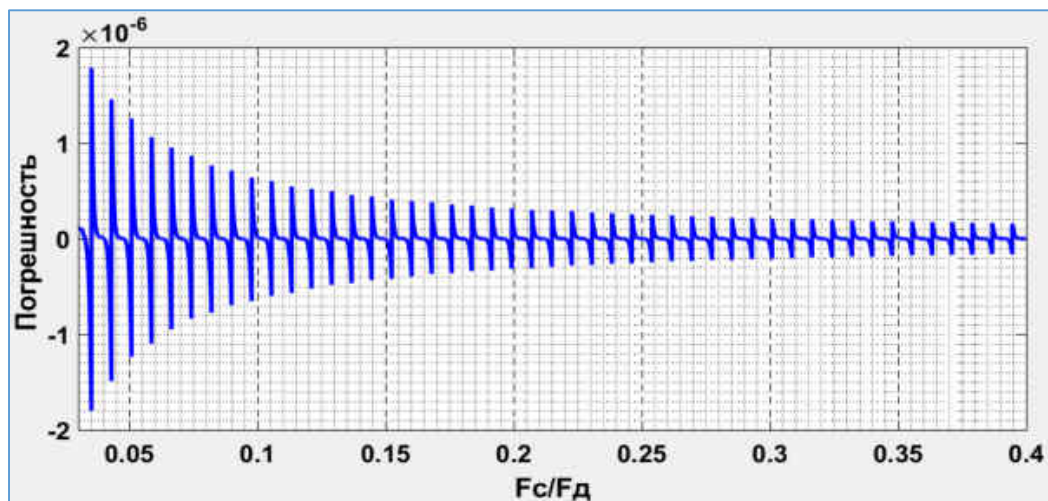


Рисунок 2.4. График МСП для окна Кайзера ( $\beta=12$ )

Окна Бомана и Ханны имеют небольшие плоские зоны рабочих частот сигнала, в которых МСП может быть уменьшена в 2 раза, как показано на рис. 2.3 *в* и *г* в области отношений частоты сигнала к частоте дискретизации от 0,31. до 0,315.

Остальные окна, такие как Натталла и Чебышева, не имеют пологих участков, как показано на рис. 2.3 *д* и *е*.

МСП растет по мере приближения к нижнему пределу отношения частоты сигнала к частоте дискретизации. Это видно из графика МСП на рис. 2.4 для окна Кайзера ( $\beta=12$ ), 7 компонент и 128 отсчетов. Тем не менее, изменения МСП становятся меньше для отношений от 0,2 и выше. Рабочий диапазон частот сигнала составляет примерно 70% от средней частоты [82].

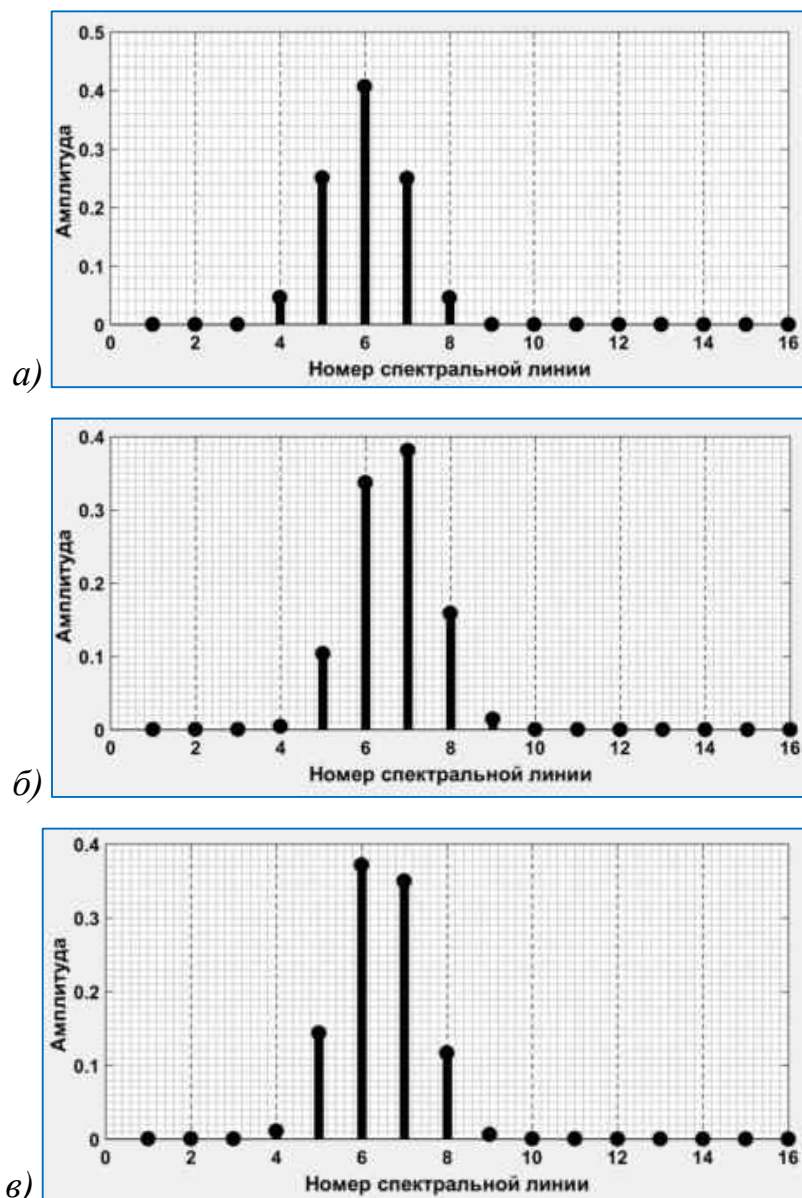


Рисунок 2.5. Симметрия нечетной (*а*) и четной (*б, в*) структуры спектральных линий

После наложения временного окна на массив отсчетов и применения БПФ в зависимости от выбранного окна и характеристик сигнала может

сформироваться спектр симметричный с одной (рис. 2.5а) или двумя центральными компонентами, близкий к симметричному с одной или двумя центральными компонентами (рис. 2.5б и 2.5в), а также несимметричный спектр.

Рис. 2.6 показывает результат работы моделирующей программы, использующей окно Кайзера с параметром  $\beta=15$ , для 7 компонент и выборке 1024 отсчетов. Графики методической погрешности отражают колебания погрешности в зависимости от отношения частоты сигнала к частоте дискретизации.

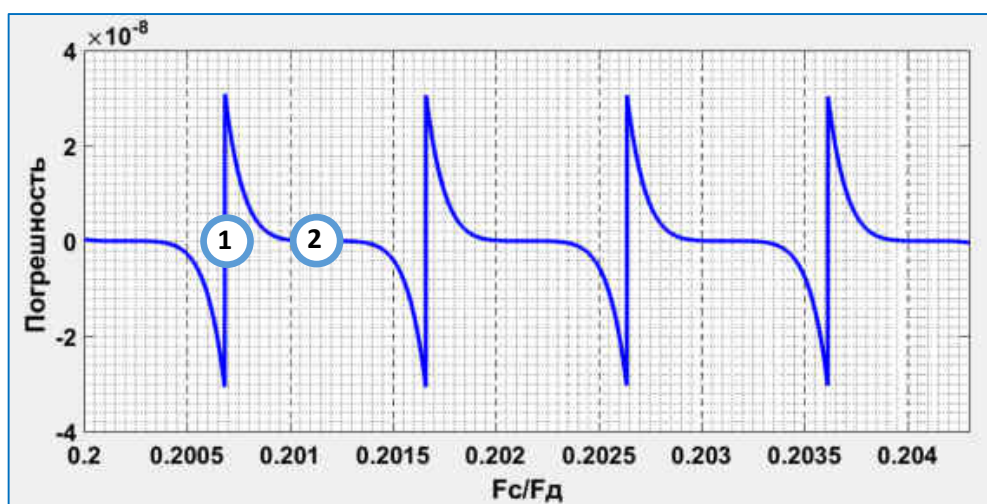


Рисунок 2.6 Зависимость МСП от отношения  $F_c/F_d$

В области скачка (1) возникает разрыв, указывающий на изменение спектральной структуры сигнала и влияние выбора числа учитываемых компонент. Рассмотрим более подробно выделенные виды симметрии спектров в зависимости от  $F_c$  к  $F_d$ . На рис. 2.5 приведен вид спектра, можно выделить следующие виды симметрии спектров [81-84]:

1. Вблизи центральной частоты сигнала, симметрия относительно основной компоненты (рис. 2.5 а). Спектр сигнала симметричен относительно центральной составляющей, которая расположена близко к искомой частоте. Это означает, что пара гармоник, симметрично расположенных относительно этой центральной составляющей, имеют близкую амплитуду.



2. Спектр сигнала симметричен относительно двух соседних компонент, между которыми расположена искомая частота сигнала (рис. 2.5 б, в).

При оценке частоты с использованием подхода спектрального взвешивания необходимо учитывать структуру спектра сигнала, а количество вычисляемых спектральных линий должно выбираться на основе симметрии спектральных составляющих. Это поможет уменьшить методическую составляющую погрешности оценки частоты на порядок и более. Спектрально-весовой метод может использоваться как для симметричных, так и для несимметричных структур спектральных компонент дискретизированного гармонического сигнала. Этот метод позволяет более точно определить частоту сигнала, учитывая особенности его спектрального состава. Использование спектрально-веса метода для оценки частоты позволяет улучшить точность измерений и анализа сигналов, а также повысить эффективность решения задач обработки и интерпретации данных, основанных на спектральном анализе [40, 41, 59, 88].

## 2.2 УСТРАНЕНИЕ СКАЧКА ПОГРЕШНОСТИ ПУТЕМ ПЕРЕХОДА ОТ НЕЧЕТНОЙ К ЧЕТНОЙ СТРУКТУРЕ СПЕКТРА

«Положение спектральных составляющих, получаемых в результате прямого преобразования Фурье, позволяет определить частоту исходного гармонического сигнала. МСП оценки зависит от шага частотной сетки, типа оконной функции, количества рассматриваемых спектральных линий и длительности интервала выборки сигнала. Для определения абсциссы "центра тяжести" дискретной функции предлагается использовать следующую формулу»[59, 76]:

$$X_{cp} = \frac{\sum_{i \in I} x_i f_i^p(x_i)}{\sum_{i \in I} f_i^p(x_i)}$$

«Где  $X_{cp}$ : частота "центра тяжести" спектральной компоненты,  $x_i$  – дискретное значение аргумента, центр которого ищется;  $f_i(x_i)$  – спектральная амплитуда компоненты;  $p$  – порядок, определяющий физический смысл

центра тяжести;  $i$  – значение номера учитываемой спектральной составляющей, расположенной в зоне растекания  $I$ »[76].

Эта формула позволяет определить приблизительное положение "центра тяжести" спектральной компоненты и, следовательно, оценить частоту гармонического сигнала. Учет различных параметров, таких как частота дискретизации, оконные функции и длительность интервала дискретизации, позволит улучшить точность оценки частоты сигнала.

Спектрально-весовой метод является менее распространенным по сравнению с классическим методом наименьших квадратов при оценке частоты сигнала.

В результате анализа и компьютерного моделирования были проведены детальные исследования и получены положительные результаты. «Модифицированный алгоритм оценки частоты по спектру выглядит следующим образом:

1. Выбор параметров: частоты дискретизации  $F_d$ , минимальной и максимальной частот  $F_c$ , порядка начального момента, отношения С/Ш, временного окна, количества  $N$  выборок сигнала и количества спектральных линий и определение четных и нечетных переходов.
2. Формирование массива  $u[i/F_d]$  из  $N$  дискретных отсчетов сигнала.
3. Применение временного окна к массиву  $u[i/F_d]$ .
4. Вычисление комплексного спектра  $S[iF_d/N]$  с помощью прямого преобразования Фурье:  $S[iF_d/N] = FFT(u[i/F_d])$ .
5. Определение номера компоненты в комплексном спектре  $S[iF_d/N]$  с максимальной амплитудой.
6. Оценка уровня компонент, ближайших к максимальной, и выбор алгоритма взвешивания для четного или нечетного числа линий спектра.
7. Вычисление частоты сигнала (формула 1 и 2) в заданном диапазоне значений в зависимости от четности/нечетности числа линий спектра  
 $n-d \dots n+d$  для нечетного числа линий спектра;  
 $n-d \dots n+d+1$  для четного числа линий спектра (добавка сверху);

$n-d-1 \dots n+d$  для четного числа линий спектра (добавка снизу).

$$f_c \approx \frac{\sum_{i=n-d}^{n+d} |S_i[i \cdot F_d / N]|^p \cdot i \cdot F_d / N}{\sum_{i=n-d}^{n+d} |S_i[i \cdot F_d / N]|^p}, \quad (1)$$

$$f_c \approx \frac{\sum_{i=n-d}^{n+d+1} |S_i[i \cdot F_d / N]|^p \cdot i \cdot F_d / N}{\sum_{i=n-d}^{n+d+1} |S_i[i \cdot F_d / N]|^p}, \quad (2)$$

где  $n$  – номер спектральной компоненты с максимальным уровнем;  $S_i$  амплитуды соответствующих спектральных компонент;  $d$  – число дополнительных линий спектра близких к  $n$  сверху и снизу»[33, 81-85].

СВМ также позволяет получить оценки частоты для двух компонент при  $d=0$ .

$$f_c \approx \begin{cases} \frac{\sum_{i=n-1}^n |S_i[i \cdot f_d / N]|^p \cdot i \cdot \frac{f_d}{N}}{\sum_{i=n-1}^n |S_i[i \cdot f_d / N]|^p}, & \text{если } U_{n-1} \geq U_{n+1} \\ \frac{\sum_{i=n}^{n+1} |S_i[i \cdot f_d / N]|^p \cdot i \cdot \frac{f_d}{N}}{\sum_{i=n}^{n+1} |S_i[i \cdot f_d / N]|^p}, & \text{если } U_{n-1} < U_{n+1} \end{cases}$$

Алгоритм представляет собой последовательность логически связанных шагов, позволяющую эффективно обрабатывать сигналы и определять их частоту с помощью метода спектрального взвешивания.

«Определенное количество близлежащих линий, как ниже, так и выше основной компоненты спектра, учитывается при расчетах, когда спектр демонстрирует симметрию относительно одной компоненты. Эта величина обозначается как  $d$ , а  $1+2d$  - общее количество рассматриваемых компонент. Например, при  $d=1$  рассматриваются три компоненты с самым высоким уровнем: компоненты с номерами 5, 6 и 7. При  $d=2$  учитывается пять компонент: с номерами 4, 5, 6, 7, 8 (рис. 2.5а)»[94]. Этот подход позволяет учитывать не только отдельные компоненты спектра, но и их окружение, что может быть полезно для более точного анализа и определения частоты сигнала.

«При работе в широком диапазоне частот сигнала можно определить зоны, к которых спектр с нечетной или четной структурой и одной или двумя основными компонентами. На рис. 2.5б показан спектр, в котором компонента 7 больше компоненты 6, а числа 6, 7 и 8 включены в вычисления»[82]. Это свидетельствует о специфической структуре спектра, где важную роль играет соотношение амплитуд различных компонент. На рис. 2.5в отражается ситуация, когда скачком на номера 5, 6 и 7 изменяются компоненты, которые учитываются в расчетах. Это также говорит о том, что в данной задаче изменение числа учитываемых компонент важно для адекватного анализа спектральной структуры сигнала. Такой подход к выбору учитываемых компонент позволяет более гибко адаптировать метод анализа к сложным структурам спектров, особенно в случаях, когда происходят резкие изменения в узких частотных зонах. Это помогает подчеркнуть и выявить важные особенности спектральных характеристик сигнала.

МСП постепенно меняется в диапазоне малых изменений длительности дискретизации от целого числа периодов  $K$ . Однако переходы  $b-v$  и  $v-b$  могут привести к ошибочному скачку в зоне симметрии четной структуры спектра [82].

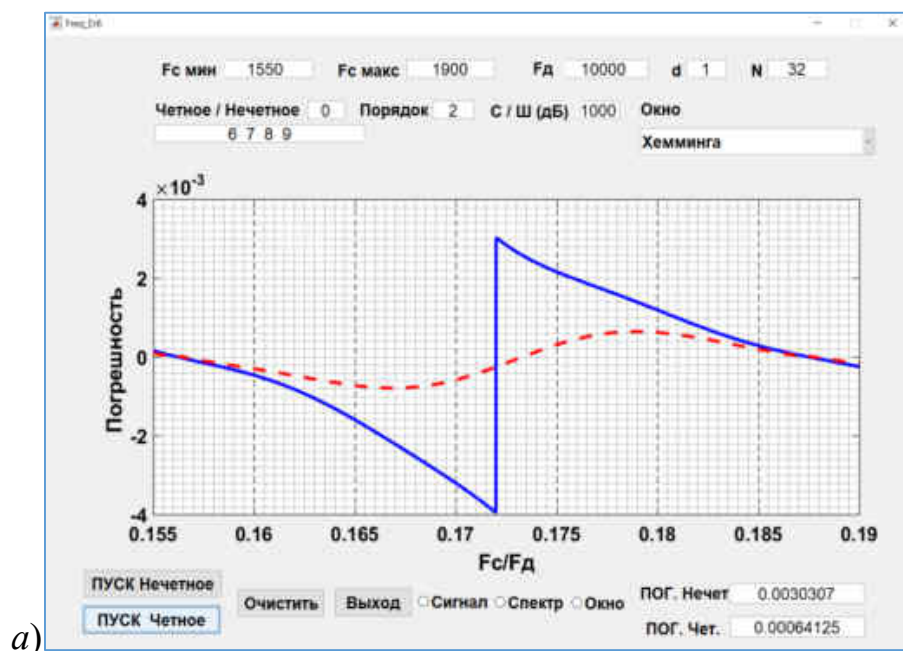
Этот скачок происходит из-за смещения "площади" и "веса" компонент при близости по уровню главных компонент, таких как спектральные линии 6 и 7. Здесь важно отметить, что симметрия спектра и близость уровней главных компонент могут вызывать значительное влияние на погрешность и точность анализа. Появление скачков погрешности в этих переходах свидетельствует о том, что необходимо тщательно изучить все элементы, влияющие на спектральные характеристики в этом конкретном диапазоне. Такие наблюдения подчеркивают важность анализа четкой структуры спектра и его особых особенностей при оценке погрешностей в измерениях или анализе данных. Понимание влияния симметрии, близости компонент и переходов между ними поможет более точно интерпретировать результаты и

корректно учитывать возможные искажения при работе с спектральными данными [8, 43, 44].

По результатам проведенных исследований в алгоритм нахождения частоты сигнала по спектру были добавлены шаги по оценке положения, числа и уровней компонент реального спектра, а также реализован метод комбинированного расчета частоты сигнала при четном и нечетном числе компонент.



Рисунок 2.7. Зависимость МСП от отношения  $F_c/F_d$  для окна Ханна



a)

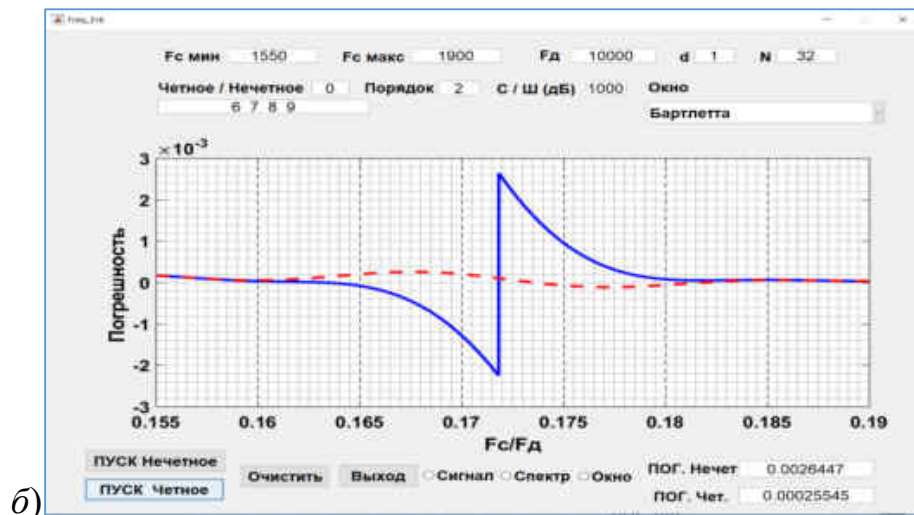


Рисунок 2.8. Уменьшение МСП в области перехода от 3-х к 4-м компонентам для разных окон а) Хемминга, б) Бартлетта

На рис. 2.7 показаны графики МСП при вычислении частоты и учете только трех, а также трех и четырех компонентах при 32 отсчетов. Переход вычислений по четырем компонентам позволяет снизить МПС с 0,008 до 0,001, т.е. в 8 раз для окна Ханна.

На рис. 2.8 а. и 2.8 б показаны графики погрешностей. Переход для окон Хемминга и Бартлетта позволяет уменьшить погрешности в 5 и 10 раз соответственно.

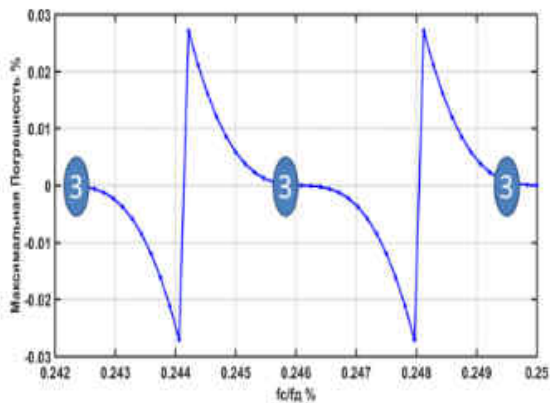
### 2.3. АЛГОРИТМ ПОДКЛЮЧЕНИЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ КОМПОНЕНТЫ СПЕКТРА ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ

В области симметрии четной или нечетной структуры спектра можно добавить дополнительное число спектральных линий. «Для точной оценки спектра необходим график максимальной погрешности.

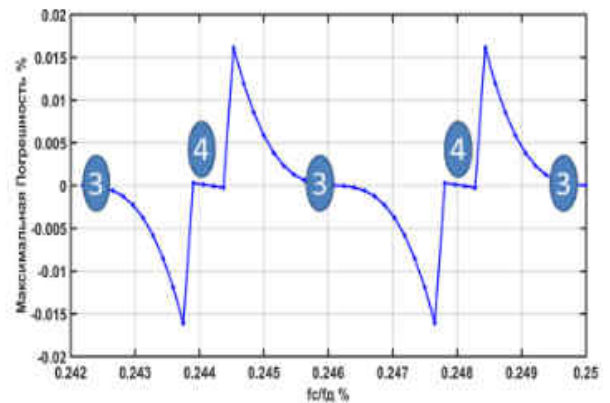
На рис. 2.9 показаны графики для окна Ханна с  $F_c/F_d = 0,242 - 0,250$  при 256 отсчетах с добавлением четвертой компоненты спектра. Показан график только для трех максимальных спектральных линий, где МСП достигает значения  $2,7e-4$ »[82].

«Как видно на рис. 2.9 б, подключение компоненты 4 снижает максимальную МСП оценки частоты до  $1,7e-4$  при уровне перехода близости 90%. В случае подключения компоненты 4 на уровне перехода 70% максимальная МСП оценка частоты снижается до  $2,4e-5$ , как показано на

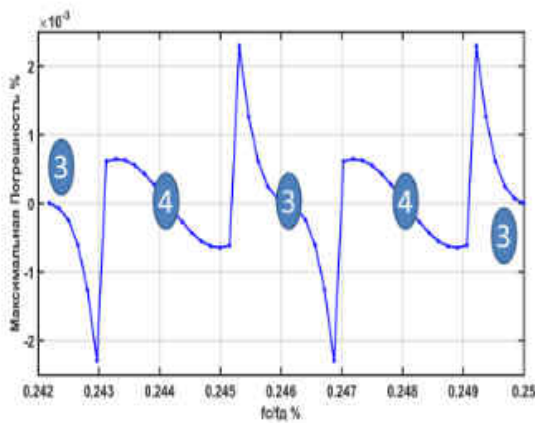
рисунке 2.9 в. Погрешность дополнительно снижается до  $6,4e-6$ , если компонента 4 подключается на уровне 60%.



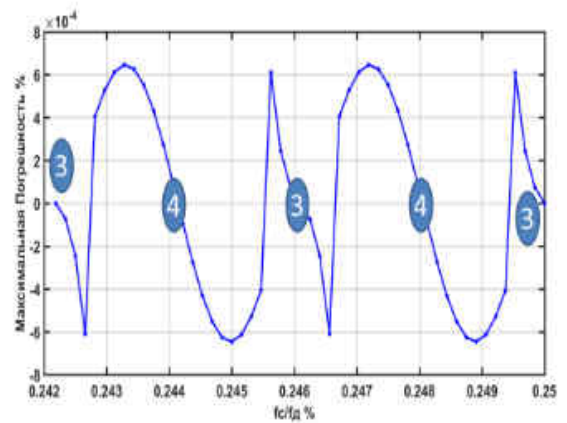
а) только 3 компоненты



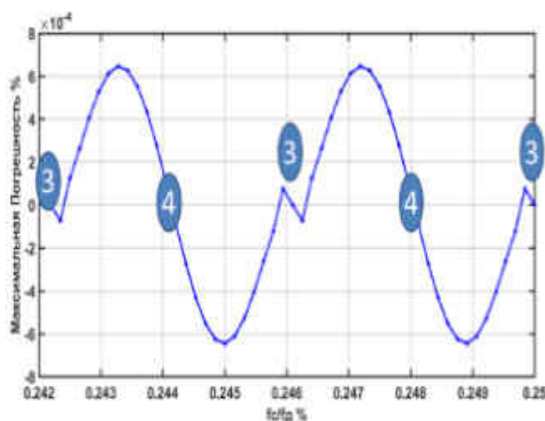
б) 4 компоненты в зоне 0,9



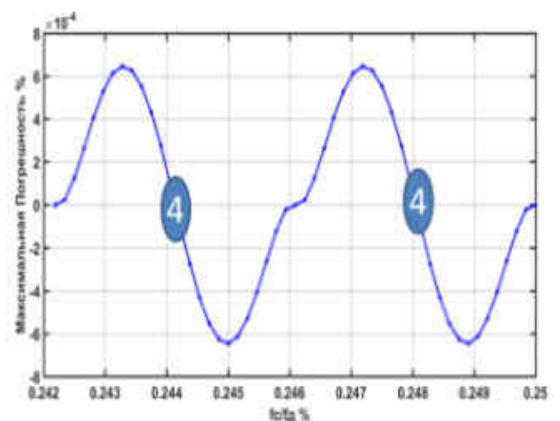
в) 4 компоненты в зоне 0,7



г) 4 компоненты в зоне 0,6



д) 4 компоненты в зоне 0,55



е) только 4 компоненты

Рисунок 2.9. Графики максимальной погрешности для 3-х и 4-х компонент  
Подключение компоненты 4 в анализ является единственным фактором, влияющим на точность, снижение уровня перехода 55% до 0% не

приводит к дальнейшему снижению погрешности. Этот результат подчеркивает, насколько важно включать определенные компонент спектра, чтобы максимизировать точность спектральной оценки.

В рассматриваемом варианте максимальное снижение МСП более 40 раз»[82].

Рекомендации:

1. Предлагается добавить в процесс оценки структуры спектра автоматический выбор числа спектральных линий для расчетов в зависимости от симметрии спектра: использовать четное количество линий для анализа спектра с четной симметрией и нечетное количество - для спектра с нечетной симметрией. Это позволит более точно оценивать параметры сигнала в зависимости от его спектра.
2. При выборе оконной функции следует определить количество спектральных линий и количество отсчетов сигнала. Это поможет оптимизировать процесс обработки сигналов и улучшить качество спектральной оценки.

## **ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2**

1. Окна Кайзера и Плоская вершина в узких зонах рабочих частот сигнала имеют пологие участки графиков в которых можно на порядок и больше снизить МСП.
2. Для уменьшения погрешности в зоне скачкообразного изменения положения «центра тяжести» спектра для 3-х компонент следует учесть дополнительную 4-ю компоненту спектра. Зона перехода оценивается для разных окон путем моделирования в разработанной компьютерной программе Freq\_Er.
3. При оценке частоты лучше использовать окна:
  - Кайзера ( $\beta=2$ ) по двум компонентам;
  - Кайзера ( $\beta=4$ ) по трем компонентам.
  - Кайзера ( $\beta=6$ ) по четырем компонентам (см. Приложение 5).



### **ГЛАВА 3. МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВЫМ МЕТОДОМ**

#### **3.1. ВЛИЯНИЕ ВИДА ОКОННОЙ ФУНКЦИИ, ОБЪЕМА ВЫБОРКИ И ЧИСЛА СПЕКТРАЛЬНЫХ ЛИНИЙ НА ПОГРЕШНОСТЬ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ**

Исследования показали, что наибольшее влияние на погрешность измерения частоты спектрально-весовым методом оказывают число отсчетов и количество учитываемых спектральных линий сигнала. Окна можно разделить на три группы: первая группа вносит меньшие значения МСП при использовании в расчетах трех спектральных линий, вторая группа минимизирует погрешности на основе использования пяти спектральных линий, а третья группа эффективна при учете спектральных линий от семи до одиннадцати.

Были проведены исследования различных окон: Хемминга, Треугольное, Бомана, Чебышева, Блэкмена, Плоская вершина, Блэкмена-Харриса, Кайзера и других. На основе результатов исследований в алгоритм нахождения частоты сигнала по спектру были внесены изменения, включающие шаги по оценке положения, числа компонент реального спектра. Также был реализован метод адаптивного комбинированного расчета частоты сигнала при числе основных составляющих спектра от 1 до 11.

При проведении вычислений частоты сигнала важно учитывать только основные спектральные составляющие, которые находятся рядом с максимальной компонентой по уровню [36]. Алгоритм определения частоты по спектру с оценкой методической погрешности описан в разделе (2.1).

Чем меньше число отсчетов  $N$ , тем меньше спектральных линий можно использовать в расчетах, тем больше шаг частотной сетки БПФ и выше погрешности. С учетом ограничений моделирование проводилось для числа

учитываемых компонент спектра от 1 до  $N/2$ , числа отсчетов от 8 до 8192 и отношения  $F_c/F_d$  от 0,15 до 0,45.

На рис. 3.1 показаны графики значений МСП для 3-х спектральных линий с использованием окон Хемминга, Треугольного и Кайзера ( $\beta=4$ ) с объемом выборки от 8 до 64 отсчетов. Эти значения относятся к первой группе окон, которая лучше других работает с тремя компонентами спектра. Такие графики могут быть полезны при определении оптимального объема выборки и повышении точности оценки частоты гармонического сигнала [41].

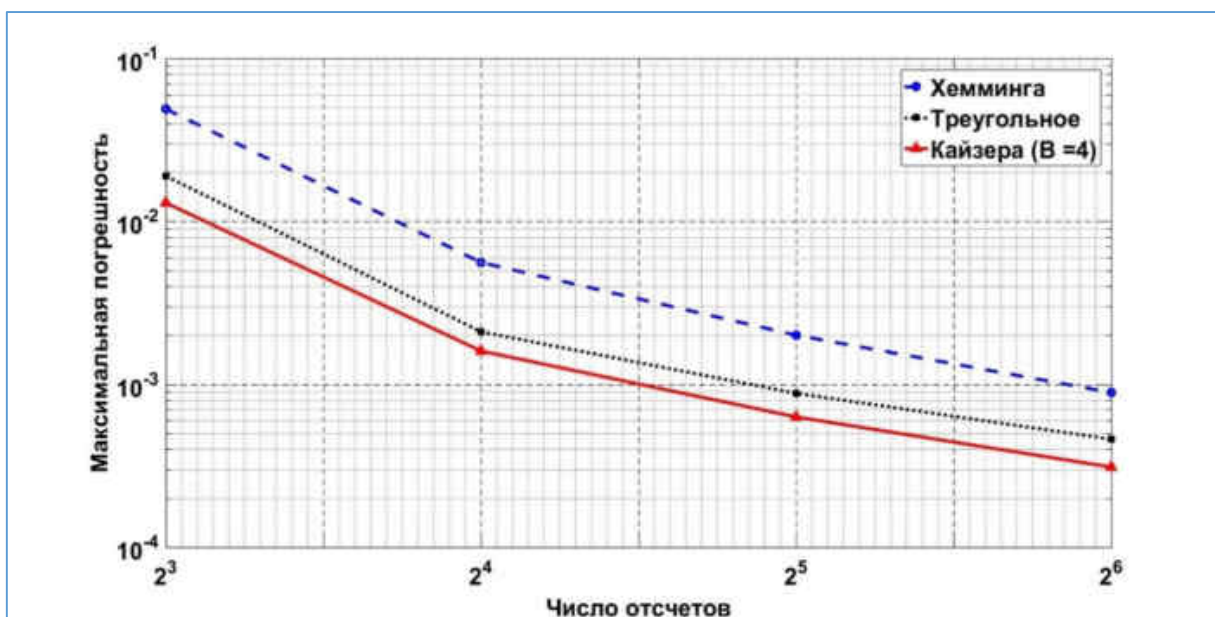


Рисунок 3.1. Зависимость МСП для трех спектральных линий

На рис. 3.2 представлены графики расчетных значений максимальной погрешности для пяти спектральных линий, используя окна Бомана, Блэкмана и Кайзера (с параметром  $\beta=8$ ), при объемах выборки от 64 до 512 отсчетов. Эти окна относятся ко второй группе окон, которая более эффективно работает с пятью спектральными линиями.

На рис. 3.3 представлены графики расчетных значений максимальной погрешности для 11 спектральных линий, используя окна Чебышева, Блэкмана-Харриса и Кайзера (с параметром  $\beta=15$ ), при объемах выборки от 512 до 8192 отсчетов. Эти окна относятся к третьей группе окон, которая показывает отличные результаты при работе с 11 спектральными линиями.

Исследования на данном наборе окон и спектральных линий могут помочь определить оптимальные параметры для анализа спектральных данных с учетом большого числа компонент.

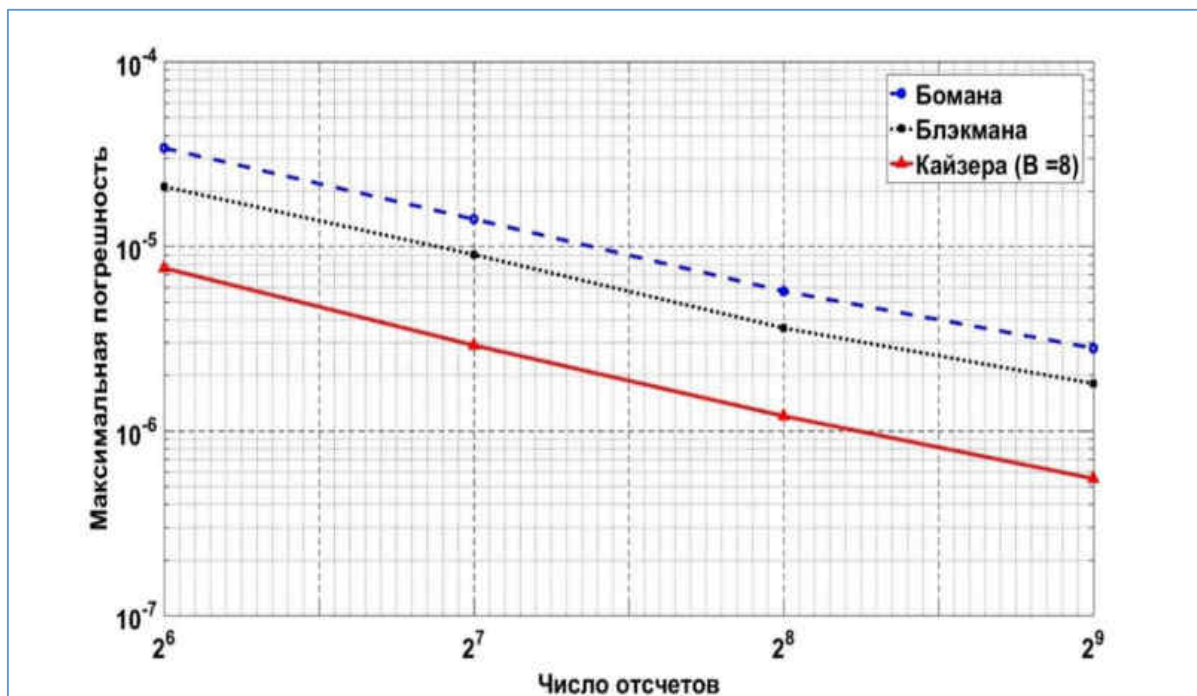


Рисунок 3.2. Зависимость МСП для разных окон и 5 спектральных линий

Результаты моделирования для трех спектральных линий и пяти окон с объемом выборки от 8 до 512 отсчетов представлены в табл. 3.1. Показано, что окна Треугольное, Кайзера ( $\beta=4$ ) и окно Хемминга вносят минимальные МСП для трех спектральных линий.

Таблица 3.1. Максимальная МСП для трех спектральных линий

| N   | Методическая погрешность для разных окон |                       |               |        |          |
|-----|--|-----------------------|---------------|--------|----------|
|     | Треугольное                              | Кайзера ( $\beta=4$ ) | Хемминга      | Бомана | Чебышева |
| 8   | <b>1.9e-2</b>                            | <b>1.3e-2</b>         | <b>3.9e-2</b> | 8.4e-2 | 6.7e-2   |
| 16  | <b>2.1e-3</b>                            | <b>1.6e-3</b>         | <b>5.6e-3</b> | 2.2e-2 | 2.1e-2   |
| 32  | <b>8.8e-4</b>                            | <b>6.3e-4</b>         | <b>2.0e-3</b> | 9.8e-3 | 1.2e-2   |
| 64  | <b>4.6e-4</b>                            | <b>3.1e-4</b>         | <b>8.9e-4</b> | 4.9e-3 | 6.7e-3   |
| 128 | 2.3e-4                                   | 1.6e-4                | 4.0e-4        | 2.4e-3 | 3.3e-3   |
| 256 | 1.0e-4                                   | 8.3e-5                | 1.7e-4        | 1.1e-3 | 1.6e-3   |
| 512 | 5.4e-5                                   | 4.2e-5                | 8.6e-5        | 5.6e-4 | 7.8e-4   |

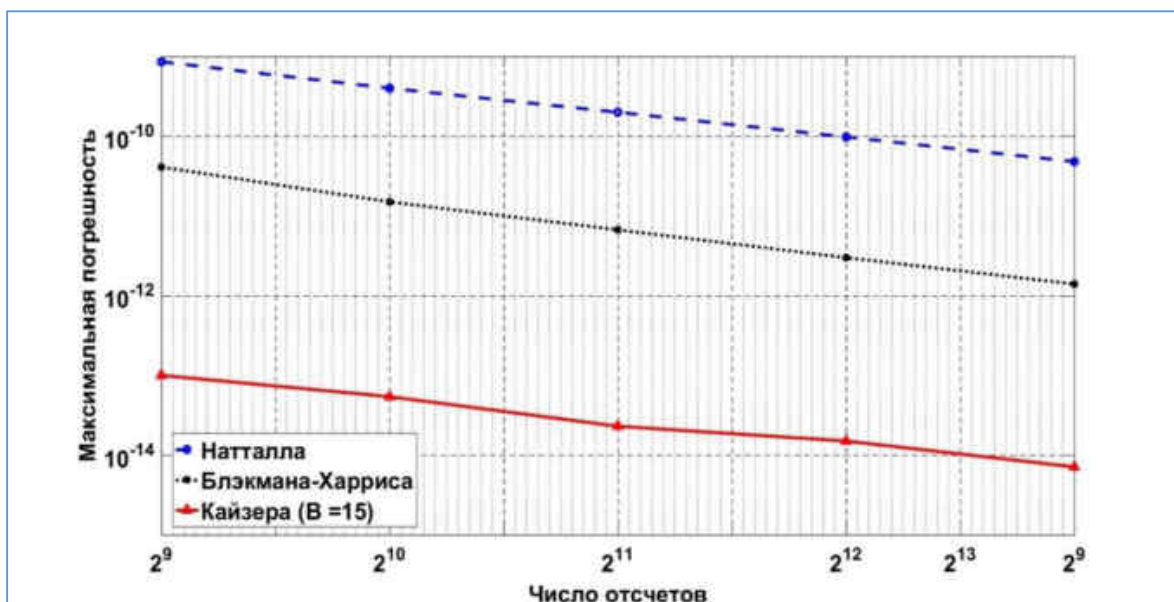


Рисунок 3.3. Зависимость МСП для разных окон и 11 спектральных линий

В табл. 3.2 приведены результаты моделирования МСП различных окон для 5 спектральных линий в диапазоне от 16 до 512 отсчетов. Показано, что окна Бомана, Блэкмана и Кайзера ( $\beta=8$ ) вносят минимальные МСП для 5 спектральных линий.

Таблица 3.2. МСП для 5 спектральных линий

| N   | Методическая погрешность для разных окон |               |                       |             |          |
|-----|--|---------------|-----------------------|-------------|----------|
|     | Бомана                                   | Блэкмана      | Кайзера ( $\beta=8$ ) | Треугольное | Чебышева |
| 16  | 1.9e-2                                   | 1.7e-2        | 1.5e-2                | 1.7e-3      | 1.9e-2   |
| 32  | 1.0e-4                                   | 5.7e-5        | 2.2e-5                | 3.3e-4      | 4.3e-4   |
| 64  | <b>3.4e-5</b>                            | <b>2.1e-5</b> | <b>7.6e-6</b>         | 1.1e-4      | 2.4e-4   |
| 128 | <b>1.4e-5</b>                            | <b>9.0e-6</b> | <b>2.9e-6</b>         | 7.6e-5      | 1.2e-4   |
| 256 | <b>5.7e-6</b>                            | <b>3.6e-6</b> | <b>1.2e-6</b>         | 2.8e-5      | 5.2e-5   |
| 512 | <b>2.8e-6</b>                            | <b>1.8e-6</b> | <b>5.5e-7</b>         | 1.4e-5      | 2.6e-5   |

В табл. 3.3 приведены результаты моделирования МСП для разных окон с большими значениями учитываемых спектральных линий 11 и объемом выборки мгновенных значений 512, 1024, 2048, 8192. Из табл. видно, что окна Натталла, Блэкмана-Харриса, Кайзера ( $\beta=15$ ) вносят минимальный МСП для 11 спектральных линий.

Таблица 3.3. Максимальная МСП для 11 спектральных линий

| N    | Методическая погрешность для разных окон |                  |                        |             |         |
|------|--|------------------|------------------------|-------------|---------|
|      | Натгалла                                 | Блэкмана-Харриса | Кайзера ( $\beta=15$ ) | Треугольное | Бомана  |
| 512  | <b>8.6e-10</b>                           | <b>4.1e-11</b>   | <b>1.0e-13</b>         | 1.3e-6      | 4.7e-8  |
| 1024 | <b>4.0e-10</b>                           | <b>1.5e-11</b>   | <b>5.4e-14</b>         | 6.5e-7      | 4.6e-9  |
| 2048 | <b>2.0e-10</b>                           | <b>6.7e-12</b>   | <b>2.3e-14</b>         | 3.3e-7      | 2.1e-9  |
| 4696 | <b>9.8e-11</b>                           | <b>3.0e-12</b>   | <b>1.5e-14</b>         | 2.1e-7      | 1.1e-9  |
| 8192 | <b>4.8e-11</b>                           | <b>1.4e-12</b>   | <b>7.1e-15</b>         | 1.0e-7      | 7.3e-10 |

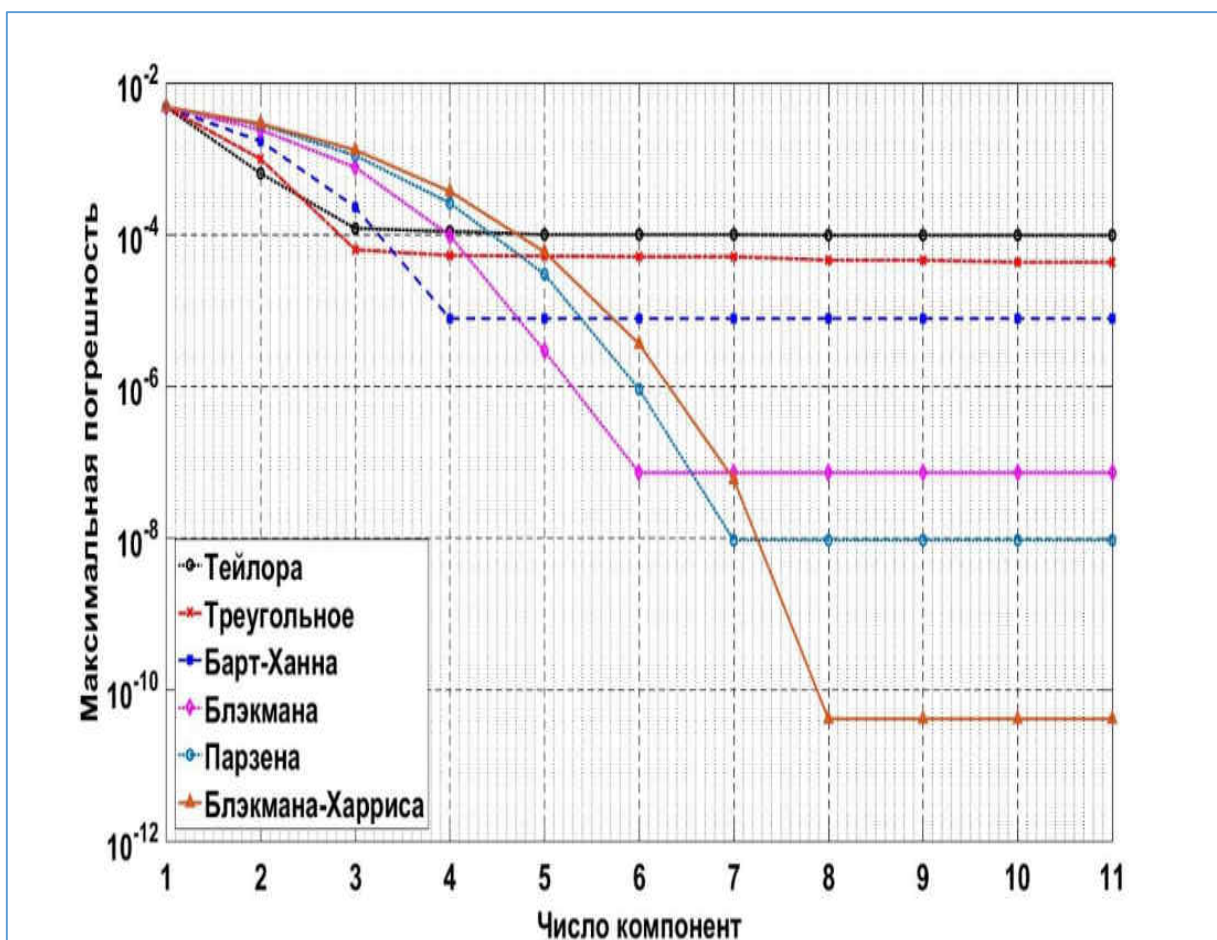


Рисунок 3.4. Графики МСП для  $N= 512$  и разных окон без окна Кайзера

Моделирование показало, что СВМ вносит наименьшие методические погрешности для разных окон при разном числе учитываемых спектральных линий:

- окно Тейлора - вносит минимальное МСП для двух спектральных линий,
- окно Треугольное - наилучшее для трех спектральных линий,

- окно Барт-Ханна - вносит минимальное МСП для четырех спектральных линий,
- окно Блэкмана - наилучшее для пяти и шести спектральных линий,
- окно Парзена - наилучшее для семи спектральных линий.

С ростом числа компонент спектра МСП снижается, доходит до минимума и далее остается постоянным (см. рис. 3.4). Работоспособность метода при высокой точности на любых реализациях сигнала длительностью от 1,5 до  $F_c/F_d * N$  периодов являются важными достоинствами СВМ [51].

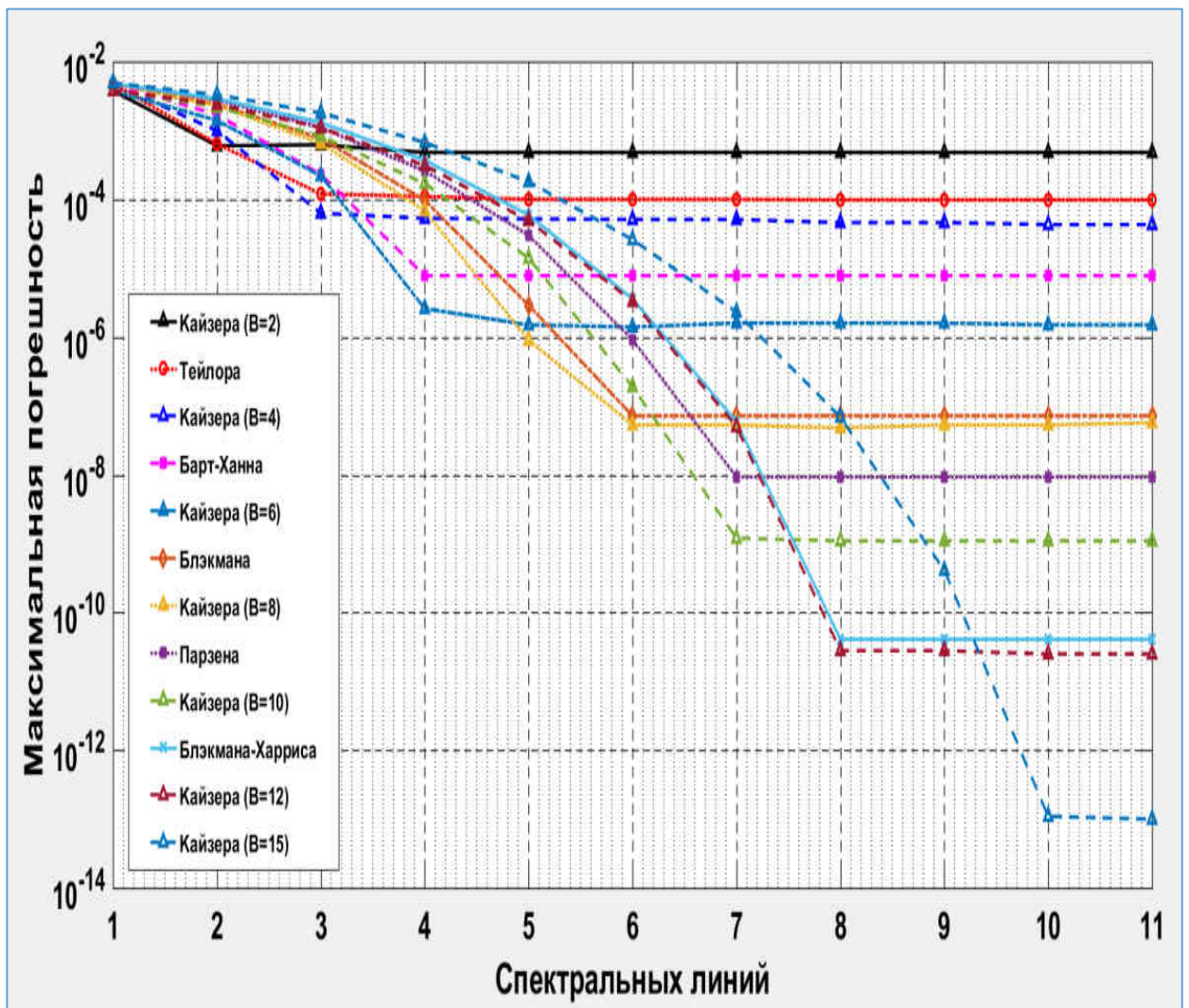


Рисунок 3.5. Графики МСП для  $N= 512$  с окнами Кайзера при  $\beta=2,4,6,8,10,12,15$

Моделирование показало, что при работе с выборкой объемом 16 возникают значительные погрешности из-за ограничений частотной сетки БПФ, что приводит к учёту всего только 3 спектральных линии. Также важным фактором является выбор вида окна, так как это оказывает существенное влияние на результаты моделирования. Для более точной оценки частоты по короткой реализации необходимо увеличивать количество учитываемых спектральных линий и подобрать соответствующее окно [83].

При использовании окна Кайзера при разных  $\beta$  наилучше е чем всех окон как показано на рис. 3.5. При 10 и большем числе компонент спектра окно Кайзера ( $\beta=15$ ) вносит методическую погрешность на уровне  $10^{-13}$ . Такие результаты имеют важное значение для приложений, где требуется высокая точность анализа спектра например, в области цифровой обработки сигналов, радиосвязи, медицинской диагностики и других областях, где точность является критически важным аспектом.

Оценка частоты по 11 компонентам вместо 3 позволяет снизить максимальную погрешность с  $10^{-2}$  до  $10^{-13}$ .

### 3.2. ПРИМЕНЕНИЕ ОКНА КАЙЗЕРА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВЫМ МЕТОДОМ

Применение СВМ с универсальным окном Кайзера позволяет получить более надежные результаты оценки спектральных компонент сигнала и эффективно использовать информацию, содержащуюся в спектре сигнала для анализа и обработки.

Рассмотрено влияние коэффициента  $\beta$ , определяющего долю энергии, сосредоточенную в главном лепестке спектра оконной функции Кайзера. Показано, что его низкие значения с расширением главного лепестка допускают работу при меньшем объеме отсчетов и числе учитываемых компонент спектра, при больших значениях  $\beta$  главный лепесток оконной функции сужается, что приводит к необходимости увеличения объема

выборки. Широко применяемым является окно Кайзера, которое описывается выражением [81]:

$$\omega(n) = \frac{I_0 \left( \beta \sqrt{1 - \left( \frac{2n - N - 1}{N - 1} \right)^2} \right)}{I_0(\beta)},$$

«где  $\beta$  — коэффициент, указывающий процент энергии, сосредоточенной в основном лепестке спектра окна,  $I_0$  — модифицированная функция Бесселя первого рода нулевого порядка;  $N$  — количество точек (ширина окна) в массиве оконной функции;  $n$  — индекс массива,  $0 \leq n \leq N - 1$ .

Ниже приведены результаты компьютерного моделирования для значений параметра  $\beta=4, 8$  и  $15$ , представленные в виде таблиц и графиков. В табл. 3.4, 3.5 и 3.6 представлены максимальные значения МСП оценки частоты для разных чисел отсчетов и учитываемых спектральных линий.

При значении параметра  $\beta=4$  (см. табл. 3.4) для трех спектральных компонент и выборок от 16 до 256 наблюдается снижение погрешностей от 1% до 0,01%. При параметре  $\beta=8$  (см. табл. 3.5) для пяти и семи компонент и выборок от 16 до 256 достигаются более низкие погрешности в диапазоне от  $6E-4$  до  $5E-8$ . Для  $\beta=15$  (см. табл. 3.6), начиная с девяти компонент при объеме выборок от 32 до 256 можно получить еще более низкие значения погрешности от  $3E-8$  до  $3E-14$ »[81].

Таблица 3.4 Максимальная МСП для разных объема выборки при  $\beta=4$

| N   | МСП для $\beta=4$ при числе спектральных линий |        |        |        |        |
|-----|--|--------|--------|--------|--------|
|     | 3  | 5      | 7      | 9      | 11     |
| 16  | 1.1e-2   | 5.4e-3 | 5.4e-3 | -      | -      |
| 32  | 3.8e-4   | 3.7e-4 | 2.9e-4 | 2.3e-4 | 1.9e-4 |
| 64  | 2.9e-4   | 2.7e-4 | 2.2e-4 | 1.9e-4 | 1.6e-4 |
| 128 | 1.7e-4   | 1.6e-4 | 1.3e-4 | 1.2e-4 | 1.1e-4 |
| 256 | 9.4e-5   | 8.7e-5 | 7.5e-5 | 6.6e-5 | 6.0e-5 |



Таблица 3.5 Максимальная МСП для разных объема выборки при  $\beta=8$

| N   | МСП для $\beta=8$ при числе спектральных линий |        |        |        |        |
|-----|--|--------|--------|--------|--------|
|     | 3  | 5      | 7      | 9      | 11     |
| 16  | 9.0e-2   | 5.7e-4 | 2.7e-5 | -      | -      |
| 32  | 1.1e-2   | 2.9e-5 | 6.8e-7 | 6.8e-7 | 6.7e-7 |
| 64  | 4.7e-3   | 7.9e-6 | 5.3e-8 | 5.5e-8 | 6.3e-8 |
| 128 | 2.1e-3   | 2.9e-6 | 5.7e-8 | 5.7e-8 | 6.1e-8 |
| 256 | 1.0e-3   | 1.2e-6 | 4.9e-8 | 4.9e-8 | 4.2e-8 |

Таблица 3.6 Максимальная МСП для разных объема выборки при  $\beta=15$

| N   | МСП для $\beta=15$ при числе спектральных линий |        |        |         |         |
|-----|---|--------|--------|---------|---------|
|     | 3   | 5      | 7      | 9       | 11      |
| 16  | 2.9e-2  | 9.0e-3 | -      | -       | -       |
| 32  | 2.9e-2  | 3.4e-3 | 5.8e-5 | 2.8e-8  | 8.0e-11 |
| 64  | 1.3e-2  | 1.3e-3 | 1.9e-5 | 5.2e-9  | 6.4e-13 |
| 128 | 5.9e-3  | 5.9e-4 | 7.9e-6 | 1.5e-9  | 1.1e-13 |
| 256 | 2.9e-3  | 2.8e-4 | 3.6e-6 | 5.9e-10 | 3.7e-14 |

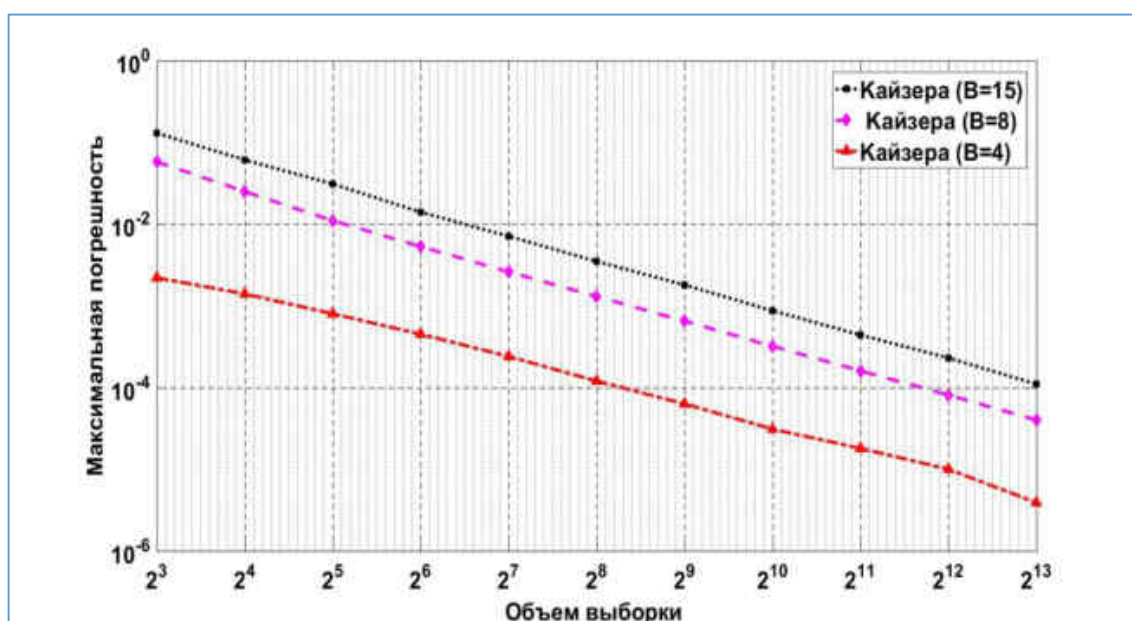


Рисунок 3.6. Графики МСП для 3 компонент

Графики, отображающие МСП оценки частоты для трех спектральных линий для параметров  $\beta=4, 8$  и  $15$ , показаны на рис. 3.6. Исследование проведено для выборок от 8 до 8192. По результатам исследования лучшим оказалось использование окна Кайзера с параметром  $\beta=4$ .

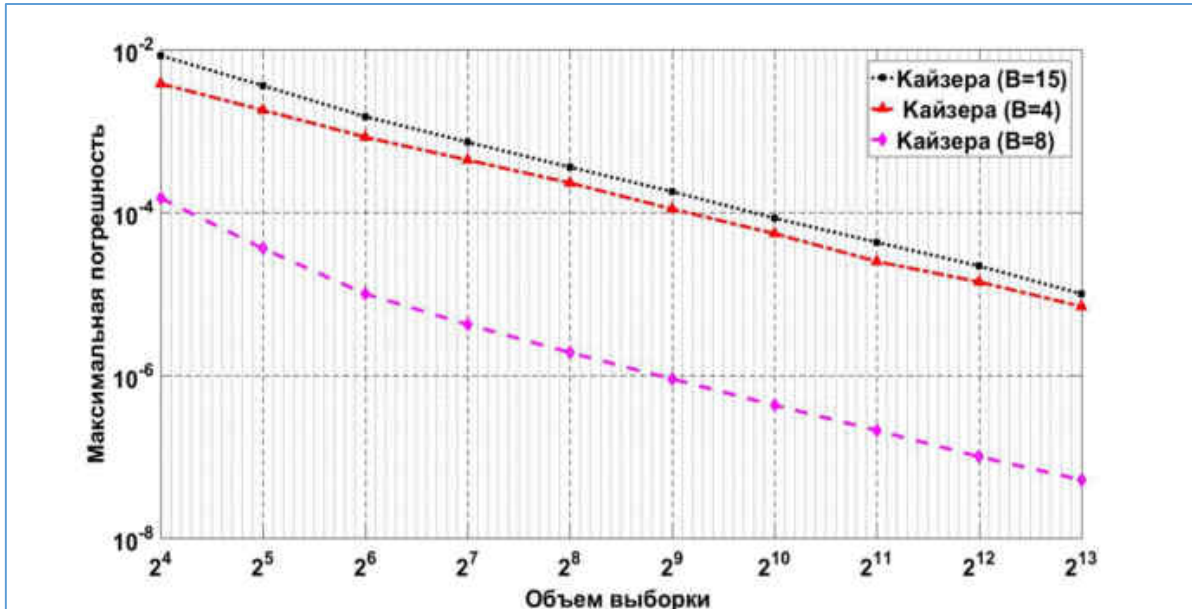


Рисунок 3.7. Графики МСП для 5 компонент

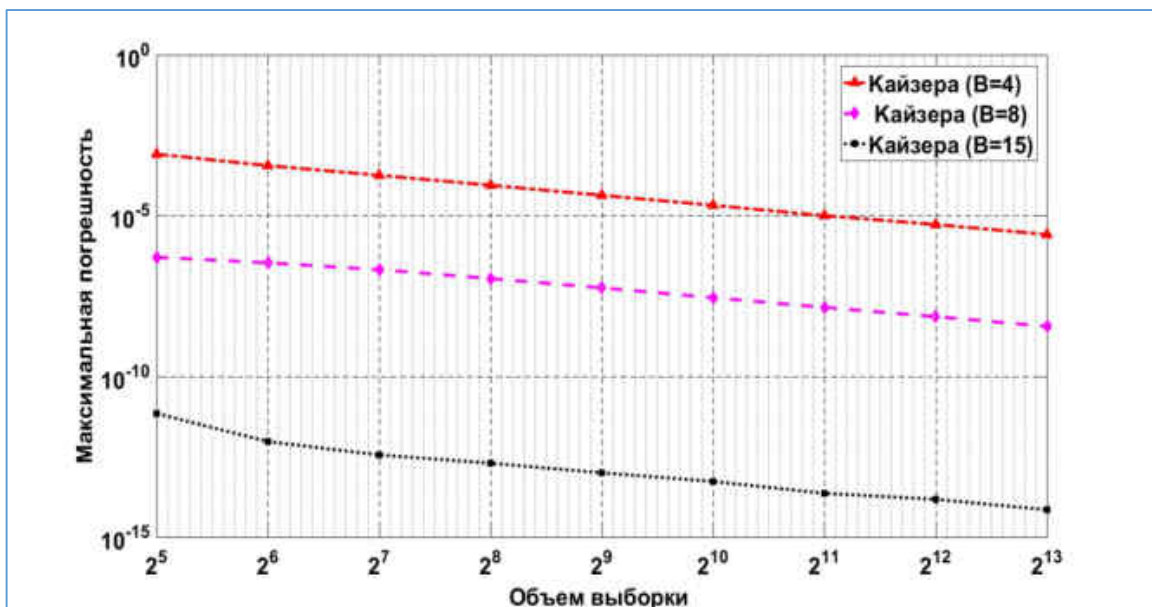


Рисунок 3.8. Графики МСП для 11 спектральных линий

«На рис. 3.7 представлены графики МСП оценки частоты по 5-и спектральным линиям для выборок от 16 до 8192. Важно отметить, что при 8 отсчетах метод не работает из-за недостаточности частотной сетки БПФ, поэтому минимальным значением для анализа можно считать выборку 16. По

результатам исследования лучшим вариантом оказалось использование окна Кайзера с параметром  $\beta=8$ »[81].

На рис. 3.8 представлены графики МСП оценки частоты для 11 спектральных линий при анализе выборок от 32 до 8192. Выводы исследования показывают, что использование окна Кайзера с  $\beta=15$  является оптимальным.

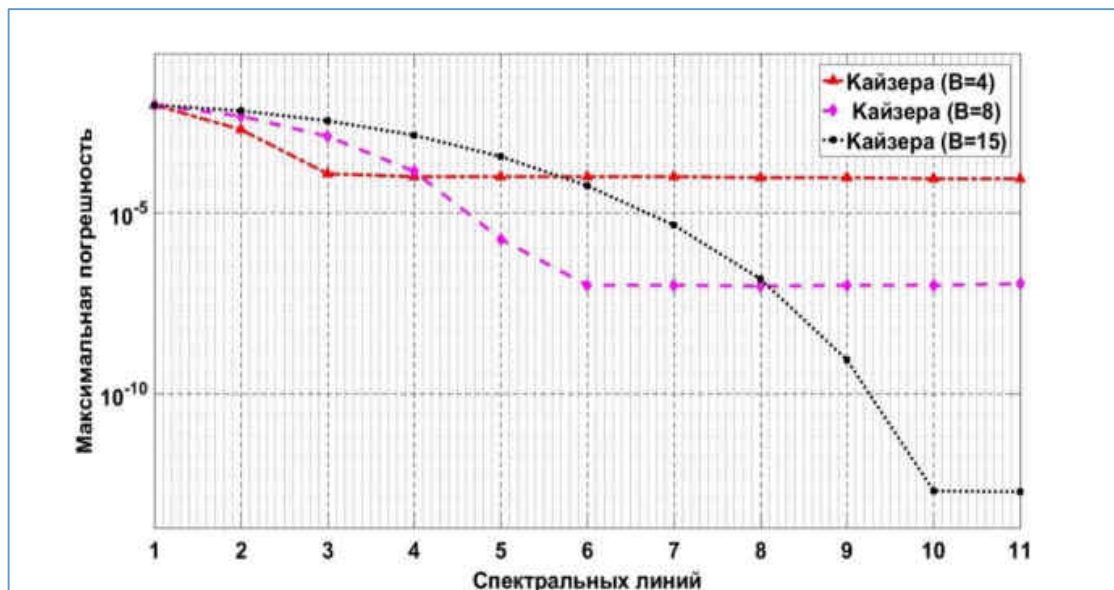


Рисунок 3.9. Графики МСП при 256 отсчетах

«На рис. 3.9 приведены графики МСП в зависимости от числа учитываемых спектральных линий для разных значений параметра  $\beta$  при 256 отсчетах. Полученные данные свидетельствуют, что для каждого значения  $\beta$  есть оптимальные значения числа компонент, при которых минимальные методические погрешности»[81].

Низкие значения  $\beta$  соответствующие расширению главного лепестка допускают работу при меньшем объеме отсчетов и числе учитываемых компонент спектра. При больших значениях  $\beta$  главный лепесток оконной функции сужается, что приводит к необходимости увеличения объема выборки.

Для  $\beta=4$  является лучшей при использовании от 1 до 4 спектральных линий, и в узкой области при числе спектральных линий 5 до 8, лучшие

результаты получаются для  $\beta=8$ , а  $\beta=15$  является лучшей при 9 и большего числа спектральных линий как показано на рис. 3.9.

Проведены исследования влияния вида окна при  $N=512$ . Моделирование показало, что окно Кайзера при разных значениях параметра  $\beta$  может обеспечить минимальную методическую погрешность для всех значений количества учитываемых спектральных линий. МСП резко снижаются, достигают минимума и затем остаются постоянными по мере роста числа компонент спектра.

При увеличении количества компонент спектра повышается разрешающая способность метода, что приводит к более точной оценке частоты сигнала. Однако после достижения определенного уровня разрешения дополнительные компоненты спектра уже не вносят значительного улучшения в оценку частоты и погрешности остаются постоянными. Такие точки минимума на графиках методической погрешности являются важными, поскольку они указывают на оптимальное количество компонент спектра для достижения наилучшей оценки частоты сигнала при использовании определенного метода статистического анализа [6].

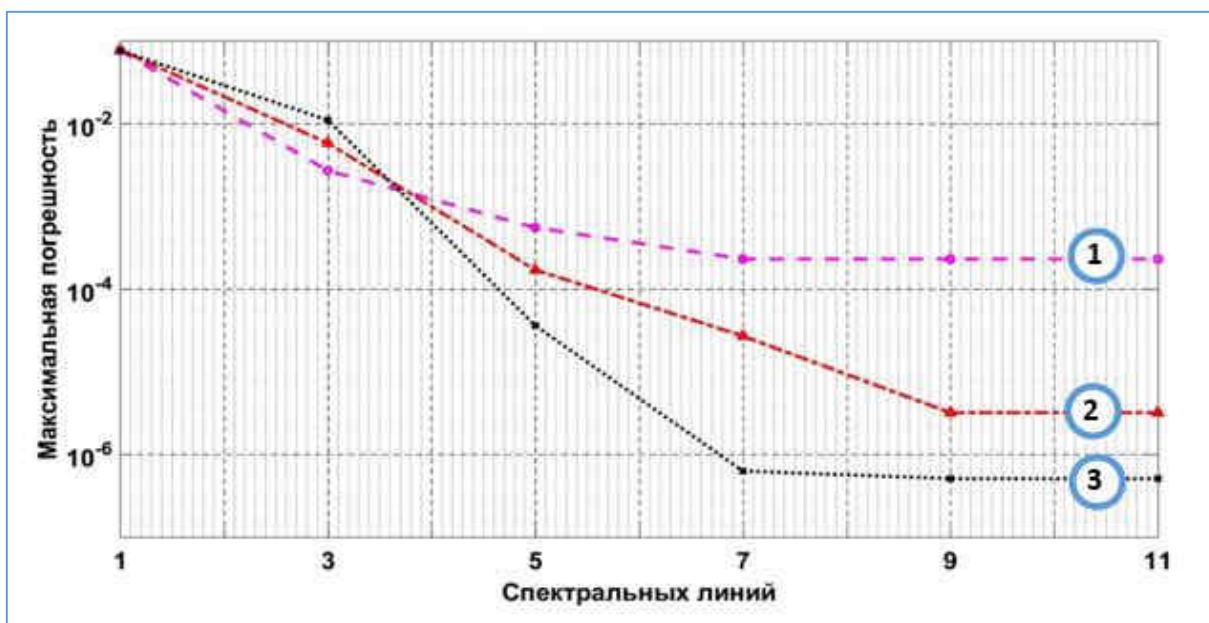


Рисунок 3.10. Зависимость погрешности для разных окон, 1- Хемминга, 2 - Ханна, 3 - Кайзера ( $\beta=8$ ) и  $N=32$

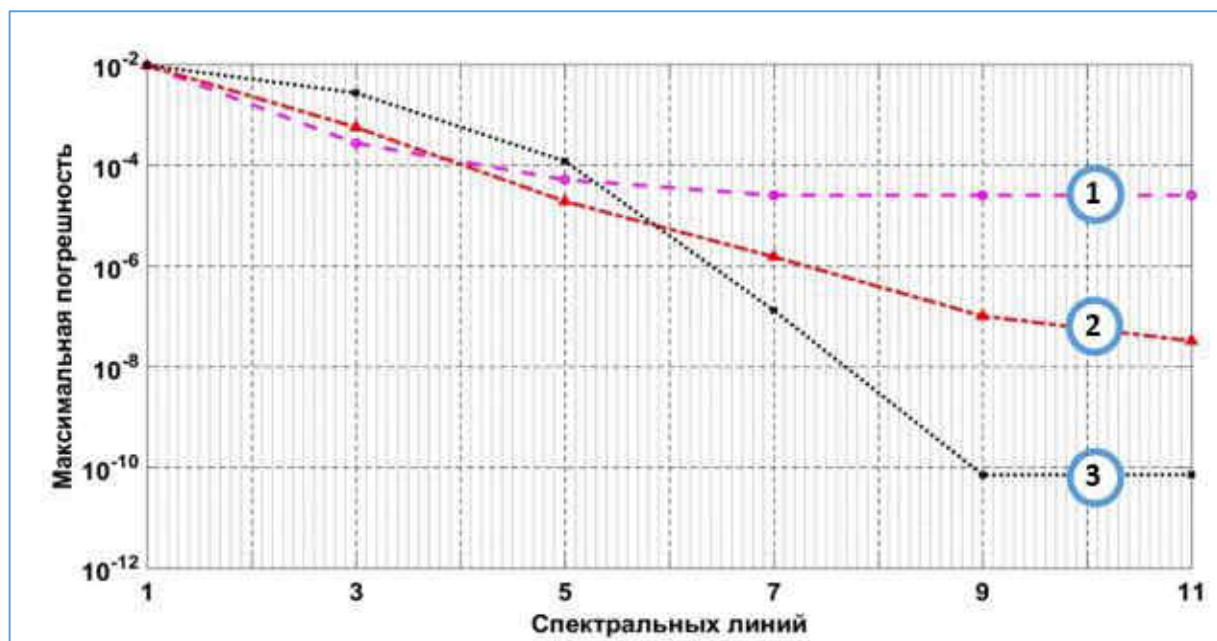


Рисунок 3.11. Зависимость погрешности для разных окон, 1 - Хемминга, 2 - Ханна, 3 - Кайзера ( $\beta=8$ ) и  $N=256$

На рис. 3.10 приведены графики значений максимальной МСП для нечетного числа спектральных линий ( $2d+1$ ) и  $N=32$ , для разных окон (Кайзера ( $\beta=8$ ), Хемминга и Ханна) и  $\phi$  от  $-180^\circ$  до  $180^\circ$ . При 11 компонентах максимальная погрешность для окна Хемминга  $2.3 \times 10^{-4}$ , Ханна  $3.2 \times 10^{-6}$  и Кайзера ( $\beta=8$ )  $5.1 \times 10^{-7}$ .

На рис. 3.11 приведены графики расчетных значений максимальной МСП для  $N=256$ . Для 11 компонент максимальная МСП для окна Хемминга  $2.5 \times 10^{-5}$ , Ханна  $3.2 \times 10^{-8}$  и Кайзера ( $\beta=8$ )  $7.1 \times 10^{-11}$ .

Результаты моделирования показывают, что при увеличении числа отсчетов от 32 до 256 МСП снижается почти в 10 раз для окна Хемминга, в 100 раз для окна Ханна и в 10000 раз для окна Кайзера ( $\beta=8$ ).

Эти результаты могут быть полезны при разработке и оптимизации систем обработки сигналов, спектрального анализа и других приложений, где требуется высокая точность измерений.

### 3.3 ВЛИЯНИЕ АДДИТИВНОГО ШУМА НА ВЕЛИЧИНУ МЕТОДИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ

Аддитивный шум может значительно повлиять на величину методической погрешности оценки частоты СВМ.

Выбор оконной функции для СВМ с наличием шумов является сложной задачей из-за необходимости учёта множества факторов, влияющих на точность оценки частоты сигнала. Метод полунатурного моделирования позволяет оценить влияние различных параметров на результаты и выбрать оптимизированное решение [82].

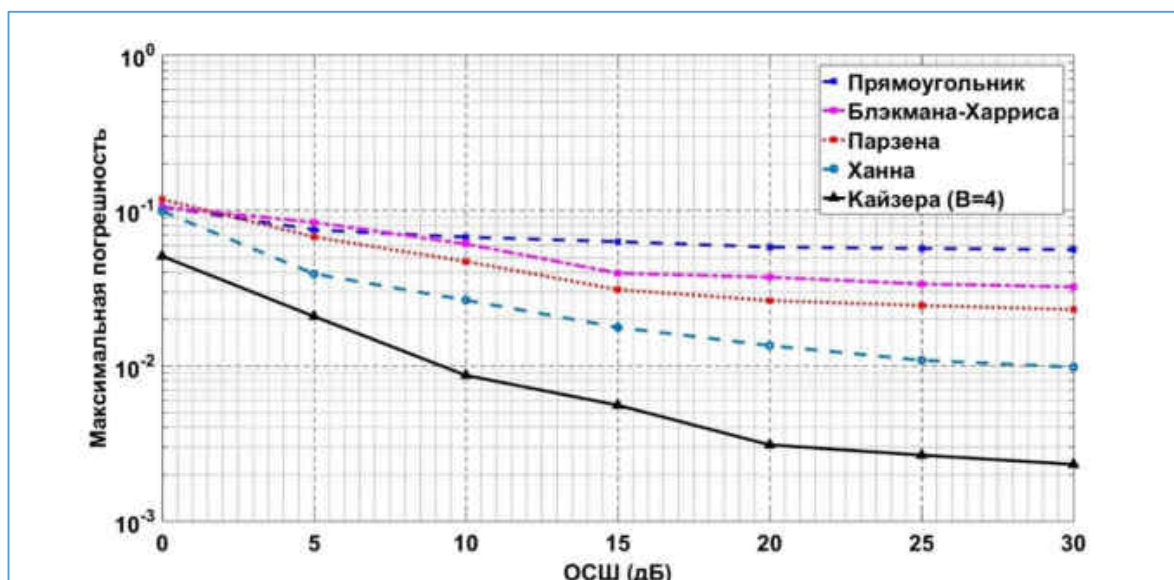


Рисунок 3.12. Графики МСП для 5 видов окон и 16 отсчетов

«С использованием MATLAB 2016 была разработана модель оценки частоты гармонического сигнала с учетом аддитивного белого Гауссовского шума. Результаты моделирования позволили оценить влияние объема выборки и вида оконной функции на точность оценки частоты сигнала в условиях шума [82]. Анализ показал, что при отношении С/Ш от 0 до 30 дБ и учете 3-х спектральных линий с 16 отсчетами окно Кайзера при  $\beta=4$  обеспечивает наименьшие погрешности по сравнению с другими оконными функциями (см. рис. 3.12). Выбор параметра  $\beta$  позволяет балансировать между разрешением главного лепестка и уровнем подавления боковых лепестков, что важно для оценки спектральных характеристик.

В табл. 3.7 приведено сравнение МСП для 15 оконных функций, 5 спектральных линий и 512 отсчетов. Показано, что окно Кайзера ( $\beta=8$ ) является лучшим и вносит МСП на уровне  $10^{-7}$  при отношении сигнал/шум 30 дБ.

Таблица 3.7. МСП для пяти компонент при числе ОСШ 30 дБ и 512 отсчетов

| Окно                                  | МСП           | Окно          | МСП    | Окно        | МСП    |
|---------------------------------------|---------------|---------------|--------|-------------|--------|
| <b>Кайзера (<math>\beta=8</math>)</b> | <b>5.9e-7</b> | Барт-Ханна    | 2.7e-6 | Тьюки       | 7.3e-5 |
| Блэкмана-Харриса                      | 4.0e-5        | Гаусса        | 1.0e-5 | Тейлора     | 7.0e-5 |
| Натталла                              | 3.4e-5        | Прямоугольное | 1.1e-3 | Чебышева    | 2.7e-5 |
| Парзена                               | 2.0e-5        | Ханна         | 6.3e-6 | Треугольное | 1.4e-5 |
| Бомана                                | 3.0e-6        | Блэкмана      | 1.7e-5 | Бартлетта   | 3.3e-3 |

На рис. 3.13 показаны результаты, подтверждающие существенное влияние уровня шума и выбора оконной функции на точность определения частоты при спектральном анализе. Точность определения частоты сильно зависит от типа оконной функции и уровня шума, когда отношение сигнал/шум варьируется от 0 до 30 дБ. Графики показывают, что в этом случае окно Натталла демонстрирует наименьшую точность частоты, а треугольное окно — наибольшую точность оценки частоты. Количество выборок и спектральных линий может быть увеличено, чтобы уменьшить МСП при расчете частоты для всех оконных функций, но разные типы окон в разной степени снизить МСП [82].

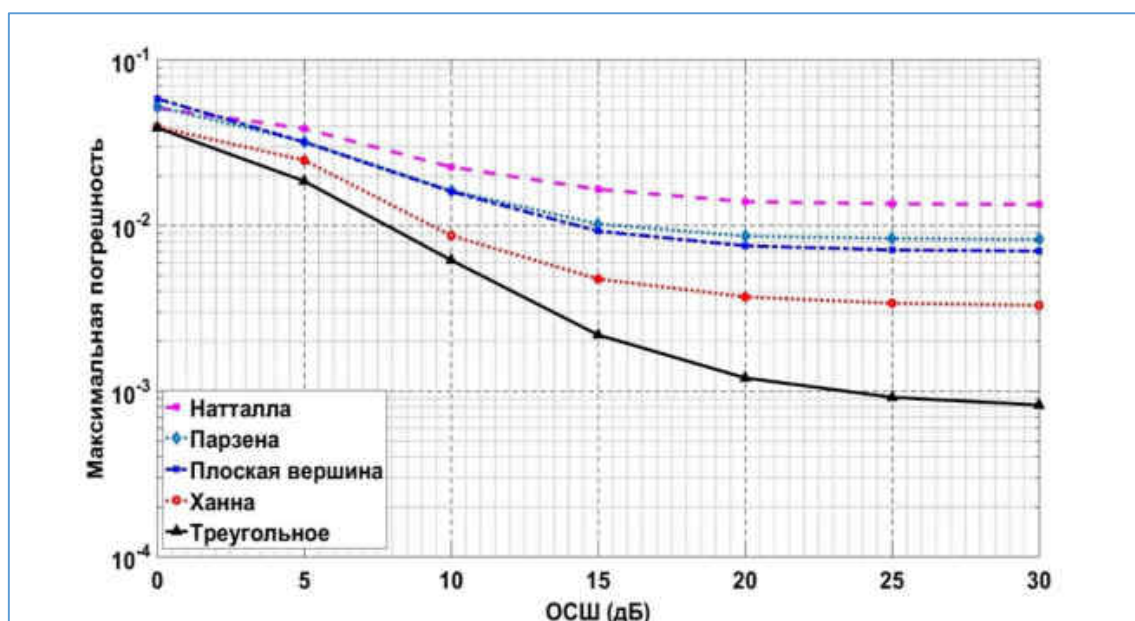


Рисунок 3.13. Графики МСП для 16 отсчетов и 5 видов оконной функции

Графики МСП для пяти различных типов окон показаны на рис. 3.14 при различных уровнях отношения С/Ш в диапазоне от 0 до 30 дБ с шагом 5

дБ, как с шумом, так и без него. При построении графиков было использовано семь спектральных линий и 2048 отсчетов. Из полученных результатов видно, что в данном случае окно Натталла показывает наилучшую точность определения частоты. Таким образом при 16 отсчетах наилучшее окно - треугольное, а при 2048 Натталла. Таким образом, влияние оконных функций изменилось: худшее окна стало лучшим, а лучшее - худшим [82].

«Максимальные МСП для окон Треугольник, Ханна, Чебышева и отсчетов 32, 64 и 128 показаны в табл. 3.8 при изменении отношения С/Ш от 0 до 30 дБ с шагом 5. дБ. Определить, что измерения частоты находятся примерно на одном уровне, можно, сравнив их при отсутствии шума и с отношением С/Ш 30 дБ для каждого окна. Шум начинает оказывать заметное влияние при уровнях отношения С/Ш около 20 дБ и ниже. Также выделено, что при числе отсчетов равном 128 погрешность ниже  $2.3e-4$  обеспечивает только треугольное окно»[82].

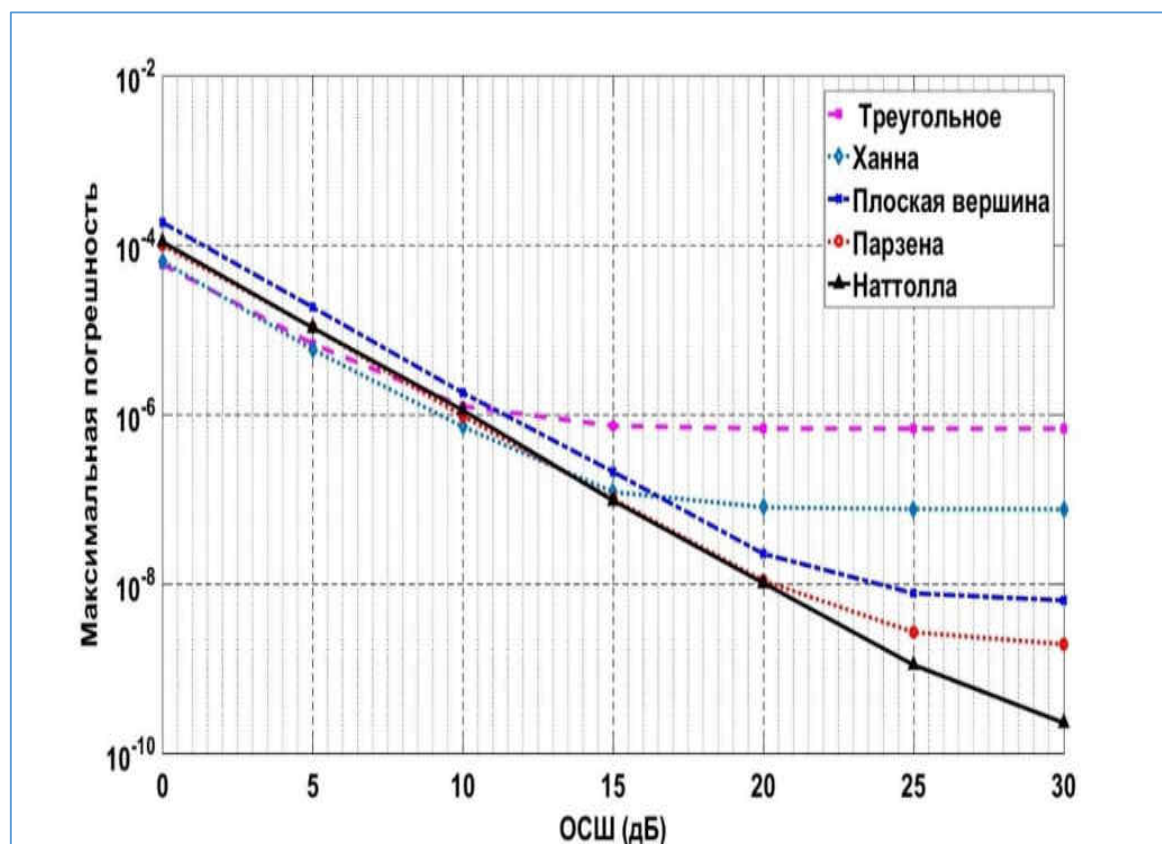


Рисунок 3.14. Графики МСП для 2048 отсчетов и 5 видов оконной функции



Таблица 3.8. Максимальная МСП для 3-х компонент спектра

| Вид окна         | N   | Максимальная МСП при отношении С/Ш (дБ) |               |               |               |               |               |               | Без шума      |
|------------------|-----|---|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
|                  |     | 0                                       | 5             | 10            | 15            | 20            | 25            | 30            |               |
| Треуголь-<br>ное | 32  | <b>2.6e-2</b>                           | <b>1.3e-2</b> | <b>5.3e-3</b> | <b>1.9e-3</b> | <b>1.0e-3</b> | <b>9.3e-4</b> | <b>8.8e-4</b> | <b>8.8e-4</b> |
|                  | 64  | <b>1.2e-2</b>                           | <b>5.6e-3</b> | <b>1.5e-3</b> | <b>8.2e-4</b> | <b>6.0e-4</b> | <b>4.7e-4</b> | <b>4.7e-4</b> | <b>4.7e-4</b> |
|                  | 128 | <b>2.9e-3</b>                           | <b>2.0e-3</b> | <b>7.8e-4</b> | <b>2.9e-4</b> | <b>2.3e-4</b> | <b>2.3e-4</b> | <b>2.3e-4</b> | <b>2.3e-4</b> |
| Ханна            | 32  | 3.6e-2                                  | 2.0e-2        | 7.6e-3        | 4.3e-3        | 3.7e-3        | 3.6e-3        | 3.5e-3        | 3.5e-3        |
|                  | 64  | 1.1e-2                                  | 7.2e-3        | 2.7e-3        | 2.0e-3        | 1.7e-3        | 1.7e-3        | 1.7e-3        | 1.7e-3        |
|                  | 128 | 3.6e-3                                  | 2.5e-3        | 1.1e-3        | 9.2e-4        | 8.3e-4        | 8.1e-4        | 8.0e-4        | 8.0e-4        |
| Чебышева         | 32  | 4.2e-2                                  | 2.8e-2        | 1.5e-2        | 1.3e-2        | 1.2e-2        | 1.2e-2        | 1.2e-2        | 1.2e-2        |
|                  | 64  | 1.7e-2                                  | 1.1e-2        | 7.8e-3        | 7.1e-3        | 6.5e-3        | 6.6e-3        | 6.6e-3        | 6.6e-3        |
|                  | 128 | 6.5e-3                                  | 5.4e-3        | 3.7e-3        | 3.3e-3        | 3.3e-3        | 3.3e-3        | 3.3e-3        | 3.3e-3        |

При изменении только числа учитываемых спектральных линий — с трех до пяти — в табл. 3.9 приведены значения МСП для тех же окон. Замечено, что МСП может быть меньше  $3,0E-5$  при количестве выборок, равном 128, при использовании окна Ханна.

Таблица 3.9. Максимальная МСП для 5 компонент спектра

| Вид окна        | N   | Максимальная МСП при отношении С/Ш (дБ) |               |               |               |               |               |               | Без шума      |
|-----------------|-----|---|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
|                 |     | 0                                       | 5             | 10            | 15            | 20            | 25            | 30            |               |
| Треугол<br>ьное | 32  | 4.6e-2                                  | 1.6e-2        | 5.5e-3        | 1.5e-3        | 7.6e-4        | 3.8e-4        | 2.9E-4        | 2.5e-4        |
|                 | 64  | 1.4e-2                                  | 5.5e-3        | 1.7e-3        | 6.1e-4        | 2.5e-4        | 1.5e-4        | 1.2E-4        | 1.1e-4        |
|                 | 128 | 3.5e-3                                  | 2.3e-3        | 6.8e-4        | 2.3e-4        | 1.0e-4        | 7.3e-5        | 6.1E-5        | 5.6e-5        |
| Ханна           | 32  | <b>3.8e-2</b>                           | <b>1.5e-2</b> | <b>5.5e-3</b> | <b>1.2e-3</b> | <b>6.5e-4</b> | <b>2.8e-4</b> | <b>1.3E-4</b> | <b>1.0e-4</b> |
|                 | 64  | <b>1.2e-2</b>                           | <b>4.7e-3</b> | <b>1.4e-3</b> | <b>5.2e-4</b> | <b>2.5e-4</b> | <b>1.0e-4</b> | <b>6.3E-5</b> | <b>5.4e-5</b> |
|                 | 128 | <b>3.3e-3</b>                           | <b>2.3e-3</b> | <b>6.8e-4</b> | <b>2.2e-4</b> | <b>9.4e-5</b> | <b>4.2e-5</b> | <b>2.9E-5</b> | <b>2.6e-5</b> |
| Чебыше<br>ва    | 32  | 3.9e-2                                  | 2.9e-2        | 1.0e-2        | 2.5e-3        | 1.0e-3        | 4.8e-4        | 4.6E-4        | 4.3e-4        |
|                 | 64  | 1.9e-2                                  | 1.2e-2        | 3.7e-3        | 1.2e-3        | 4.3e-4        | 2.8e-4        | 2.4E-4        | 2.4e-4        |
|                 | 128 | 4.5e-3                                  | 3.9e-3        | 1.1e-3        | 3.5e-4        | 2.0e-4        | 1.3e-4        | 1.1E-4        | 1.1e-4        |

Таблица 3.10. Максимальная МСП для 7 компонент спектра

| Окно             | N   | Максимальная МСП для 7 компонент<br>при отношении сигнал-шум (дБ) |               |               |               |               |               |               | Без<br>шума   |
|------------------|-----|---|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|---------------|
|                  |     | 0   | 5             | 10            | 15            | 20            | 25            | 30            |               |
| Треуголь-<br>ное | 32  | 6.1e-2  | 2.6e-2        | 6.8e-3        | 1.6e-3        | 5.2e-4        | 3.0e-4        | 1.7e-4        | 1.3e-4        |
|                  | 64  | 2.5e-2  | 7.1e-3        | 2.1e-3        | 7.5e-4        | 2.2e-4        | 7.1e-5        | 4.5e-5        | 3.7e-5        |
|                  | 128 | 4.2e-3  | 2.3e-3        | 7.6e-4        | 2.2e-4        | 8.1e-5        | 3.4e-5        | 1.9e-5        | 1.8e-5        |
| Ханна            | 32  | 5.4e-2  | 3.2e-2        | 4.8e-3        | 1.9e-3        | 5.5e-4        | 2.1e-4        | 7.1e-5        | 2.1e-5        |
|                  | 64  | 1.6e-2  | 9.0e-3        | 2.3e-3        | 6.8e-4        | 2.2e-4        | 6.1e-5        | 2.4e-5        | 8.2e-6        |
|                  | 128 | 5.0e-3  | 2.3e-3        | 6.3e-4        | 2.2e-4        | 7.7e-5        | 2.6e-5        | 8.7e-6        | 4.0e-6        |
| Чебыше-<br>ва    | 32  | <b>4.8e-2</b>   | <b>2.4e-2</b> | <b>3.7e-3</b> | <b>7.6e-4</b> | <b>1.1e-4</b> | <b>3.0e-5</b> | <b>9.1e-6</b> | <b>2.4e-7</b> |
|                  | 64  | <b>2.0e-2</b>   | <b>5.4e-3</b> | <b>2.4e-3</b> | <b>3.0e-4</b> | <b>1.0e-4</b> | <b>1.1e-5</b> | <b>3.1e-6</b> | <b>1.4e-7</b> |
|                  | 128 | <b>3.9e-3</b>   | <b>1.5e-3</b> | <b>6.2e-4</b> | <b>2.1e-4</b> | <b>1.1e-5</b> | <b>3.2e-6</b> | <b>1.2e-7</b> | <b>6.1e-8</b> |

Значения погрешностей для одинаковых окон приведены в табл. 3.10, однако имеется различие в количестве рассматриваемых спектральных линий: рассматривается семь вместо пяти. видно, что МСП может быть снижена до уровней  $10^{-6}$  -  $10^{-7}$  только при использовании окна Чебышева. Окно Чебышева имеет резкий спад в области перехода между главным лепестком и боковыми лепестками, что позволяет снизить размытие изображения спектра и улучшить разрешение при обработке данных.

### 3.4 ВЛИЯНИЕ ПОРЯДКА НАЧАЛЬНОГО МОМЕНТА НА ПОГРЕШНОСТЬ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ ДЛЯ РАЗНЫХ ОКОННЫХ ФУНКЦИЙ

Один из важных аспектов СВМ – это выбор степени начального момента для минимизации погрешности оценки частоты. Чтобы определить наилучшую степень начального момента для конкретной задачи, порядок начального момента может варьироваться от 1 до 5. Дополнительные исследования и тщательный анализ параметров могут помочь определить

оптимальный порядок начального момента для минимизации погрешности оценки частоты сигнала с применением спектрально-веса метода [78].

Изменение порядка начального момента может привести к искажению формы спектра сигнала. Выбор подходящего порядка начального момента позволяет более эффективно выделять спектральные компоненты и уменьшить влияние боковых лепестков окна на оценку частоты.

Разработка алгоритма оценки частоты гармонического сигнала и выбора оптимального порядка начального момента спектральным методом являются ключевыми шагами для обеспечения высокой точности результатов. Правильный выбор порядка начального момента позволяет более эффективно выделять спектральные компоненты сигнала и минимизировать возможные погрешности. Использование начального момента порядка означает «взвешенное среднее» степени « $p$ » сигнала.

В данном исследовании представлены результаты моделирования влияния порядка начального момента на погрешность измерения частоты гармонического сигнала.

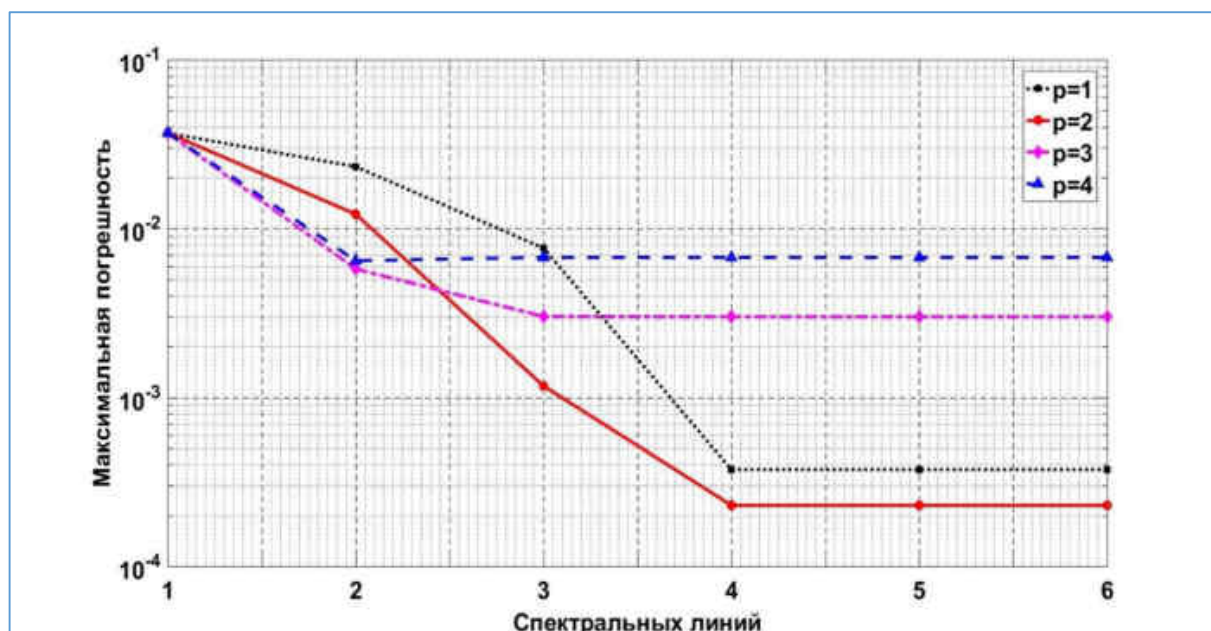


Рисунок 3.15. Влияние порядка начального момента для окна Хемминга

В результате моделирования при использовании окна Хемминга получены графики погрешности (см. рис. 3.15) в зависимости от числа

компонент для разных значений порядка начального момента при  $N=64$ . Можно увидеть, как изменение числа компонент и порядка начального момента влияет на погрешность оценки частоты сигнала. При использовании окна Хемминга для оценки частоты сигнала порядок начального момента 3-го порядка является наилучшим для случаев, когда имеется 1 и 2 спектральные линии. С другой стороны, для 3-х и большего числа спектральных линий оптимальным является второй порядок начального момента.

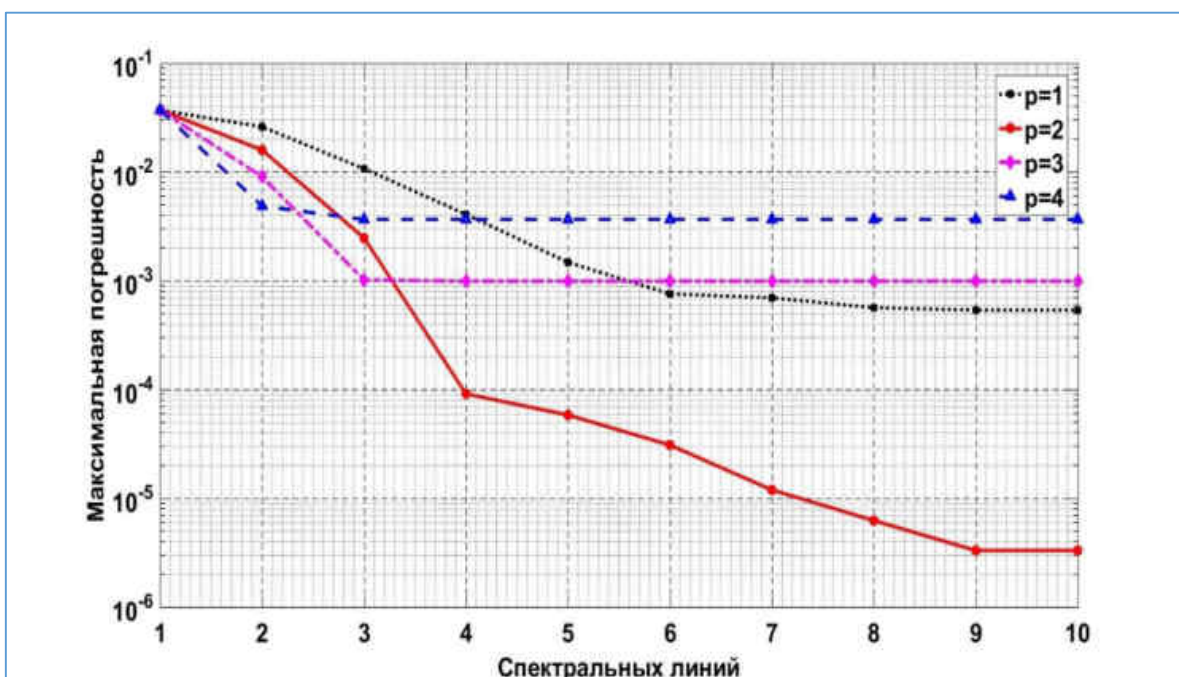


Рисунок 3.16. Влияние порядка начального момента для окна Ханна

Анализ этих данных позволяет определить оптимальные значения числа компонент и порядка начального момента для достижения наилучшей точности оценки частоты при данном размере выборки и использовании конкретного окна.

В процессе моделирования в начале выбирается окно и порядок начального момента, а затем число спектральных линий.

По результатам (рис. 3.16) компьютерного моделирования при  $N=64$  и окна Ханна рекомендуется:

- при 1-й и 2-х спектральных линий наилучшим оказывается **четвертый** порядок начального момента;

- при 3-х спектральных линий оптимальным порядком начального момента является **третий**;
- при 4-х и большего числа спектральных линий наилучшим оказывается начальный момент **второго** или более высокого порядка (рис 3.16)

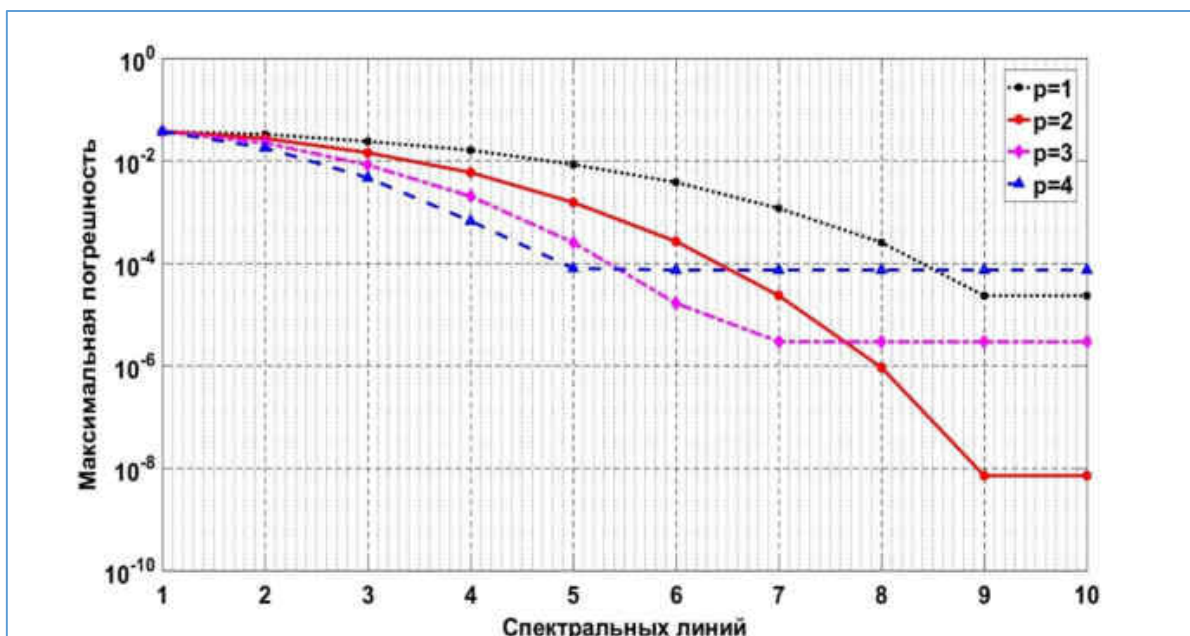


Рисунок 3.17. Влияние порядка начального момента для окна Кайзера ( $\beta=15$ )

По результатам (рис. 3.17) компьютерного моделирования при  $N=64$  и окна Кайзера ( $\beta=15$ ) рекомендуется:

- Для случаев от одной до пяти спектральных линий наилучшим представляется порядок начального момента **четвёртого** порядка.
- Если рассматривать узкую область с шестой и седьмой спектральными линиями, то оптимальным порядком начального момента является **третий** порядок.
- При наличии восьми и более спектральных линий наилучшим оказывается начальный момент **второго** порядка.

Моделирование показало, что соотношение МСП при разных значениях  $p$  остается неизменным для разного числа отсчетов. Наименьшие погрешности возникают для  $p=3$  (рис. 3.18). Изменение объема выборки влияет одинаково на точность оценки параметров сигнала для  $p$  от 1 до 4.

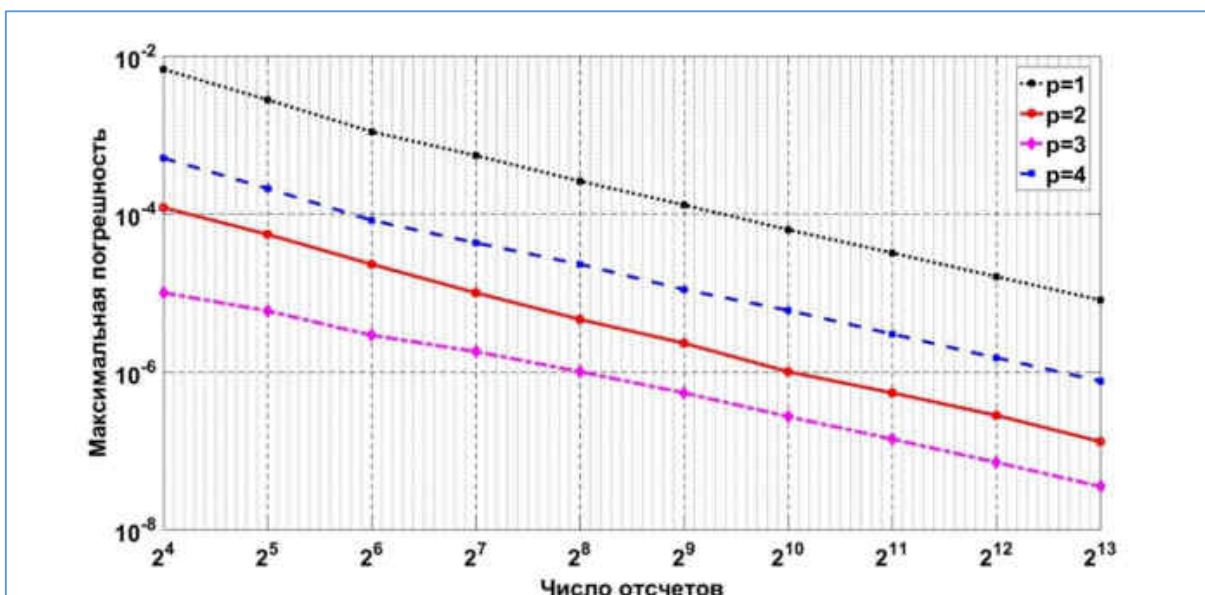


Рисунок 3.18. МСП при использовании 7-х спектральных линий и окно Кайзера ( $\beta=15$ )

### ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3

- Окно Кайзера вносит наименьшие МСП и может считаться универсальным при правильном выборе параметра  $\beta$ :
  - для 1 и 2 спектральных линий  $\beta=2$ ;
  - для 3 спектральных линий  $\beta=4$ ;
  - для 4 спектральных линий  $\beta=6$ ;
  - для 5 и 6 спектральных линий  $\beta=8$ ;
  - для 7 спектральных линий  $\beta=10$ ;
  - для 8 и 9 спектральных линий  $\beta=12$ ;
  - для 10 спектральных линий  $\beta=15$ .
- Для 10 и более спектральных линий окно Кайзера ( $\beta=15$ ) может ввести минимальное МСП  $10^{-13}$ .
- Разработан алгоритм оценки частоты гармонического сигнала и выбора порядка начального момента спектральным методом

## ГЛАВА 4. ИМИТАЦИОННОЕ ПОЛУНАТУРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗРАБОТАННЫХ МЕТОДИК И АЛГОРИТМОВ

### 4.1. МЕТОДИКА РАБОТЫ С ПРОГРАММОЙ «ОЦЕНКА ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА СПЕКТРАЛЬНО-ВЕСОВЫМ МЕТОДОМ»

В данном разделе представлена методика работы с программой моделирования Freq\_Er. Приведен алгоритм и описание программы рассмотренный в главе 2, позволяющей оценить влияние на точность шага частотной сетки равного отношению частоты дискретизации  $F_d$  к числу отсчетов  $N$ , вида используемой оконной функции, числа учитываемых спектральных линий, длительности интервала дискретизации сигнала, уровня шума, уровня перехода четного/нечетного и порядка начального момента. Программа объединяет возможности четырех зарегистрированных программ для ЭВМ (см. Приложение 2) :

1. Моделирование метода оценки частоты по положению энергетического пика спектра гармонического сигнала.
2. Моделирование и оценка погрешности метода измерения частоты сигнала по максимуму энергетического спектра при наличии шумов.
3. Моделирование влияния числа учитываемых компонент спектра на величину погрешности измерения частоты сигнала методом моментов.
4. Влияние оконной функции на погрешность определения частоты гармонического сигнала методом моментов.

В программе моделируется метод моментов с оценкой погрешности в зависимости от отношения частот сигнала и дискретизации в широком диапазоне длительностей выборки и количества отсчетов спектра. Реализуется «взвешивание» и поиск центра спектральной функции. Спектр определяется путем БПФ при наложении на сигнал временного окна с выбором начальной фазы и поиском наихудшего случая максимальной погрешности. Программа позволяет оптимизировать выбор параметров

работы и расчета частоты гармонического сигнала при выборке отсчетов 16, 32 .....8192 при использовании окна Кайзера, Ханна, Натталла, Блэкмана-Харриса, Чебышева, Барт-Ханна, Гаусса, Бомана, Бартлетта, Парзена, Треугольное, Блэкмана, Тейлора, Прямоугольное, Синусоидальное, Плоская вершина и Хэмминга. Программа представляет собой модель измерения частоты гармонического сигнала по расположению пика огибающей спектра.

### Выбор окна и рабочих параметров

Режим представления исходного массива дискретных отсчетов сигнала с выбором оконной функции показан на рис. 4.1.

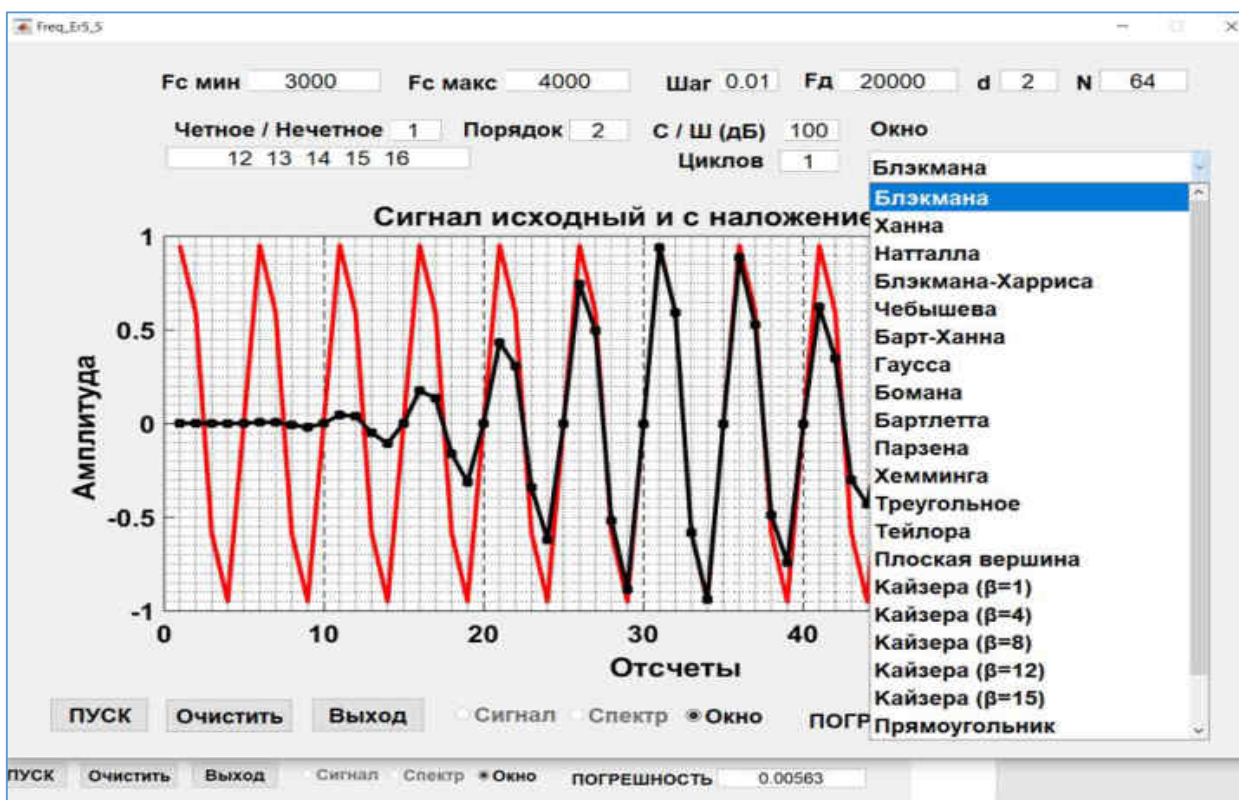
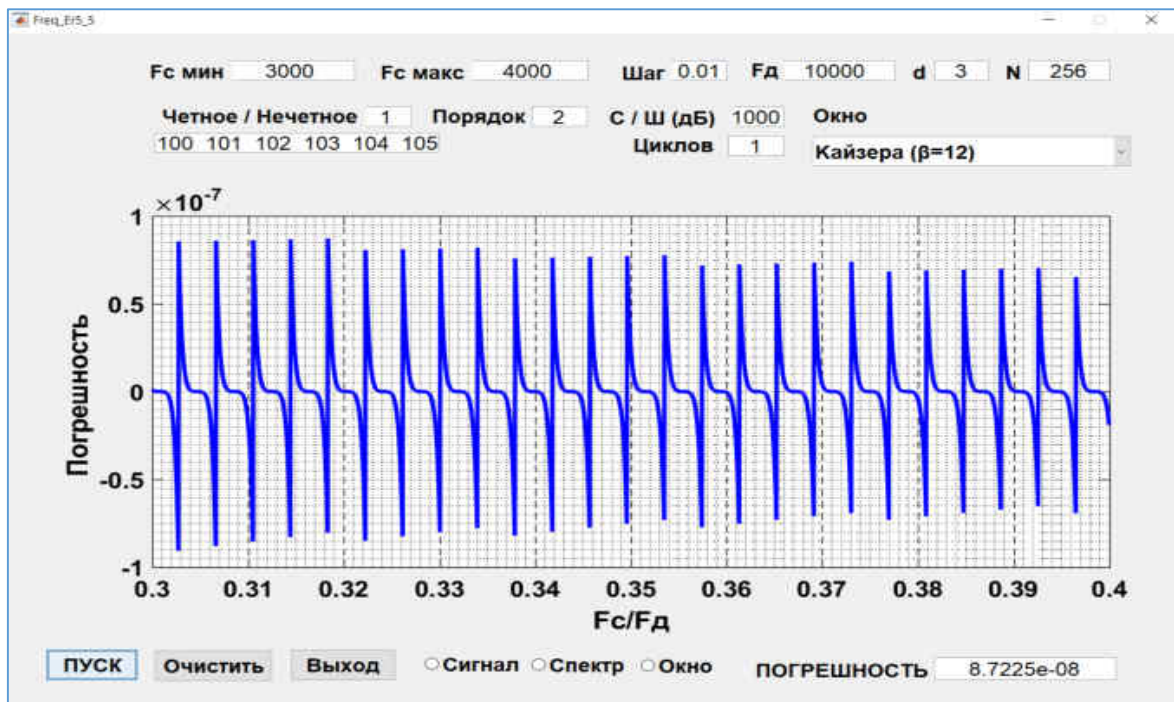


Рисунок 4.1. Окно программы

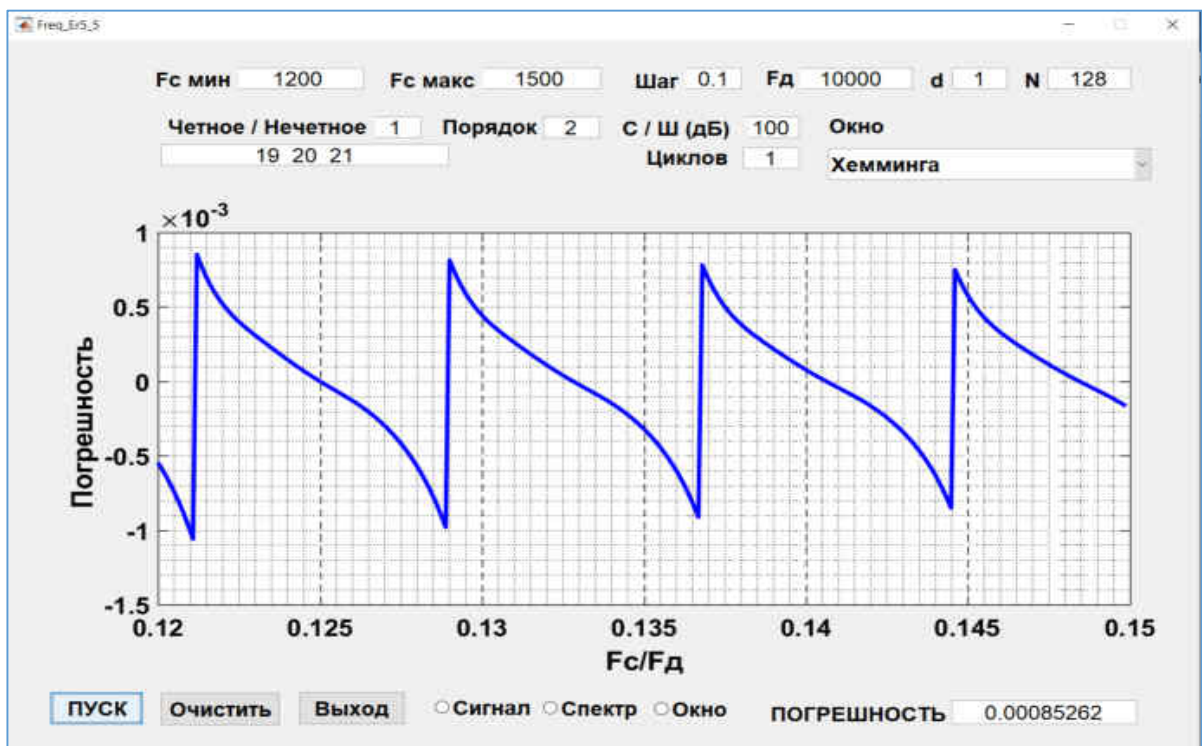
### Режим представления графика погрешности

Интерфейс программы моделирования Freq\_Er. в режиме индикации графика методической погрешности приведен на рис. 4.2. Показаны индикаторы, кнопки и органы установки режимов работы в широкой (4.2 а) и узкой (4.2 б) полосе частот сигнала и график погрешностей.





а) широкая полоса частот сигнала 3000 - 4000



б) узкая полоса частот сигнала 1200 - 1500

Рисунок 4.2. Окна в режиме графика погрешности без влияния шума

**Кнопки и индикаторы установки параметров моделирования:**

[ПУСК] – запуск программы моделирования;

[Сигнал] – установка режима индикации сигнала;

[Очистить] – включение исходного режима;

[Спектр] – включение режима индикации спектра;

[Окно] – наложение временного окна на массив отсчетов;

[Выход] – выход из программы.

### Установка частоты дискретизации

Окно [Fд] служит для выбора частоты дискретизации в соответствии с частотой сигнала. Окна [Fс мин] и [Fс макс] - служат для установки нижней и верхней границы частоты сигнала в условных нормированных единицах, что может облегчить выбор частоты дискретизации, так как в расчетах используется отношение  $F_c/F_d$ . В режиме представления графика спектра (см. рис. 4.3 – 4.5) можно проверить правильность выбора Fд.

На рис. 4.3 – 4.5 показан режим представления спектра сигнала для окна «Плоская вершина». Погрешность уменьшается при уменьшении частоты дискретизации. При низких значениях отношения  $F_c/F_d$  в области 0,1 погрешность больше, чем при высоких в области 0,4.

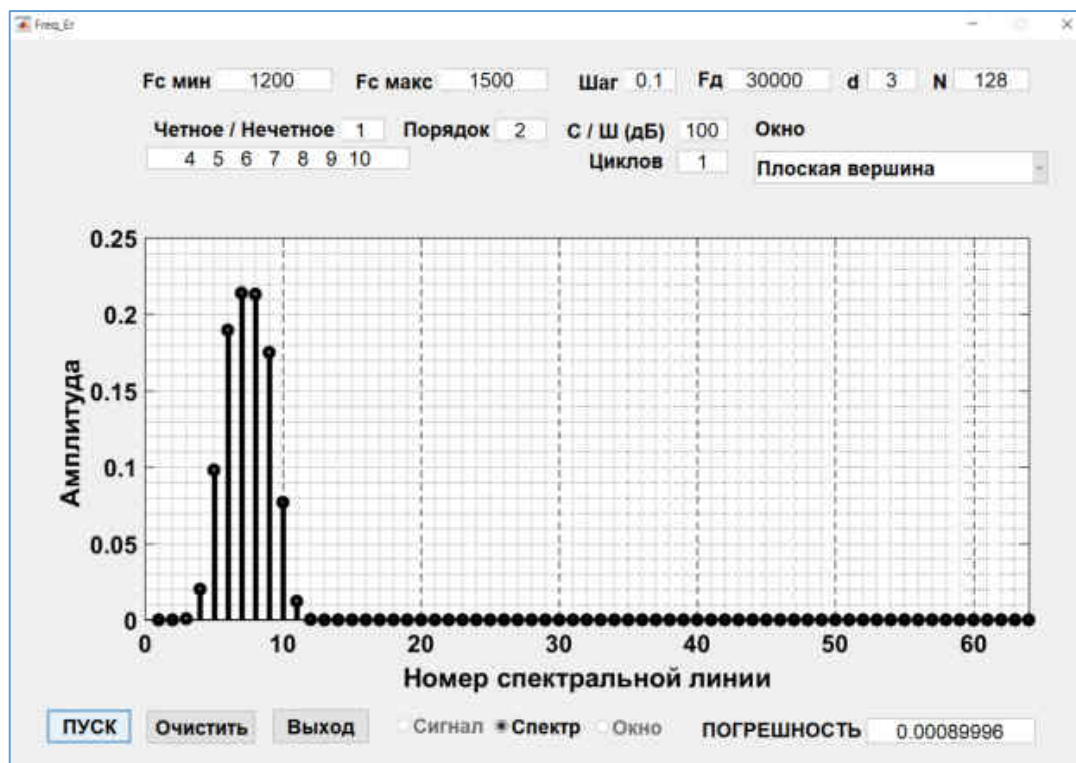


Рисунок 4.3. Спектр в области высоких частот дискретизации

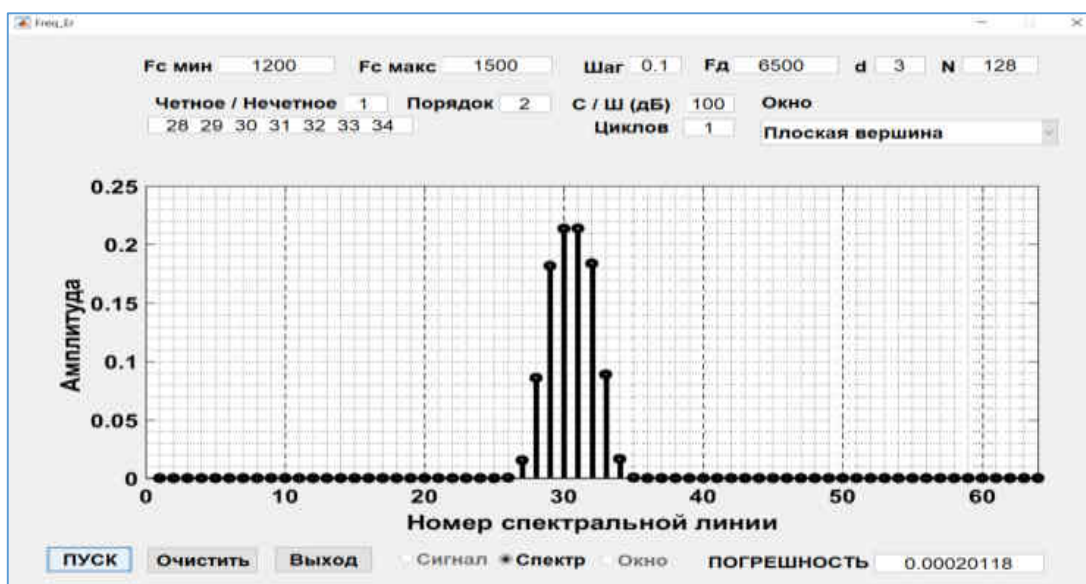


Рисунок 4.4. Спектр в области средних частот дискретизации

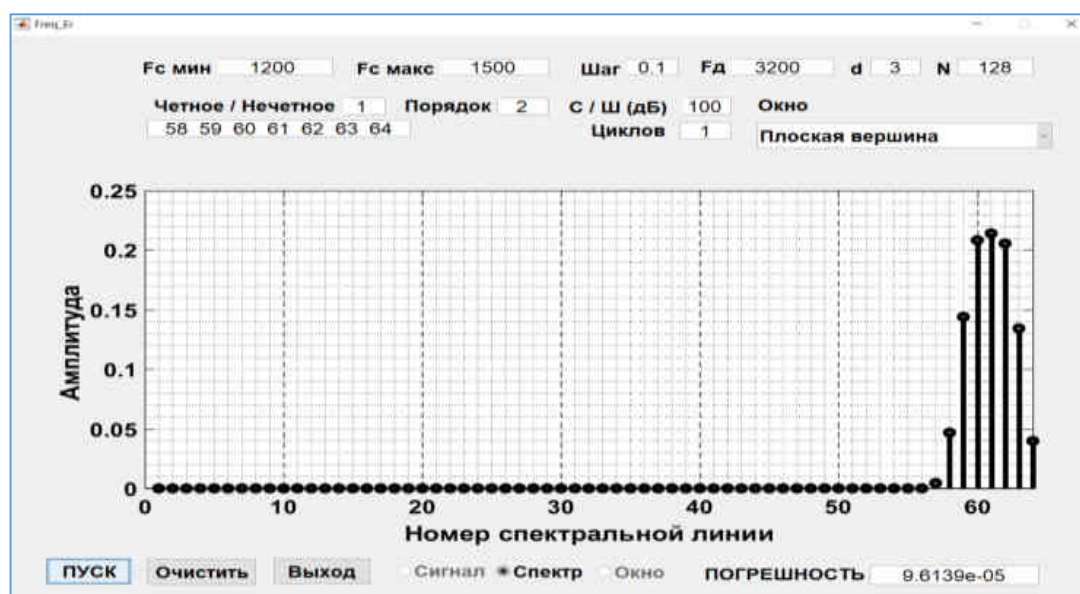


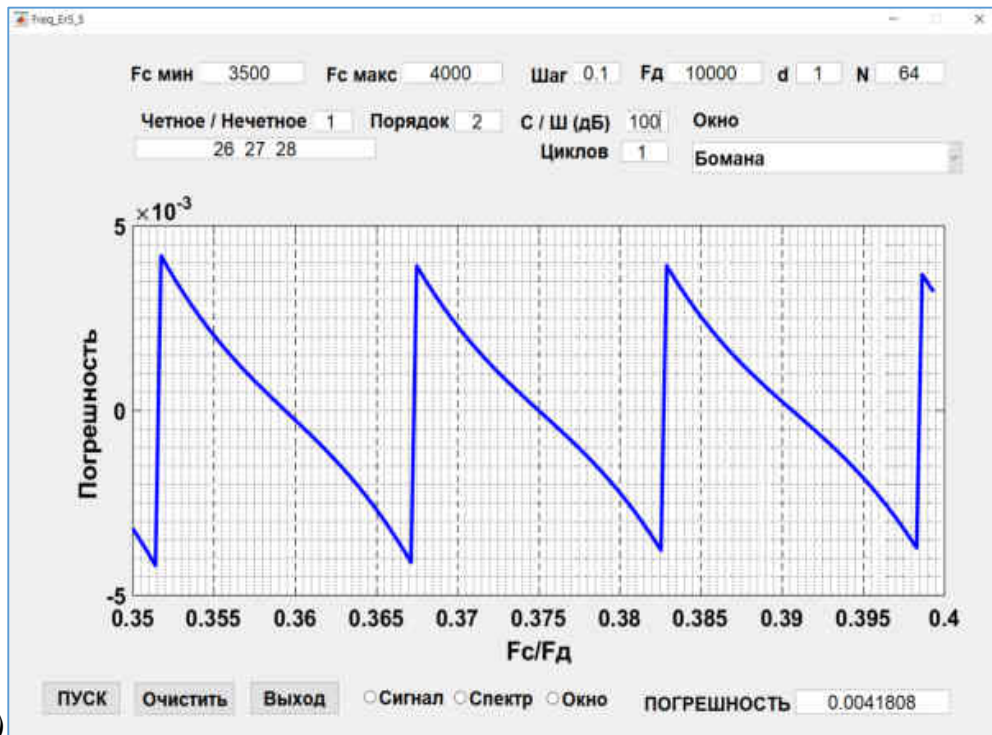
Рисунок 4.5. Спектр в области высоких частот дискретизации

Программа в соответствии с теоремой Котельникова позволяет измерять частоту в диапазоне отношений 0,001–0,495. При предварительном гетеродинном или стробоскопическом преобразовании сигнала необходимо учитывать перенос частоты.

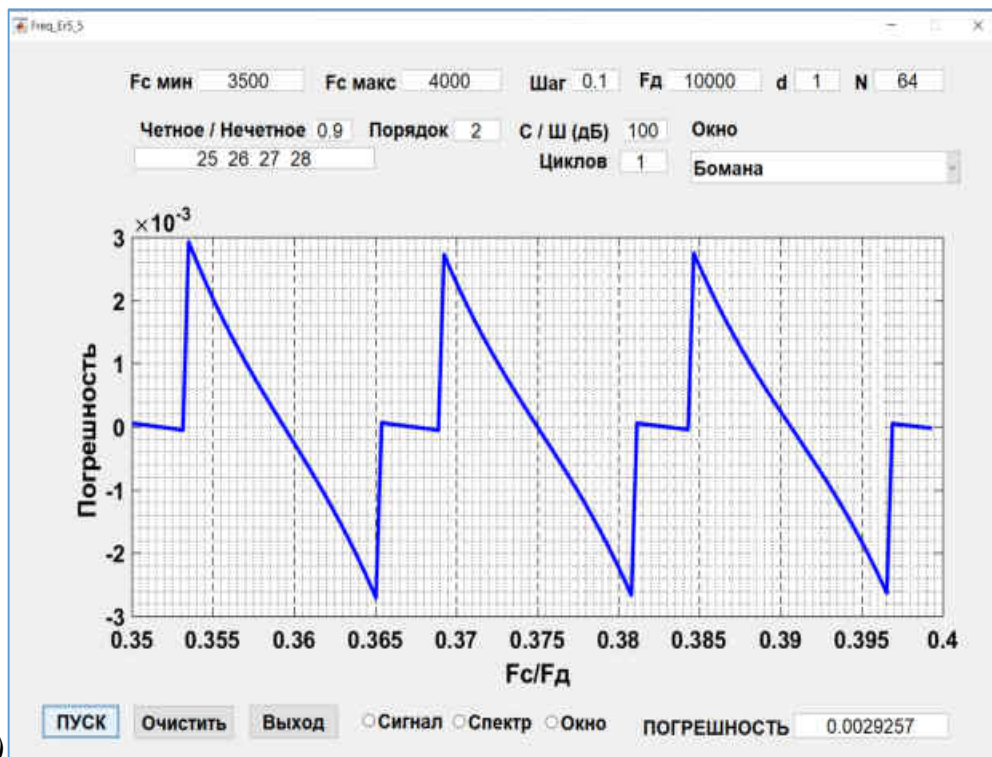
### Выбор уровня перехода от 3 до 4 компонент

Уровень перехода показывает, при каком соотношении амплитуд двух максимальных линий спектра происходит переход от нечетного числа компонент к четному. Численное значение зависит от вида окна. При программной установке уровня перехода от 1.0 до 0.95 количество

компонент выбирается нечетное, от 0 до 0.3 – выбирается четное. При установке уровня от 0.94 до 0,31 количество учитываемых компонент будет четным и нечетным (рис. 4.6).



а)



б)

Рисунок 4.6. Окно Бомана на разных уровнях перехода в режиме представления методических погрешности: а) чет/нечет=1, б) чет/нечет=0.9,

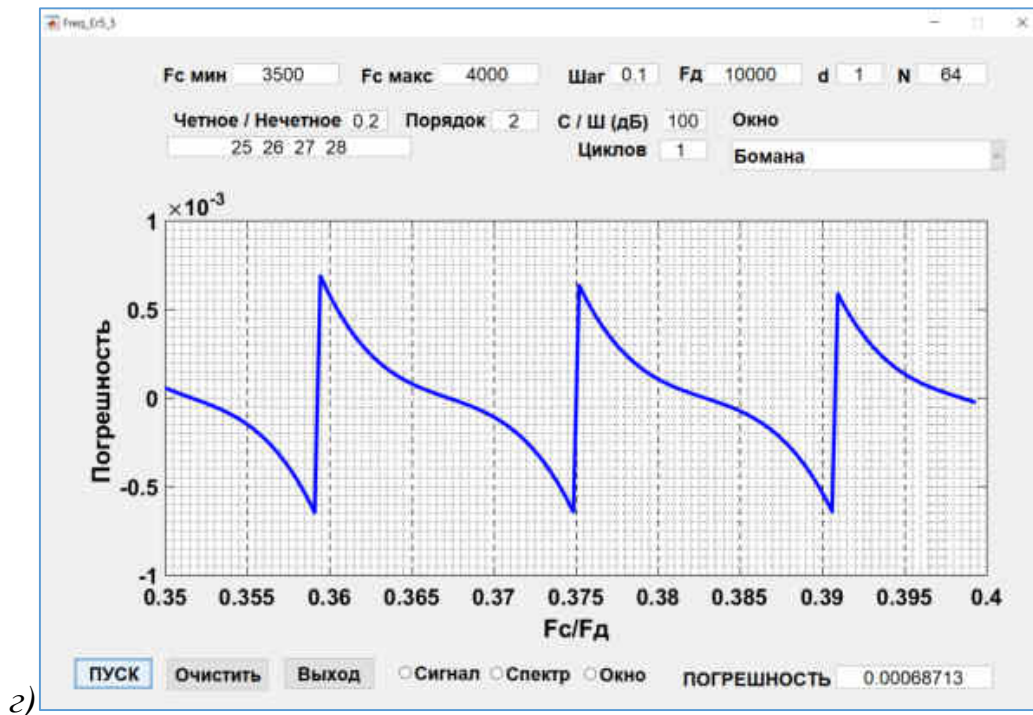
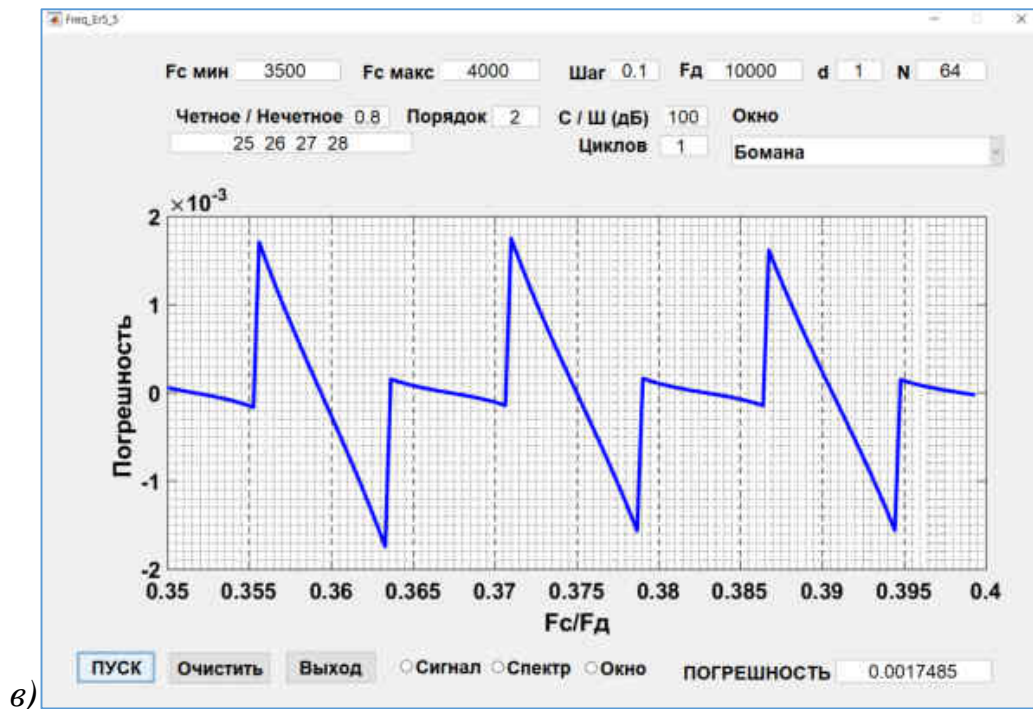


Рисунок 4.7. Окно Бомана на разных уровнях перехода в режиме представления методических погрешности: а) чет/нечет=0.8, б) чет/нечет=0.2

### Режим выбора порядка начального момента

Программа позволяет исследовать влияние порядка начального момента на величину погрешности. На рис. 4.8 – 4.12 показано, что при  $p=1$  погрешность равна 0,034, при  $p=2$  погрешность равна 0.021, при  $p=3$

погрешность равна 0.012, при  $p=4$  погрешность равна 0.006, и при  $p=5$  погрешность равна 0.008.

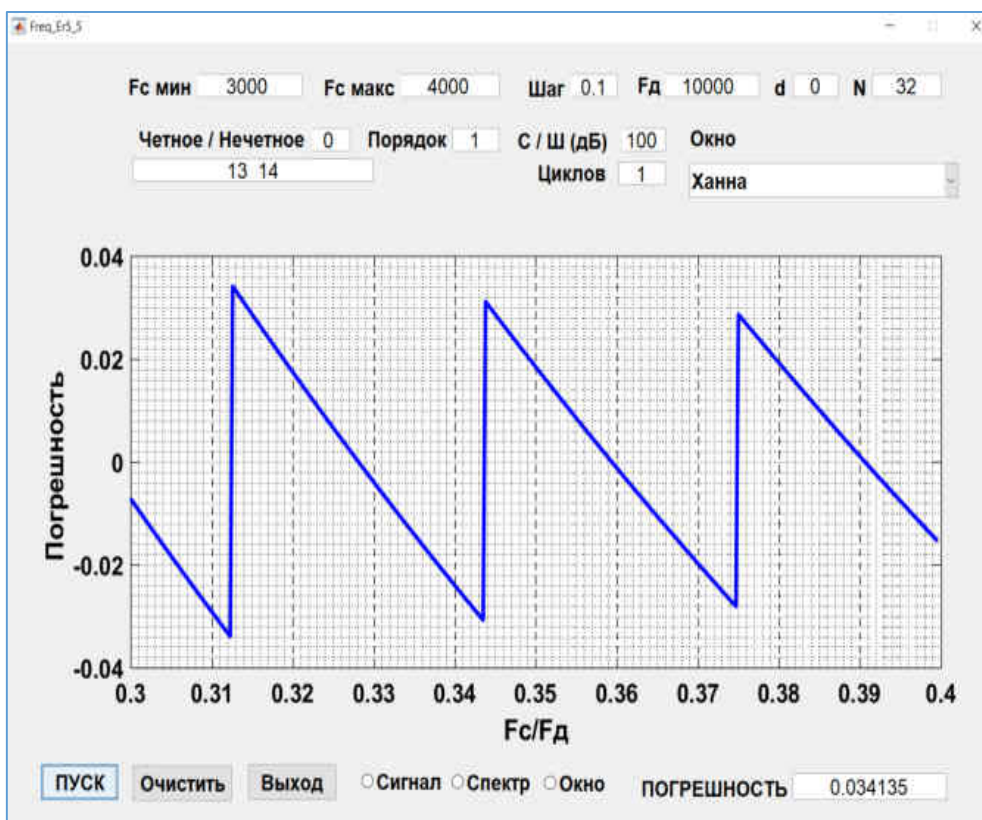


Рисунок 4.8. Методическая погрешность при  $p=1$

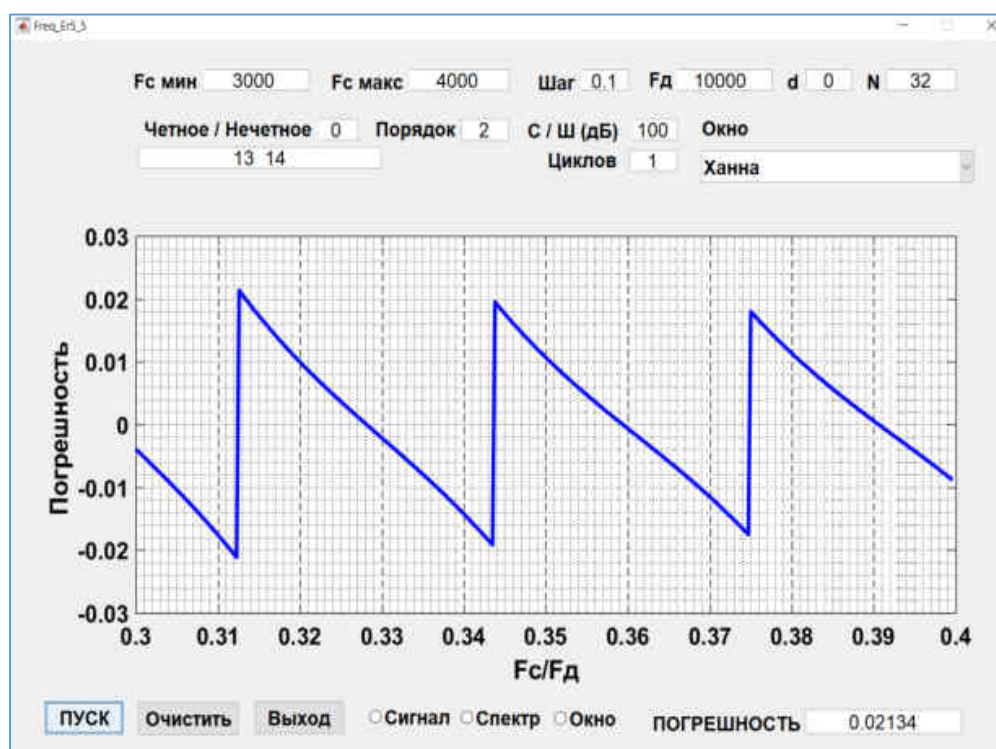


Рисунок 4.9. Методическая погрешность при  $p=2$

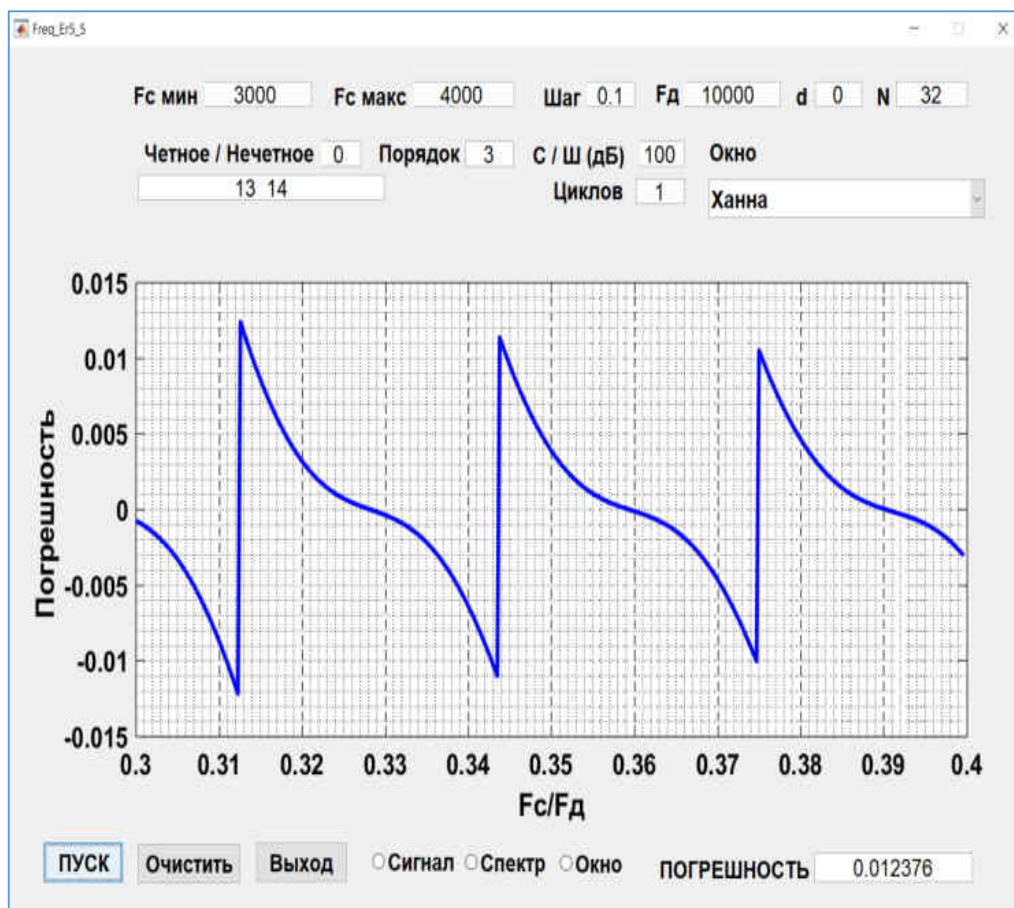


Рисунок 4.10. Методическая погрешность при  $p=3$

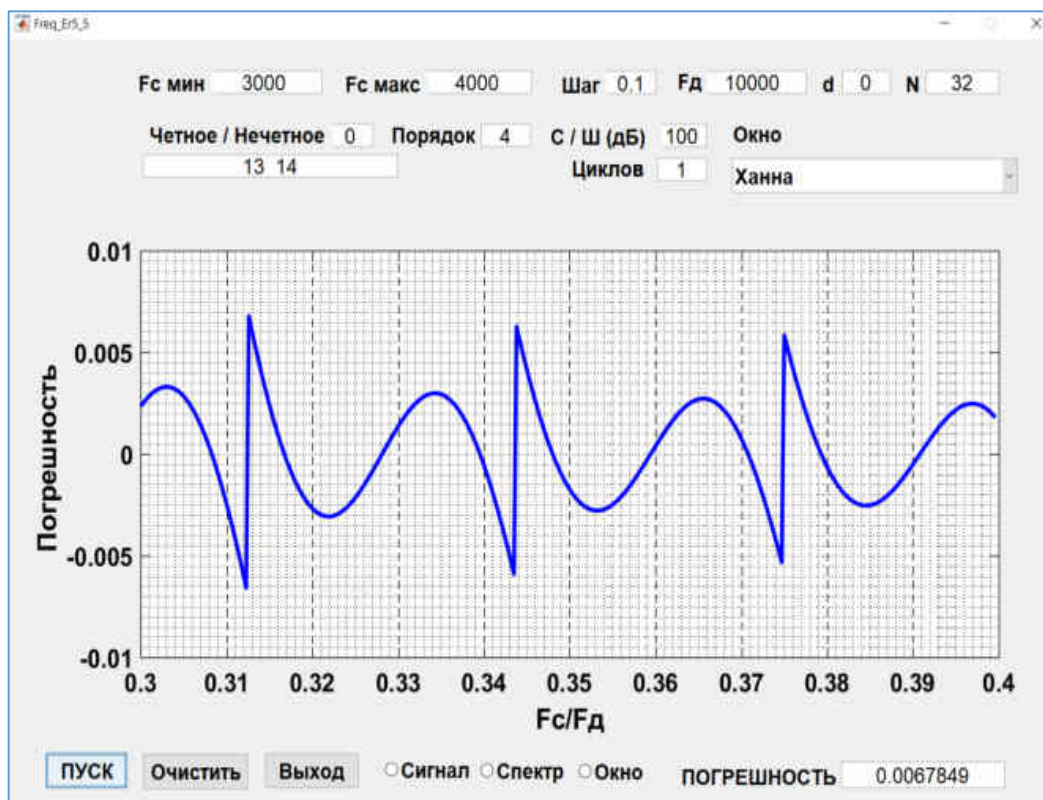


Рисунок 4.11. Методическая погрешность при  $p=4$

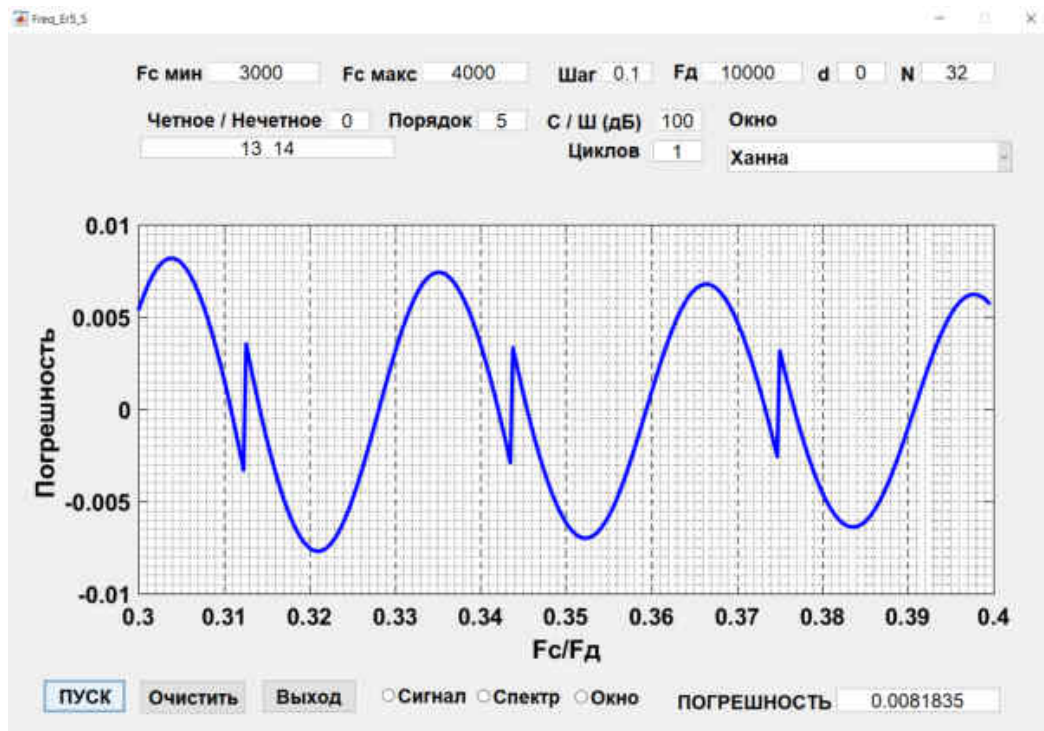


Рисунок 4.12. Методическая погрешность при  $p=5$

### Режим усреднения при работе с шумами

На рис. 4.13-4.16 показан режим усреднения при работе с отношением сигнал/шум (0) для окна Кайзера ( $\beta=4$ ) с его спектром. При 30 циклов видно, что погрешность уменьшается в 4 раза, а после 100 циклов погрешность уменьшается примерно в 8 раз.

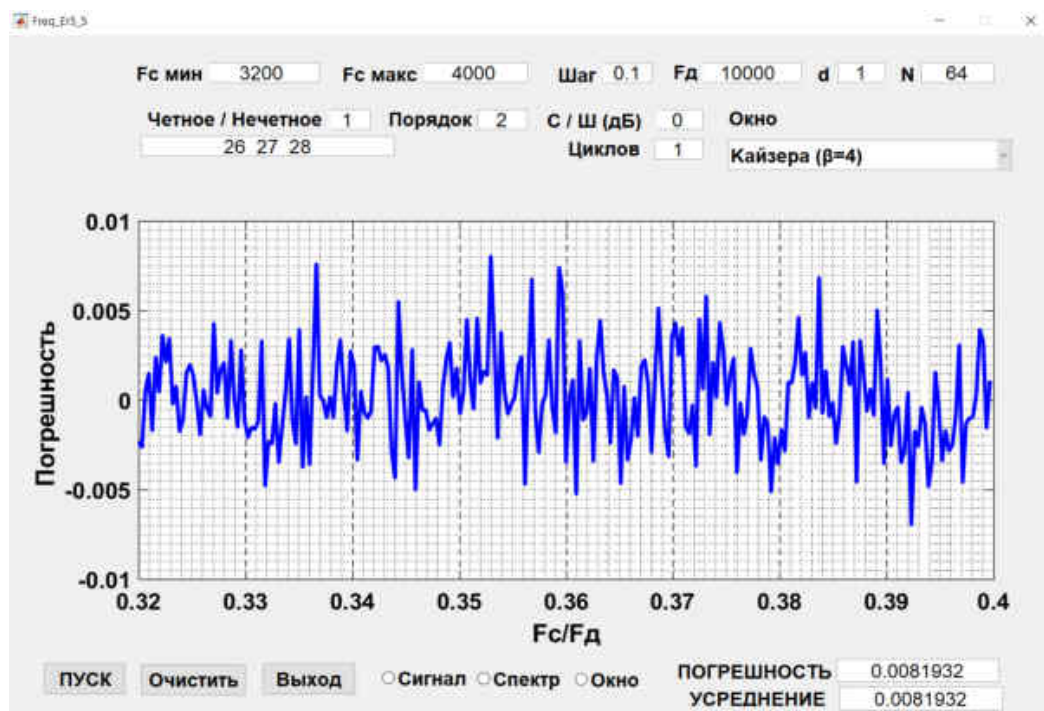


Рисунок 4.13. Окно Кайзера ( $\beta=4$ ) с шумами, цикл 1



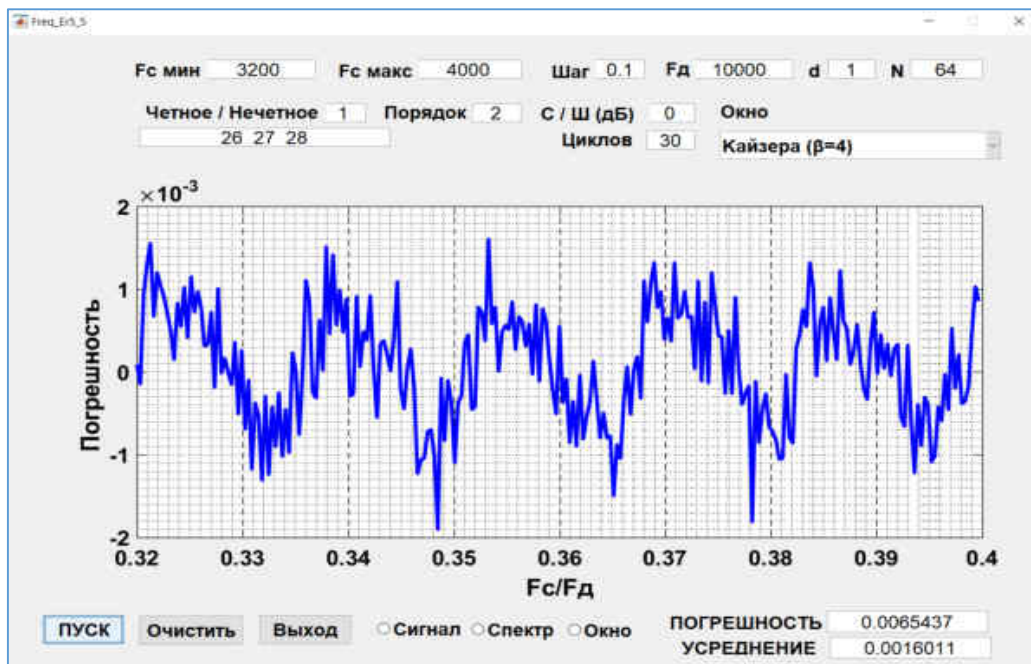


Рисунок 4.14. Окно Кайзера ( $\beta=4$ ) с шумами в режиме представления погрешности, 30 циклов

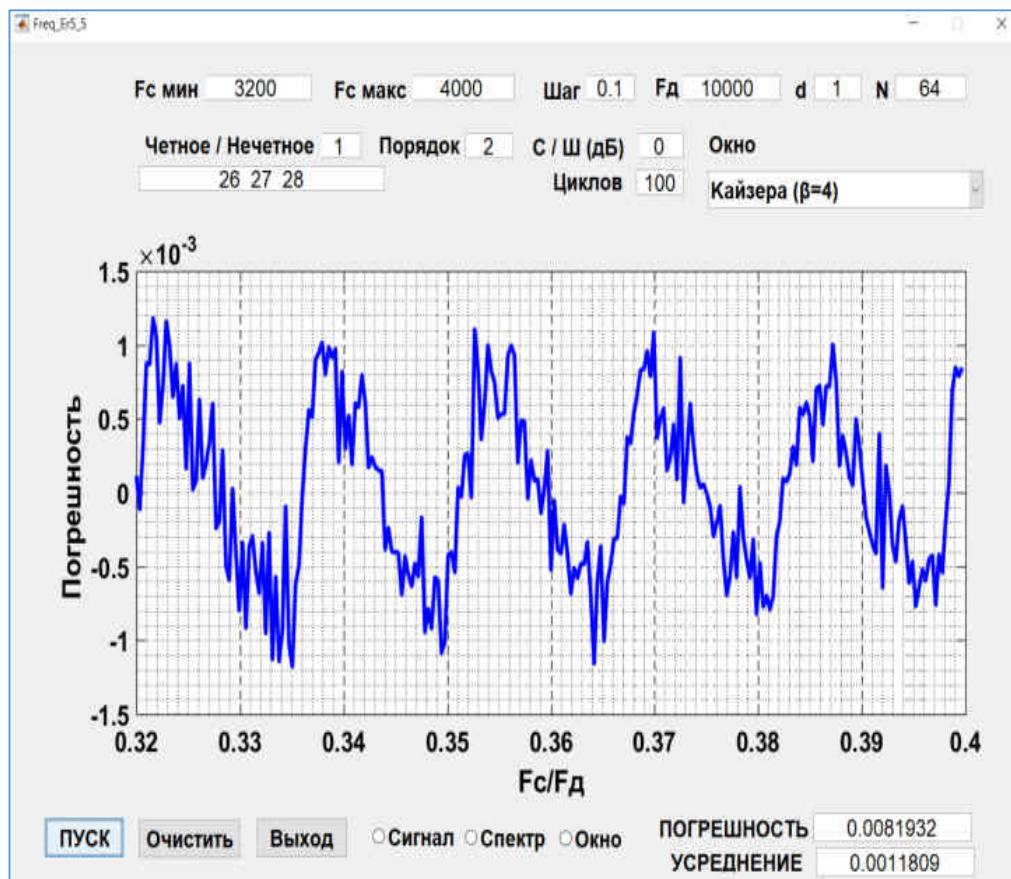


Рисунок 4.15. Окно Кайзера ( $\beta=4$ ) с шумами в режиме представления погрешности, 100 циклов

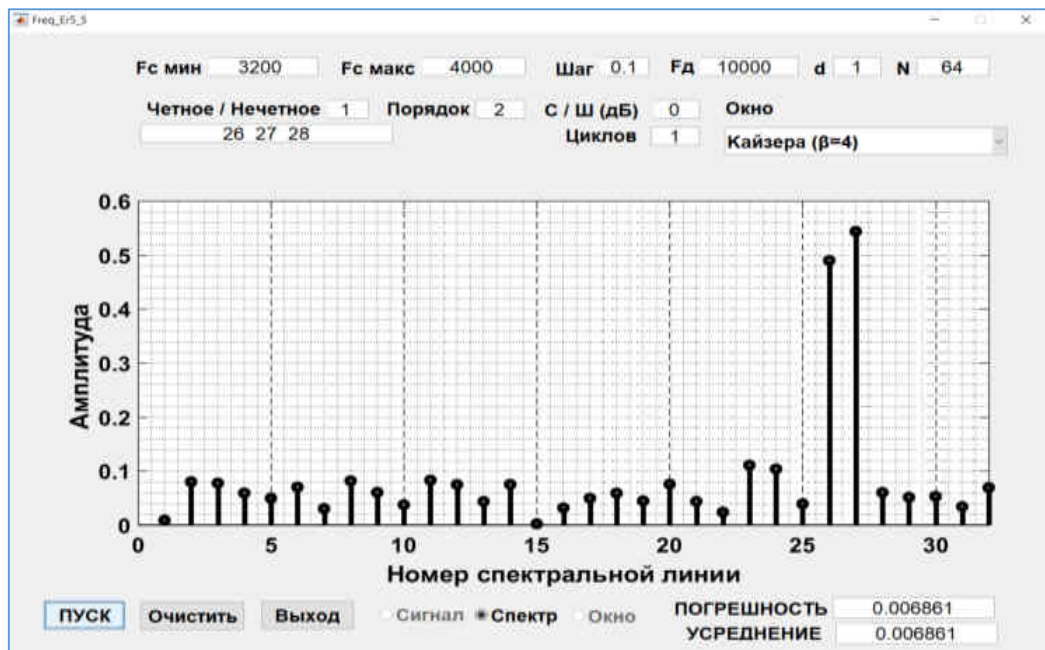


Рисунок 4.16. Окно Кайзера ( $\beta=4$ ) с шумами в режиме представления погрешности, спектр в шумных условиях

Важность выбора вида оконной функции демонстрируют пользовательские интерфейсы программы «Оценка отклонения частоты гармонического сигнала спектрально-весовым методом», представленные на рис. 4.17. Частота определяется по 16 отсчетам одного цикла при учете 5 компонент.

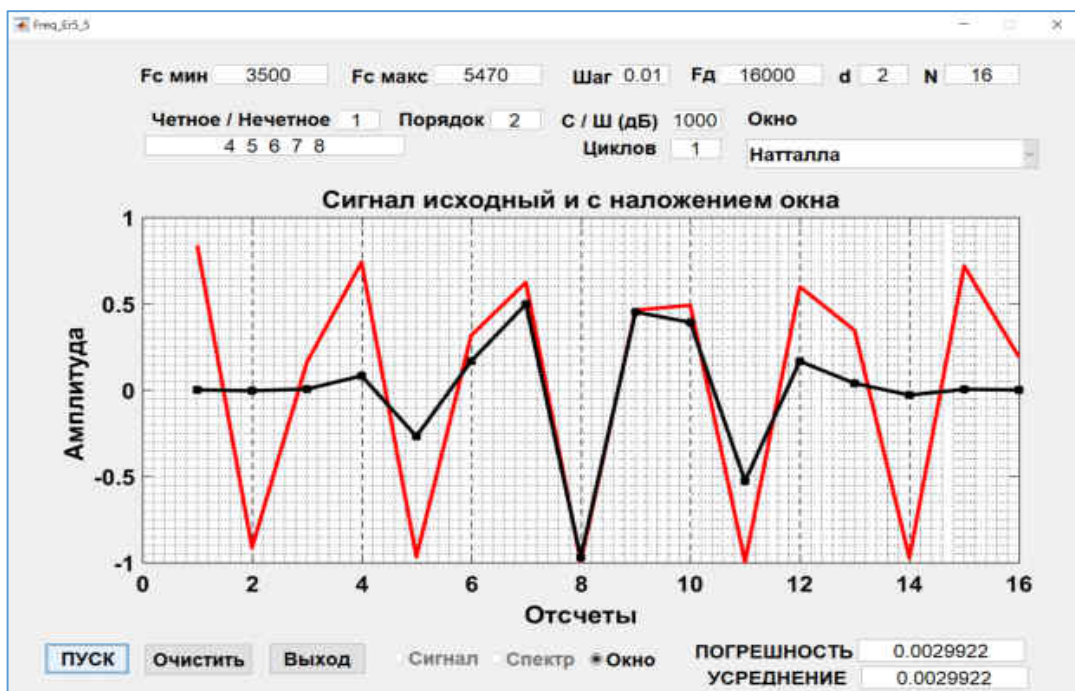


Рисунок 4.17 Режим сигнал с наложением окна Натталла

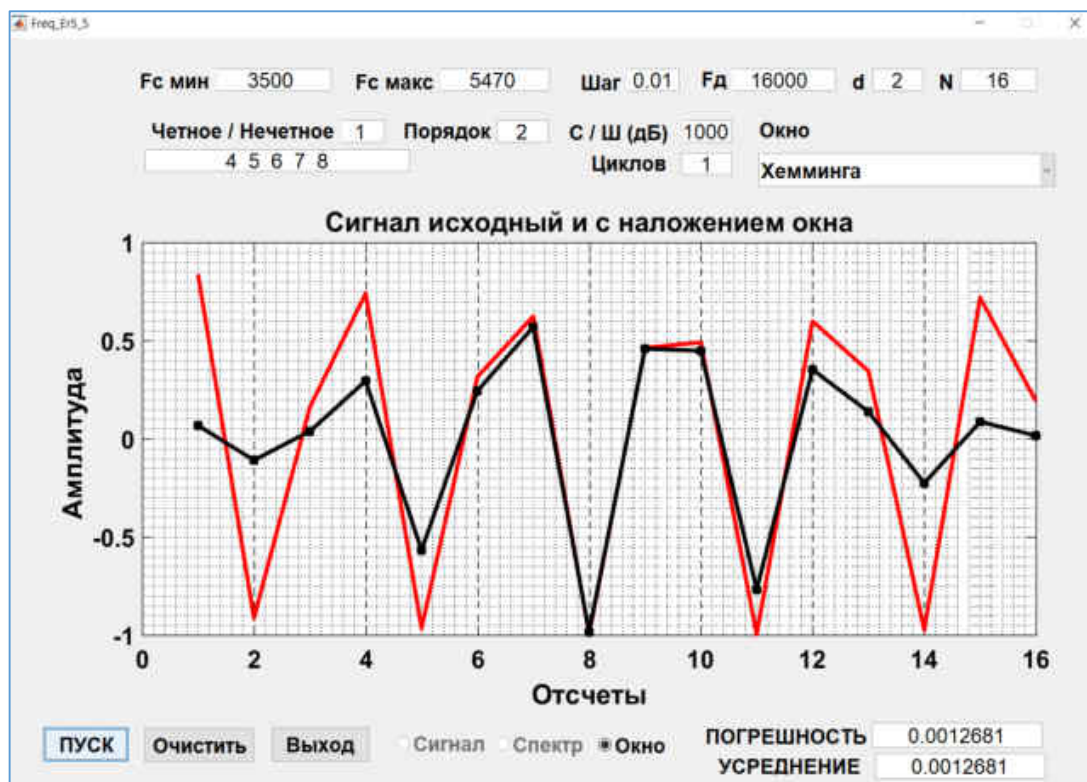


Рисунок 4.18. Режим сигнал с наложением окна Хемминга

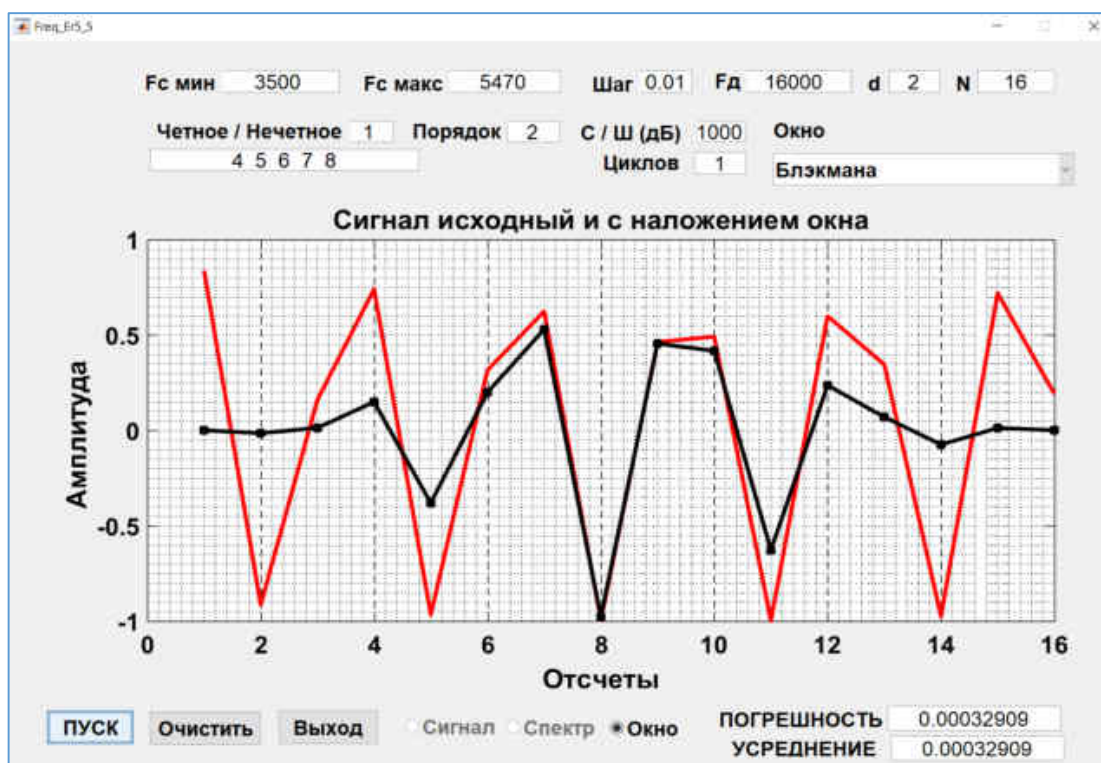
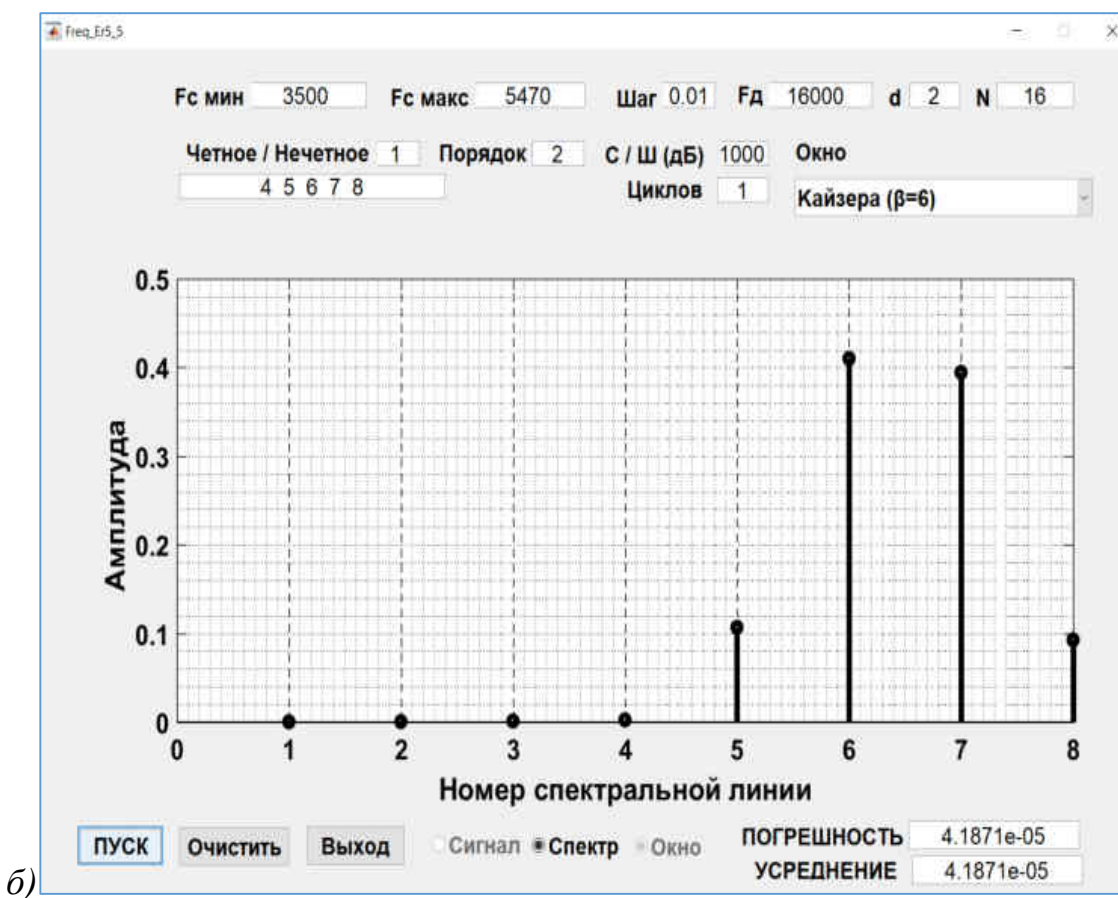
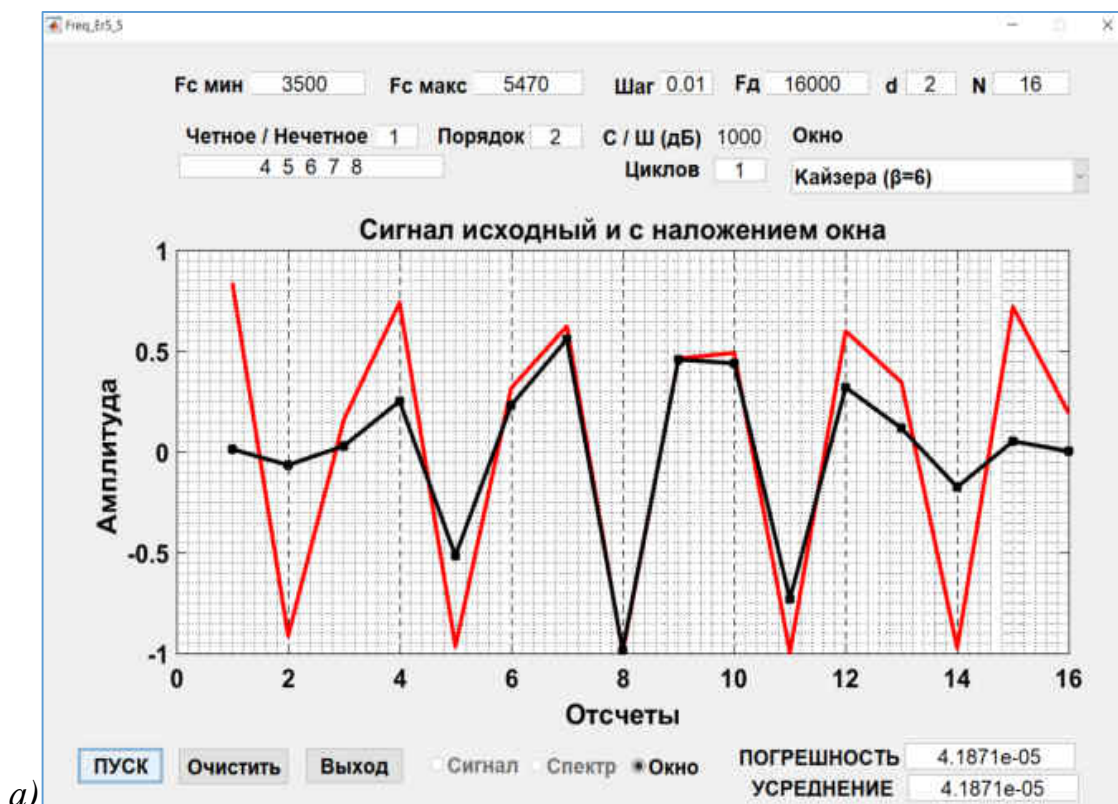
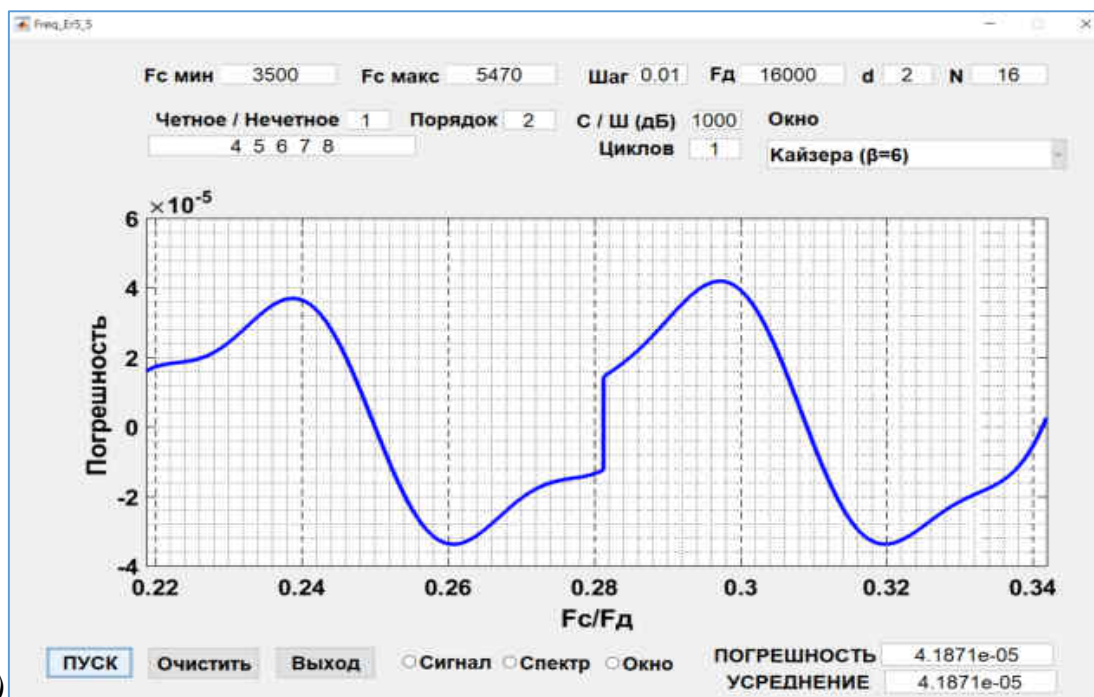


Рисунок 4.19. Режим сигнал с наложением окна Блэкмана

Погрешность в относительных единицах популярных окон имеет следующие значения: Натталла – 0.0029922 (рис. 4.17), Хемминга – 0,0012681 (рис. 4.18), Блэкмана – 0,000032909 (рис. 4.19). Наименьшие

погрешности для окна Кайзера ( $\beta=6$ ) представлены на графике на рис. 4.20, где погрешность уменьшила в 160 раз.



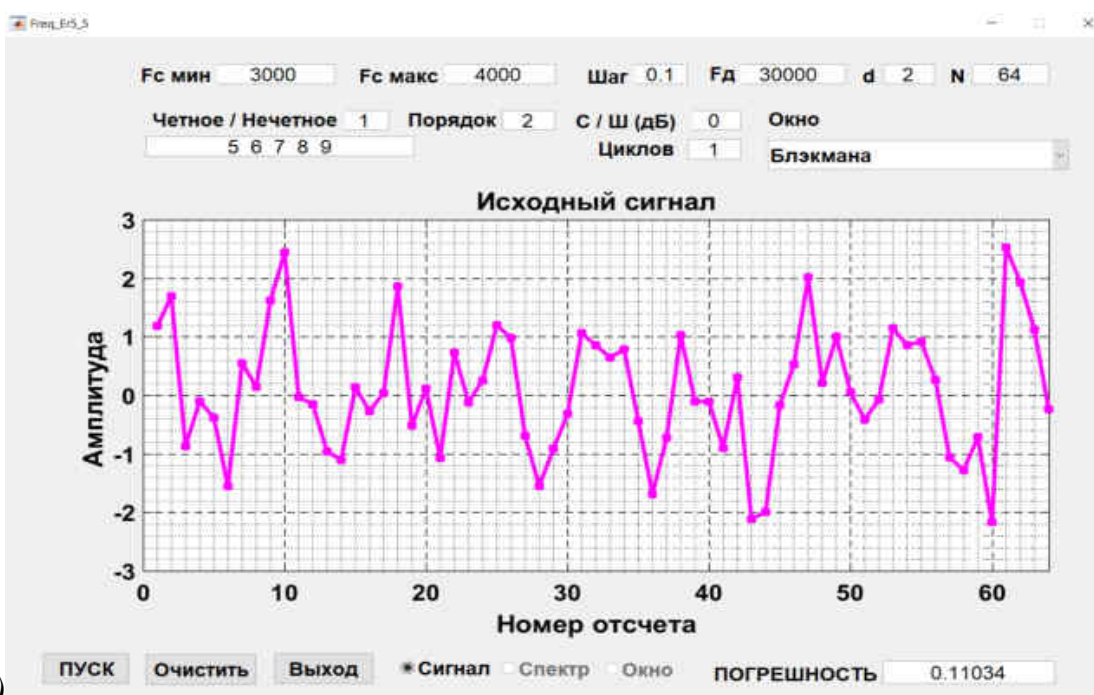


в)

Рисунок 4.20. Режим представления сигнала (а) с наложением окна Кайзера ( $\beta=6$ ) с его спектром (б) и погрешности (в)

На рис. 4.20 а, б, в показан режим представления сигнала с наложением окна Кайзера ( $\beta=6$ ) и его режим погрешности, которое вносит наименьшую погрешности на уровне  $10^{-5}$  при 16 отсчетах.

На следующих рис. 4.21-4.25 приведены сигналы и спектры для окна Блэкмана и 64 отсчетов, цикла сбора данных и разного отношения сигнал/шум.



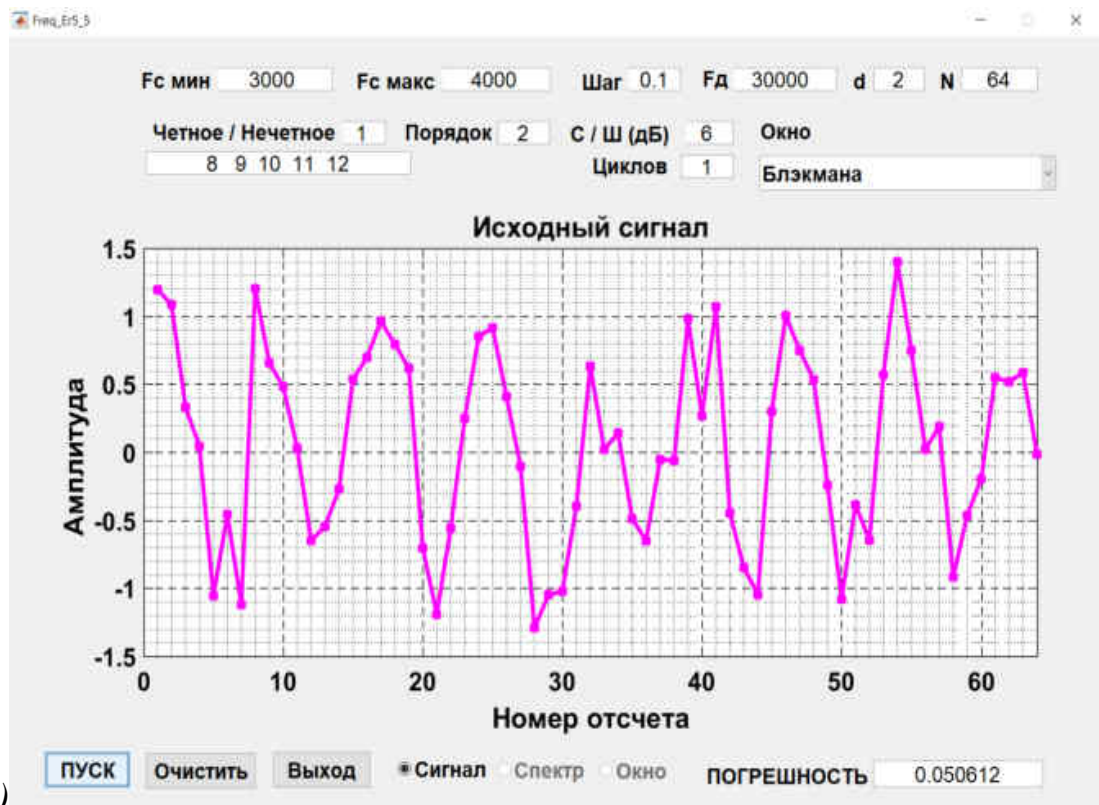
а)



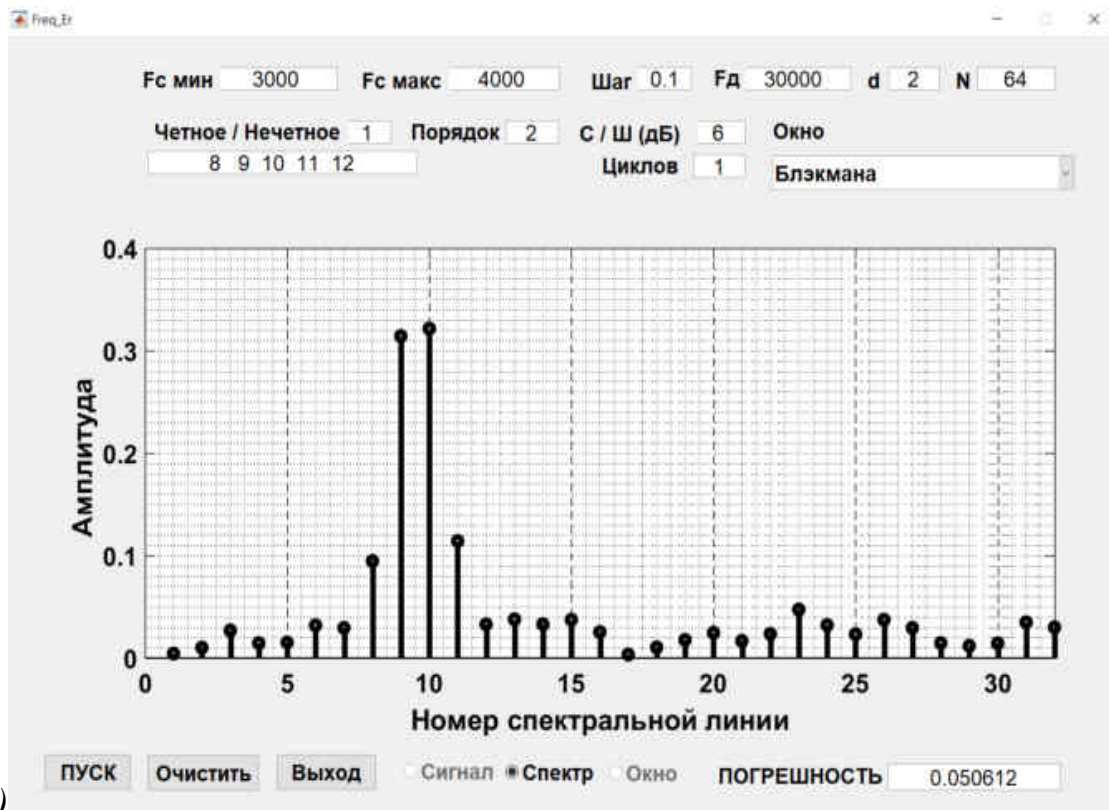
б)

Рисунок 4.21. Режим сигнала а) и его спектр б) для окна Блэкмана и 64 отсчетов при С/Ш=0 дБ

Получено для С/Ш=0 дБ погрешность 0,11034, для С/Ш=6 дБ погрешность 0,050612, С/Ш=10 дБ погрешность 0,022493, С/Ш=20 дБ погрешность 0,006938, С/Ш=30 дБ погрешность 0,0018991.

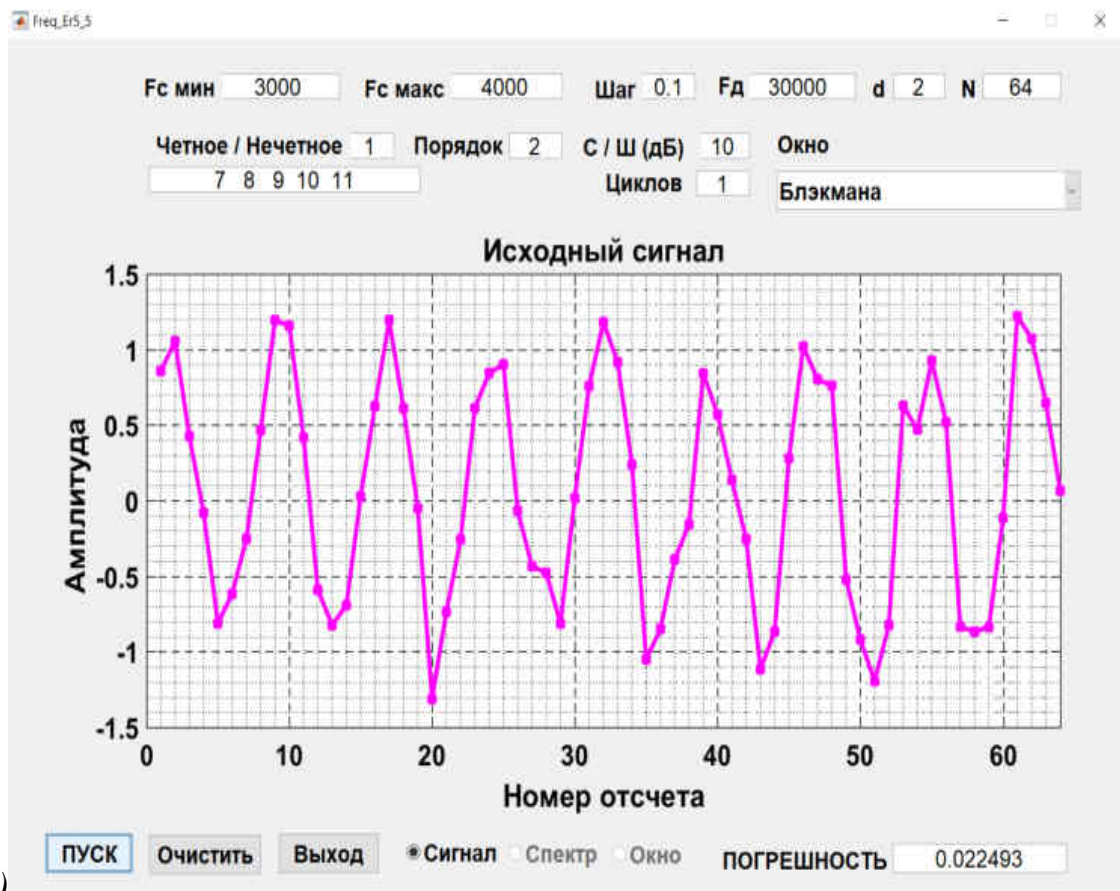


а)



б)

Рисунок 4.22. Режим сигнала а) и его спектр б) для окна Блэкмана и 64 отсчетов при С/Ш=6 дБ

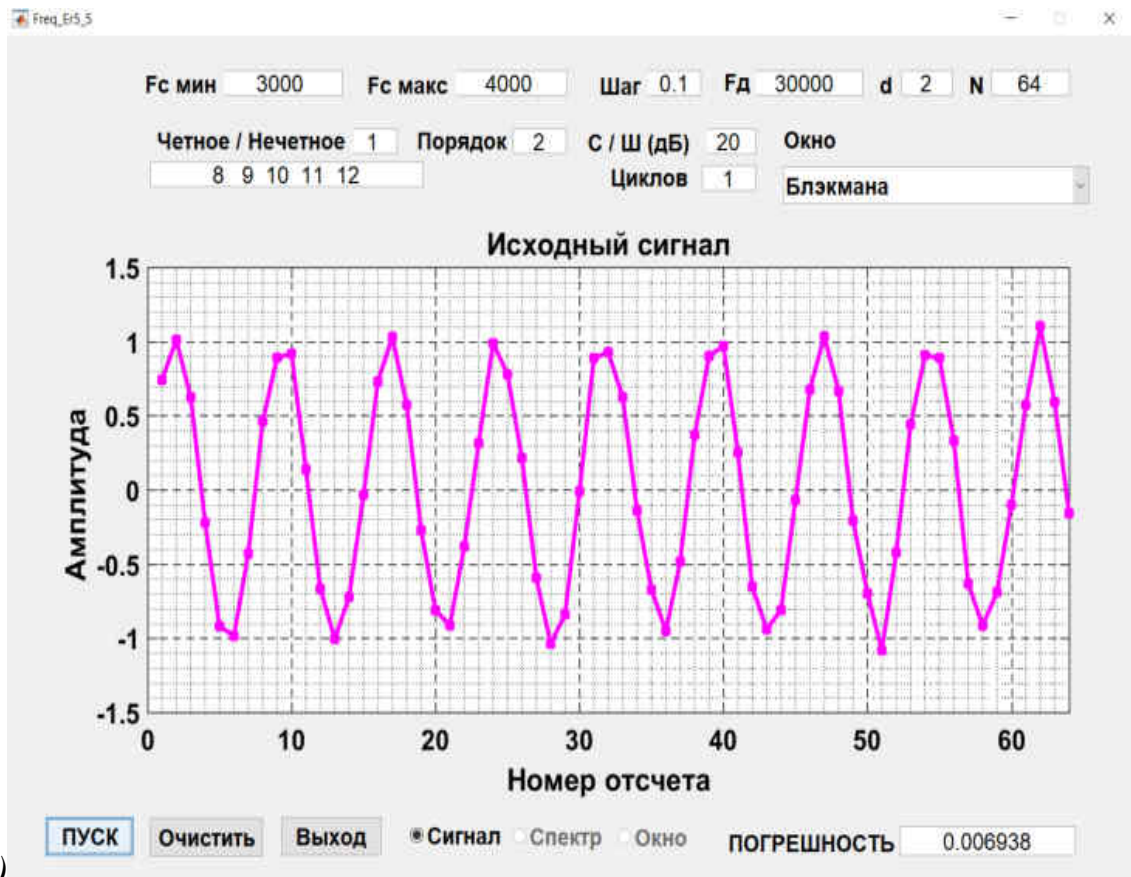


а)



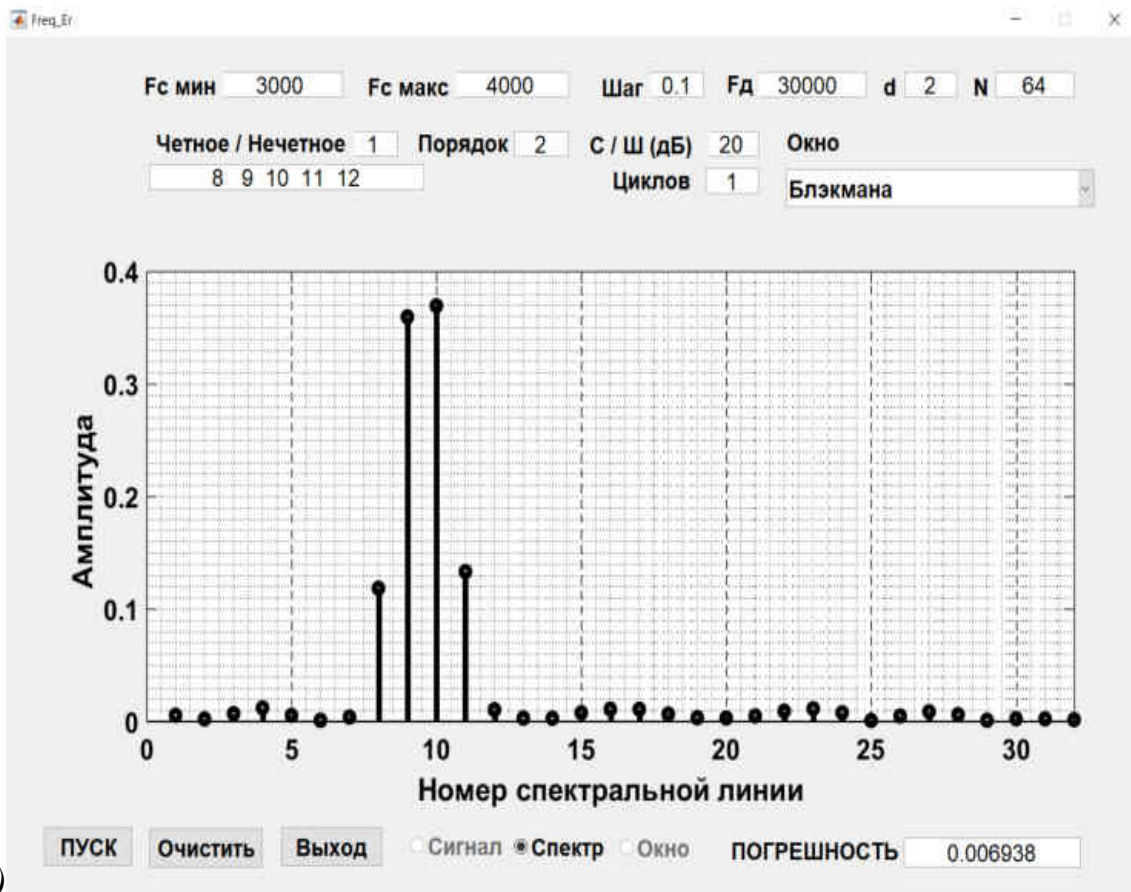
б)

Рисунок 4.23. Режим сигнала *а*) и его спектр *б*) при  $C/Ш=10$  дБ



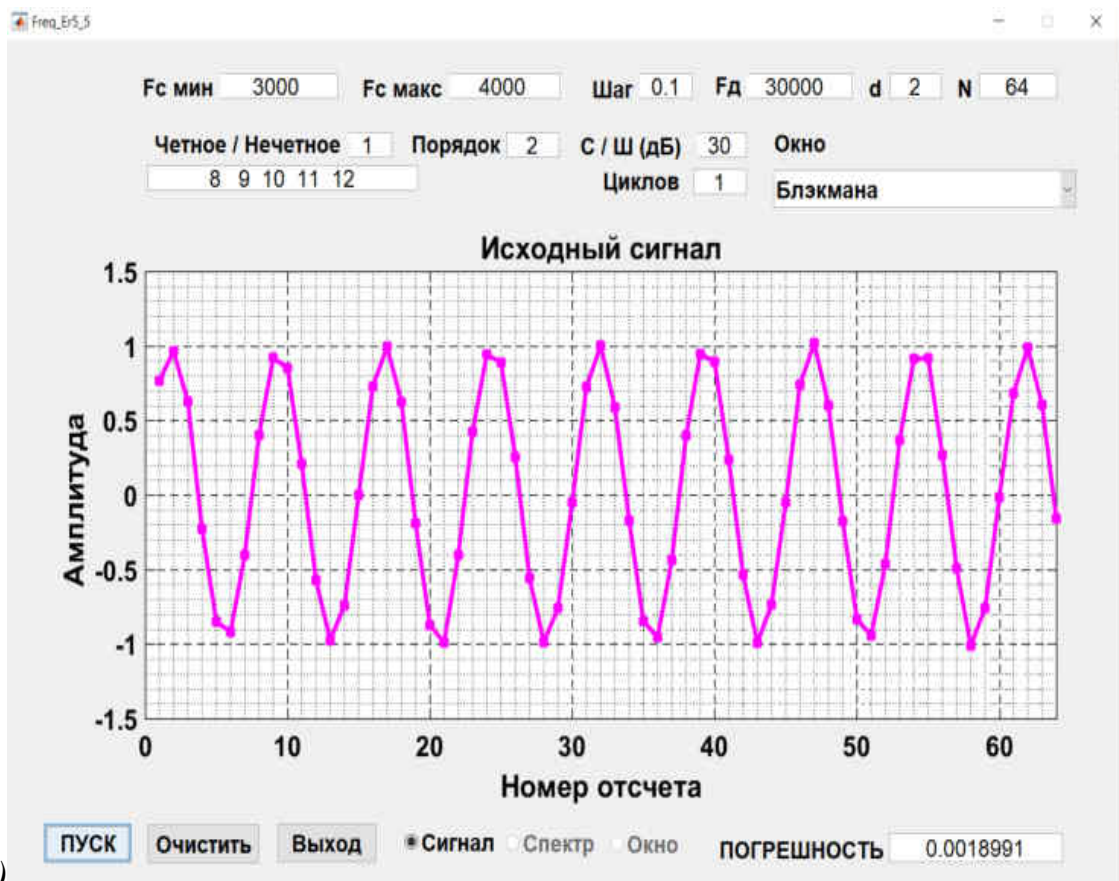
а)



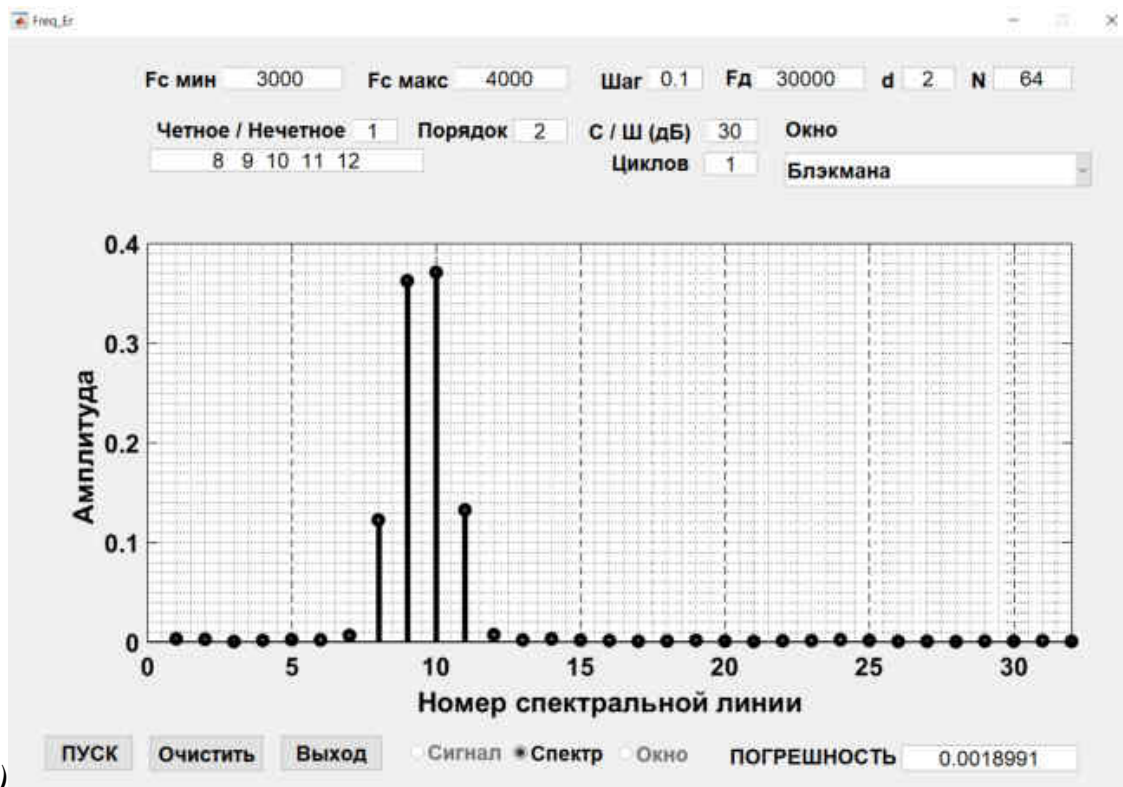


б)

Рисунок 4.24. Режим сигнала а) и его спектр б) при С/Ш=20 дБ



а)



б)

Рисунок 4.25. Режим сигнала *а)* и его спектр *б)* при  $C/Ш=30$  дБ

## 4.2 КОМПЛЕКСНЫЙ АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ УРОВНЯ И ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА НА БАЗЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ФУРЬЕ

Алгоритмический подход к определению технических характеристик радиоэлектронных и телекоммуникационных средств на основе оценки первичных параметров сигналов - это важный метод анализа. По первичным параметрам, таким как амплитуды, частоты и фазы спектральных составляющих, можно определить различные характеристики сигналов и систем связи [77].

Алгоритмический подход к оценке параметров может быть использован для реализации автоматической коррекции параметров аппаратуры в реальном времени. Системы обратной связи, основанные на алгоритмах оценки параметров, могут динамически корректировать настройки оборудования для компенсации изменений рабочих условий или помех в канале связи. Таким образом, объединение алгоритмов оценки первичных и вторичных параметров играет важную роль в повышении

производительности и надежности оборудования, а также в обеспечении оптимального качества передачи данных.

Использование цифрового интегрирования и усреднения - это распространенный метод оценки среднеквадратичного значения (СКЗ). Сумма квадратов  $N$  мгновенных значений в интервале периода  $T$  сигнала позволяет получить  $U_{СКЗ}$  по формуле:

$$U_{СКЗ} \approx \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N u_i^2}.$$

Более удобным для совместного измерения уровней и частот гармоник является метод селективных измерений, который предполагает суммирование среднеквадратических значений  $N$  гармоник ( $U_i$ ) измеряемого напряжения:

$$U_{СКЗ} = \sqrt{\sum_{i=1}^N U_i^2}.$$

Чем больше объем выборки, тем больше спектральных линий может быть учтено. Частота и уровень гармонического сигнала могут быть оценены с помощью спектральных измерений на основе положения компонент спектра, полученных с помощью БПФ. Погрешность такой оценки зависит от нескольких факторов, включая размер шага частотной сетки (равный отношению частоты дискретизации  $F_d$  к числу выборок  $N$ ), вид окна, количество рассматриваемых спектральных линий и интервал дискретизации сигнала.

Объединенный алгоритм содержит следующие шаги:

1. Выбираются исходные параметры и условия:  $F_d$ , /шум (дБ), вид окна,  $N$ ,  $F_c \min$ ,  $F_c \max$ , степень начального момента, и др.
2. Накладывается временное окно и вычисляется комплексный спектр.
3. Оцениваются уровни и частоты компонент (от 1 до  $N/2$ ).
4. По формуле оценивается СКЗ сигнала с учетом числа спектральных составляющих ( $d$ ), учитываемого растекания ( $S_i$ ), номера первой гармоники ( $N_1$ ), и весового коэффициента ( $k$ ) как:

$$U_{СКЗ1} \approx \frac{k}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{i=N1-d}^{N1+d} S_i^2}$$

где  $d$  - число спектральных составляющих, учитывающее растекание,  $S_i$  – амплитуды спектральных компонент;  $N1$ - номер спектральной компоненты, соответствующий положению первой гармоники сигнала;  $k$  – весовой коэффициент, учитывающий влияние вида используемого временного окна на величину СКЗ сигнала.

5. Оценка частоты первой гармоники сигнала:

$$f_c \approx \frac{\sum_{i=n-d}^{n+d} |S_i[i \cdot f_d / N]|^2 \cdot i \cdot f_d / N}{\sum_{i=n-d}^{n+d} |S_i[i \cdot f_d / N]|^2}$$

На графиках 4.26-4.29 представлена методическая погрешность оценки уровня сигнал-шум и частоты гармонического сигнала при использовании 64 отсчетов и окна Кайзера с параметром формы  $\beta=6$  для трех, пяти и семи учитываемых спектральных компонент.

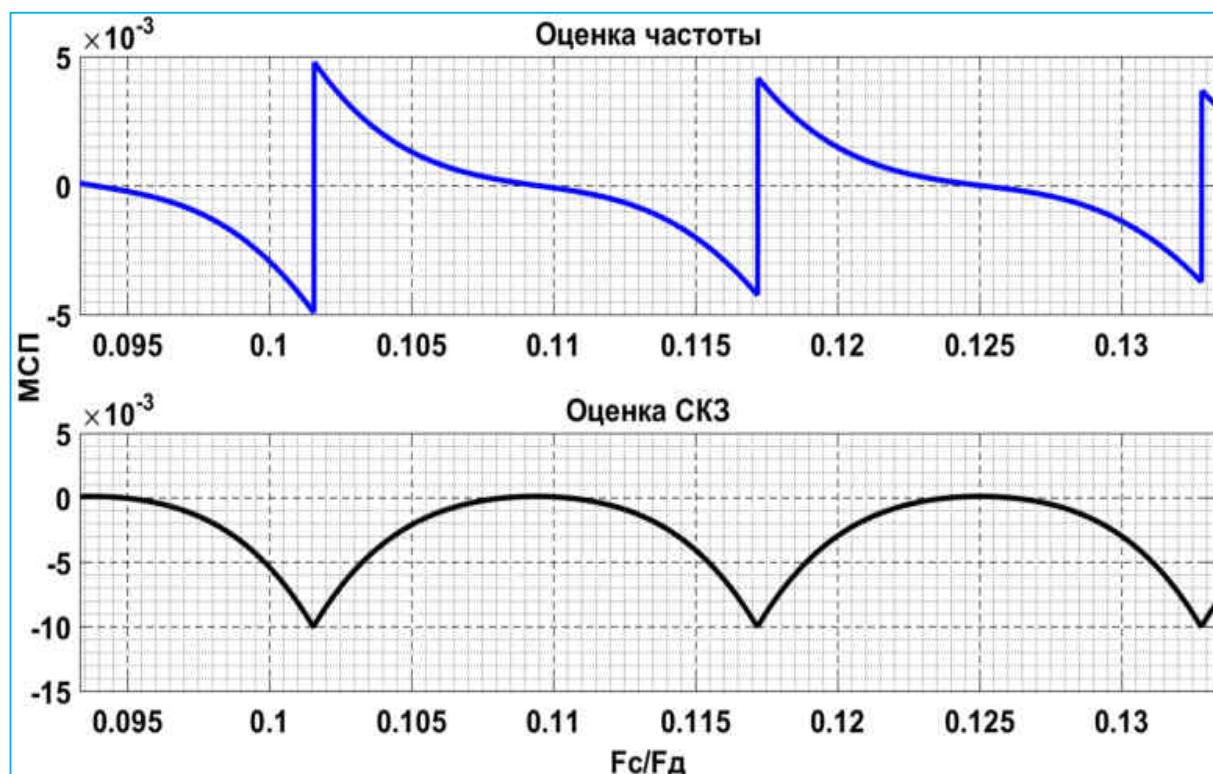


Рисунок 4.26. МСП оценки по 3 компонентам

Анализ показывает, что методическая погрешность оценки частоты и уровня сигнал-шум сильно зависит от количества учитываемых компонент. Для трех компонент погрешности составляют  $10^{-3}$  (рис. 4.26), для пяти компонент они уменьшаются до  $10^{-5}$  (рис. 4.27), а для семи компонент снижаются до  $10^{-7}$  (рис. 4.28).

МСП существенно снижается с увеличением количества учитываемых спектральных составляющих. Это подчеркивает важность правильного выбора количества составляющих спектра для получения высокой точности.

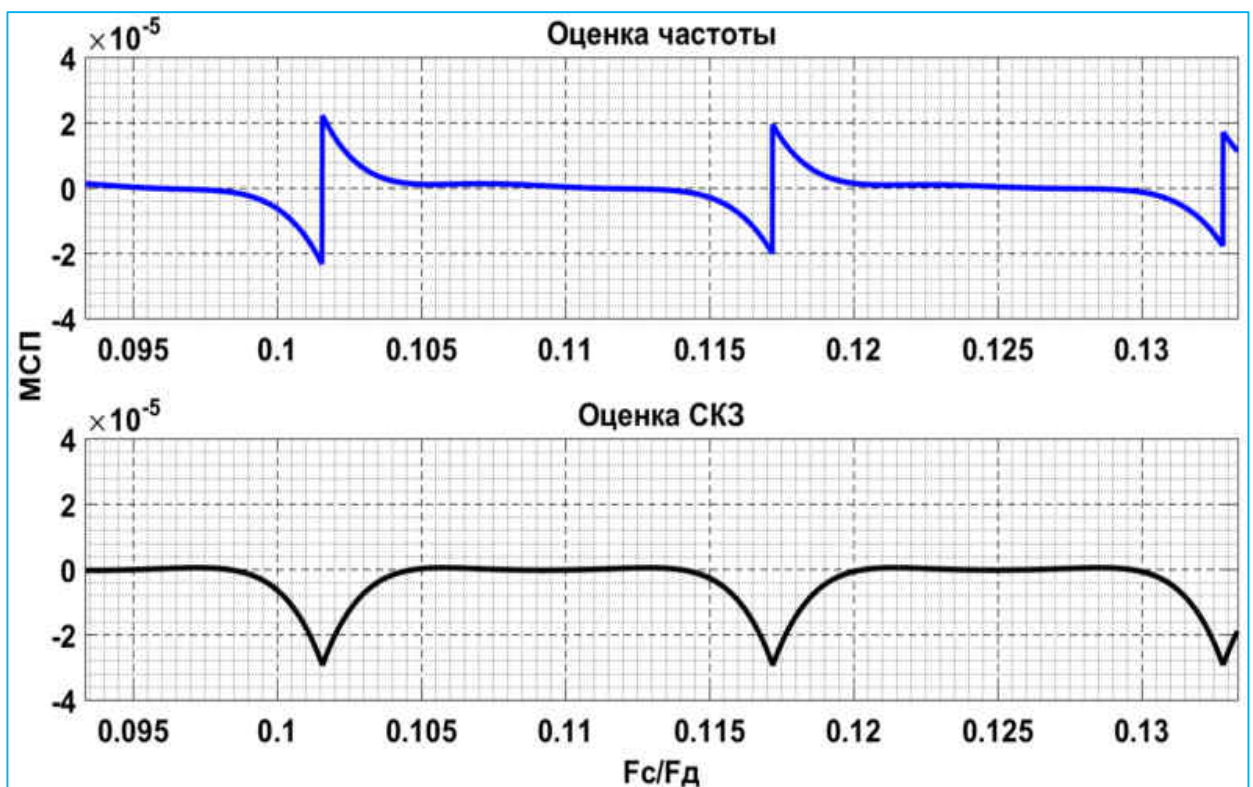


Рисунок 4.27. МСП оценки по 5 компонентам

«Графики методических погрешности имеют форму периодических функций с изменениями амплитуды, плоскими областями уменьшенной погрешности и резкими выбросами. Следовательно, работая в зонах 1 и 2 рис. 4.22, можно дополнительно минимизировать МСП оценки среднеквадратического значения и частоты при управлении и контроле сигнала в ограниченном диапазоне частот»[27, 28, 77].

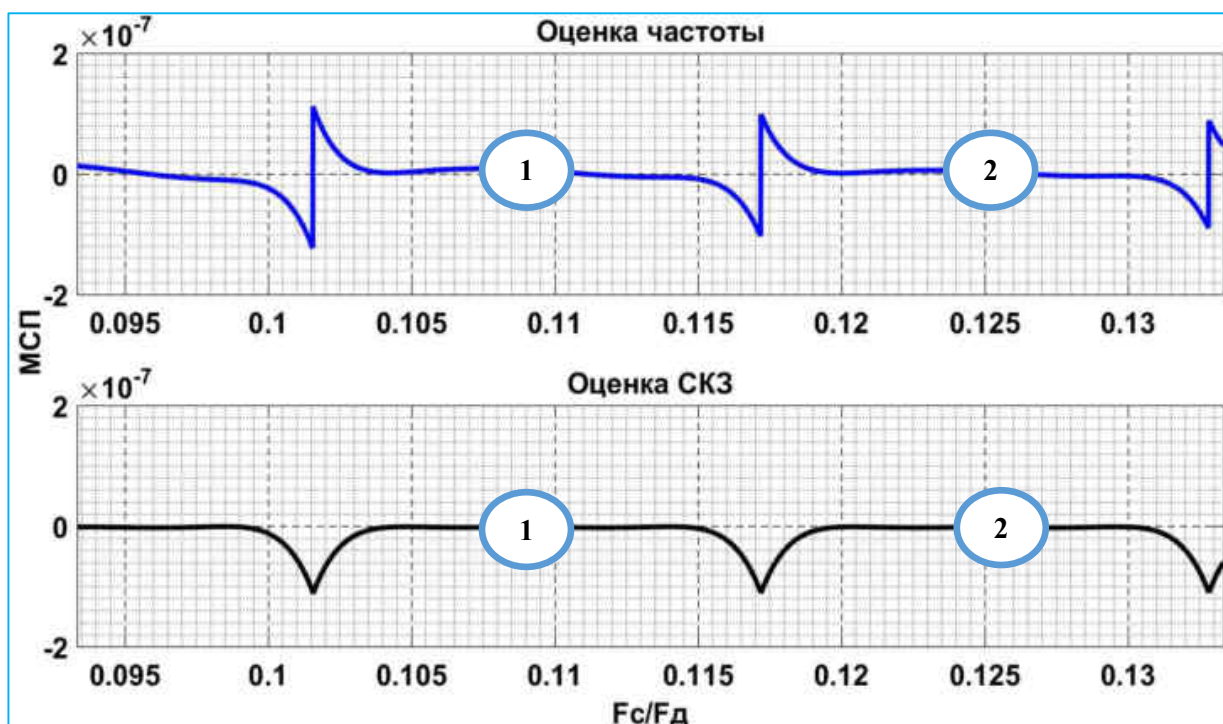


Рисунок 4.28. МСП оценки по 7 компонентам

#### 4.3. МЕТОДИКА АНАЛИЗА И ОПТИМИЗИРОВАННОГО ВЫБОРА КОМПЛЕКСА ПАРАМЕТРОВ АЛГОРИТМА ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Методика выбора базовые и вторичные параметров

Методика включает описание моделирования, алгоритм работы и результаты моделирования влияния окна Кайзера ( $\beta=8$ ).

Последовательность шагов и анализ базовых требований к обработке:

1. В соответствии с полосой рабочих частот сигнала выбираются подходящие частоты дискретизации для получения заданного отношения  $F_c/F_d$ .
2. С учетом необходимой точности выбрать число отсчетов и длительность выборки.
3. Выбор числа спектральных линий и окна.
4. Максимальное число спектральных линий сетки частот БПФ зависит от числа отсчетов. Диапазон рабочих частот сигнала определяется возможностями перестройке использована спектра, число отсчетов ограничивает разрешение по частоте.

5. При частоте дискретизации 500 МГц и полосы частот сигнала 151,7125 - 154,0125 МГц с шагом 25 кГц можно использовать в сфере железнодорожного транспорта.

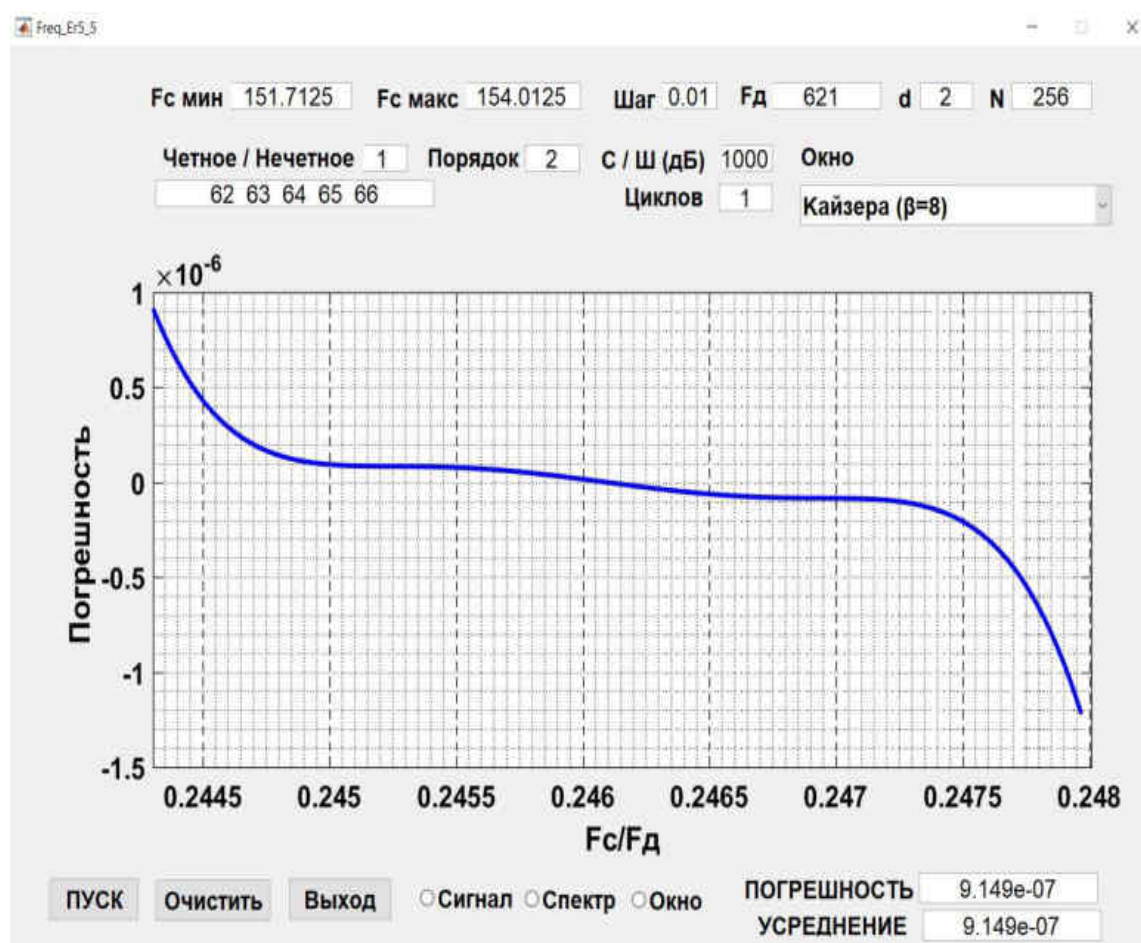


Рисунок 4.29. Относительная погрешность для окна Кайзера ( $\beta=8$ )

Моделирование показало, что при частоте дискретизации 621 МГц, с помощью окна Кайзера ( $\beta=8$ ) для 5 компонент и 256 отсчетов МСП находится на уровне  $10^{-7}$  в диапазоне  $F_c/F_d$  (0.2445-0.248) как показано на рис. 4.29.

Для расширения возможностей моделирования в среде MATLAB с длительностью от  $N \cdot F_{c\text{мин}}/F_d$  до  $N \cdot F_{c\text{макс}}/F_d$  периодов сигнала использовалась следующая методика:

- На основании предварительных исследований выбирается количество компонент спектра от 1 до 9 и объем выборки  $N=32$  и  $N=128$ .

- Выбирается временное окно (Натталла, Хемминга, Кайзера ( $\beta=8$ ) и Ханна).

- Формируется сигнал с параметрами: минимальная и максимальная частоты сигнала, частота дискретизации  $F_d$ , выбор уровней перехода четности/нечетности числа компонент, порядок начального момента, отношение сигнал/шум (С/Ш).

- Выполнение БПФ.

- «Определение количества и номера спектральных составляющих в комплексном спектре с наибольшей амплитудой и выбор алгоритма взвешивания для четного или нечетного числа линий спектра.

- Расчет частоты сигнала по формуле 2 или 3 в заданном диапазоне значений в зависимости от четного/нечетного количества спектральных линий.

$n-d, \dots, n+d$  для нечетного числа линий спектра;

$n-d, \dots, n+d+1$  для четного числа линий спектра (добавка сверху);

$n-d-1, \dots, n+d$  для четного числа линий спектра (добавка снизу)»[77].

### **Результаты моделирования:**

Полученные результаты моделирования в табл. 4.1 показывают, что различные оконные функции проявляют свои преимущества в разных числе компонент спектра для 32 отсчетов:

- Окно Хемминга демонстрирует лучшую производительность в области от 1-й до 3-й спектральной компоненты.

- Окно Ханна оптимально с 4 и 5 спектральными компонентами.

- Окно Натталла показывает лучшие результаты для выделения 6 и 7 компонент спектра.

- Минимальное МСП  $10e-8$  достигается с использованием окна Кайзера с  $\beta=8$  для восьми или более компонент спектра, что указывает на его точность и способность справиться с высокими компонентами спектра.

Эти результаты подчеркивают важность выбора правильной оконной функции в зависимости от спектральных характеристик сигнала для получения точных результатов спектрального анализа. Знание особенностей



каждого окна поможет оптимизировать процесс анализа сигналов и достичь требуемой точности в измерениях [40].

Таблица 4.1. МСП измерения частоты для  $N = 32$

| Число<br>компонент | Максимальная МСП для разных окон и<br>числа спектральных линий |                |                |                          |
|--------------------|--|----------------|----------------|--------------------------|
|                    | Хемминга   | Ханна          | Натталла       | Кайзера<br>( $\beta=8$ ) |
| 1                  | <b>7.62e-2</b>   | 7.69e-2        | 7.69e-2        | 7.65e-2                  |
| 2                  | <b>2.72e-2</b>   | 3.56e-2        | 4.32e-2        | 5.34e-2                  |
| 3                  | <b>2.71e-3</b>   | 5.81e-3        | 1.19e-2        | 2.25e-2                  |
| 4                  | 5.56e-4  | <b>2.32e-5</b> | 1.68e-3        | 7.30e-3                  |
| 5                  | 5.47e-4  | <b>1.70e-5</b> | 3.64e-5        | 1.14e-3                  |
| 6                  | 5.41e-4  | 1.02e-5        | <b>8.22e-7</b> | 9.81e-5                  |
| 7                  | 5.33e-4  | 9.71e-6        | <b>6.39e-7</b> | 2.07e-6                  |
| 8                  | 5.32e-4  | 7.12e-6        | 5.15e-7        | <b>1.89e-8</b>           |
| 9                  | 5.30e-4  | 5.59e-6        | 5.00e-7        | <b>1.80e-8</b>           |

Таблица 4.2. МСП измерения частоты для  $N = 128$

| Число<br>компонент | Максимальная МСП для разных окон и<br>числа спектральных линий |                |                          |          |
|--------------------|--|----------------|--------------------------|----------|
|                    | Хемминга   | Ханна          | Кайзера<br>( $\beta=8$ ) | Натталла |
| 1                  | <b>1.63e-2</b>   | 1.63e-2        | 1.63e-2                  | 1.63e-2  |
| 2                  | <b>5.17e-3</b>   | 6.75e-3        | 8.32e-3                  | 1.04e-2  |
| 3                  | <b>4.97e-4</b>   | 1.02e-3        | 2.26e-3                  | 4.48e-3  |
| 4                  | 9.20e-5  | <b>2.17e-5</b> | 2.58e-4                  | 1.26e-3  |
| 5                  | 9.31e-5  | 1.35e-5        | <b>3.69e-6</b>           | 1.88e-4  |
| 6                  | 9.31e-5  | 4.32e-6        | <b>1.84e-7</b>           | 1.24e-5  |

|   |         |         |                |                |
|---|---------|---------|----------------|----------------|
| 7 | 9.26e-5 | 1.17e-6 | <b>1.80e-7</b> | 1.93e-7        |
| 8 | 9.11e-5 | 4.68e-7 | 1.56e-7        | <b>3.70e-9</b> |
| 9 | 9.01e-5 | 4.36e-7 | 1.42e-7        | <b>3.70e-9</b> |

« Анализ данных из табл. 4.2, где показано графики МСП для окон (Кайзера ( $\beta=8$ ), Хемминга, Натталла и Ханна) при  $\phi$  от  $-180^\circ$  до  $+180^\circ$  для выборки объемом 128, позволяет сделать следующие выводы:

1. Минимальная методическая погрешность на уровне  $10^{-8}$  для 8 и большего числа спектральных линий может быть достигнута при использовании окна Натталла.
2. Окно Хемминга демонстрирует лучшие результаты в узкой частотной области от 1 до 3 компонент спектра, что делает его предпочтительным при низком числе составляющих сигнала.
3. Окно Ханна имеет преимущества при 4 составляющих спектра, что указывает на эффективность данного окна в широком диапазоне требований к точности.
4. Окно Кайзера с параметром  $\beta=8$  показывает лучшие результаты для 5,6 и 7 компонент спектра с погрешностью около  $6.4e-7$ . Это окно обладает хорошей точностью при анализе комплексных спектральных конфигураций.

Метод имеет неоспоримые преимущества, такие как высокая точность, быстроедействие и короткая реализация сигнала от  $N \cdot F_{смин}/F_d$  до  $N \cdot F_{смакс}/F_d$  периодов, что делает его эффективным инструментом для спектрального анализа сигналов с минимальной погрешностью»[77].

#### 4.4. МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ ВСТРОЕННОЙ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ ОТКЛОНЕНИЯ ЧАСТОТ ПЕРЕДАТЧИКОВ В СЕТИ РАДИОВЕЩАНИЯ

Система радиовещания Ирака требует непрерывного мониторинга частоты в каждом канале. Нужен ежедневный контроль отклонения от выделенных значений и рабочей полосы радиочастот.

Методика проектирования и модернизации системы встроенного контроля частот каналов передатчика включает последовательность шагов, позволяющих создать оптимизированную программу управления. Разработанные алгоритмы позволяют выполнить проверку и оценку реализуемости выбранных параметров путем работы с программой моделирования.

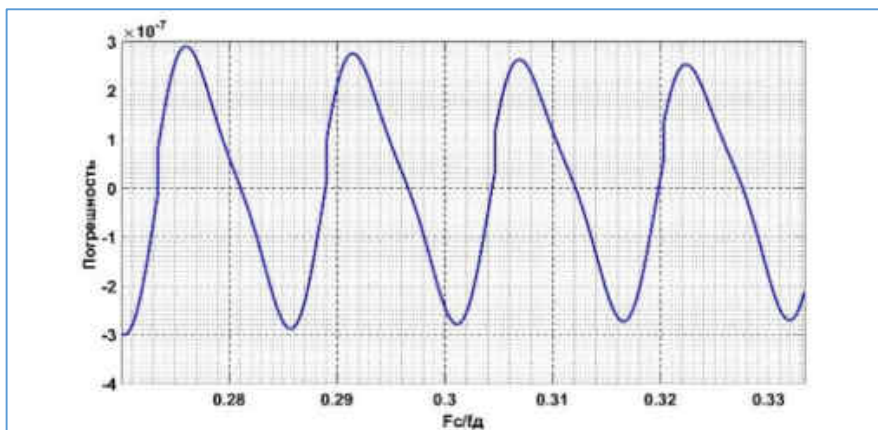
Исходные параметры: Для поставленной задачи выбираем  $F\delta=3*F_{сmax}=324$  МГц, начальный момент второго порядка, отношение С/Ш 30 дБ, временное окно Кайзера ( $\beta=8$ ), число  $N$  отсчетов сигнала 64, количество учитываемых спектральных линий 5 и 7, количество периодов 21.3, случайная начальная фаза распределена по равномерному закону.

«Модифицированный алгоритм определения частоты по спектру следующий:

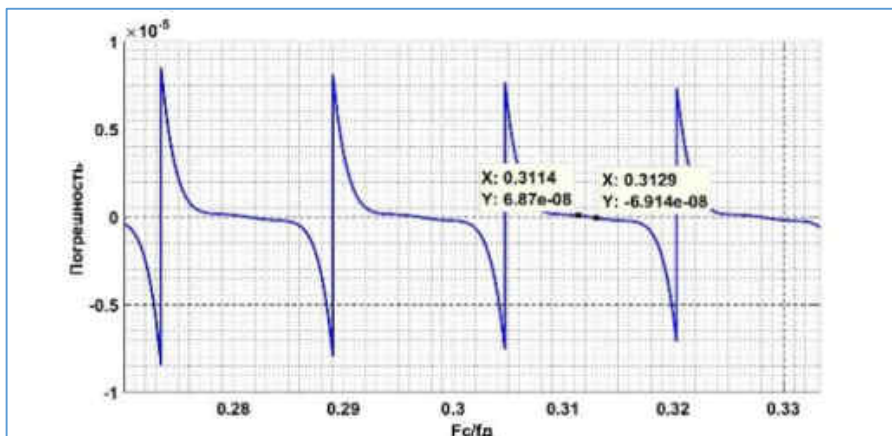
1. Формируется массив данных в объеме  $N$  дискретных отсчетов сигнала.
2. Накладывается на полученный массив данных временное окно.
3. Путем прямого преобразования Фурье вычисляется спектр.
4. В спектре определяется номер компоненты, амплитуда которой максимальна ( $n$ ).
5. Оценивается уровень компонент ближайших к максимальной составляющей и выбирается алгоритм взвешивания четного или нечетного числа линий спектра.
6. Вычисляется частота сигнала по формулу»[77]:

$$f_c \approx \frac{\sum_{i=n-d}^{n+d} |S_i[i \cdot F_d/N]|^p \cdot i \cdot F_d/N}{\sum_{i=n-d}^{n+d} |S_i[i \cdot F_d/N]|^p}$$

Осуществляется ежедневный мониторинг и анализ полученных данных. Моделирование показало, что отношение частоты сигнала к частоте дискретизации  $F_c/F_d$  находится в пределах 0,2701-0,3331 при количестве периодов  $F_c/F_d*N$  как показано в таблице 4.5.



а) 5 компонент



б) 7 компонент

Рисунок 4.30. График относительно погрешность для окна Кайзера ( $\beta=8$ )

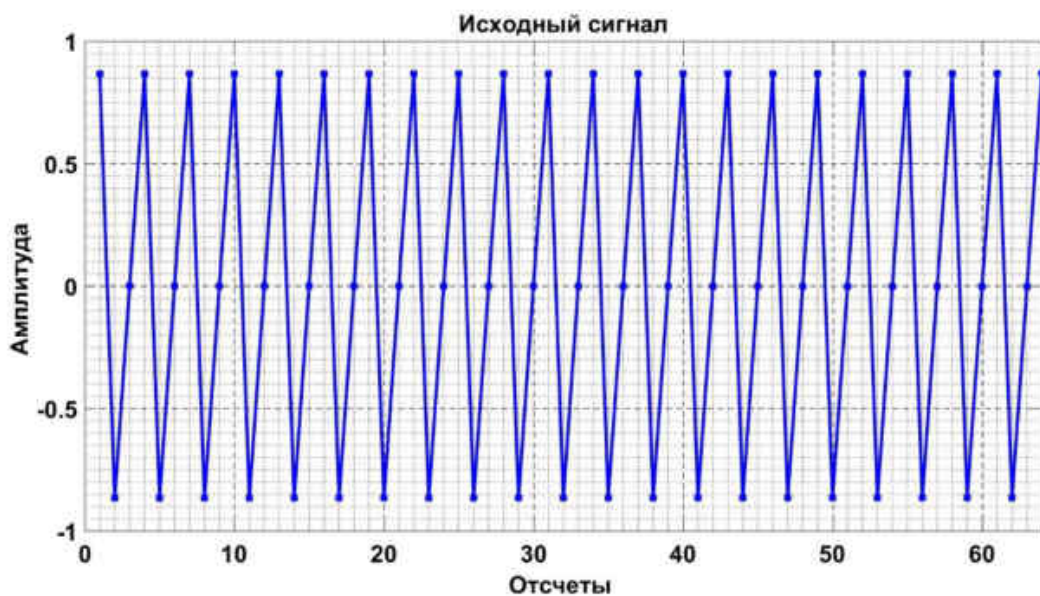


Рисунок 4.31. Исходный сигнал для 64 отсчетов

Результатом моделирования является предложение 2-х вариантов соответственно для широкой и узкой полосы рабочих частот:

1. В широкой полосе (см. рис 4.30. б)  $F_c=87.5\dots 108$  МГц, 205 каналов с

полосой 0,1 МГц МСП на уровне  $2E-7$ , количество учитываемых спектральных линий 7, число периодов от 17.3 до 21.3.

2. В узкой полосе (см. рис 4.30. а)  $F_c=100.8\dots101.3$  МГц, 5 каналов с полосой 0,1 МГц, кратковременная нестабильность ( $4E-8$ ), количество учитываемых спектральных линий 5.

Исходный сигнал имеет длительность 21.3 периода как показано на рис. 4.31.

#### **ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4**

1. Комплексный алгоритм обеспечивает сокращение вычислительных затрат на оценку основных характеристик, таких как частоты и амплитуды спектральных составляющих сигналов.
2. В моделировании была выявлена значительная зависимость между количеством учитываемых спектральных составляющих и методической погрешностью при оценке частоты и среднеквадратичного значения. Включение в расчеты девяти компонент спектра привело к снижению погрешности до уровня  $10^{-8}$ .

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертации представлена разработка и исследование алгоритмов оценки отклонения частоты гармонического сигнала спектрально-весовым методом в системах встроенного контроля:

1. Предложено методику оценки начального момента случайной величины с выбором его порядка использовать для определения центра тяжести спектра в задаче нахождения отклонения частоты гармонического сигнала. Правильный выбор порядка позволяет снизить методическую погрешность в несколько раз.
2. Разработанные алгоритмы и программные средства определения частоты по дискретным отсчетам позволяют путем учета четного или нечетного числа линий спектра уменьшить методическую погрешность, в несколько раз.
3. Показано, что методическую погрешность можно снизить дополнительно на порядок путем выбора числа отсчетов, отношения частоты сигнала к частоте дискретизации для окна Кайзера ( $\beta=8$ ).
4. Разработаны два базовых алгоритмов спектрально-весового метода (для окна Кайзера) и Предлагаемого (для окна Блекман-Харриса). Созданные программные средства моделирования позволяют оптимизировать выбор вида оконной функции, число отсчетов, порядок начального момента, отношения частот сигнала и дискретизации, четного или нечетного числа линий спектра.
5. Моделирование показало, что в широком диапазоне требований к точности в рамках различных задач универсальным является окно Кайзера, вносящее минимальные МСП:
  - при ОСШ 30 (дБ) 16 отсчетах и 3 компонент МСП на уровне  $10^{-3}$ ;
  - при ОСШ 30 (дБ) 64 отсчетах и 5 компонент МСП на уровне  $10^{-7}$ ;
  - графики МСП имеют пологие близкие к нулевому уровню зоны рабочих частот сигнала, в которых можно на порядок снизить МСП.

6. Приведенные примеры работы с программой показывают широкие возможности проектирования систем оценки отклонения частоты. Созданы программы и средства, позволяющие оптимизировать алгоритм обработки для конкретных случаев.
7. Предложен комплексный алгоритм СВМ, позволяющий по единой базе отсчетов оценить частоту и СКЗ гармонического сигнала. В перспективе предполагается расширение перечня измеряемых параметров сигналов и устройств по единой базе дискретных отсчетов.

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

|     |   |
|-----|---|
| АЦП | - аналого-цифровой преобразователь      |
| БПФ | - быстрое преобразование Фурье          |
| УТК | - устройство телекоммуникаций           |
| РЭС | - радиоэлектронное средство             |
| ДПФ | - дискретное преобразование Фурье       |
| СВМ | - спектрально-весовой метода            |
| СКЗ | - среднеквадратическое значение         |
| ЦОС | - цифровая обработка сигналов           |
| ЭВМ | - электронно-вычислительная машина      |
| МСП | - методическая составляющая погрешности |
| AIP | - american institute of physics         |
| ВВП | - встроенные виртуальные приборы        |



## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Руфов А. А. Интерполяционные алгоритмы определения параметров радиосигнала по ограниченному массиву дискретных значений : специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" : автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук / Руфов Александр Андреевич. – Владимир, 2015. – 22 с.
2. Руфов А. А. О выборе оконной функции при измерении среднеквадратического значения гармонического сигнала методом интегрирования / А. А. Руфов А. Д. Поздняков // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2014. – № 4(16). – С. 34-39.
3. Поздняков А. Д. Возможности виртуальных приборов для оценки нелинейных искажений сигнала / А. Д. Поздняков // Проектирование и технология электронных средств. – 2005. – № 1. – С. 47-51.
4. Гришин В. Ю. Повышение эффективности систем цифровой обработки радиосигналов в аппаратуре космических средств : специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Гришин Вячеслав Юрьевич, 2016. – 190 с.
5. Ильченко А. В. Исследование методов коррекции результатов вычисления быстрого преобразования Фурье / А. В. Ильченко, А. А. Злобарь, А. Б. Николаев // Известия Тульского государственного университета. Технические науки. – 2021. – № 9. – С. 362-365. – DOI 10.24412/2071-6168-2021-9-362-365.
6. Ковалев И. В. Вычислительные комплексы обеспечения научных исследований / И. В. Ковалев, В. В. Лосев, А. О. Калинин // Современные инновации, системы и технологии. – 2023. – Т. 3, № 3. – С. 225-243. – DOI 10.47813/2782-2818-2023-3-3-0225-0243.
7. Антипов С.А. Цифровые интерполяционные алгоритмы оценки частоты гармонического сигнала. Сравнительный анализ / С.А. Антипов,

Д.С. Гнездилов, В.А. Козьмин, В.М. Стопкин // Радиотехника. - 2014. - №3. - С. 42-46.

8. Пятибратов А. П. Вычислительные системы, сети и телекоммуникации : учебное пособие / А. П. Пятибратов, Л. П. Гудыно, А. А. Кириченко. – Москва : Издательство "КноРус", 2017. – 372 с. – ISBN 978-5-406-05577-9.

9. Халтурина А. С. "Система цифровой обработки сигналов." Научно-практические исследования 1-8 (2021). - С. 78-81.

10. Мелентьев В. С. Анализ погрешности метода определения параметров сигналов, основанного на сравнении мгновенных значений их ортогональных составляющих / В. С. Мелентьев, Е. В. Поздеева, А. С. Пескова // Измерение. Мониторинг. Управление. Контроль. – 2016. – № 3(17). – С. 5-12.

11. Иванов Ю. М. Анализ метода измерения параметров гармонических сигналов по мгновенным значениям их ортогональных составляющих / Ю. М. Иванов // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: Технические науки. – 2012. – № 4(36). – С. 221-225.

12. Пономарева О. В. Метод измерения огибающей действительных дискретных финитных сигналов на основе параметрического ДПФ / О. В. Пономарева, А. В. Пономарев, Н. В. Смирнова // Цифровая обработка сигналов и ее применение. DSPA - 2020 : Доклады на 22-ой Международной конференции, Москва, 14–15 апреля 2020 года. – Москва: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2020. – С. 45-51.

13. Чудников В. В. Адаптивная оценка частоты сигнала / В. В. Чудников, Б. И. Шахтарин // Вестник Московского государственного технического университета им. Н.Э. Баумана. Серия Приборостроение. – 2019. – № 6(129). – С. 41-49. – DOI 10.18698/0236-3933-2019-6-41-49.

14. Shen Ting-ao, et al. A novel adaptive frequency estimation algorithm based on interpolation FFT and improved adaptive notch filter // Measurement Science Review, 2017, vol. 17.1, pp. 48-52.

15. Luo Jiufei, Zhijiang Xie, Ming Xie. Frequency estimation of the weighted real tones or resolved multiple tones by iterative interpolation DFT algorithm // Digital signal processing, 2015, vol. 41, pp. 118-129.
16. Xiao Hung, Yang Yong, Xie Ming, Luo Jiufei. A review of interpolation algorithms in the discrete spectrum correction and a comparative study of their accuracy under strong noise // Chongqing University Journal, 2017, vol. 40, issue (8), pp. 27-36.
17. Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Многоуровневая интерполяция в компьютерных измерителях частоты биомедицинских сигналов // Биомедицинские технологии и радиоэлектроника. 2004. № 3. С. 41-45.
18. Bernard Bischl, Uwe Ligges, Claus Weihs. Frequency estimation by DFT interpolation: a comparison of methods. Signal Processing Magazine, May 2009
19. Вайс С.Н., Репина М.В. Использование методов интерполяции при разработке тестовых радиолокационных сигналов // Труды МАИ. 2014. № 74. URL: <https://trudymai.ru/published.php?ID=49333>.
20. Chang-Gui Xie. Frequency Estimation of Weighted Signals Based On DFT Interpolation Algorithm // 3rd International Conference on Wireless Communication and Sensor Networks (WCSN 2016). DOI: 10.2991/icwcn-16.2017.99.
21. Li, Yan Feng, and Kui Fu Chen. (2008) 'Eliminating the picket fence effect of the fast Fourier transform', Computer Physics Communications 178.7, 486-491.
22. Jain Vijay K., William L. Collins, David C. Davis. High-accuracy analog measurements via interpolated FFT // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1979, vol. 28.2, pp. 113-122. DOI:10.1109/TIM.1979.4314779.
23. Никитин О.Р. Компьютерное моделирование возможностей определения среднеквадратического значения сигнала с использованием преобразования Фурье / О.Р. Никитин, А.А. Мармалюк, А.Д. Поздняков, В.А. Поздняков // Проектирование и технология электронных средств. - 2006. - №4. - С. 43-46.

24. Eric Jacobsen, Peter Kootsookos. Fast, Accurate Frequency Estimators // IEEE Signal Processing Magazine, 2007, vol. 24, issue 3, pp. 123-125. DOI:10.1109/MSP.2007.361611.
25. Ding K., Zheng C., Yang Z. Frequency Estimation Accuracy Analysis and Improvement of Energy Barycenter Correction Method for Discrete Spectrum // Journal of Mechanical Engineering, 2010, vol. 46, no. 5, pp. 43-48. DOI: 10.3901/JME.2010.05.043.
26. Belega Daniel, Dominique Dallet. Multifrequency signal analysis by interpolated DFT method with maximum sidelobe decay windows // Measurement, 2009, vol. 42.3, pp. 420-426. DOI: 10.1016/j.measurement.2008.08.006.
27. Поздняков В. А. Развитие методов определения параметров радиосигнала по массиву мгновенных значений : специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Поздняков Владислав Александрович. – Владимир, 2004. – 215 с.
28. Поздняков В. А. Развитие методов определения параметров радиосигнала по массиву мгновенных значений : специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" : автореферат диссертации на соискание ученой степени кандидата технических наук / Поздняков Владислав Александрович. – Владимир, 2004. – 18 с.
29. Поздняков А.Д. Компьютерное моделирование вычислительных алгоритмов измерения среднеквадратического значения напряжения / А.Д. Поздняков, В.А. Поздняков // Проектирование и технология электронных средств. 2003. -№ 2. - С. 59-62.
30. Алтай, Е., А. В. Федоров, and К. А. Степанова. "Оценка влияния методов фильтрации на погрешность измерения параметров сигнала акустической эмиссии." Международная конференция по мягким вычислениям и измерениям. Vol. 1. 2022.

31. Глинченко А. С. "Применение цифровой фильтрации для спектральных измерений параметров сигналов при малых отношениях сигнал-шум." Измерительная техника 4 (2017). - С. 49-53.
32. Гнездилов Д.С. Цифровой алгоритм высокоточной оценки частоты гармонического сигнала на фоне аддитивного гауссовского шума / Д.С. Гнездилов, В.А. Сладких, В.М. Стопкин, Б.В. Матвеев // Вестник Воронежского государственного технического университета. Том 9. - 2013. - №3-1. - С. 124-126.
33. Поздняков, А. Д., В. А. Поздняков. "Виртуальные радиоизмерительные приборы и комплексы: учебное пособие." (2015), Изд-во ВлГУ, 2015. - 231 с.
34. Поздняков А. Д. Восстановление периодического сигнала при несинхронизированном стробировании методом перестановки отсчётов / А. Д. Поздняков, А. А. Калюжный // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2018. – № 3(31). – С. 39-45.
35. Терешкин Д. О. Современные методы измерения частоты и фазы в реальном времени / Д. О. Терешкин, В. М. Семибаламут // Автоматика и программная инженерия. – 2018. – № 2(24). – С. 117-130.
36. Серов А. Н. Применение преобразователей частоты дискретизации для измерения спектра сигнала с помощью быстрого преобразования Фурье / А. Н. Серов, А. А. Шатохин // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. – 2018. – Т. 8, № 4. – С. 79-84.
37. Gasior M., Gonzalez J. L. Improving the resolution of FFT frequency measurements with parabolic and Gaussian interpolation, November 2004. DOI: 10.1063/1.1831158.
38. Дворкович В. П. Оконные функции для гармонического анализа сигналов / В. П. Дворкович, А. В. Дворкович. – Москва : Техносфера, 2014. – 112 с. – ISBN 978-5-94836-373-8.
39. Пономарева О. В. Дискретные трапецеидальные временные оконные функции для гармонического анализа сложных сигналов / О. В. Пономарева,

Н. В. Пономарева, В. Ю. Пономарева // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. – 2016. – Т. 6, № 2. – С. 264-268.

40. Брыжин А. А. Анализ временных методов оценки спектральных характеристик широкополосных доплеровских сигналов : специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Брыжин Александр Алексеевич. – Волгоград, 2003. – 136 с.

41. Каюков И. В. Сравнительный анализ различных методов оценки частоты сигнала / И. В. Каюков, В. Б. Манелис // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2006. – Т. 49, № 7. – С. 42-56.

42. Калюжный А. А. Влияние отклонения частоты стробирования на восстановление сигнала методом перестановки отсчетов / А. А. Калюжный, А. Д. Поздняков // Перспективные технологии в средствах передачи информации : материалы 14-ой международной научно-технической конференции, Владимир, 06–07 октября 2021 года. – Владимир: Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, 2021. – С. 144-147.

43. Калюжный А. А. Восстановление периодического сигнала при несинхронизированном стробировании в виртуальном анализаторе амплитудночастотной характеристики / А. А. Калюжный, В. А. Поздняков, А. Д. Поздняков // Известия Института инженерной физики. – 2018. – № 1(47). – С. 18-22.

44. Lucarini, Sergio, Manas V. Upadhyay, and Javier Segurado. "FFT based approaches in micromechanics: fundamentals, methods and applications." *Modelling and Simulation in Materials Science and Engineering* 30.2 (2021): 023002.

45. Калюжный А. А. Восстановление повторяющейся последовательности импульсов зондирующего сигнала при нелинейной когерентной дискретизации / А. А. Калюжный, А. Д. Поздняков // Проектирование и технология электронных средств. – 2020. – № 1. – С. 38-42.

46. Калюжный А. А. Восстановление периодического сигнала в виртуальном осциллографе при несинхронизированном стробировании / А. А. Калюжный А. Д. Поздняков, В. А. Поздняков // Проектирование и технология электронных средств. – 2017. – № 3. – С. 52-56.
47. Поздняков А. Д. Восстановление повторяющейся импульсной последовательности при когерентном стробировании / А. Д. Поздняков, А. А. Калюжный // Перспективные технологии в средствах передачи информации : материалы 14-ой международной научно-технической конференции, Владимир, 06–07 октября 2021 года. – Владимир: Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, 2021. – С. 152-155.
48. Коробов Д. С. Развитие алгоритмов определения параметров модулированного радиосигнала по дискретизированному массиву данных : специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения": диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Коробов Денис Станиславович. – Владимир, 2013. – 147 с.
49. Миронова М.Ю. Использование теоремы Котельникова-Шеннона при интерполяции временного ряда / М.Ю. Миронова // Математическое образование на Алтае (МОНА-2001): Труды региональной научно-методической конференции. Барнаул, 2001. - С. 3411.
50. Давыдочкин В.М. Весовые функции и алгоритмы для повышения точности оценки частоты и амплитуды выборки гармонического сигнала на фоне сигналоподобных помех: Афтореферат дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук / В.М. Давыдочкин. - Рязань, 2008. - 18 с.
51. Мелентьев В.С. Исследование метода измерения частоты гармонических сигналов / В.С. Мелентьев, Ю.М. Иванов, А.А. Миронов // Ползуновский вестник - 2013. - №2. - С. 198-201.
52. Калюжный Александр Александрович, Владислав Александрович Поздняков, Александр Дмитриевич Поздняков. "Восстановление

- дискретизированного сигнала при несинхронизированном стробировании." Методы и устройства передачи и обработки информации 19 (2017). - С. 4-8.
53. Поздняков А. Д. Оценка смещения и нестабильности частоты сигнала в радиоканале методом стробирования / А. Д. Поздняков, А. А. Калюжный // САПР и моделирование в современной электронике : Сборник научных трудов II Международной научно-практической конференции, Брянск, 24–25 октября 2018 года / Под редакцией Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. Том Часть 1. – Брянск: Брянский государственный технический университет, 2018. – С. 189-194. – DOI 10.30987/conferencearticle\_5c19e60b9a2324.97778914.
54. Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Автоматизация экспериментальных исследований, испытаний и мониторинга радиосистем / А.Д. Поздняков, В.А. Поздняков. - М.: Радиотехника, 2004. - 208 с.
55. Поздняков А. Д. "Интерполяционные алгоритмы определения параметров непрерывного и амплитудно-модулированного сигнала: практикум." ,2021.- 91 с.
56. Поздняков А. Д. Развитие алгоритмических методов определения параметров радиосигналов в задачах испытаний для гибких технологий производства радиотехнических устройств и систем : специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" : автореферат диссертации на соискание ученой степени доктора технических наук / Поздняков Александр Дмитриевич. – Владимир, 2005. – 32 с.
57. Поздняков А. Д. Развитие алгоритмических методов определения параметров радиосигналов в задачах испытаний для гибких технологий производства радиотехнических устройств и систем : специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" : диссертация на соискание ученой степени доктора технических наук / Поздняков Александр Дмитриевич. – Владимир, 2005. – 358 с.
58. Калюжный А. А. Выбор частоты стробирования при восстановлении периодического сигнала методом перестановки дискретных отсчетов / А. А. Калюжный, А. Д. Поздняков // САПР и моделирование в современной



электронике : Сборник научных трудов II Международной научно-практической конференции, Брянск, 24–25 октября 2018 года / Под редакцией Л.А. Потапова, А.Ю. Дракина. Том Часть 1. – Брянск: Брянский государственный технический университет, 2018. – С. 150-154. – DOI 10.30987/conferencearticle\_5c19e600042e12.85050941.

59. Глинченко А. С. Исследование спектрально-веса измерения частоты сигналов / А. С. Глинченко, О. А. Тронин // Цифровая обработка сигналов. – 2010. – № 2. – С. 22-28.

60. Никитин О. Р. Моделирование интерполяционных алгоритмов определения параметров радиосигнала в системах встроенного контроля / О. Р. Никитин, А. Д. Поздняков, А. А. Руфов // Электросвязь. – 2016. – № 2. – С. 61-67.

61. J. Luo, H. Xiao, C. Li and Y. Yang, "A comparative study of interpolation discrete fourier transform algorithms under strong noise," 2016 Prognostics and System Health Management Conference (PHM-Chengdu), Chengdu, China, 2016, pp. 1-7, doi: 10.1109/PHM.2016.7819777.

62. Wu, Minshun, and Degang Chen. "A faster method for accurate spectral testing without requiring coherent sampling." 2011 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference. IEEE, 2011.

63. Сергиенко А. Б. Определение положения максимума сигнала при интерполяции по трем точкам / А. Б. Сергиенко, И. С. Чекунова // Известия высших учебных заведений России. Радиоэлектроника. – 2005. – № 4. – С. 51-55.

64. Руфов А. А. Интерполяционные алгоритмы определения параметров радиосигнала по ограниченному массиву дискретных значений : специальность 05.12.04 "Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения" : диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук / Руфов Александр Андреевич, 2015. – 144 с.

65. Belega D., Petri D. Frequency estimation by two- or three-point interpolated Fourier algorithms based on cosine windows' // Signal Process, 2017, vol. 117, pp.

115–125. DOI: 10.1016/j.sigpro.2015.05.005.

66. Belega D., Petri D. Sine-wave parameter estimation by interpolated DFT method based on new cosine windows with high interference rejection capability // Digit' Signal Process, 2014, vol. 33, pp. 60–70. DOI: 10.1016/j.dsp.2014.07.003

67. Поздняков А. Д., А. А. Калюжный. "Оценка частоты периодического сигнала при когерентном стробировании." Проектирование и технология электронных средств 4 (2018). - С. 19-23.

68. Никитин О.Р., Поздняков В.А., Поздняков А.Д. Восстановление формы сигнала на экране виртуального осциллографа (материалы конференции) Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы докл. четвертой междунар. науч.-техн. конф. Владимир. - 2001. – с. 190 – 192.- ISBN 5-93907-007-8.

69. Harris, Fredric J. "On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform" in Proceedings of the IEEE Vol. 66, No. 1, January 1978.

70. B. G. Quinn. Estimating frequency by interpolation using Fourier coefficients. Signal Processing, IEEE Transactions on, 42(5):1264–1268, May 1994.

71. Гнездилов Д.С. Сравнительный анализ цифровых интерполяционных алгоритмов оценки частоты радиосигнала / Гнездилов Д.С., Матвеев Б.В. // Вестник Воронежского государственного технического университета. - Том: 9 -. 2013.- №2. С. 37-39.

72. Candan, Cagatay. "A method for fine resolution frequency estimation from three DFT samples." IEEE Signal processing letters 18.6 (2011): 351-354.

73. XIAO Hong, YANG Yong, XIE Ming, LUO Jiufei "A review of spectrum correction interpolation methods and accuracy comparison under strong noise." Journal of Chongqing University 40.8 (2017). - С. 27-36 china.

74. Minda, Andrea Amalia, Constantin-Ioan Barbinita, and Gilbert Rainer Gillich. "A Review of Interpolation Methods Used for Frequency Estimation." Romanian Journal of Acoustics and Vibration 17.1 (2020): 21-26.

75. Поздняков В. А. , Моделирование алгоритмических методов определения параметров радиосигналов [Текст]: практикум / А. Д. Поздняков, В. А. Поздняков; Владимирский гос. ун-т. - Владимир :, 2012. - 113 с. : ил.; 20 см.; ISBN 978-5-9984-0195-4.
76. Розенберг В.Я. Введение в теорию точности измерительных систем, - М.: Сов. Радио. - 1975.- 304 с.
77. Белецкая С. Ю. Измерение частоты гармонического сигнала методом сравнения с эталонами / С. Ю. Белецкая, Д. С. Гнездилов, И. Б. Крыжко, А. Б. Токарев // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2014. – Т. 10, № 1. – С. 85-87.

#### **Список работ, опубликованных по теме диссертации**

##### **Научные статьи в рецензируемых изданиях, рекомендованных ВАК**

78. **Альрубеи М. А.** Комплексный алгоритм оценки уровня и частоты гармонического сигнала на базе преобразования Фурье / М. А. Альрубеи // Проектирование и технология электронных средств, 2023, №2, - С. 43-47.
79. **Альрубеи М. А.** Сравнительный анализ способов интерполяции при оценке частоты дискретизированного гармонического сигнала / Альрубеи М. А. // Труды МАИ, 2023. № 130.
80. **Альрубеи М. А.** A new algorithm for improving accuracy and reducing complexity of measuring the frequency of periodic signals/ Альрубеи М. А. // I-methods, 2023, Т 15, № 1.
81. **Альрубеи М. А.** Определение частоты дискретизированного гармонического сигнала по положению энергетического пика спектра / М. А. Альрубеи, А. Д. Поздняков // Проектирование и технология электронных средств. – 2022. – № 2. – С. 30-34.
82. **Альрубеи М. А.** Влияние окна Кайзера на погрешность определения частоты гармонического сигнала методом моментов / М. А. Альрубеи, А. Д. Поздняков // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2023. – № 2(50). – С. 14-20. – DOI 10.24412/2221-2574-2023-2-14-20.

83. **Альрубеи А. М.** Оценка частоты при симметричной и несимметричной структуре спектральных компонент дискретизированного гармонического сигнала / А. М. Альрубеи, А. Д. Поздняков // Труды МАИ. – 2023. – № 129. – DOI 10.34759/trd-2023-129-15.
84. **Альрубеи М. А.** Погрешности определения частоты гармонического сигнала методом моментов по пику энергетического спектра дискретных отсчетов / М. А. Альрубеи, А.Д. Поздняков // Проектирование и технология электронных средств, 2023, №1, - С. 54-57.
85. **Альрубеи М. А.** Влияние шума на погрешность измерения частоты по дискретным отсчетам гармонического сигнала методом моментов / М. А. Альрубеи, А. Д. Поздняков // Вестник Воронежского государственного технического университета. – 2023. – Т. 19, № 4. – С. 94-102. – DOI 10.36622/VSTU.2023.19.4.012.
86. Поздняков, А.Д. Восстановление повторяющейся последовательности импульсов в канале передачи данных при когерентном стробировании/ **М. А. Альрубеи**, А.А. Калюжный, А.Д. Поздняков // Радиотехнические и телекоммуникационные системы, 2022, №1, -С. 29-36.
87. Поздняков, А.Д. Восстановление периодического сигнала по заданному числу точек когерентного стробирования / А.Д. Поздняков, А.А. Калюжный, **А. Р. Мохаммед**, // Известия института инженерной физики учредители, 2021, №3, -С. 39-43.
88. Поздняков А.Д. Восстановление периодического сигнала при заданном числе точек стробирования / А.А. Калюжный, **А. Р. Мохаммед**, А.Д. Поздняков // Проектирование и технология электронных средств, 2022, №1, - С. 53-57.

#### **Публикации в изданиях, входящих в Scopus**

89. **Alrubei Mohammed Abdalabbas** Influence of the window function and interpolation algorithms on the accuracy of estimating the frequency of the periodic signal, / Alrubei Mohammed Abdalabbas, Sarab AL-Chlaihawi,

Pozdnyakov Alexander Dmitrievich // AIP Conf. Proc. 2024, 3051, 080001, <https://doi.org/10.1063/5.0191862>.

90. **Alrubei M. A.** Improving the accuracy of the frequency measurement by the spectral method, Alrubei Mohammed Abdalabbas; Sarab AL-Chlaihawi; Pozdnyakov Alexander Dmitrievich, AIP Conf. Proc., 2024, 3051, 060001 <https://doi.org/10.1063/5.0191860>.

91. **Mohammed A. T.** Alrubei. A new accurate estimator of the frequency using the three-point interpolation of DFT samples, Mohammed A. T. Alrubei; Sarab AL-Chlaihawi; A. D. Pozdnyakov, Mohammed Al-Saadi AIP Conf. Proc., 2024, 3036, 030004 <https://doi.org/10.1063/5.0199481>.

#### **Публикации в прочих изданиях**

92. **Альрубеи М. А.** Влияние алгоритмов интерполяции на точность оценки частоты выбранного гармонического сигнала / Альрубеи М. А., // Международная научно-практическая конференция. Уфа, 10 февраля 2023, номер МНК-350, секция 4 актуальные проблемы науки и техники : Изд.-Общество с ограниченной ответственностью "Научно-издательский центр "Вестник науки" (Уфа), 2023, – С. 38-45.

93. **Альрубеи М. А.** Сравнительный анализ влияния оконной функции на оценку частоты дискретизированного гармонического сигнала / М. А. Альрубеи // Актуальные проблемы науки и техники : Сборник научных статей по материалам X Международной научно-практической конференции. В 2 ч., Уфа, 10 февраля 2023 года. Том Часть 1. – Уфа: Общество с ограниченной ответственностью "Научно-издательский центр "Вестник науки", 2023. – С. 46-52.

94. **Альрубеи М. А.** Измерение частоты гармонического сигнала по ограниченному числу дискретных отсчетов методом моментов / М. А. Альрубеи // Современные проблемы телекоммуникаций : Материалы Всероссийской научно-технической конференции с международным участием, Новосибирск, 19–20 апреля 2023 года / Под редакцией А.В. Ефимова, Т.И. Монастырской. – Новосибирск: Сибирский государственный

университет телекоммуникаций и информатики, 2023. – С. 370-373. – DOI 10.55648/978-5-91434-084-8-2023-262-267.

95. **Альрубеи М. А.** Измерение частоты по нескольким периодам сигнала методом нахождения центра тяжести спектра / М. А. Альрубеи, А. Д. Поздняков // Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии : XV МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ С НАУЧНОЙ МОЛОДЕЖНОЙ ШКОЛОЙ ИМ. И.Н. СПИРИДОНОВА ФРЭМЭ'2022, Владимир-Суздаль, 28–30 июня 2022 года. – Владимир-Суздаль: ООО "Графика", 2022. – С. 173-176.

96. **Mohammed A. T. Alrubei**, An approach for single-tone frequency estimation using DFT interpolation with parzen windowing/ Alrubei Mohammed A. T., Pozdnyakov Alexander Dmitrievich, // Kufa Journal of Engineering, vol. 14, no. 3, Aug. 2023, pp. 93-104.

97. Поздняков, А. Д. Восстановление периодического сигнала в расширенном диапазоне частот когерентного стробирования / А. Д. Поздняков, А. А. Калюжный, **А. Р. Мохаммед** // Перспективные технологии в средствах передачи информации : материалы 14-ой международной научно-технической конференции, Владимир, 06–07 октября 2021 года. – Владимир: Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, 2021. – С. 148-151.

98. Рукосуев А.С. Комплекс виртуальных приборов для испытаний радиоприемник укв/ Рукосуев А.С., **Мохаммед А.Р**// Дни науки студентов владимирского государственного университета имени александра григорьевича и николая григорьевича столетовых, Изд.- Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, 22 марта – 9 апреля 2021 г с 252-с 257.

#### **Свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ**

99. **Альрубеи М. А.**, Поздняков А.Д. Программа Влияние оконной функции на погрешность определения частоты гармонического сигнала методом Моментов. Свидетельство №2022616217, от 06- 04- 2022.

100. **Альрубеи М. А., Поздняков А.Д.** Моделирование и оценка погрешности метода измерения частоты сигнала по максимуму энергетического спектра при наличии шумов. Свидетельство 2022684961, , от 20- 10- 2022.

101. **Альрубеи М. А., Поздняков А.Д.** Моделирование влияния числа учитываемых компонент спектра на величину погрешности при измерении частоты сигнала методом моментов. Свидетельство 2022685856, от 20- 10- 2022.

102. **Альрубеи М. А., Поздняков А.Д.** Моделирование метода оценки частоты по положению энергетического пика спектра гармонического сигнала. Свидетельство №2022616218, от 06- 04- 2022.

# ПРИЛОЖЕНИЕ 1. ДОКУМЕНТЫ, ПОДТВЕРЖДАЮЩИЕ ВНЕДРЕНИЕ ОСНОВНЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИОННОЙ РАБОТЫ

## АКТ ВНЕДРЕНИЯ ВЛГУ

Утверждаю  
Проректор по образовательной  
деятельности Владимирского  
государственного университета  
имени А.Г. и Н.Г. Столетовых  
Панфилов А.А.  
\_\_\_\_\_ 2024 г.



### АКТ ВНЕДРЕНИЯ

в учебный процесс кафедры радиотехники и радиосистем результатов  
диссертационного исследования аспиранта  
Аль Рубен Мохаммеда Абдаллаббаса Тавфика по теме «Разработка и  
исследование интерполяционных алгоритмов оценки отклонения частоты  
гармонического сигнала»,

Интерактивная компьютерная программа моделирования «Оценка отклонения частоты гармонического сигнала методом моментов», созданная аспирантом Аль Рубен М.А., внедрена в учебный процесс кафедры радиотехники и радиосистем и используется при подготовке бакалавров и магистров по дисциплине «Встраиваемые системы контроля телекоммуникационных устройств».

Программа моделирования позволяет исследовать возможности спектрально-весаого метода измерения отклонения частоты при выборе: вида оконной функции (до 18 окон), числа учитываемых спектральных линий (от 1 до 11), числа отсчетов (8, 16, ..., 8192), допустимого отношения С/Ш (0...50 дБ), отношения частоты сигнала к частоте дискретизации.

Лектор учебных курсов



А.Д. Поздняков

Заведующий кафедрой РТиРС



Н.Н. Корнеева





Ref: 7-17-8290

Date: 17-9-2023

العدد /

التاريخ /

Vladimir State University named after Alexander and Nikolay Stoletovs (VLSU)

### IMPLEMENTATION DOCUMENT

With reference to the scientific Research related to the problem entitle " Research and development of spectral methods and algorithms for estimating the frequency and root mean square value of a periodic signal in the presence of additive Gaussian white noise "

Presented by Alrubei Mohammed Abdalabbas Tawfeeq that include the following objectives:

1. A method and algorithm for estimating the RMS harmonic signal from a limited array of discrete values using a time smoothing window and interpolation has been developed.
2. A combination of algorithms for determining the frequency and RMS of a harmonic signal in the frequency domain has been carried out.
3. A comprehensive methodology has been developed and algorithms for estimating frequency and RMS have been created.

This research is of high interest and useful to Al-Furat Al-Awsat Technical University and will be used by the students of the Technical Institute of Najaf, Department of Communication Techniques.

For any further information, please contact us on this Email: [Cr@atu.edu.iq](mailto:Cr@atu.edu.iq)



**Prof. Dr. Mohammed A. Al-Machtomi**

Vice-Chancellor of the Administrative Affairs

. SEP. 2023



جمهورية العراق - النجف الاشرف - كوفته

atu@atu.edu.iq البريد الإلكتروني www.atu.edu.iq

# ПЕРЕВОД АКТ ВНЕДРЕНИЯ AL-FURAT AL-AWSAT TECHNICAL UNIVERSITY

Республика Ирак  
Министерство высшего образования  
и научных исследований  
Технический университет Аль-Фурат Аль Аусат  
Отдел стипендий и культурных связей

Исх. № 7-17-8290  
Дата: 17.09.2023

Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых (ВлГУ)

## СПРАВКА О ВНЕДРЕНИИ

В научном исследовании, посвященном проблеме «Исследование и разработка спектральных методов и алгоритмов оценки частоты и среднеквадратического значения периодического сигнала в присутствии аддитивного гауссовского белого шума», представленном Аль Рубей Мохаммедом Абдалаббасом Тавфиком, решены следующие задачи:

1. Разработана методика и алгоритм оценки среднеквадратического значения гармонического сигнала по ограниченному массиву дискретных значений с использованием временного сглаживающего окна и интерполяции.
2. Разработан алгоритм определения частоты и среднеквадратического значения гармонического сигнала в частотной области.
3. Разработана комплексная методология и предложены алгоритмы оценки частоты и среднеквадратического значения.

Данное исследование представляет большой интерес и полезно для Технического университета Аль-Фурат Аль-Аусат и будет использовано студентами факультета коммуникационных технологий Технического института Наджафа.

Для получения дополнительной информации, пожалуйста, свяжитесь с нами по этому электронному адресу: [Cr@atu.edu.iq](mailto:Cr@atu.edu.iq)

*Подпись*

**Профессор д-р Мохаммед А. Аль-Мачтоми**  
Вице-канцлер по административным вопросам  
Сентябрь 2023

*Печать Отдела стипендий и культурных связей  
Технического университета Аль-Фурат Аль Аусат*

Перевод выполнен отделом международного сотрудничества ВлГУ.

Начальник отдела



Н.Н. Трошина

ПРИЛОЖЕНИЕ 2. Свидетельства о государственной регистрации программ для ЭВМ

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



**СВИДЕТЕЛЬСТВО**

о государственной регистрации программы для ЭВМ

**№ 2022616217**

**ВЛИЯНИЕ ОКОННОЙ ФУНКЦИИ НА  
ПОГРЕШНОСТЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ  
ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА МЕТОДОМ  
МОМЕНТОВ**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» (RU)*

Авторы: *Аль Рубеи Мохаммед Абдалаббас Тавфик (IQ),  
Поздняков Александр Дмитриевич (RU)*

Заявка № **2022615737**

Дата поступления **06 апреля 2022 г.**

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ **06 апреля 2022 г.**



*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

A handwritten signature in black ink, appearing to be 'Ю.С. Зубов'.

*Ю.С. Зубов*

# РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022684961

### МОДЕЛИРОВАНИЕ И ОЦЕНКА ПОГРЕШНОСТИ МЕТОДА ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА ПО МАКСИМУМУ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО СПЕКТРА ПРИ НАЛИЧИИ ШУМОВ

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» (RU)*

Авторы: *Аль Рубеи Мохаммед Абдалаббас Тавфик (IQ), Поздняков Александр Дмитриевич (RU)*

Заявка № 2022684430

Дата поступления 13 декабря 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 20 декабря 2022 г.



*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

Документ подписан электронной подписью  
Сертификат: 8f818002e97c513103d4e1ed21142b5c7  
Подпись: **Зубов Юрий Сергеевич**  
Действителен с 2012-10-26 по 26.05.2023

*Ю.С. Зубов*

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022616218

### МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДА ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ ПО ПОЛОЖЕНИЮ ЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ПИКА СПЕКТРА ГАРМОНИЧЕСКОГО СИГНАЛА

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» (RU)*

Авторы: *Аль Рубеи Мохаммед Абдалаббас Тавфик (IQ),  
Поздняков Александр Дмитриевич (RU)*



Заявка № 2022615738

Дата поступления 06 апреля 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 06 апреля 2022 г.

Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Ю.С. Зубов

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2022685856

**Моделирование влияния числа учитываемых  
компонент спектра на величину погрешности при  
измерении частоты сигнала методом моментов**

Правообладатель: *Федеральное государственное бюджетное  
образовательное учреждение высшего образования  
"Владимирский государственный университет имени  
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича  
Столетовых" (RU)*

Авторы: *Аль Рубеи Мохаммед Абдалаббас Тавфик (IQ),  
Поздняков Александр Дмитриевич (RU)*



Заявка № 2022684451

Дата поступления 13 декабря 2022 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 28 декабря 2022 г.

*Руководитель Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности*

Документ подписан электронной подписью  
Сертификат: 6888002.001.01.01034914100241152502/  
Подписчик: **Зубов Юрий Сергеевич**  
Дата подписания: 2022.12.28 09:28:02

*Ю.С. Зубов*

ПРИЛОЖЕНИЕ 3. Моделирование метода оценки частоты по положению энергетического пика спектра гармонического сигнала

```
%% Программа моделирования метода СВМ с оценкой погрешности при
измерении частоты
clc;clear all;close all;%Очистить рабочее пространство
m= 6:1:6 ; % Количество N выборок сигнала
d= 2;% Количество дополнительных линий спектра близких к максимальной
линии вверху и внизу.
percent=1; % Уровень перехода «Четное/Нечетное»
у= 2;% Порядок начального момента
Fd= 324*10^6 ;% частота дискретизации (Гц)
Am=1; % Амплитуда сигнала
Noise= 1000; % Сигнал/шум (дБ)
for Loop_1=1:length(m) % Цикл по объему отсчетов
  N=2.^m(Loop_1);% Количества выборок, Например N=2.^6 = 64
  frequencygrid =Fd/N ;% Шаг частотной сетки
  % Границы диапазона частот, в котором выполняется анализ сигнала
  Fcmin= 87.5*10^6 ; % Частота сигнала Fc мин.
  Fcmax= 108*10^6 ; % Частота сигнала Fc макс.
  phi= 0; % Начальная фаза
  df= 0 ; % Начальное значение частоты
  dfm=((Fcmax-Fcmin)/Fcmin).*100;% Конечное значение частоты
  step= dfm/10000 ; % Шаг изменении от начального до конечного значения
  частоты
  Td=1/Fd ; % Время дискретизации
  duration=(N*Td); % Длительность сигнала
  t = (1:1:(duration*Fd))/Fd; % Длительность сигнала
  ri=1;% Дополнительный компонент в верхней области
  L=1;% Дополнительный компонент в нижней области
  df=[0:step:dfm-step];
  cycle=100 ; % Количество циклов при наличии шума
  cy=[0:1:cycle-1];
  for Loop_2=1:length(df);% Цикл отклонения частоты
    %   for phi=[-180:10:180];
    phase=[-180: 1 :180];
    fc=((df/100)*Fcmin)+Fcmin;% Начальная отклонения частоты,в процентах
    fc1(Loop_2)=fc(Loop_2)*Fd/N ;
    for c=1:length(cy)% Цикл шума
      x = Am*sin(2*pi*fc(Loop_2)*t+phi); % Исходный сигнал
      xn = awgn(x,Noise ,'measured');% Добавить шум белого гаусса
      % Накладывается временное окно
      win = kaiser(N,8);
      %% Применение временного окна к массиву дискретных выборок.
      R =(xn*win);
```

```

%% Применение прямого быстрого преобразования Фурье (БПФ) к
взвешенному
dft=fft(R,N);% (БПФ)
S2=abs(dft/N);% Учитываются только абсолютные значения из БПФ
S = 2*S2(1:N/2+1); % Учитываются спектры (половинные спектры)
f = Fd*(0:(N/2))/N;% Нормирование частоты.
%% Определение максимальной амплитуды с учетом того, что она
принадлежит
[max_val_n, n] = max(S);% Определить максимальные компоненты, уровень
и местоположение.
n1=f(n);
[max_val_n fundamental_location] = max(S);% Поиск будет от 1-й до N/2.
fundamental_location_np1=(fundamental_location+1);
fundamental_location_nm1=(fundamental_location-1);
fundamental_frequency_nm1 = (fundamental_location-1)*Fd/N;
np1=S(:,fundamental_location_np1);% Определить амплитуду n+1
nm1=S(:,fundamental_location_nm1);% Определить амплитуду n-1
np1nan= np1/max_val_n;% Определить уровень n+1/n
nm1nan= nm1/max_val_n;% Определить уровень n-1/n
%%Оценка частоты сигнала.
ch=0; % Числитель, уравнение оценки частоты.
z=0; % Знаменатель , уравнение оценки частоты.
g=0;
%% Сформулируем четыре требования (4 условия).
if nm1 < percent && nm1 >= np1 ;
kk=0;
for i=[n-d : n+d];% Цикл вычисления частоты в зависимости от количества
компонентов
f1=f(i);
ch=ch+((abs(S(i)).^y)).*f1;
z=z+abs((abs(S(i)).^y));
kk=S(i)+kk;
fcfd(Loop_2)=fc(Loop_2)/Fd;
end
g=ch/z;% Оценка частоты
elseif np1 < percent && np1 >= nm1 ;
ch=0;
kk=0;
g=0;
z=0;
for i=[n-d : n+d];% Определить компоненты, которые необходимо учитывать
f1=f(i);
ch=ch+((abs(S(i)).^y)).*f1;
z=z+abs((abs(S(i)).^y));
kk=S(i)+kk;

```



```

fcfd(Loop_2)=fc(Loop_2)/Fd;
end
g=ch/z;% Оценка частоты
elseif np1 >= percent    && np1 > nm1 ;
ch=0;
kk=0;
g=0;
z=0;
for i=[n-d : n+d+ri];% Определить компоненты, которые необходимо
учитывать
fl=f(i);
ch=ch+((abs(S(i)).^y)).*fl;
z=z+abs((abs(S(i)).^y));
kk=S(i)+kk;
fcfd(Loop_2)=fc(Loop_2)/Fd;
end
g=ch/z
elseif nm1 >= percent    && nm1 > np1 ;
ch=0;
kk=0;
g=0;
z=0;
for i=[n-d-L : n+d];% Определить компоненты, которые необходимо
учитывать
i4comnm1=[n-d-L : n+d];
fl=f(i);
ch=ch+((abs(S(i)).^y)).*fl;
z=z+abs((abs(S(i)).^y));
kk=S(i)+kk;
fcfd(Loop_2)=fc(Loop_2)/Fd;
end
g=ch/z;
else
end
%% Определение максимальных погрешностей Оценка частоты
Error=0;
ER_MAX=0;
Error=((g-fc(Loop_2))/fc(Loop_2)) ;
Er(Loop_2)=Error;
end
ER_MAX(Loop_2)=max(Er);
ERMAXN(Loop_1)=0;
end
ERMAXN(Loop_1)=max(ER_MAX);
end

```

```

disp((ERMAXN'))
figure(1)
plot(xn,'b-','LineWidth',3 )% Построение графика сигнала
title('Исходный сигнал','LineWidth',3);
ylabel('Амплитуда ','fontsize',14,'fontweight','bold')
xlabel('Отсчеты ','fontsize',14,'fontweight','bold');
grid on
    xlim([0 N]);
    ax = gca;
    grid minor
ax.XGrid = 'on';
ax.XMinorGrid = 'on';
ax.YMinorGrid = 'on';
ax.XAxis.Color = 'k';
ax.YAxis.Color = 'k';
ax.GridLineStyle = '--' ;% This style of the Grid
ax.MinorGridLineStyle = ':';
ax.GridAlpha = 0.5;% Grid-line transparency,
    ax.MinorGridAlpha = 1;% Thick of Minor Grid
    ax.GridAlpha = 1;% Thick of Grid
    ax.LineWidth = 0.8 ;
    ax.FontWeight='bold';% Bold for x and y and titel list
ax.FontSize = 14;
figure(2)
plot (fcfd,Er,'k-','LineWidth',3 )
hold on
grid on
ylabel('Погрешность ','fontsize',14,'fontweight','bold')
xlabel('Fc/fd','fontsize',14,'fontweight','bold');
hold on
    xlim([Fcmin/Fd Fcmax/Fd]);
    ax = gca;
    grid minor
ax.XGrid = 'on';
ax.XMinorGrid = 'on';
ax.YMinorGrid = 'on';
ax.XAxis.Color = 'k';
ax.YAxis.Color = 'k';
ax.GridLineStyle = '--' ;% This style of the Grid
ax.MinorGridLineStyle = ':';
ax.GridAlpha = 0.5;% Grid-line transparency,
    ax.MinorGridAlpha = 1;% Thick of Minor Grid
    ax.GridAlpha = 1;% Thick of Grid
    ax.LineWidth = 0.8 ;
    ax.FontWeight='bold';% Bold for x and y and titel list

```

```

ax.FontSize = 14;
figure(3)%Спектр сигнала
stem (S,'k-','LineWidth',4 )
title('Спектр сигнала ');
ylabel('Амплитуда ','fontsize',14,'fontweight','bold')
xlabel('Отсчеты','fontsize',14,'fontweight','bold');
hold on
grid on
xlim([0 N/2]);
ax = gca;
grid minor
ax.XGrid = 'on';
ax.XMinorGrid = 'on';
ax.YMinorGrid = 'on';
ax.XAxis.Color = 'k';
ax.YAxis.Color = 'k';
ax.GridLineStyle = '--' ;% This style of the Grid
ax.MinorGridLineStyle = ':';
ax.GridAlpha = 0.5;% Grid-line transparency,
ax.MinorGridAlpha = 1;% Thick of Minor Grid
ax.GridAlpha = 1;% Thick of Grid
ax.LineWidth = 0.8 ;
ax.FontWeight='bold';% Bold for x and y and titel list
ax.FontSize = 14;

```

ПРИЛОЖЕНИЕ 4. Программа моделирования алгоритмов оценки погрешности измерения частоты сигнала по трем спектральным линиям

```
%% Программа моделирования Предложенный алгоритм с оценкой погрешности при измерении частоты
clc;clear all;close all; %Очистить рабочее пространство
m= 9 ;% Число отсчетов
d= 1 ;% Количество дополнительных линий спектра близко к n макс. вверху и внизу.
percent= 1;% Уровень перехода «Четное/Нечетное»
y= 2 ;% Порядок начального момента
Am=1 ;% Амплитуда сигнала
r= 18 ;% Количество десятичных знаков
for pp=1:length(m) % цикл по объему выборками
N=2.^m(pp);%Количества выборок, Например N=2.^9 = 512
Fd= N ;% Частота дискретизации
frequencygrid =Fd/N ; % Шаг частотной сетки
% Границы диапазона частот, в котором выполнить анализ сигнала
Fcmin= (Fd/4)-2 ; % fc мин .
Fсmax= Fd/4 ; % fc макс.
phi= 0; % Начальная фаза.
df= 0 ; % Начальное значение частоты
dfm=((Fсmax-Fcmin)/Fcmin).*100;% Конечное значение частоты
step= dfm/10000 ; % Шаг изменении от начального до конечного значения частоты
Td=1/Fd ; % Время дискретизации
duration=(N*Td); % Длительность сигнала
t = (1:1:(duration*Fd))/Fd; % Чтобы строить непрерывный сигнал
ri=1;% Дополнительная компонента в области верхних частот
L=1;% Дополнительный компонент
df=[0:step:dfm-step];
cycle=1 ;
cy=[0:1:cycle-1];
for k=1:length(df);% Цикл отклонения частоты
% for phi=[-180:10:180];
phase=[-180:10:180];
fc=((df/100)*Fcmin)+Fcmin;% Начальная отклонения частоты
fc1(k)=fc(k)*Fd/N ;
for c=1:length(cy)% Цикл шума
x = Am*sin(2*pi*fc(k)*t+phi); %Исходный сигнал
xn = awgn(x,30,'measured') ; % Добавить шум белого гаусса
% Оконная функция
win = kaiser(N,12) ;
R =(xn *win);% Умножение [xn] на окно.
dft=fft(R,N);% Применение функций быстрого преобразования Фурье (БПФ)
```

```

S2=abs(dft)/N;
S = 2*S2(1:N/2+1); % Учитываются спектры (половинные спектры)
f = Fd*(0:(N/2))/N;
Sa=round(S,r);
% Определение положения и уровня спектральных линий
nx=find(Sa==max(Sa));
[yn, n] = max(Sa); %%% Максимальный уровень спектральной линии
n1=f(n);
% Предлагаемый алгоритм
np1=(n+1);%%% Положение n+1
nm1=(n-1);%%% Положение n-2
np2=(n+2);%%% Положение n+2
nm2=(n-2);%%% Положениен-2
ynp1=S(:,np1);%%% Уровень n+1
ynm1=S(:,nm1);%%% Уровень n-1
ynp2=S(:,np2);%%% Уровень n+2
ynm2=S(:,nm2);%%% Уровень n-2
del1=((yn-ynm1)-(yn-ynp1))/yn ;
% del1= (ynp1 - ynm1 )/yn ;
% Алгоритм ена
deljocabcon=(ynm1-ynp1)/(2*yn-ynm1-ynp1);
% Алгоритм Динга
delding=(ynp1-ynm1)/(ynm1+yn+ynp1);
% Алгоритм Воглеведе
del_Voglewede=(ynp1-ynm1)/2*(2*yn-ynp1-ynm1); %Воглеведе method
fcc=mean(f(nx));
g_our(k)=(fcc+del1)*Fd/N; %%%Оценка частоты сигнала.
er_our=((g_our(k)-fc(k))/fc(k));%Error freq. estimation our algorithm
Er_our(c)= er_our*-1 ;%*-1 no use with Flattop,rectan,Kaiser15
fcc=mean(f(nx));
g_jocabcon(k)=(fcc+deljocabcon)*Fd/N; %%%Оценка частоты сигнала.
er_jocabcon=((g_jocabcon(k)-fc(k))/fc(k));
Er_jocabcon(c)=er_jocabcon;
fcc=mean(f(nx));
g_ding(k)=(fcc+delding)*Fd/N; %%%Оценка частоты сигнала.
er_ding=((g_ding(k)-fc(k))/fc(k));%Error freq. estimation our algorithm
Er_ding(c)= er_ding;
fcc=mean(f(nx));
g_Voglewede(k)=(fcc+del_Voglewede)*Fd/N; %%% Оценка частоты сигнала
er_Voglewede=((g_Voglewede(k)-fc(k))/fc(k));% Оценка погрешности
измерения частоты сигнала.
Er_Voglewede(c)= er_Voglewede;
fcc=mean(f(nx));
% Алгоритм СВМ
ch=0; % Числитель, уравнение оценки частоты.

```

```

z=0; %знамяЯкобсенатель , уравнение оценки частоты.
g=0;
%% Поставим 4 условия
if nm1 < percent && nm1 >= np1 ;
kk=0;
for i=[n-d : n+d];% Цикл вычисления частоты в зависимости от количества
компонентов
fl=f(i);
ch=ch+((abs(S(i)).^y)).*fl;
z=z+abs((abs(S(i)).^y));
kk=S(i)+kk;
fcfd(k)=fc(k)/Fd;
end
g=ch/z; %%Оценка частоты сигнала.
elseif np1 < percent && np1 >= nm1 ;
ch=0; % Числитель, уравнение оценки частоты
kk=0;
g=0;
z=0;
for i=[n-d : n+d];% Определить компоненты, которые необходимо учитывать
fl=f(i);
ch=ch+((abs(S(i)).^y)).*fl;
z=z+abs((abs(S(i)).^y));
kk=S(i)+kk;
fcfd(k)=fc(k)/Fd;
end
g=ch/z;% Оценка частоты
elseif np1 >= percent && np1 > nm1 ;
ch=0; % Числитель, уравнение оценки частоты
kk=0;
g=0;
z=0;
for i=[n-d : n+d+ri];% Определить компоненты, которые необходимо
учитывать
i4comnm1=[n-d : n+d+ri];
fl=f(i);
ch=ch+((abs(S(i)).^y)).*fl;
z=z+abs((abs(S(i)).^y));
kk=S(i)+kk;
fcfd(k)=fc(k)/Fd;
end
g=ch/z;% Оценка частоты сигнала.

elseif nm1 >= percent && nm1 > np1 ;
ch=0; % Числитель, уравнение оценки частоты

```

```

kk=0;
g=0;
z=0;
for i=[n-d-L : n+d];% Определить компоненты, которые необходимо
учитывать
f1=f(i);
ch=ch+((abs(S(i)).^y)).*f1;
z=z+abs((abs(S(i)).^y));
kk=S(i)+kk;
fcfd(k)=fc(k)/Fd;
end
g=ch/z;% Оценка частоты
else
end
g_moment(k)=ch/z;
er_moment=((g_moment(k)-fc(k))/fc(k));
Er_moment(c)= er_moment;
end % Конец петля для усреднении значение погрешности
ERMAX_our(k)=max(Er_our);% Определить максимальную погрешность
ERMIN_our(k)=min(Er_our);% Определить минимальную погрешность
ERmean_our(k)=((ERMAX_our(k)+ERMIN_our(k)))/2 ;%определить среднюю
погрешность
ERMAX_jocabcon(k)=max(Er_jocabcon);% Определить максимальную
погрешность
ERMAX_ding(k)=max(Er_ding);% Определить максимальную погрешность
ERMAX_Voglewede(k)=max(Er_Voglewede);% Определить максимальную
погрешность
ERMAX_moment(k)=max(Er_moment);% Определить максимальную
погрешность
end % Конец петля для девиации частоты
ERMAXN_our(pp)= max(ERMAX_our);
ERMAXN_jocabcon(pp)=max(ERMAX_jocabcon);
ERMAXN_Voglewede(pp)=max(ERMAX_Voglewede);
ERMAXN_ding(pp)=max(ERMAX_ding);
ERMAXN_moment(pp)=max(ERMAX_moment);
end % Конец цикл для N
disp((ERMAXN_jocabcon'))
disp((ERMAXN_Voglewede'))
disp((ERMAXN_ding'))
disp((ERMAXN_moment')) % Показать погрешность в каждом N выборки
disp((ERMAXN_our')) % Показать погрешность в каждом N выборки
s=3;
figure(1)
plot (fcfd,ERMAX_jocabcon,'m--','LineWidth',s)
hold on

```

```

plot (fcfd,ERMAX_Voglewede,':','LineWidth',s)
hold on
plot (fcfd ,ERMAX_ding,' b-','LineWidth',s)
hold on
plot (fcfd, ERMAX_moment,'r','LineWidth',s)%%fc
  hold on
  plot (fcfd ,ERMAX_our,'k-','LineWidth',s)
hold on
xlim([Fcmín/Fd Fcmax/Fd]);
grid on
ylabel('Погрешность','fontsize',14,'fontweight','bold')
xlabel('Fc/Fд','fontsize',14,'fontweight','bold');
hold on
ax = gca;
grid minor
ax.XGrid = 'on';
ax.XMinorGrid = 'on';
ax.YMinorGrid = 'on';
ax.XAxis.Color = 'k';
ax.YAxis.Color = 'k';
ax.GridLineStyle = '--' ;% this style of the Grid
ax.MinorGridLineStyle = ':';
ax.GridAlpha = 0.5;%Grid-line transparency,
ax.MinorGridAlpha = 1;% thick of Minor Grid
  ax.GridAlpha = 1;%thick of Grid
  ax.LineWidth = 0.8 ;
ax.FontWeight='bold';%%bold for x and y and titel list
ax.FontSize = 14;
legend(' Якобсена ','Динга','Воглеведе','СВМ','Предлагаемый')

```



ПРИЛОЖЕНИЕ 5. Библиотека методических составляющих погрешности для основных оконных функций, при разном числе спектральных линий и объема выборки

ДЛЯ 2-Х МАКСИМАЛЬНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ ЛИНИЙ

1. При объеме выборки 16 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=2$ )**  $1.6e-2$  (16%).
2. При объеме выборки 32 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=2$ )**  $8.7e-3$  (0.87%).
3. При объеме выборки 64 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=2$ )**  $4.1e-3$  (0.41%).
4. При объеме выборки 128 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=2$ )**  $2.1e-3$  (0.21%).
5. При объеме выборки 256 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=2$ )**  $1.0e-3$  (0.010%).
6. При объеме выборки 512 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=2$ )**  $5.1e-4$  (0.051%).
7. При объеме выборки 1024 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=2$ )**  $2.5e-4$  (0.025%).
8. При объеме выборки 2048 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=2$ )**  $1.2e-4$  (0.012%).
9. При объеме выборки 4096 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=2$ )**  $6.3e-5$  (0.0063%).
10. При объеме выборки 8192 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=2$ )**  $3.1e-5$  (0.00031%).

Таким образом, при объеме выборки от 16 до 64 погрешность не превышает 1% и при каждом дальнейшем 2-кратном увеличении отсчетов снижается в 2 раза. Моделирование СВМ с оценкой границы максимальной методической погрешности показало, что при 2-х спектральных линиях рекомендуется использовать окно **Кайзера ( $\beta=2$ )** при любом объеме выборки

## ПОГРЕШНОСТИ ПРИ РАСЧЕТЕ ПО 3-М ЛИНИЯМ СПЕКТРА

Полученные при моделировании методические погрешности позволяют дать следующие рекомендации

1. При объеме выборки 16 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=4$ )**  $1.4e-3$  (0.14%).
2. При объеме выборки 32 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=4$ )**  $8.6e-4$  (0.086%).
3. При объеме выборки 64 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=4$ )**  $4.5e-4$  (0.045%).
4. При объеме выборки 128 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=4$ )**  $3.4e-4$  (0.034%).
5. При объеме выборки 256 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=4$ )**  $1.2e-4$  (0.012%).
6. При объеме выборки 512 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=4$ )**  $6.3e-5$  (0.0063%).
7. При объеме выборки 1024 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=4$ )**  $3.1e-5$  (0.0031%).
8. При объеме выборки 2048 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=4$ )**  $1.5e-5$  (0.0015%).
9. При объеме выборки 4096 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=4$ )**  $7.9e-6$  (0.00079%).
10. При объеме выборки 8192 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=4$ )**  $3.9e-6$  (0.00039%).

Моделирование СВМ с оценкой границы максимальной методической погрешности показало, что при 3-х спектральных линиях рекомендуется использовать окно **Кайзера ( $\beta=4$ )** при любом объеме выборки.

## ПОГРЕШНОСТИ ПРИ РАСЧЕТЕ ПО 4-М ЛИНИЯМ СПЕКТРА

1. При объеме выборки 16 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=6$ )**  $6.5e-3$  (0.64%).

2. При объеме выборки 32 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=6$ )**  $8.1e-5$  (0.0081%).
3. При объеме выборки 64 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=6$ )**  $2.5e-5$  (0.0025%).
4. При объеме выборки 128 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=6$ )**  $1.1e-5$  (0.0011%).
5. При объеме выборки 256 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=6$ )**  $2.0e-6$  (0.00020%).
6. При объеме выборки 512 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=6$ )**  $9.1e-7$  (0.0000091%).
7. При объеме выборки 1024 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=6$ )**  $5.0e-7$  (0.000050%).
8. При объеме выборки 2048 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=6$ )**  $2.4e-7$  (0.000024%).
9. При объеме выборки 4096 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=6$ )**  $2.4e-7$  (0.000024%).
10. При объеме выборки 8192 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=6$ )**  $1.1e-7$  (0.0000011%).

Моделирование СВМ с оценкой границы максимальной методической погрешности показало, что при 4-х спектральных линиях рекомендуется использовать окно **Кайзера ( $\beta=6$ )** при объеме выборки (16-8192).

#### ПОГРЕШНОСТИ ПРИ РАСЧЕТЕ ПО 5-М ЛИНИЯМ СПЕКТРА

1. При объеме выборки 16 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=7$ )**  $1.0e-2$  (1%).
2. При объеме выборки 32 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=7$ )**  $5.9e-6$  (0.00059%).
3. При объеме выборки 64 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=7$ )**  $2.1e-6$  (0.00021%).
4. При объеме выборки 128 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=7$ )**  $1.1e-6$  (0.00011%).

5. При объеме выборки 256 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=7$ )**  $5.4e-7$  (0.000054%).
6. При объеме выборки 512 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=7$ )**  $2.6e-7$  (0.000026%).
7. При объеме выборки 1204 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=7$ )**  $1.2e-7$  (0.000012%).
8. При объеме выборки 2048 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=7$ )**  $6.3e-8$  (0.0000063%).
9. При объеме выборки 4096 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=7$ )**  $3.1e-8$  (0.0000031%).
10. При объеме выборки 8192 методическая погрешность не превышает для окна **Кайзера ( $\beta=7$ )**  $1.5e-8$  (0.0000015%).

Моделирование СВМ с оценкой границы максимальной методической погрешности показало, что при 5-х спектральных линиях рекомендуется использовать окно **Кайзера ( $\beta=7$ )** при объеме выборки (16-8192).

ПРИЛОЖЕНИЕ 6. Диплом за лучшую научную работу года на конференции  
Вестник науки-2023



ПРИЛОЖЕНИЕ 7. Сертификаты участия в конференциях, индексируемых SCOPUS и Clarivate

Сертификат участия в конференции ICPS -2023, индексируемом SCOPUS and Clarivate





ПРИЛОЖЕНИЕ 8. Сертификат качества в области рецензирования

