

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

*На правах рукописи*



Руфов Александр Андреевич

**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

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

Владимир - 2015

## ОГЛАВЛЕНИЕ

СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ.....	5
ВВЕДЕНИЕ.....	6
ГЛАВА 1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО РАДИОСИГНАЛА И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ.....	13
1.1. ТРЕБОВАНИЯ К СРЕДСТВАМ КОМПЛЕКСНОЙ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ПРИ ВОССТАНОВЛЕНИИ И ОЦЕНКЕ ПАРАМЕТРОВ ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО РАДИОСИГНАЛА.....	14
1.2. ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ И КОМПЛЕКСНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛА.....	16
1.3. ВОЗМОЖНОСТИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ СИГНАЛА.....	21
1.4. ВОЗМОЖНОСТИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА.....	27
1.5. ВОЗМОЖНОСТИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ.....	31
1.6. ВЫБОР КОМПЛЕКСИРУЕМЫХ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ И БЫСТРОДЕЙСТВИЯ В ЗАДАЧАХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ.....	34
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1.....	38
ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДИК И АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ И СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА ПО ОГРАНИЧЕННОЙ ВЫБОРКЕ ДИСКРЕТНЫХ ЗНАЧЕНИЙ.....	39
2.1. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА МЕТОДОМ ИНТЕГРИРОВАНИЯ.....	40

2.2. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО СИГНАЛА МЕТОДОМ МНОГОУРОВНЕВОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ.....	51
2.3. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО СИГНАЛА ПО ОГРАНИЧЕННОМУ ЧИСЛУ ДИСКРЕТНЫХ ОТСЧЕТОВ.....	60
2.4. КОМПЛЕКСНЫЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ И СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО СИГНАЛА ПО ОГРАНИЧЕННОМУ ЧИСЛУ ДИСКРЕТНЫХ ОТСЧЕТОВ.....	68
2.5. СРАВНИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДОВ ФУРЬЕ И КОТЕЛЬНИКОВА.....	69
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2.....	71
ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА МЕТОДИК И АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ ИЛИ АМПЛИТУДНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ.....	73
3.1. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННОГО ИЛИ АМПЛИТУДНО- МАНИПУЛИРОВАННОГО РАДИОСИГНАЛА.....	74
3.2. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА МОДУЛЯЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СКОЛЬЗЯЩЕГО ОКНА.....	83
3.3. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ МОДУЛИРУЮЩЕГО СИГНАЛА ПО МАССИВУ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ СИГНАЛА.....	95
3.4. КОМПЛЕКСНЫЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛЯЦИИ.....	102
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3.....	104

ГЛАВА 4. ИМИТАЦИОННОЕ ПОЛУНАТУРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ И ПРОГРАММНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ РАЗРАБОТАННЫХ МЕТОДИК И АЛГОРИТМОВ.....	105
4.1. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДИКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКЗ СИГНАЛА МЕТОДОМ ИНТЕГРИРОВАНИЯ С НАЛОЖЕНИЕМ ОКНА.....	105
4.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДИКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКЗ СИГНАЛА МЕТОДОМ ИНТЕГРИРОВАНИЯ С НАЛОЖЕНИЕМ ОКНА И ВОССТАНОВЛЕНИЕМ ПО КОТЕЛЬНИКОВУ.....	111
4.3. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДИКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА МЕТОДОМ МНОГОУРОВНЕВОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ И ВОССТАНОВЛЕНИЕМ ПО КОТЕЛЬНИКОВУ.....	116
4.4. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДИКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛЯЦИИ С НАЛОЖЕНИЕМ СКОЛЬЗЯЩИХ ОКОН И ВОССТАНОВЛЕНИЕМ ПО КОТЕЛЬНИКОВУ.....	119
ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4.....	125
ЗАКЛЮЧЕНИЕ.....	126
СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ.....	128
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	141
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	143

## СПИСОК СОКРАЩЕНИЙ

АМ	-	амплитудная модуляция
АМ-сигнал	-	амплитудно-модулированный сигнал
АМн	-	амплитудная манипуляция
АМн-сигнал	-	амплитудно-манипулированный сигнал
АЦП	-	аналого-цифровой преобразователь
БПФ	-	быстрое преобразование Фурье
ВП	-	виртуальный прибор
ВТ	-	вычислительная техника
ДПФ	-	дискретное преобразование Фурье
ОФ	-	оконная функция
ПО	-	программное обеспечение
ПК	-	персональный компьютер
РТС	-	радиотехническая система
РЭА	-	радиоэлектронная аппаратура
СИ	-	средства измерений
СКЗ	-	среднеквадратическое значение
СКИМ	-	системы контроля, испытаний и мониторинга
ЦАП	-	цифро-аналоговый преобразователь
ЦОС	-	цифровая обработка сигналов
ЭВМ	-	электронно-вычислительная машина

## ВВЕДЕНИЕ

**Актуальность.** Определение параметров гармонического сигнала является одним из самых распространенных видов измерений в радиотехнике, технике связи, электронике и системах автоматики. Задачи оперативной оценки частоты и среднеквадратического значения (СКЗ) короткого квазипериодического сигнала решаются при построении встроенной в аппаратуру системы контроля, измерений и мониторинга (СКИМ), а также при испытаниях радиоэлектронной аппаратуры (РЭА), в цифровой осциллографии, звуковой и радиолокации, телеметрии и навигации. Использование амплитудно-модулированных и амплитудно-манипулированных колебаний ограниченной длительности предполагает демодуляцию и оценку параметров радиосигнала по нескольким периодам частоты, которая в общем случае неизвестна.

Современная РЭА комплектуется встроенными аппаратно-программными средствами для цифровой обработки сигналов (ЦОС), а также для самоконтроля и самодиагностики. Развитие технологии виртуальных приборов (ВП) определяет пути эффективного решения специализированных задач измерения, контроля, мониторинга и диагностики РЭА.

Встраиваемые одноплатные компьютеры, быстродействующие микроконтроллеры и программируемые логические интегральные схемы позволяют с наименьшими аппаратными затратами обеспечить высокое быстродействие, точность и достоверность получаемой информации о параметрах сигналов и состоянии аппаратуры. Всё большее число задач решается не на аппаратном, а на алгоритмическом и программном уровне.

Все методы функционального контроля на основе ЦОС можно разделить на группы: работающие во временной области сигналов, работающие в частотной области и комбинированные.

Методы ЦОС в частотной области, как правило, используют преобразования Фурье (алгоритм БПФ). Результаты исследований, представленные в литературе, показали, что погрешность определения

параметров сигнала при объеме выборки  $N < 32$  резко возрастает. Использование сглаживающих оконных функций повышает точность, однако уровень погрешности остается в диапазоне десятков и единиц процентов. Например, погрешность оценки СКЗ на 2-х периодах сигнала, восстановленного при объеме выборки  $N=8$  и  $N=16$ , составляет 44% и 9.3% соответственно.

Во временной области ЦОС базируется на методах интегрирования, интерполяции, решении систем уравнений, аппроксимации, корреляционном анализе и др. Следует заметить, что в осциллографии для восстановления и оценки параметров сигнала все чаще применяют алгоритмы с интерполяцией  $\sin(x)/x$ . Однако, детального анализа факторов, определяющих методические погрешности нет, что не позволяет определить границы целесообразного использования функций  $\sin(x)/x$  в задачах ЦОС.

Задача встроенных СКИМ - обеспечить достаточное быстродействие и точность оценки параметров радиосигналов по ограниченной выборке дискретных отсчетов при минимуме аппаратных средств. Проведенные исследования показали, что для решения этой задачи могут быть применены технологии виртуальных приборов (ВП) и алгоритмические методы комплексной обработки дискретизированных сигналов во временной области.

Исходя из этого, **научной задачей**, решаемой в диссертационной работе, является уменьшение погрешности оценки во временной области параметров радиосигналов во встроенных системах контроля по ограниченному массиву дискретных отсчетов.

**Степень разработанности.** Огромный вклад в разработку методов определения параметров сигналов внесли отечественные и зарубежные ученые: Котельников В.А., Василенко Г.И., Минц М.Я., Гоулд Б., Оппегейн А.В., Шафер Р.В., Давыдов П.С., Рабинер Л.Р., Бушуев С.В., Мелентьев В.С., Гутников В.С., Кравченко В.Ф., Попов В.С., Желбаков И.Н., Стрелковская

И.В., а также представители зарубежных компаний: *National Instruments*, *LeCroy Corporation*, *Aligent Technologies*, *Tektronix* и др.

**Целью исследования** является разработка методик и алгоритмов определения совокупности параметров радиосигнала во встроенных системах контроля путем цифровой обработки во временной области ограниченного массива дискретных значений.

**Основными задачами исследования** являются:

1. Разработка методик, интерполяционных алгоритмов и программных средств оценки во временной области частоты и среднеквадратического значения гармонического сигнала, ограниченного по длительности (1...3 периода) и числу дискретных отсчетов (от 4).

2. Разработка методик, алгоритмов и программных средств оценки погрешностей определения по дискретным отсчетам:

- коэффициента (глубины) амплитудной модуляции сигнала;
- несущей частоты амплитудно-модулированного и амплитудно-манипулированного сигналов;
- модулирующей частоты амплитудно-модулированного и амплитудно-манипулированного сигналов.

3. Создание, апробация и внедрение инженерных методик и программных средств определения совокупности параметров аналоговых радиосигналов, реализующих контрольно-измерительные процедуры на алгоритмическом уровне.

**Объектом исследования** являются методы цифровой обработки сигналов во временной области.

**Предметом исследования** являются методики и алгоритмы определения параметров радиосигналов, работающие во временной области и обеспечивающие точность, достаточную для практических применений в современных системах встроенного контроля.

**Методы исследований.** В работе использованы методы имитационного и натурального моделирования, цифровой обработки сигналов, интерполяции по

Котельникову, применения оконных функций и численные методы решения задач.

**Теоретическая значимость.** В работе приведены материалы, обобщающие результаты теоретических исследований и опыт практической реализации алгоритмов и программных средств цифровой обработки массива дискретных отсчетов. Основные теоретические и практические результаты диссертации были получены в ходе выполнения научно-исследовательских работ, проводимых на кафедре радиотехники и радиосистем Владимирского государственного университета в период с 2010 по 2015 гг.

**Научная новизна** состоит в разработке методик и создании алгоритмов цифровой обработки ограниченного массива дискретных отсчетов в задачах определения параметров аналоговых радиосигналов во временной области:

1. Разработана методика и алгоритм оценки СКЗ гармонического сигнала по ограниченному массиву дискретных значений с использованием временного сглаживающего окна, интерполяции и интегрирования.

2. Разработан алгоритм определения частоты гармонического сигнала во временной области с использованием метода двухступенчатой многоуровневой интерполяции функцией  $\sin(x)/x$  и линейной.

3. Осуществлено объединение алгоритмов определения частоты и СКЗ гармонического сигнала во временной области.

4. Разработана комплексная методика и созданы алгоритмы оценки параметров амплитудно-модулированных и амплитудно-манипулированных сигналов:

- СКЗ, коэффициента амплитудной модуляции и частоты модулирующего сигнала методом скользящего окна, параметры которого адаптивно настраиваются в зависимости от вида оконной функции и периода несущей частоты сигнала;

- несущей частоты методом двухступенчатой одноуровневой интерполяции для нахождения положения нулей с последующим расчетом периода и частоты.

**Практическая значимость** работы заключается в следующем:

1. Разработанный алгоритм оценки СКЗ гармонического сигнала позволил по 6 дискретным отсчетам обеспечить оценку СКЗ за 1.5 периода сигнала с методической погрешностью (0.05...0.23)%. При этом алгоритм с использованием БПФ не позволяет оценить СКЗ.

2. Разработанный алгоритм определения частоты гармонического сигнала во временной области с использованием метода многоуровневой интерполяции по сравнению с методом дискретного счета позволил снизить методическую погрешность оценки частоты более чем 10 раз.

3. Объединение алгоритмов оценки частоты и СКЗ гармонического сигнала во временной области на основе интерполяционного ряда Котельникова и выбора сглаживающей оконной функции позволило на 35% сократить общий программный код по сравнению с суммой отдельных кодов и повысить общее быстродействие на 28%.

4. Объединение алгоритмов определения СКЗ, коэффициента АМ, несущей и модулирующей частот амплитудно-модулированного и амплитудно-модулированного сигналов позволило на 61% сократить общий программный код и на 41% повысить общее быстродействие.

5. Разработан комплекс программ для моделирования и оптимизации параметров ЦОС при исследованиях и инженерных расчетах параметров радиосигналов по ограниченной выборке.

**Степень достоверности** полученных в работе результатов подтверждается результатами имитационного полунатурного моделирования, демонстрирующими эффективность предложенных методик и алгоритмов оценки параметров радиосигналов по ограниченному числу дискретных отсчетов, а также совпадением результатов моделирования с результатами, известными из литературы. Теория построена на известных и проверяемых данных, она согласуется с опубликованными экспериментальными данными.

**Результаты работы внедрены** в ОАО "Владимирское КБ радиосвязи" (г. Владимир) при создании систем встроенного контроля радиоаппаратуры,

а также используются в учебном процессе на кафедре радиотехники и радиосистем ВлГУ по дисциплине "Автоматизированные системы испытаний радиоустройств (АСИР)".

**Положения, выносимые на защиту:**

1. Комплекс программ моделирования, позволяющий оптимизировать выбор алгоритмов и параметров обработки дискретных отсчетов для задач оценки параметров коротких гармонических и амплитудно-модулированных аналоговых сигналов во временной области.

2. Комплексная методика определения СКЗ и частоты гармонического сигнала по ограниченному массиву дискретных отсчетов с использованием временного сглаживающего окна, методов интерполяции, интегрирования и усреднения.

3. Комплексная методика оценки параметров АМ и АМн сигналов (СКЗ сигнала, коэффициента амплитудной модуляции, модулирующей и несущей частот) методом скользящего окна, параметры которого адаптивно настраиваются в зависимости от вида окна и периода измеряемой в начале работы несущей частоты сигнала.

4. Алгоритмы:

- определения СКЗ гармонического сигнала с использованием временного сглаживающего окна и интегрирования;

- определения СКЗ и частоты гармонического сигнала во временной области с использованием методов многоуровневой интерполяции, сглаживающих окон и интегрирования.

- определения несущей частоты АМ и АМн сигнала с использованием двухступенчатой одноуровневой интерполяцией для нахождения временного положения нулей с последующим расчетом периода.

- определения СКЗ, коэффициента амплитудной модуляции и частоты модулирующего сигнала во временной области с использованием методов многоуровневой интерполяции, скользящего окна и интегрирования.

5. Результаты моделирования, показывающие степень влияния

начальной фазы, длительности и объема выборки на точность определения параметров сигнала.

**Апробация.** Результаты работы докладывались и обсуждались на научно-технических конференциях и семинарах различного уровня:

1. Семнадцатой Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов "Новые информационные технологии в научных исследованиях (НИТ-2012)", г. Рязань, 2012 г.

2. Третьей Всероссийской научно-технической конференции "Информационно-измерительные и управляющие системы военной техники", г. Владимир, 2012 г.

3. Всероссийской межвузовской научной конференции "Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. V Всероссийские научные Зворыкинские чтения", г. Муром, 2013 г.

4. Одиннадцатой международной научной конференции "Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии ФРЭМЭ-2014", г. Владимир-Суздаль, 2014 г.

**Публикации по работе.** По тематике исследований опубликовано 18 печатных работ, в том числе 5 статей в центральных реферируемых журналах, 5 тезисов докладов; получено 2 свидетельства о государственной регистрации программы для ЭВМ.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, четырех глав и заключения, содержит 144 страниц основного текста, 53 рисунка, 16 таблиц, список литературы из 104 наименований.

## ГЛАВА 1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО РАДИОСИГНАЛА И ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

В первой главе рассмотрены возможности цифровой обработки сигналов (ЦОС), а также требования к методам, алгоритмам и программным средствам оценки параметров радиосигналов во встроенных системах контроля (ВСК) радиоэлектронной аппаратуры (РЭА). Проведен аналитический обзор основных методов определения параметров радиосигналов. Сформулированы задачи уменьшения величины погрешности при определении частоты и среднеквадратического значения (СКЗ) радиосигнала во временной области с использованием методов интерполяции, интегрирования и сглаживающих оконных функций (ОФ).

В параграфе 1.1 сформулированы требования, предъявляемые к программным средствам комплексной ЦОС при восстановлении и оценке параметров дискретизированного радиосигнала.

В параграфе 1.2 рассмотрены три группы методов, наиболее пригодных для комплексной обработки ограниченного массива дискретных данных, полученных на выходе аналого-цифрового преобразователя (АЦП): методы с использованием дискретного преобразования Фурье; методы интерполяции сигнала рядом Котельникова и вычислительные методы решения систем уравнений, составленных на основании принятой аналитической модели сигнала.

В параграфе 1.3 приведен анализ возможностей вычислительных методов определения СКЗ радиосигнала, рассмотрены ограничения для методов интегрирования, использования преобразования Фурье, а также вычисления по средневыпрямленному и амплитудному значениям.

В параграфе 1.4 приведен обзор вычислительных методов определения частоты радиосигнала. Детально рассмотрены метод дискретного счета, метод многоуровневой и одноуровневой интерполяции, алгоритмический метод с использованием преобразования Фурье.

В параграфе 1.5 проанализированы вычислительные методы определения параметров модуляции: метод вычислений по двум соседним отсчетам и метод с использованием преобразования Фурье.

В параграфе 1.6 приведен метод сглаживающих оконных функций, с помощью которых можно уменьшить величину погрешности в задачах определения параметров радиосигналов.

### 1.1. ТРЕБОВАНИЯ К СРЕДСТВАМ КОМПЛЕКСНОЙ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ПРИ ВОССТАНОВЛЕНИИ И ОЦЕНКЕ ПАРАМЕТРОВ ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО РАДИОСИГНАЛА

Высокие темпы развития вычислительных технологий привели к развитию комплексов виртуальных приборов (КВП), которые можно с успехом применять во встроенных системах контроля РЭА. Исследования [57,58] показали, что использование процедур комплексной цифровой обработки данных в виртуальных приборах (ВП) позволяет решать поставленные задачи встроенного контроля на программном уровне с использованием встроенного вычислителя.

Гармонические колебания используются во многих областях техники: телевидение, радиорелейная связь, радиолокация, радионавигация и др. Амплитудно-модулированные (АМ) и амплитудно-манипулированные (АМн) сигналы находят широкое применение в автоматике, системах телевизионного и звукового вещания, радиоизмерениях, экспериментальной физике, цифровой осциллографии, мониторинге и испытаниях РЭА.

Благодаря созданию производительных микропроцессоров, появлению высокоскоростных аналого-цифровых и цифро-аналоговых (ЦАП) преобразователей и бурному развитию методов ЦОС стала возможна практическая реализация таких способов, методов и методик оценки параметров дискретизированных сигналов путем алгоритмических измерений, которые ранее были недоступны. Современные методы [16,21,62,67] ЦОС направлены на преобразование сигналов с заданной степенью точности при решении задач комплексной оценки частоты, СКЗ и

других параметров. Преимущества цифровых систем проявляются в их быстродействии, достоверности и гибкости.

Основными требованиями к методам оценки параметров радиосигналов являются многофункциональность, высокие быстродействие и точность. Данные требования противоречивы, поскольку многофункциональность и повышение точности предполагают наличие большого числа аппаратных и программных элементов, а высокое быстродействие - сокращение шагов обработки экспериментальных данных.

Программные средства должны обеспечить решение задач:

- обработки массива дискретных значений в соответствии с доступными алгоритмами и принятыми моделями;
- восстановления оцифрованных сигналов с минимальными искажениями и интерполяцией в промежуточных между отсчетами точках;
- комплексной оценки параметров сигналов, в том числе: частоты и СКЗ при анализе гармонических немодулированных сигналов; коэффициента (глубины) модуляции, частоты несущего и модулирующего сигналов при анализе АМ и АМ<sub>n</sub> колебаний;
- принятия решения по результатам анализа.

Повышение точности при комплексном определении параметров радиосигнала путем алгоритмических измерений является одной из важнейших задач ЦОС в системах встроенного контроля РЭА. Развитие компьютерных технологий позволяет решать задачи ЦОС на программном уровне с высокой точностью и достоверностью получаемой информации. Развитие алгоритмических методов оценки параметров восстановленных сигналов по массиву дискретных значений обеспечивает гибкость, надежность, низкую стоимость и высокое быстродействие. Использование персонального компьютера (ПК) в качестве системы измерения параметров радиосигналов позволяет управлять ходом эксперимента [53,56,57]. С помощью новейших и современных подходов можно с меньшими затратами создавать измерительные комплексы различной сложности при

автоматизированном управлении и удаленной передаче результатов. На рисунке 1.1 показана схема оценки параметров радиосигнала на основе технологии ВП, в состав которой входят: аналоговый адаптер (АА), аналого-цифровой преобразователь (АЦП), вычислитель (В) и индикатор (И). Последние два модуля на этапе моделирования и разработки можно реализовать на основе персонального компьютера (ПК).

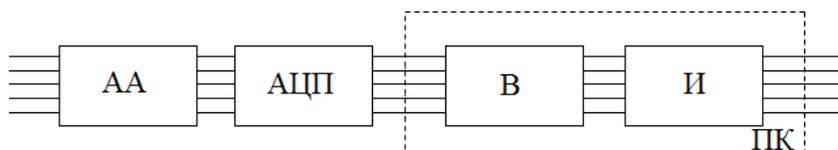


Рисунок 1.1. Схема оценки параметров радиосигнала

Развитие и совершенствование компьютерных технологий опережает существующее рабочее алгоритмическое и программное обеспечение (ПО). При наличии высокопроизводительных микропроцессоров и АЦП большое число задач ЦОС могут решаться на новом алгоритмическом уровне, поскольку постоянно возрастающее быстродействие позволяет осуществлять необходимые преобразования в реальном времени [57].

## 1.2. ОСНОВНЫЕ МЕТОДЫ ВОССТАНОВЛЕНИЯ И КОМПЛЕКСНОЙ ОБРАБОТКИ РАДИОСИГНАЛА

При реализации программных методик и средств измерений параметров радиосигналов используются самые различные методы цифровой обработки данных: ортогональные преобразования [58], методы моделирования [5,43,53,56] и цифровой фильтрации [22], аналитический аппарат описания сигналов и шумов [19,37,65,68], численные методы решения задач [6,8,48,52,55,59] и систем уравнений [40,41], и другие [16,25,49,70]. Интерес представляют методы, которые позволяют получить информацию о совокупности параметров (частоте, СКЗ, параметров модуляции и др.).

Применение ЦОС существенно снижает требования к аппаратной части. С целью повышения достоверности и точности измерений могут использоваться алгоритмы косвенных измерений по формулам и процедурам, недоступным при аппаратной реализации, но легко производимым

программными средствами. Цифровые методы обеспечивают минимальную погрешность обработки, высокую достоверность выходных результатов и функциональную гибкость программно-аппаратных средств [22,74].

Можно выделить три группы методов, наиболее пригодных для комплексной обработки ограниченного массива дискретных данных, полученных на выходе АЦП:

1. Методы с использованием дискретного преобразования Фурье.
2. Методы решения систем уравнений, составленных для принятой аналитической модели сигнала.
3. Методы интерполяции сигнала рядом Котельникова.

### **Методы с использованием дискретного преобразования Фурье**

Реализации, описываемые временными функциями, не всегда несут полную информацию о наиболее характерных особенностях, используемых при распознавании и идентификации сигналов.

Вычисление преобразований Фурье требует очень большого числа умножений [74], поэтому с целью уменьшения объёма расчётов и повышения быстродействия, вычисления проводятся с помощью специальных "быстрых" алгоритмов (БПФ и ОБПФ) с прореживанием по времени и частоте. Такие алгоритмы способны работать лишь при длине анализируемого сигнала  $N$ , кратной  $2^x$ . Исследования [85] показали, что алгоритмы БПФ практически не работоспособны при общем числе отсчетов на периоде  $N < 32$ : точность определения СКЗ на 2-х периодах сигнала при объеме выборки  $N=8$  и  $N=16$  составляет 44% и 9.3% соответственно. Такая погрешность на уровне десятков и единиц процента велика и не позволяет правильно оценить СКЗ сигнала. Достоинством метода при использовании алгоритмов БПФ является высокое быстродействие и высокая точность при  $N > 32$ . Проблемы дискретизации и восстановления сигналов, ограниченных во времени, частично решаются переходом к оконному преобразованию Фурье (ОПФ), которое применяет операцию умножения сигнала на окно [54].

Окном называется локальная функция, которая перемещается вдоль временной оси для вычисления преобразования Фурье в нескольких позициях. Таким образом, преобразование становится зависимым от времени, и в результате получается частотно-временное описание сигнала. Недостатком ОПФ является используемое при вычислениях фиксированное окно, которое не может быть адаптировано к локальным свойствам сигнала. Известно большое число сглаживающих окон [9,16,25,60], отличающихся шириной главного лепестка и подавлением боковых лепестков.

Если сигнал представляет собой короткую реализацию (1...3 периода), то при малом числе дискретных отсчетов погрешность находится на уровне десятков и единиц процентов, поэтому для вычисления параметров (частоты и СКЗ) сигнала целесообразно вместо ОПФ апробировать метод с использованием интерполяционного ряда Котельникова.

### **Методы решения систем уравнений**

Известны методы определения комплекса параметров, основанные на решении систем уравнений [45,48,49]. Главным недостатком этих методов является довольно длительное время измерения, соизмеримое с периодом сигнала. Значительно повысить быстродействие позволяет разработанный метод [40], основанный на четырех измерениях сигнала при его известном периоде. В основу метода заложена математическая модель периодического сигнала  $s(t)$ , содержащая первую  $s_1(t)$  и третью гармоники  $s_3(t)$ :

$$s(t) = s_1(t) + s_3(t) = S_{m1} \sin(\omega t + \psi_{m1}) + S_{m3} \sin(3\omega t + \psi_{m3}).$$

Здесь  $S_{m1}$ ,  $S_{m3}$  - амплитуды первой и третьей гармоник;  $\omega = 2\pi f_c$  - угловая частота сигнала;  $f_c$  - частота сигнала;  $\psi_{m1}$ ,  $\psi_{m3}$  - соответственно, начальные фазы первой и третьей гармоник. Метод основан на том, что, зная период входного сигнала, производят четыре измерения сигнала  $s(t)$  в моменты времени  $t_i = T \cdot i/12$ , где  $T$  - период. Мгновенные значения сигнала  $S_0...S_3$  в соответствующие моменты времени  $t_0...t_3$  соответственно равны

$$\begin{cases} S_0 = S_{m1} \sin \psi_{m1} + S_{m3} \sin \psi_{m3}; \\ S_1 = 0.5 S_{m1} (\cos \psi_{m1} + \sqrt{3} \sin \psi_{m1}) + S_{m3} \cos \psi_{m3}; \\ S_2 = 0.5 S_{m1} (\sqrt{3} \cos \psi_{m1} + \sin \psi_{m1}) - S_{m3} \cos \psi_{m3}; \\ S_3 = S_{m1} \cos \psi_{m1} - S_{m3} \cos \psi_{m3}. \end{cases}$$

Приведенная система уравнений показывает вычислительную сложность из-за большого числа неизвестных параметров. Временные диаграммы, поясняющие метод, приведены на рисунке 1.2. Подробный анализ показывает значительное уменьшение погрешностей с ростом угла сдвига третьей гармоники относительно первой. Полученные результаты позволяют принимать решение о возможности использования разработанного метода для определения СКЗ искаженных сигналов в зависимости от их спектров и предъявляемых требований по точности.

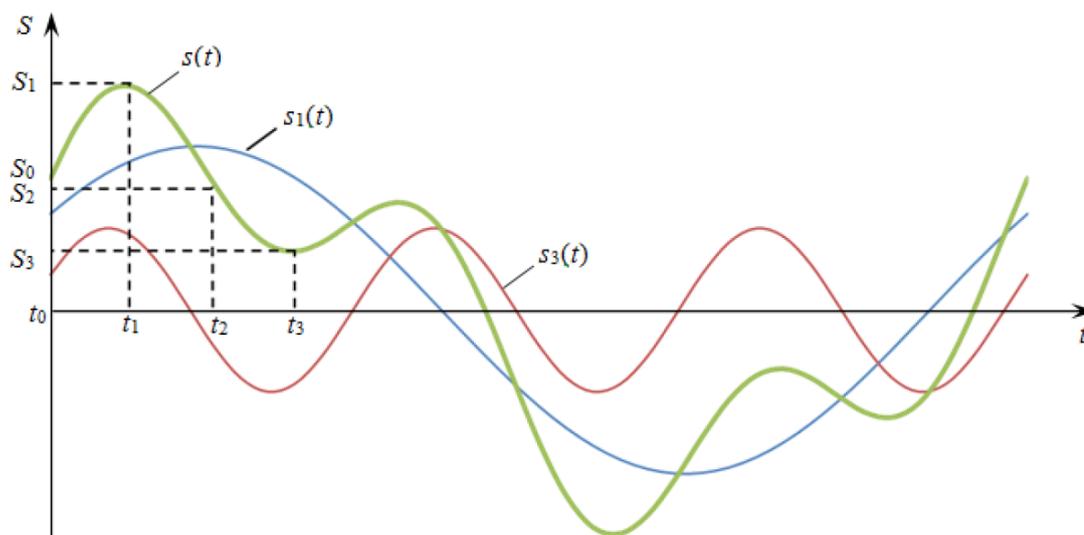


Рисунок 1.2. Временные диаграммы, поясняющие метод решения систем уравнений

Для математической модели сигнала, состоящей только из первой и третьей гармоники при известном периоде, приводится система из четырех уравнений. Если ничего не известно и будет присутствовать вторая гармоника, то придется решать систему из семи уравнений, что негативно отразится на быстродействии представленного метода.

### Метод с использованием интерполяционного ряда Котельникова

В литературе [8,18,29,37,52,66,71] представлены материалы восстановления сигналов с использованием преобразования Котельникова. Теорема [36] гласит: если спектр сигнала ограничен частотой  $F$ , то после дискретизации сигнала с частотой не менее  $2F$  можно восстановить исходный непрерывный сигнал по полученному цифровому сигналу абсолютно точно. Преобразованный сигнал  $x(t)$  имеет вид:

$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} s\left(\frac{k}{2F}\right) \frac{\sin\left[2\pi F\left(t - \frac{k}{2F}\right)\right]}{2\pi F\left(t - \frac{k}{2F}\right)}.$$

Данное преобразование позволяет получить информацию о сигнале, если число дискретных отсчетов (отношение частот дискретизации и сигнала  $f_D/f_s$ ) на одном периоде больше двух. При восстановлении сигнала по Котельникову можно использовать любое (в том числе и дробное) число дискретных отсчетов.

Уменьшение частоты дискретизации приводит к увеличению погрешности и потере части информации о входном сигнале, завышение же усложняет техническую реализацию устройства и приводит к уменьшению информации о сигнале за счет увеличения влияния помех и искажений [33,39].

Преимущества метода с использованием ряда Котельникова по точности и быстродействию, показанные в [55], основаны на сравнении способов интерполяции между дискретными значениями радиосигнала. Простейшим способом является соединение узловых точек между собой прямыми отрезками (линейная интерполяция). Однако замена радиосигнала или его ограниченного интервала большим числом прямолинейных участков заметно усложняет вычисление, а уменьшение числа таких участков приводит к снижению точности. Данный вид интерполяции можно применять в случаях,

когда частота исследуемого сигнала невелика относительно частоты дискретизации.

Интерполяция сплайнами [66] несколько медленнее линейной, но качество воспроизведения сигнала значительно лучше. Интерполируя сигнал сплайнами Бесселя или Акимы (для более гладкого восстановления) можно качественно и быстро восстанавливать низкочастотные сигналы.

#### ВЫВОД:

По мнению автора, для поставленной задачи перспективным является метод интерполяции рядом Котельникова. При этом можно ожидать следующие преимущества:

1. Работа с любым числом отсчетов: целым и дробным на период.
2. Уменьшение погрешности оценки параметров периодических сигналов при малом числе дискретных отсчетов.
3. Работа при наличии высших гармоник.
4. Адаптивная интерполяция между дискретными отсчетами.
5. Корректный выбор окна, исходя из поставленной задачи.

### 1.3. ВОЗМОЖНОСТИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ СИГНАЛА

Среднеквадратическое значение сигнала – фундаментальная физическая характеристика процесса. Среди средств оценки уровня любого сигнала особое внимание уделяется средствам измерений его СКЗ. Это обусловлено тем, что истинной мерой мощности электрического сигнала, является его СКЗ, независимо от того, является ли сигнал постоянным, синусоидальным, переменным с постоянным смещением, случайным или представляет собой последовательность импульсов [60].

Необходимость прямого измерения СКЗ приобретает особую важность в связи с широким распространением сигналов несинусоидальной формы (прямоугольных, треугольных, шумоподобных и т.д.). При определении количества и качества электроэнергии [21], измерениях мощности, проверке систем связи, контроле уровня шума в звуковом диапазоне частот и

измерениях в цифровых системах полезную информацию о сигнале может дать только его СКЗ. На основе измерительных преобразователей СКЗ напряжений строят вольтметры, ваттметры, анализаторы спектра, измерители нелинейных искажений, корреляционные измерители и цифровые запоминающие осциллографы (ЦЗО). Существует несколько способов получения СКЗ, из которых рассмотрим основные.

### Метод интегрирования [60]

При определении СКЗ  $U$  широко известен метод интегрирования в соответствии с математическим определением понятия СКЗ, подробно исследованный в [59]. На интервале  $t \in [t_0; t_0 + T]$  СКЗ сигнала  $x(t)$  определяется как

$$U = \sqrt{\frac{1}{T} \int_{t_0}^{t_0+T} x(t)^2 dt},$$

где  $t_0$  - начальный момент времени,  $T$  - период исследуемого сигнала.

В [13,14,15] показано, что если интервал интегрирования не равен целому числу, кратному полупериоду сигнала, то полученное СКЗ может значительно отличаться от истинного, т.е. появляется методическая погрешность, величина которой определяется длительностью интервала интегрирования и начальной фазой сигнала (см. рисунки 1.3-1.4).

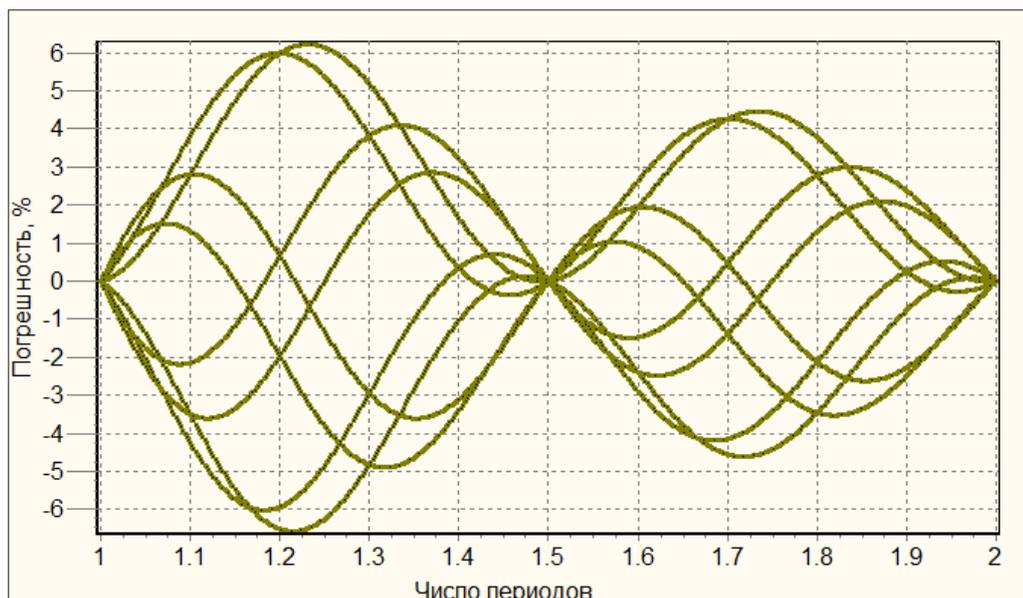


Рисунок 1.3. Узловая точка на графике погрешности оценки СКЗ

Из рисунка 1.3 следует, что для гармонического сигнала прямоугольное окно позволяет уменьшить погрешность в точках пересечения всех линий погрешностей для разных начальных фаз сигнала и длительности выборки. Назовем эти точки узлами. Они расположены с шагом  $1/2$  периода, как показано на рисунке 1.4.

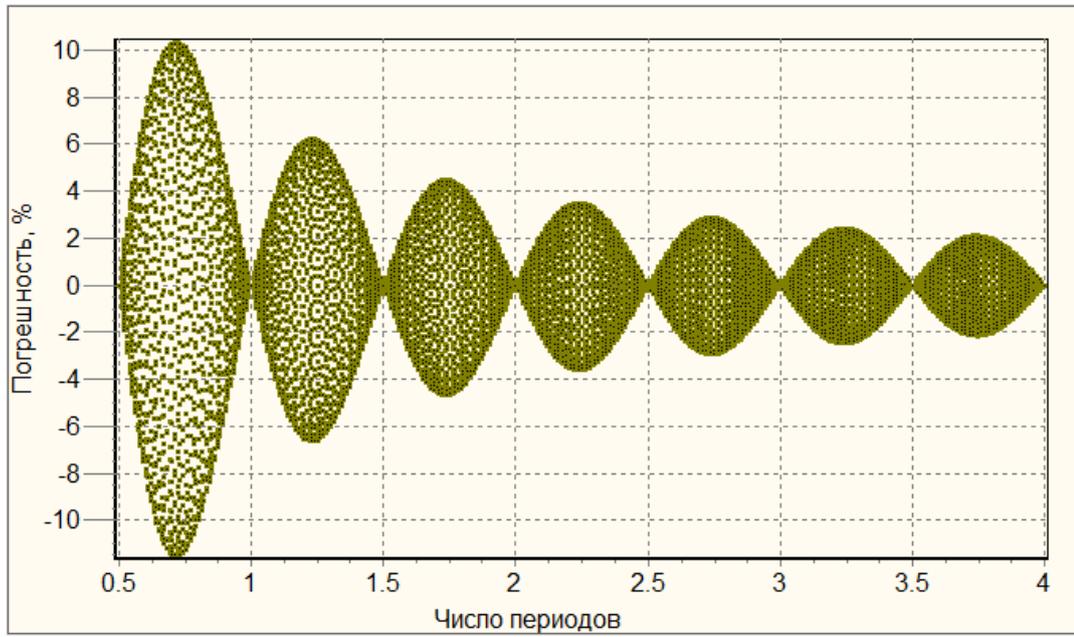


Рисунок 1.4. Погрешность оценки СКЗ сигнала с прямоугольным окном

В зависимости от интервала интегрирования величина методической погрешности может достигать десятков и единиц процентов (таблица 1.1). Для ее уменьшения до десятых и сотых долей процента требуется большая длительность: для достижения величины в 0.3% требуется более 26 оцениваемых периодов, а для достижения величины в 0.1% требуется более 80 периодов сигнала).

Таблица 1.1. Максимальные методические погрешности  $\Delta_{RMS}$  (в %)

Интервал	$\Delta_{RMS}, \%$		Интервал	$\Delta_{RMS}, \%$	
	$+\Delta_{RMS}, \%$	$-\Delta_{RMS}, \%$		$+\Delta_{RMS}, \%$	$-\Delta_{RMS}, \%$
$[0.5;1]T$	10.3	-11.5	$[2;2.5]T$	3.47	-3.60
$[1;1.5]T$	6.22	-6.63	$[2.5;3]T$	2.85	-2.94
$[1.5;2]T$	4.45	-4.76	$[80;80.5]T$	0.09	-0.11

В источнике [59] показано, что для определения СКЗ амплитудно-модулированных колебаний следует использовать фиксированный интервал измерения. Неправильный выбор длительности этого интервала вызывает значительную погрешность измерений. Погрешность является сложной функцией, имеющей локальные максимумы, минимумы и нули, зависящие от длительности интервала измерения, момента начала измерения и фазы сигнала в этот момент. Зависимость погрешности измерения таких сигналов на интервале  $[t_0; t_0 + \tau]$  описывается формулой

$$U = \sqrt{1 + \frac{4m}{2+m^2} \frac{\cos(\psi/2) - \cos(2\pi f_c \tau + \psi/2)}{2\pi f_c \tau} + \frac{m^2}{2+m^2} \frac{\sin(\psi) - \sin(4\pi f_c \tau + \psi)}{4\pi f_c \tau}},$$

где  $m$  - глубина амплитудной модуляции;  $\psi = 4\pi f_M t_0 + 2\varphi_M$  - величина, зависящая от момента начала измерения  $t_0$  и параметров модулирующего сигнала (частоты  $f_M$  и начальной фазы  $\varphi_M$ );  $f_c$  - частота несущего сигнала.

При цифровом интегрировании вместо точного интегрирования непрерывной функции используют ее приближенное численное интегрирование [57,58]. За время  $T$  периода сигнала  $N$  раз измеряют его мгновенное значение  $u_i$ . Измерения повторяют через интервал времени  $T/N$ . Результаты отсчетов суммируют и делят на  $N$  и получают среднее значение

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

### **Метод с использованием преобразования Фурье [57]**

Задача оценки СКЗ может решаться не только на основе временного представления периодического сигнала [41,42,44], но и на основе его представления в частотной области с использованием преобразования Фурье. Широко известен способ селективных измерений, заключающийся в суммировании СКЗ гармоник -  $U_i$  измеряемого напряжения.

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

При узкополосном сигнале применяется следующий алгоритм [56]:

1. Получение массива  $u[i/f_D]$  данных в объеме дискретных значений  $N$  с помощью АЦП.
2. Получение взвешенного массива данных методом наложения временного окна.
3. Вычисление прямого преобразования Фурье и комплексного спектра  $S[if_D/N] = FFT(u_i[i/f_D])$ .
4. Определение номера  $M$  компоненты с максимальной амплитудой (первая гармоника сигнала) в спектре  $S[if_D/N]$ .
5. Определение частоты и амплитуды первой гармоники сигнала.
6. Вычисление СКЗ сигнала:  $U_1$  - только первой гармоники сигнала,  $U_2$  - всех гармоник в рабочей полосе частот измерителя с учетом постоянной составляющей сигнала,  $U_3$  - в заданной полосе пропускания:

$$U_1 = \frac{k}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{i=N1-d}^{i=N1+d} u_i^2}; \quad U_2 = \frac{k}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{i=1}^{N/2} u_i^2 + \sqrt{2}u_0^2}; \quad U_3 = \frac{k}{\sqrt{2}} \sqrt{\sum_{i=L}^H u_i^2}.$$

Здесь  $u_i$  - амплитуды соответствующих спектральных компонент;  $u_0$  - постоянная составляющая сигнала;  $N1 = \text{round}(Nf/f_D)$  - номер спектральной компоненты с разрешением по частоте  $f_D/N$ , соответствующий положению первой гармоники спектра сигнала;  $d$  - целое число спектральных составляющих, учитывающее растекание основной гармоники на соседние;  $H = \text{round}(Nf_H/f_D)$  - номер спектральной компоненты, соответствующий требуемой верхней границе полосы пропускания  $f_H$ ;  $L = \text{round}(Nf_L/f_D)$  - номер спектральной компоненты, соответствующий требуемой нижней границе полосы пропускания  $f_L$ ;  $k$  - весовой коэффициент, учитывающий влияние вида используемого временного окна на величину СКЗ сигнала.

#### **Вычисление по средневыпрямленному и амплитудному значениям**

Определить СКЗ  $U$  по средневыпрямленному значению  $U_{\text{CP.ВЫП}}$  сигнала можно следующим образом [60]: сигнал поступает на прецизионный выпрямитель, его значение фиксируется и умножается на коэффициент

формы  $K_\phi$

$$U = U_{CP.VЫП} \cdot K_\phi.$$

Значение СКЗ сигнала будет тем точнее, чем ближе форма измеряемого сигнала к форме эталонного.

Вычисление СКЗ сигнала по амплитудному значению определяется как

$$U = U_a / K_a.$$

Здесь  $U_a$  - амплитудное значение сигнала,  $K_a$  - коэффициент амплитуды. Точность определения СКЗ таким способом будет зависеть от точности коэффициента амплитуды сигнала, то есть его формы.

### Метод решения систем уравнений

В [43,46,47] рассмотрен метод определения СКЗ сигнала  $U$  по его мгновенным значениям, уменьшающий погрешность от нестабильности частоты входного сигнала путем имитации изменения его начальной фазы. Величина  $U^2$  определяется в соответствии с выражением

$$U^2 = \frac{1}{2z-1} \left( \frac{y_0^2}{2} + y_1^2 + y_2^2 + \dots + y_{2z-1}^2 + \frac{y_{2z-1}^2}{2} \right),$$

где  $z$  - число суммируемых членов, при которых достигается минимальная разница между выборками соседних значений сигнала  $y_i$ . Согласно данному способу, значения погрешности оценки СКЗ оказываются меньше 1%, однако, для достижения такой величины требуется проводить измерения в центре исследуемого сигнала при числе дискретных отсчетов на одном периоде сигнала, большем 10.

В [11] рассмотрены причины появления погрешности определения СКЗ, которые обусловлены несоответствием используемой гармонической модели сигнала его реальному виду. СКЗ сигнала определяется, исходя из выражения

$$U = \frac{x(t_1)}{\sqrt{2 \left[ 1 - \left( \frac{2x^2(t_2) - x(t_3)x(t_1) - x^2(t_1)}{2x(t_2)\sqrt{x^2(t_2) - x(t_3)x(t_1)}} \right)^2 \right]}},$$

где  $x(t_1) = A \sin \alpha_1$ ;  $x(t_2) = A \sin(\alpha_1 + \omega \Delta t)$ ;  $x(t_3) = A \sin(\alpha_1 + 2\omega \Delta t)$ ;  $A$  и  $\alpha_1$  - соответственно амплитуда и начальная фаза сигнала. Одной из основных проблем предложенного метода является точность измерения. Если реальный сигнал совпадает с гармонической моделью, то получается достаточно точный результат. В противном случае, реальная оценка параметров может существенно отличаться от оптимальных.

#### 1.4. ВОЗМОЖНОСТИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА

##### **Метод дискретного счета [58]**

Данный метод применяется в случае интервала дискретизации, значительно меньшем периода сигнала. Можно выбрать достаточно большое время измерения  $kT_C$  и определить неизвестную частоту методом дискретного счета:

$$f_s = \frac{1}{T_s} \gg \frac{N + 0.5}{T_D k},$$

где  $k$  - целое число периодов,  $N$  - целое число отсчетов,  $T_D$  - период дискретизации. Целое число периодов сигнала может быть найдено алгоритмически с учетом выбранного уровня измерения путем подсчета периодов сигнала в интервале  $kT_C$ , а максимальная относительная методическая погрешность квантования по модулю будет достигать значения  $T_D / (2kT_C)$ . Данный способ измерения частоты не отличается высокой точностью, поскольку частоту нельзя оценивать при дробных  $k$  и  $N$ .

##### **Методы одноуровневой и многоуровневой интерполяции [58]**

При использовании АЦП в процессе обработки данных, можно учесть информацию о мгновенных значениях сигнала в каждой точке и за счет этого повысить помехозащищенность, быстродействие и точность измерений. Для этого можно использовать линейную интерполяцию между ближайшими дискретными отсчетами и усреднять результаты по совокупности измерений

частоты, выполненных на нескольких уровнях начального и конечного монотонных интервалов, пригодных для вычислений.

Для линейной интерполяции между точками с координатами  $(t_{N_0}; U_{N_0})$  и  $(t_{N_1}; U_{N_1})$  интервал времени  $kT_C$ , равный целому числу  $k$  периодов сигнала  $T_C$ , можно вычислить по формуле:

$$kT_C = NT_D + T_D \frac{U_0 - U_{N_0}}{U_{N_1} - U_{N_0}}.$$

Здесь  $N = \text{ent}(kT_D/T_C)$  - целое число отсчетов мгновенных значений сигнала, укладывающихся в интервале времени  $kT_D$ ,  $U_0$  - мгновенное значение из массива дискретных значений, полученных на начальном участке изменения сигнала,  $U_{N_0}$  и  $U_{N_1}$  - ближайшие к  $U_0$  сверху и снизу мгновенные значения, выбранные из массива дискретных данных, полученных на конечном участке исследуемого сигнала (см. рисунок 1.5).

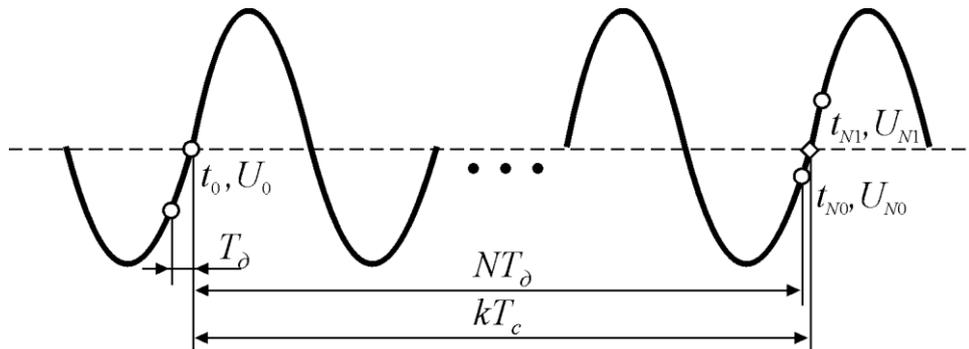


Рисунок 1.5. Мгновенные отсчеты при одноуровневой интерполяции

Метод одноуровневой интерполяции может быть использован для измерения частоты сигнала с помощью ПК в том случае, если в процессе получения мгновенных значений не было заметного влияния помех АЦП. Когда помехами и шумами пренебречь нельзя, то следует провести измерение частоты на нескольких уровнях, как показано на рисунке 1.6, и затем усреднить результаты. При современных вычислительных возможностях ПК время, затрачиваемое на обработку данных, составит лишь незначительную долю от времени оцифровки нескольких периодов низкочастотного сигнала.

Предварительную обработку массива данных следует осуществлять для поиска участков изменения периодического сигнала на передних и задних его "фронтах". В простейшем случае можно сравнивать пошаговое приращение или убывание отсчетов мгновенных значений.

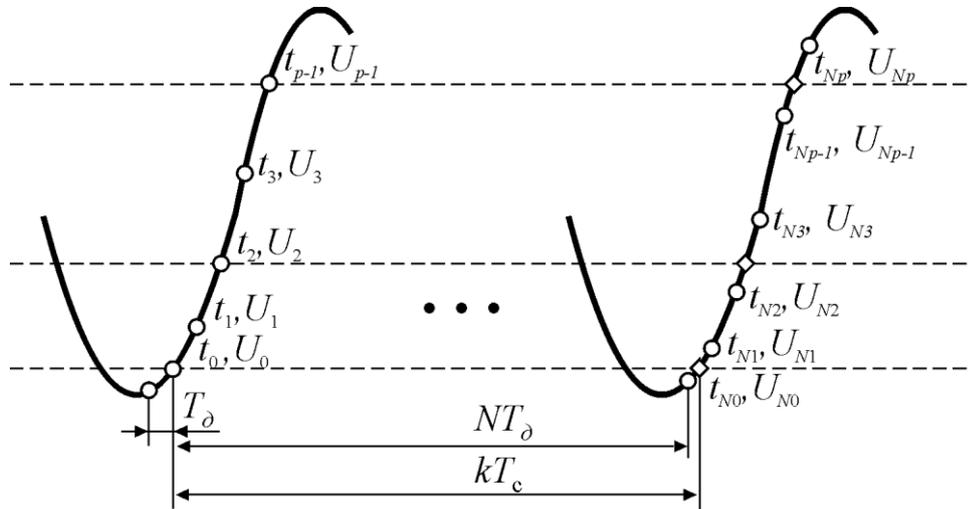


Рисунок 1.6. Массив отчетов при многоуровневой интерполяции

### Метод с использованием преобразования Фурье [57]

Приведенный метод основан на предположении, что первая гармоника исследуемого сигнала по уровню превышает все остальные. В зависимости от значения частоты основной гармоники выбирается частота дискретизации таким образом, чтобы сигнал на выходе АЦП находился в требуемом диапазоне частот. Массив данных поступает в ПК, который реализует БПФ. Для оценки частоты применяется следующий алгоритм [58]:

1. Получение массива данных  $u[i/f_D]$  в объеме  $N$  дискретных отсчетов сигнала.
2. Наложение на полученный массив  $u[i/f_D]$  временного окна.
3. Вычисление прямого преобразования Фурье и комплексного спектра  $S[if_D/N] = FFT(u_i[i/f_D])$ .
4. Определение номера  $M$  компоненты с максимальной амплитудой (первая гармоника сигнала) в спектре  $S[if_D/N]$ .
5. Вычисление частоты по формуле:

$$f_c \approx \frac{\sum_{i=N1-d}^{N1+d} |S_i [i \cdot f_D / N]^2 \cdot i \cdot f_D / N}{\sum_{i=N1-d}^{N1+d} |S_i [i \cdot f_D / N]^2},$$

где  $S_i$  - амплитуды соответствующих спектральных компонент;  $d$  - коэффициент учитывающий растекание спектральной составляющей.

Погрешность оценки частоты 3-х периодов сигнала [57] находится в диапазоне  $(10^{-1} \dots 10^{-2})\%$  при общем объеме выборок (256...512). Уменьшение числа дискретных отсчетов до минимального значения (например, 8-ми или 16-ти) приведет к существенному возрастанию погрешности, что делает метод с использованием преобразования Фурье малоприменимым для оценки частоты по короткой реализации сигнала.

### Метод решения систем уравнений

В источнике [50] описан метод определения частоты по мгновенным значениям дополнительного гармонического сигнала. Частота сигнала  $f_c$  измеряется по следующей формуле

$$f_c = \frac{1}{2\pi\Delta t} \arccos \left| \frac{U'_{23} - U_{13}^2 + U'_{22}}{2U'_{23}U'_{22}} \right|.$$

Здесь  $U'_{23} = U_{m1} \sin(\Delta\alpha)$ ,  $U_{13} = U_{m1} \sin(\omega\Delta t)$ ,  $U'_{22} = U_{m1} \sin(\Delta\alpha + \omega\Delta t)$  - мгновенные значения дополнительного сигнала;  $U_{m1}$  - амплитуда рассматриваемого сигнала;  $\Delta\alpha$  - угол сдвига фазы между рассматриваемым и дополнительным сигналами;  $\Delta t$  - образцовый интервал времени;  $\omega$  - угловая частота рассматриваемого сигнала. Погрешность зависит от отношений интервала времени к периоду сигнала и угла сдвига фазы.

Недостатком данного метода является применение дополнительного сдвинутого по фазе сигнала, который необходимо анализировать для получения мгновенных значений. Исследования [58] показывают, что управление положением начальной фазы - сложный и трудоемкий процесс.

## 1.5. ВОЗМОЖНОСТИ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ МЕТОДОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ

Для определения параметров модуляции могут использоваться разные методы, использующие представление сигнала во временной и в частотной области.

### **Метод определения по амплитуде огибающей**

В устройстве [2] осуществляется выделение напряжений, пропорциональных максимальной и минимальной амплитудам АМ-сигнала, и вычисление глубины амплитудной модуляции с помощью функциональных преобразователей (логарифмирующие цепочки и переворачивающее устройство, состоящее из логарифмирующей цепочки и дифференцирующего усилителя). При использовании устройства возникают трудности выделения огибающей АМ-сигнала с малыми искажениями. Применение функциональных преобразователей обуславливает сложность схемы и низкую точность измерения.

Известен "Цифровой измеритель глубины модуляции" [1], содержащий блок синхронизации, преобразователь аналог-код, цифровое сравнивающее устройство, блок управления. Блок синхронизации выделяет моменты времени, соответствующие максимальному значению напряжения несущей частоты и запускает в эти моменты преобразователь аналог-код. Последний преобразует мгновенные значения напряжения несущей частоты в цифровые коды, поступающие на схему сравнения. Выделенные максимальные и минимальные значения напряжения ( $A_{MAX}$  и  $A_{MIN}$ ) подаются на вычислительный блок, который осуществляет расчет глубины амплитудной модуляции  $m$  по формуле:

$$m = \frac{A_{MAX} - A_{MIN}}{A_{MAX} + A_{MIN}}.$$

Результат вычисления выводится на цифровом индикаторе. Устройство лишено методической погрешности связанной с нелинейностью АМ детектора, т.к. расчет глубины АМ ведется по мгновенным значениям

высокочастотного сигнала. Однако такой измеритель характеризуется недостаточной помехозащищенностью, поскольку для измерения глубины модуляции используется только два отсчета огибающей. Известны измерители глубины модуляции устраняющий данный недостаток, в котором определение глубины АМ ведется по  $N$  отсчетам огибающей [3,4]. Однако устройство имеет сложную схему синхронизации и алгоритм плохо реализуется в виртуальном варианте.

### Метод вычислений по двум соседним отсчетам

Амплитудно-модулированный сигнал может быть представлен в соответствии с выражением

$$A(t) = A_{HЧ}(t) \cos(\omega_{BЧ}t + \varphi_{BЧ}),$$

где  $\omega_{BЧ}$  - несущая частота;  $\varphi_{BЧ}$  - начальная фаза;  $A_{HЧ}(t)$  - модулирующий низкочастотный сигнал. Для оценки параметров модуляции можно использовать вычислительный метод с решением системы уравнений. Так как максимальная частота низкочастотного сигнала  $F_{MAX} \ll f_{BЧ}$ , то изменением огибающей на участке времени соседних стробирующих отсчетов  $(t_2 - t_1) \ll 1/F_{MAX}$  можно пренебречь. При таком допущении для нахождения  $A_{HЧ}(t)$  можно решить систему из двух уравнений

$$\begin{cases} A_{HЧ}(t) \cos(\omega_{BЧ}t_1 + \varphi_{BЧ}) = A(t_1) \\ A_{HЧ}(t) \cos(\omega_{BЧ}t_2 + \varphi_{BЧ}) = A(t_2) \end{cases}$$

Значения начальной фазы и огибающей будут описываться следующими уравнениями

$$\varphi_{BЧ} = -\omega_{BЧ}t_1 - \arctg \frac{A(t_1) \cos(\omega_{BЧ}t_1 - \omega_{BЧ}t_2) - A(t_2)}{A(t_1) \cos(\omega_{BЧ}t_1 - \omega_{BЧ}t_2)};$$

$$A_{HЧ}(t) = \frac{A(t_1) \cos(\omega_{BЧ}t_2 + \varphi_{BЧ})}{\cos(\omega_{BЧ}t_1 + \varphi_{BЧ})}.$$

Таким образом, если дискретизировать сигнал  $A(t)$  с частотой дискретизации  $f_d \gg F_{MAX}$  и не кратной несущей частоте, то, используя приведенные формулы, можно находить значение  $A_{HЧ}(t)$  для каждой двух

точек дискретизированного сигнала. Реализовав режим скользящей выборки в течении периода модуляции, можно найти максимальное  $A_{MAX}$  и минимальное  $A_{MIN}$  значения  $A_{HЧ}(t)$  за интервал времени больше периода модулирующего сигнала и оценить глубину модуляции по формуле:

$$m = \frac{A_{MAX} - A_{MIN}}{A_{MAX} + A_{MIN}}.$$

Данный метод требует большого объема вычислений.

### **Метод с использованием преобразования Фурье-Гильберта [58]**

Для оценки коэффициента модуляции АМ сигнала применяется следующий алгоритм [58]:

1. Измерение несущей частоты входного сигнала  $f_{ВЧ}$ .
2. Выбор такой частоты  $f_D$  дискретизации АЦП, для которой будет выполняться условие работоспособности.
3. Дискретизация сигнала с частотой  $f_D$  и получение массива  $u[iT_D]$ , где  $i \in [0, N-1]$  - номер элемента в массиве мгновенных значений  $u[iT_D]$ .
4. Нахождение максимального значения из массива  $A_{MAX} = \max(u[iT_D])$ . При необходимости корректируется коэффициент передачи, и повторяются 3-й и 4-й шаги алгоритма.
5. Наложение на дискретизированный массив временного окна и получение массива  $u_w[iT_D]$ .
6. Нахождение преобразования Гильберта от массива  $u_{w\perp}[iT_D]$ .
7. Нахождение огибающей  $A[iT_D] = \sqrt{u_{w\perp}[iT_D]^2 + u_w[iT_D]^2}$ .

Для восстановления амплитуды каждый элемент массива  $A[iT_D]$  необходимо разделить на функцию накладываемого окна. Из-за краевых эффектов, которые возникают при попадании в окно преобразования нецелого количества периодов входного сигнала, около 25% от начала и конца функции  $A[iT_D]$  целесообразно отбросить.

8. Для симметричной формы огибающей  $A[iT_D]$  коэффициент амплитудной модуляции находится по формуле

$$m = \frac{A_{MAX} - A_{MIN}}{A_{MAX} + A_{MIN}}, \text{ где } A_{MAX} = \max(A[iT_D]) \text{ и } A_{MIN} = \min(A[iT_D]).$$

Погрешность оценки коэффициента модуляции АМ-сигнала [57] находится на уровне  $\pm 0.5\%$  при общем объеме выборок  $N=256$ . Уменьшение числа дискретных отсчетов до минимального значения (например, 8-ми или 16-ти) приведет к большему увеличению погрешности, что делает метод с использованием преобразования Фурье малоприменимым для оценки коэффициента модуляции по короткой реализации сигнала.

#### 1.6. ВЫБОР КОМПЛЕКСИРУЕМЫХ МЕТОДОВ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ И БЫСТРОДЕЙСТВИЯ В ЗАДАЧАХ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ РАДИОСИГНАЛОВ

В системах встроенного контроля РЭА возможно применение различных комплекслируемых методов оценки параметров радиосигналов по малому объему выборки, работающих во временной области.

Методы комплексной обработки радиосигнала, представляющие особый интерес, связаны с преобразованием Фурье, использованием ряда Котельникова и решением систем уравнений.

Решение систем уравнений имеет ряд недостатков:

1. Математическая модель сигнала содержит ограниченное число гармоник, например, первую и третью гармоники.
2. Необходимо иметь одинаковое число уравнений и число неизвестных.

Так при известных частотах первой и третьей гармоник для 4-х неизвестных (уровни и фазы) необходимо решить систему из 4-х уравнений. При наличии еще одной (например второй) гармоники, в общем случае, придется решать систему из 7 уравнений, что негативно отразится на быстродействии метода.

Представление сигналов и оценка параметров в частотной области также не лишено недостатков:

1. Вычисление преобразований Фурье требует большого числа вычислительных операций.

2. Алгоритмы БПФ способны работать лишь при длине анализируемого сигнала  $N$ , кратной  $2^x$ . Исследования [85] показали, что БПФ практически не работоспособно при общем числе отсчетов  $N < 32$ . Величина погрешности при анализе короткой реализации сигнала велика при анализе гармонических колебаний, поэтому было принято решение обратиться во временную область к интерполяционному ряду Котельникова.

При оценке СКЗ во временной области лучше других подходит метод интегрирования. Однако погрешность сигнала в таком случае оказывается на уровне единиц и десятков процентов. Точность оценки СКЗ можно повысить с помощью наложения на основной сигнал сглаживающих оконных функций.

Существует большое количество окон, отличающихся шириной главного и боковых лепестков, а также скоростью затухания. Если дискретизированный сигнал не представляет целое число периодов колебаний или отношение частот дискретизации и сигнала, использование окон позволяет уменьшить спектральные утечки и наложение гармоник друг на друга. При измерении СКЗ это позволяет избежать искажения сигнала на нулевой частоте. Обычно при решении практических задач используются окна следующих типов: Барлетта, Flat-Тор (с плоской вершиной), Хемминга, Ханна, Блэкмана и т.д. Существуют также комбинированные типы окон, такие как Блэкмана-Харриса, Блэкмана-Наталла и т.д. Описание особенностей применения отдельных окон для различных задач можно найти в [25,28,60].

Правильный выбор окна важен в измерениях с использованием интерполяционного ряда Котельникова. Если в диапазон выборки укладывается целое количество периодов исходного сигнала, то ненулевым будет только главный лепесток, влияние боковых лепестков минимально, так

как их нули находятся в сетке боковых частот. Если выборка содержит нецелое число периодов исходного сигнала, в его спектре появляются боковые лепестки. Смещением главного лепестка объясняются и амплитудные искажения основных компонентов сигнала. Характеристики боковых лепестков непосредственно влияют на степень наложения друг на друга компонент соседних частот.

При сужении главного лепестка увеличивается способность окна различать близко расположенные частотные компоненты. Обычно форма главного лепестка определяется его шириной на уровнях  $-3$  и  $-6$  дБ. Боковые лепестки отличаются скоростью спада характеристики и максимальным уровнем, т.е. отношением в децибелах пиков главного и бокового лепестков.

Таблица 1.2. Оконные функции сглаживания

Окно	Формула, $u_w(t)$
Прямоугольное	1
Синусоидальное	$\sin\left(\frac{2\pi t}{N}\right)$
Ханна	$0.5 - 0.5 \cdot \cos\left(\frac{2\pi t}{N}\right)$
Хэмминга	$0.54 - 0.46 \cdot \cos\left(\frac{2\pi t}{N}\right)$
Блэкмана	$0.42 - 0.5 \cdot \cos\left(\frac{2\pi t}{N}\right) + 0.08 \cdot \cos\left(\frac{4\pi t}{N}\right)$
Наталла	$a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi t}{N}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi t}{N}\right) - a_3 \cos\left(\frac{6\pi t}{N}\right)$ $a_0 = 0.35577 ; a_1 = 0.48741 ; a_2 = 0.14423 ; a_3 = 0.0126 .$

Для решения поставленных задач было проанализировано 18 сглаживающих оконных функций, среди которых только при пяти были достигнуты минимальные значения погрешностей при оценке СКЗ, частоты и

параметров модуляции на различных интервалах длительности. Их характеристики представлены в таблицах 1.2 и 1.3.

Исследования [98,99,100] показали, что оконные функции с минимальной шириной главного лепестка (Прямоугольное, Синусоидальное, Ханна и Хэмминга) лучше подходят для определения СКЗ сигнала при его короткой реализации. Однако, при обработке модулированных колебаний, лучше использовать скользящее окно (Блэкмана или Наталла). Такой вариант обработки позволяет получить информацию не только о СКЗ сигнала, но и о глубине модуляции и частоте модулирующего сигнала.

Таблица 1.3. Оконные функции сглаживания

Окно	Ширина главного лепестка		Максимум бокового лепестка (dB)	Скорость затухания (dB /decade)
	На уровне -3 dB	На уровне -6 dB		
Прямоугольное	0.89	1.21	-13	20
Синусоидальное	1.23	1.66	-23	50
Ханна	1.44	2.00	-31	60
Хэмминга	1.30	1.81	-43	20
Блэкмана	1.68	2.35	-58	60
Наталла	1.98	2.85	-98	60

Проведенный анализ позволяет сформулировать актуальные **задачи** дальнейших исследований:

1. Разработка методик и алгоритмов определения СКЗ и частоты гармонического сигнала по ограниченному массиву дискретных данных с использованием оконных функций, а также методов интегрирования и интерполяции.

2. Объединение алгоритмов определения СКЗ и частоты гармонического сигнала во временной области для сокращения программного кода и времени вычислений.

3. Разработка методики и создание алгоритмов оценки параметров амплитудно-модулированных и амплитудно-манипулированных сигналов (СКЗ сигнала, коэффициента амплитудной модуляции, модулирующей и несущей частот) с использованием методов интегрирования, интерполяции, многоуровневого и одноуровневого интерполирования и скользящего окна.

4. Объединение алгоритмов определения параметров модуляции для сокращения программного кода и времени вычислений.

#### ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 1

1. В настоящее время в связи с непрерывным развитием вычислительных средств возникает актуальная задача развития и разработки эффективных методик и алгоритмов определения параметров радиосигналов для встроенных систем контроля РЭА по ограниченному массиву дискретных значений во временной области.

2. Для решения задачи оценки параметров радиосигналов по дискретным отсчетам во встроенных системах контроля РЭА могут быть применены технологии виртуальных приборов и алгоритмические методы обработки сигналов во временной области с использованием ряда Котельникова, методов интегрирования, интерполяции и сглаживающих оконных функций.

3. Базирующиеся на таких методах алгоритмы позволяют оценить комплекс параметров радиосигналов по дискретным отсчетам, поэтому для сокращения программного кода их можно объединить, что позволит определить параметры радиосигнала по одному набору данных (дискретных и промежуточных интерполированных точек).

## ГЛАВА 2. РАЗРАБОТКА МЕТОДИК И АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ЧАСТОТЫ И СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ РАДИОСИГНАЛА ПО ОГРАНИЧЕННОЙ ВЫБОРКЕ ДИСКРЕТНЫХ ЗНАЧЕНИЙ

Во второй главе разработаны методики и алгоритмы определения по короткой выборке параметров гармонического сигнала во временной области, основанные на цифровой обработке массива данных мгновенных значений, с использованием интерполяционного ряда Котельникова. Для сокращения программного кода осуществлено объединение разработанных алгоритмов оценки частоты и СКЗ радиосигнала, в которых использованы методы сглаживающих оконных функций фиксированной длительности, принципы интегрирования, усреднения и многоуровневого интерполирования при оценке частоты. Применено полунатурное имитационное моделирование, при котором имитируется измеряемый сигнал с искажениями или без них (формируется выборка, которая должна получаться на выходе АЦП). Измерительная часть реализует работу встроенной системы контроля в соответствии с разработанными алгоритмами.

В параграфе 2.1 проанализированы причины возникновения методической погрешности при оценке СКЗ гармонического аналогового сигнала методом интегрирования. Определены границы методической погрешности для прямоугольного и синусоидального окна, а также для окон Ханна, Хэмминга, Блэкмана и Наталла. Даны рекомендации по выбору окна в зависимости от длительности выборки, а также уровней второй и третьей гармоник сигнала.

В параграфе 2.2 разработаны методика и алгоритм определения частоты основной гармоники сигнала методом многоуровневой интерполяции по полученным промежуточным отсчетам при восстановлении сигнала с помощью ряда Котельникова. Исследовано влияние объема выборки, числа

периодов, номера периода, интерполяционного коэффициента деления и начальной фазы сигнала.

В параграфе 2.3 разработаны методика и алгоритм оценки СКЗ радиосигнала по его дискретным значениям во временной области с выбором наиболее эффективных сглаживающих оконных функций. Исследовано влияние объема выборки, числа периодов, вида окна, интервала оценки, интерполяционного делителя и начальной фазы.

В параграфе 2.4 приведены результаты сравнения методов Котельникова и БПФ в задачах оценки СКЗ сигнала по ограниченному массиву дискретных значений ( $N < 32$ ). Результаты представлены в виде таблиц.

## 2.1. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ АНАЛОГОВОГО СИГНАЛА МЕТОДОМ ИНТЕГРИРОВАНИЯ

Подробные исследования [13,14,15] показали, что СКЗ сигнала определяется как ограниченная сигналом площадь, усредненная на интервале времени  $\tau$ . Очевидно, что значение СКЗ истинно при  $\tau \rightarrow \infty$ . Для гармонического колебания среднее значение площади не зависит от числа периодов. Значение СКЗ таких сигналов может быть получено усреднением за время  $\tau = kT$ , где  $k=0.5, 1, \dots$ , а  $T$  - период оцениваемого сигнала  $u(t)$  [59].

Если интервал времени интегрирования не равен целому числу полупериодов сигнала, то полученное значение СКЗ будет отличаться от истинного, что является причиной появления методической погрешности. Для оценки ее уровня на различных интервалах оценки был разработан алгоритм, в котором организованы дополнительные циклы по начальным фазам первой, второй и третьей гармоники (как отдельно, так и в комплексе).

**Алгоритм “СКЗ”** содержит следующие шаги:

1. Задание и инициализация переменных.

$m_{S.min}$  и  $m_{S.max}$  - минимальное и максимальное число периодов исследуемого сигнала основной частоты и единичной амплитуды (т.е.  $A_1 = 1$ );

$A_2$  и  $A_3$  - уровни 2-й и 3-й гармоник;  $\varphi_1$ ,  $\varphi_2$  и  $\varphi_3$  - соответственно начальные фазы сигнала, 2-й и 3-й гармоник;

2. Формирование массива данных  $X_S[t]$  исходного гармонического аналогового сигнала  $u(t)$ . Длительность  $t$  сигнала составляет  $t = m_{S,\min}$ . Сигнал  $u(t)$  формируется по формуле

$$u(t) = \sin(2\pi f_s t + \varphi_1) + A_2 \sin(4\pi f_s t + \varphi_2) + A_3 \sin(6\pi f_s t + \varphi_3).$$

3. Формирование массива данных выбранной оконной функции  $X_W[t]$ . Если окон несколько, то последовательно определяется массив для каждого окна  $X_{W1}[t]$ ,  $X_{W2}[t]$  и так далее, до  $X_{WR}[t]$ , где  $R$  – общее количество окон.

4. Формирование массива данных  $X_P[t]$ , соответствующего наложению окна на исходный сигнал, т.е.  $X_P[t] = X_W[t] \cdot X_S[t]$ . Если сглаживающих функций несколько, то формируются массивы  $X_{P1}[t]$ ,  $X_{P2}[t]$  и далее до  $X_{PR}[t]$ , где  $R$  – общее количество окон.

5. Определение среднеквадратического сигнала  $U_{S,RMS}$  методом интегрирования

$$U_{S,RMS} = \sqrt{\frac{1}{m_{S,\min}} \int_0^{m_{S,\min}} X_P^2[t] dt}.$$

6. Формирование массива данных  $X_{RMS}[\Delta_{RMS}]$ , соответствующего значениям погрешности оценки СКЗ  $\Delta_{RMS}$

$$\Delta_{RMS} = \frac{k_W \cdot U_{S,RMS} - U_{RMS}}{U_{RMS}} \cdot 100\%; \quad \Delta_{RMS} = \left( k_W \frac{U_{S,RMS}}{U_{RMS}} - 1 \right) \cdot 100\%.$$

Здесь величина  $U_{RMS}$  соответствует истинному значению СКЗ сигнала  $u(t)$ , а  $k_W$  - поправочный коэффициент, учитывающий спад уровня сигнала к краям окна. Истинное значение СКЗ  $U_{RMS}$  можно определить по формуле

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1^2 + A_2^2 + A_3^2}{2}}.$$

7. Организация цикла по длительности.

7.1. Увеличение переменной  $m_{S.\min} = m_{S.\min} + m_{STEP}$ , где  $m_{STEP}$  - шаг изменения интервала интегрирования.

7.2. Повторение пунктов 2-7, пока выполняется условие  $m_{S.\min} \leq m_{S.\max}$ .

8. Организация цикла по начальной фазе основной гармоники.

8.1. Увеличение переменной  $\varphi_1 = \varphi_1 + \varphi_{STEP}$ , где  $\varphi_{STEP}$  - шаг изменения начальной фазы основной гармоники исследуемого сигнала.

8.2. Повторение пунктов 2-8, пока выполняется условие  $\varphi_1 \leq 360$ .

9. Организация цикла по начальной фазе второй гармоники.

9.1. Увеличение переменной  $\varphi_2 = \varphi_2 + \varphi_{STEP\_2}$ , где  $\varphi_{STEP\_2}$  - шаг изменения начальной фазы второй гармоники.

9.2. Повторение пунктов 2-9, пока выполняется условие  $\varphi_2 \leq 360$ .

10. Организация цикла по начальной фазе третьей гармоники.

10.1. Увеличение переменной  $\varphi_3 = \varphi_3 + \varphi_{STEP\_3}$ , где  $\varphi_{STEP\_3}$  - шаг изменения начальной фазы третьей гармоники.

10.2. Повторение пунктов 2-10, пока выполняется условие  $\varphi_3 \leq 360$ .

11. Индикация результатов и вывод графиков погрешностей в линейном или логарифмическом масштабах.

Согласно подробным результатам, изложенным в работах [13,14,15], погрешность  $\Delta_{RMS}$  может быть представлена семейством графиков, каждый из которых соответствует случайному значению начальной фазы сигнала в диапазоне (0...360) град.

В локальных минимумах (узлах) интервал времени интегрирования равен целому числу, кратному полупериоду сигнала. Между узлами расположены локальные максимумы погрешности (пучности). Для диапазона интервалов  $[0.5;4]T$ , локальные максимумы модуля погрешности уменьшаются плавно от 11 до 2%, что для многих задач оценки СКЗ недостаточно. Моделирование в более широком диапазоне интервалов сигнала подтверждает результаты, приведенные в [59]: чтобы получить

погрешность меньше 0.3% нужно более 26 периодов сигнала, а для погрешности 0.1% требуется более 80 периодов.

Для уменьшения величины методической погрешности используют сглаживающие оконные функции. Был проведено моделирование и анализ итоговых погрешностей для различных окон и выбраны лучшие из них по критерию минимальных погрешностей для коротких выборок. Рассмотрим их возможности.

### Синусоидальное окно

Максимальная погрешность оценки СКЗ сигнала с наложением данного окна гораздо быстрее убывает с ростом интервала интегрирования по сравнению с прямоугольной оконной функцией (см. рисунок 2.1).

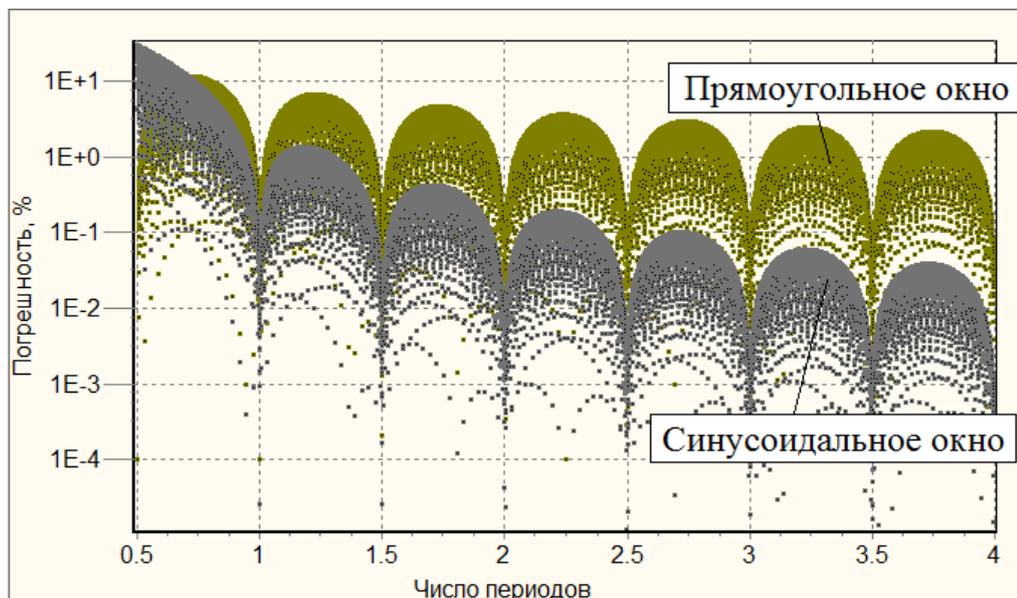


Рисунок 2.1. Погрешность оценки СКЗ сигнала с прямоугольным и синусоидальным окном

Наложение синусоидального окна позволяет уменьшить методическую погрешность или уменьшить интервал оценки СКЗ с  $[26.5;27]T$  до  $[2;2.5]T$  т.е. более, чем в 13 раз, для достижения погрешности 0.3%, и с  $[80;80.5]T$  до  $[2.5;3]T$  для достижения погрешности 0.1% и менее.

### Окно Хэмминга

Семейства графиков максимальной методической погрешности в логарифмическом масштабе для диапазона интервалов интегрирования

$[0.5;4]T$  представлены на рисунке 2.2. По сравнению с синусоидальным окном, граница максимальной методической погрешности расположена ниже, что позволяет уменьшить ее абсолютное значение почти в два раза до значения 0.23% в диапазоне интервалов  $[1.5;2]T$ . Это подтверждается графиками в линейном масштабе, приведенными на рисунке 2.3.

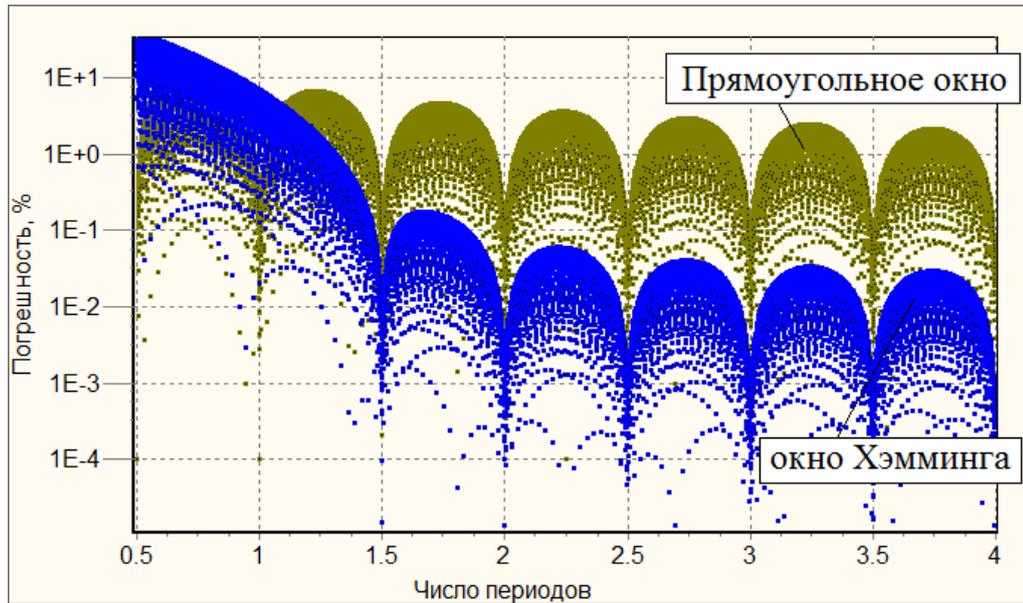


Рисунок 2.2. Погрешность оценки СКЗ сигнала с прямоугольным и окном Хэмминга

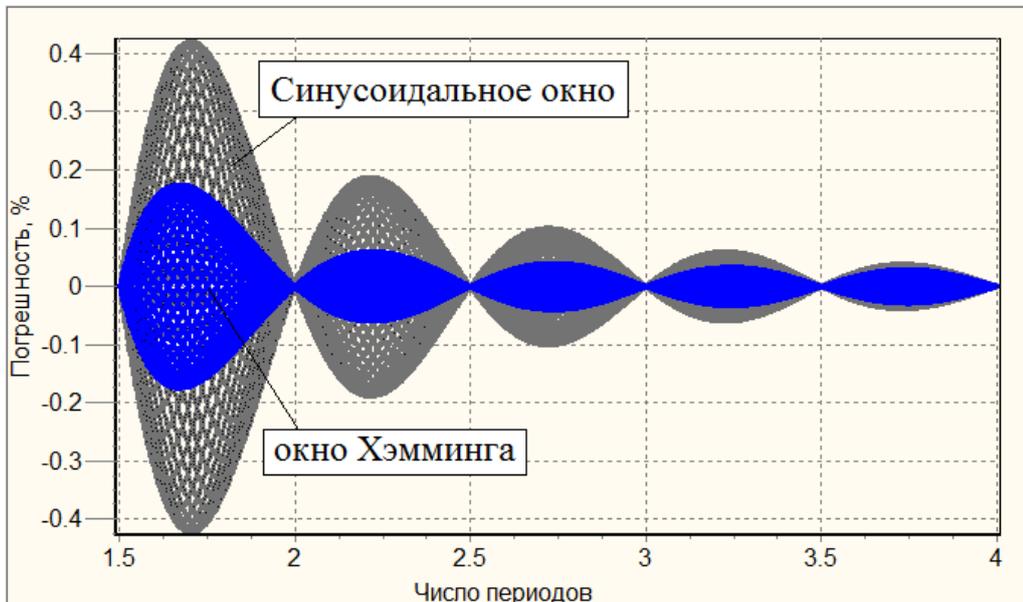


Рисунок 2.3. Погрешность оценки СКЗ сигнала с синусоидальным и окном Хэмминга

### Окно Ханна

Рабочая зона (см. рисунок 2.4), начинается со значения  $1.5T$ . Погрешности с наложением функций Хэмминга и Ханна практически идентичны по уровню, однако в диапазоне средних и больших интервалов оценки СКЗ гораздо лучше работает последнее. Наложение окна Ханна позволяет уменьшить интервал оценки с  $[26.5;27]T$  до  $[1.5;2]T$  для достижения погрешности 0.3% и с  $[80;80.5]T$  до  $[2;2.5]T$  для достижения погрешности 0.1% и менее.

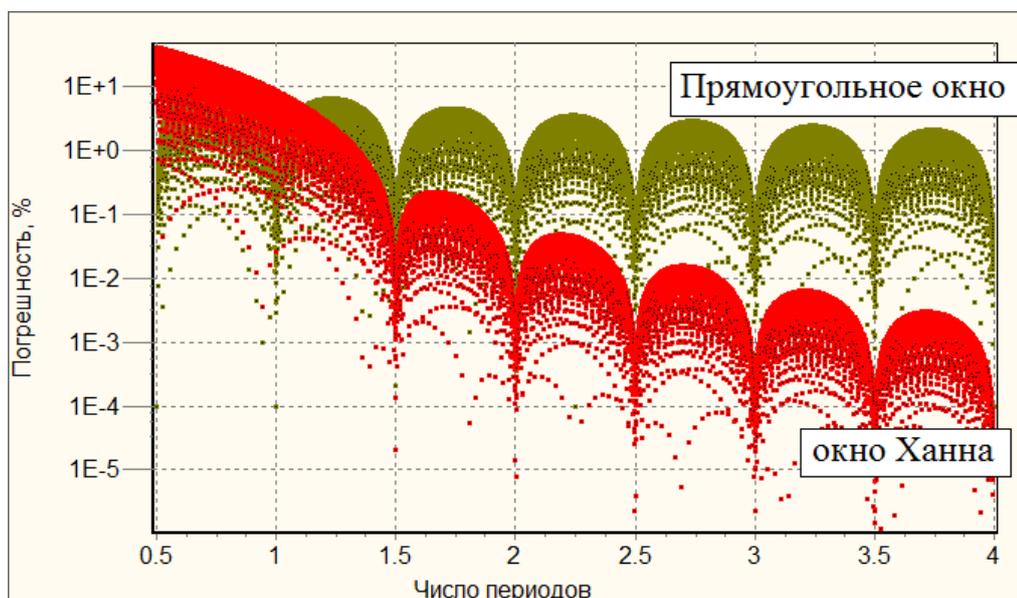


Рисунок 2.4. Погрешность оценки СКЗ сигнала с прямоугольным и окном Ханна

### Окно Блэкмана

В отличие от предыдущих, данное окно начинает работать в диапазоне более длительных интервалов ( $m \geq 2.5T$ ), где наблюдается резкое снижение погрешности оценки СКЗ сигнала (см. рисунок 2.5).

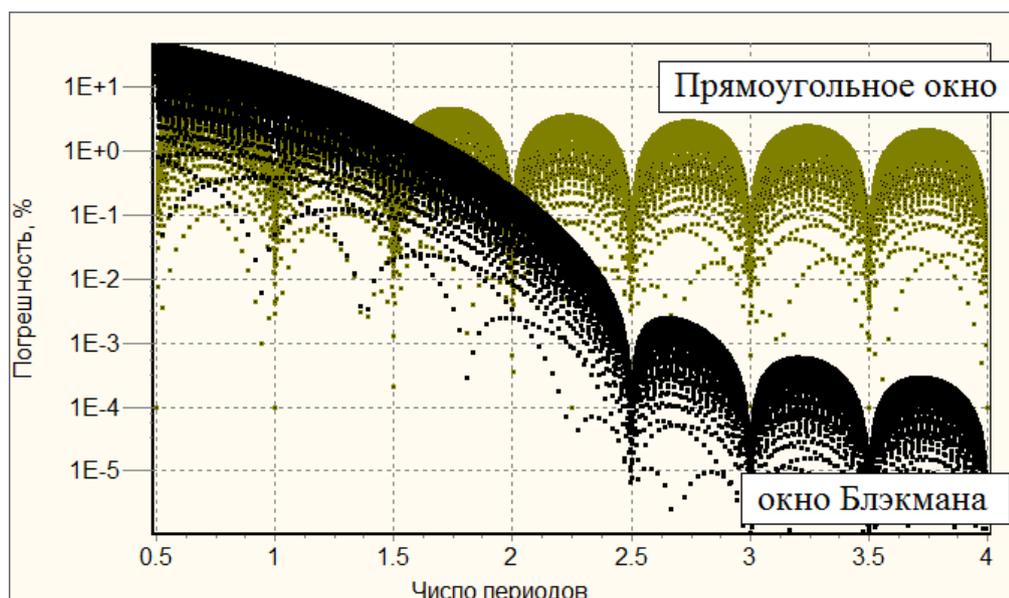


Рисунок 2.5. Погрешность оценки СКЗ сигнала с прямоугольным и окном Блэкмана

### Окно Наталла

Данную оконную функцию целесообразно применять, если СКЗ сигнала оценивается за 3.2 периода или больше (см. рисунок 2.6).

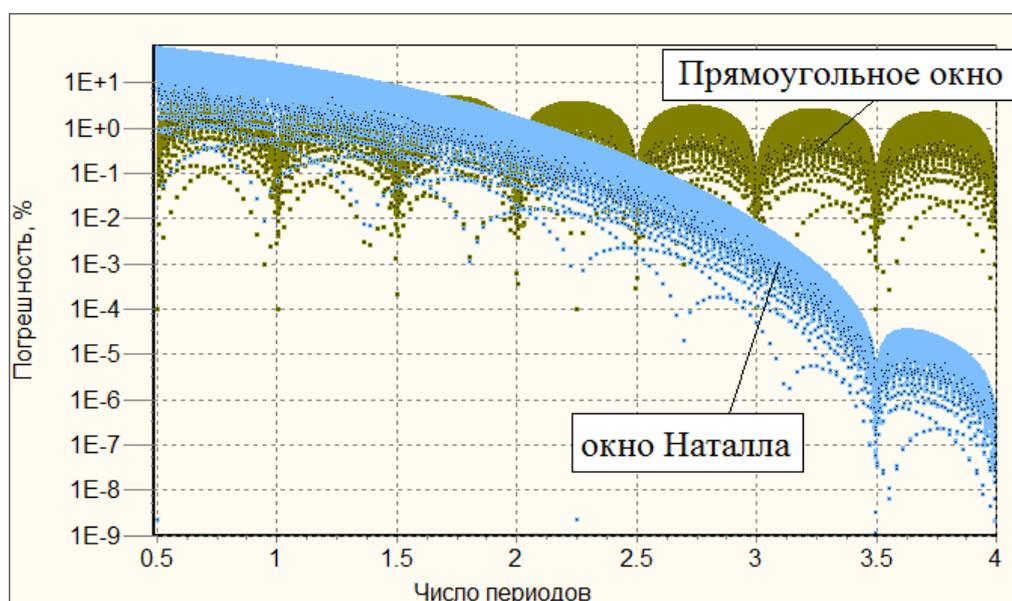


Рисунок 2.6. Погрешность оценки СКЗ сигнала с прямоугольным и окном Наталла

В таблице 2.1 показаны максимальные значения методической погрешности для рассмотренных оконных функций и интервалов интегрирования.

Таблица 2.1. Максимальные методические погрешности для интервалов,  $T$ 

Окно	Модуль максимальной погрешности (в %) для интервала, $T$						
	[0.5;1]	[1;1.5]	[1.5;2]	[2;2.5]	[2.5;3]	[3;3.5]	[3.5;4]
Прямоугольное	11.6	6.61	4.87	3.64	2.99	2.52	2.10
Синусоидальное	29.3	1.34	0.42	0.19	0.10	0.06	0.04
Ханна	42.3	8.73	0.23	0.05	0.02	0.006	0.003
Хэмминга	38.9	6.88	0.18	0.07	0.04	0.03	0.03
Блэкмана	50.5	17.2	3.34	0.26	0.002	0.0006	0.0003
Наталла	57.3	25.5	8.07	1.63	0.17	0.008	0.00003

Из таблицы 2.1 следует, что в области коротких и средних интервалов, лучшим является окно Ханна, поскольку для него быстрее уменьшается погрешность при увеличении времени интегрирования, чем при использовании синусоидальной оконной функции.

### Влияние нелинейных искажений

Вторая гармоника сигнала увеличивает погрешность оценки СКЗ, сглаживая узлы в точках  $(m+T/2)$ , где  $m=0,1,2,3,\dots$ , т.е. в срединных точках интервалов, кратных периоду.

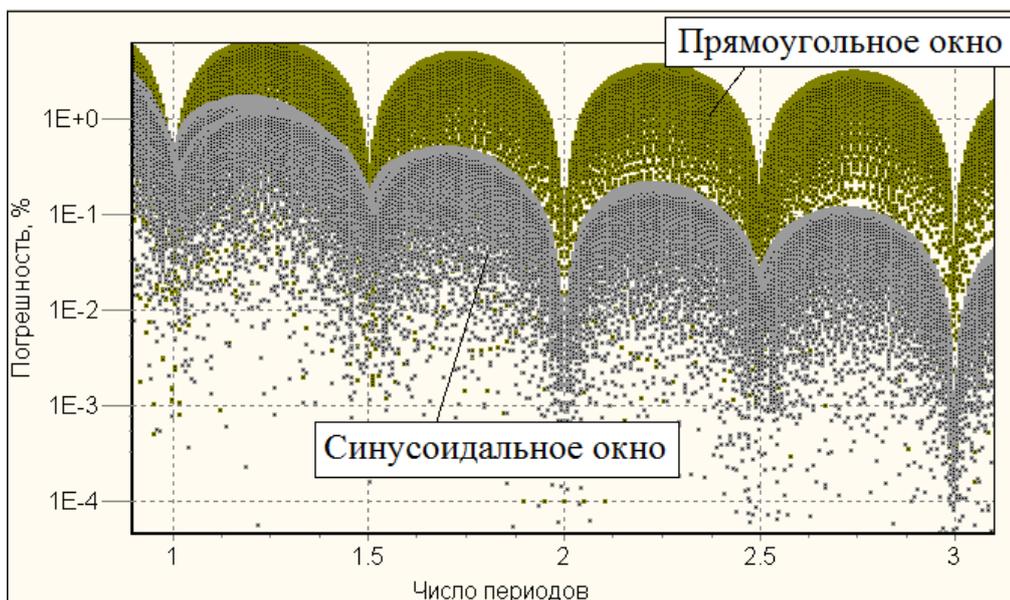


Рисунок 2.7. Погрешности оценки СКЗ сигнала с уровнем 2-й гармоники 1%

Чем выше уровень 2-й гармоники, тем больше узлы приближаются по уровню к пучностям, сливаясь с ними. При этом узлы в точках  $(nT)$ , где  $n=1,2,3,\dots$ , остаются.

На рисунках 2.7-2.8 показано, что применение сглаживающей оконной функции в условиях искажений позволяет уменьшить время интегрирования и существенно снизить погрешности в пучностях. При этом наблюдается смещение рабочего диапазона: синус-окно начинает работать при  $m \geq 2T$ , а окно Ханна - при  $m \geq 3T$ .

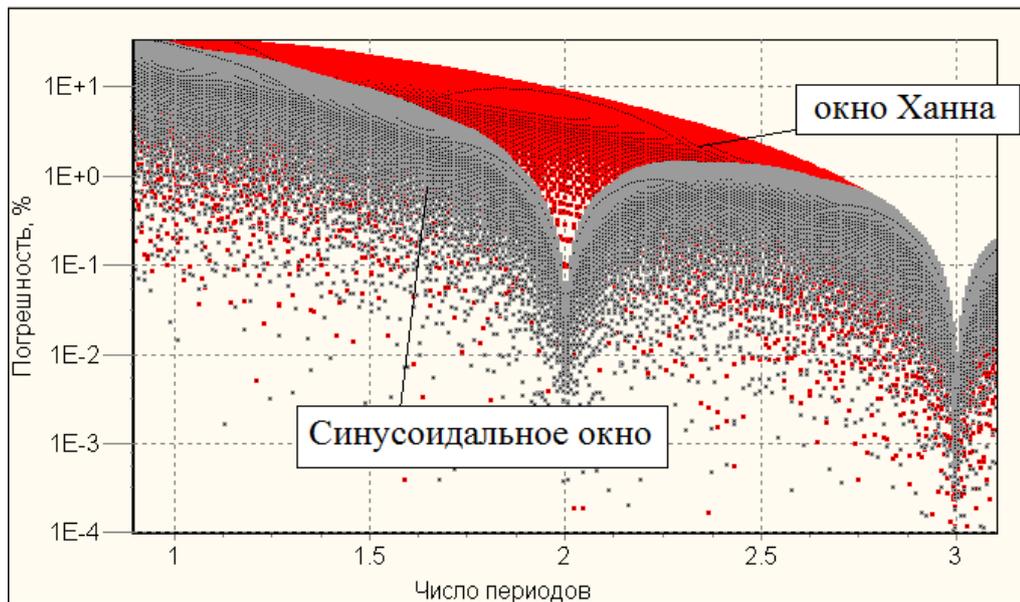


Рисунок 2.8. Погрешность оценки СКЗ сигнала с уровнем 2-й гармоники 100%

В таблице 2.2 представлены результаты компьютерного моделирования при изменении начальной фазы 2-й гармоники в диапазоне  $(0...360)$  град. в пучности интервала  $[2;3]T$  при наложении прямоугольного и синусоидального окна.

Таблица 2.2. Влияние 2-й гармоники для  $\varphi_2 = \text{var}$ ,  $\varphi_1 = \varphi_3 = \text{const}$

Окно	Погрешность для уровня 2-й гармоники, %					Погрешность без гармоник, %
	1	2	3	4	5	
Прямоугольное	3.65	3.70	3.76	3.81	3.89	3.60
Синусоидальное	0.21	0.23	0.24	0.26	0.28	0.19

Таблица 2.2. Продолжение

Окно	Погрешность для уровня 2-й гармоники, %					Погрешность без гармоник, %
	6	7	8	9	10	
Прямоугольное	3.95	4.09	4.21	4.32	4.43	3.60
Синусоидальное	0.31	0.34	0.36	0.38	0.40	0.19

Приведенные в таблице 2.2 результаты показывают, что 10% нелинейные искажения по 2-й гармонике без сглаживающего окна увеличивают методическую погрешность измерения СКЗ сигнала с 3.60% до 4.43%, а с синусоидальным окном - с 0.19% до 0.40%.

При влиянии 3-й гармоники узлы и рабочие диапазоны сохраняются (см. рисунок 2.9), однако уровень погрешности в пучностях возрастает.

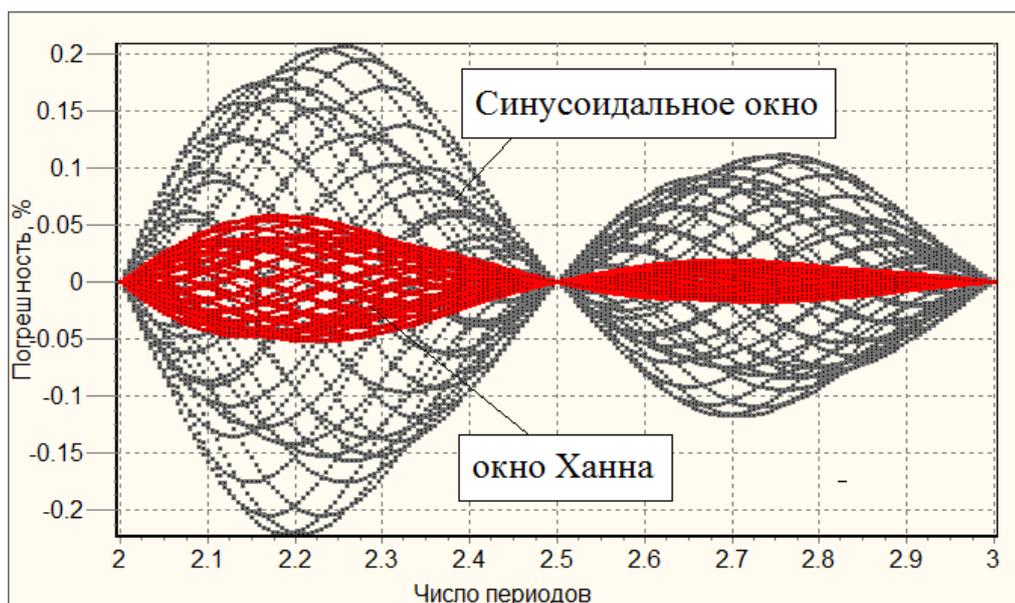


Рисунок 2.9. Погрешность оценки СКЗ сигнала с уровнем 2-й гармоники 10%

Результаты исследований показывают, что 10% нелинейные искажения по 3-й гармонике без окна сглаживания увеличивают методическую погрешность измерения СКЗ сигнала с 3.60% до 3.86%, а с окном Ханна - с 0.050% до 0.054%.

Представленные на рисунках 2.8-2.9 семейства графиков подтверждают, что окно Ханна - это наиболее оптимальная оконная функция, работающая даже в условиях искажений, вызванных наличием 2-й и 3-й гармоник.

С учетом вышеизложенного для оценки СКЗ гармонического сигнала предлагается следующая методика, содержащая:

1. Методы: вычислительный, интегрирования и оконных функций.
2. Аппаратные средства: встроенная в РЭА микропроцессорная система или персональный компьютер (на этапе моделирования).
3. Алгоритм: с организацией циклов по выбранным параметрам (шаги 1-10 алгоритма “СКЗ”).
4. Представление результатов: в виде семейств графиков погрешностей в линейном и логарифмическом масштабе (шаг 11 алгоритма “СКЗ”).

Исходя из этого, ниже представлены **рекомендации** при выборе окна [98,99,100].

1. Прямоугольное окно следует использовать, если известна частота сигнала, и можно выбрать время интегрирования кратным половине периода. Стоит отметить, что ни одна другая оконная функция не работает при длительности интегрирования равном  $T/2$ .
2. Синусоидальное окно обеспечивает приемлемые значения методической погрешности в диапазоне коротких и средних интервалов  $[1;2.5]T$ .
3. Окна Ханна и Хемминга следует использовать в диапазоне средних интервалов  $[1.5;2.5]T$ . Однако, окно Ханна демонстрирует лучшие результаты, поэтому может быть компромиссным выбором при решении многих задач.
4. Окно Блэкмана является наиболее оптимальным при значениях  $[2.5;3.5]T$ .
5. При интервалах оценки  $m \geq 3.5T$  следует выбирать окно Наталла, методическая погрешность которого может быть снижена до  $5 \cdot 10^{-8} \%$ .

6. При влиянии второй и третьей гармоники на коротком временном интервале рекомендуется применять оконную функцию Ханна или синусоидальную оконную функцию.

Для исследования возможностей восстановленного по Котельникову сигнала с учетом влияния интерполяции и рассмотренных оконных функций сглаживания был разработан единый алгоритм определения частоты и СКЗ с организацией циклов по длительности и начальной фазе.

## 2.2. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО СИГНАЛА МЕТОДОМ МНОГОУРОВНЕВОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ

Для определения частоты сигнала по ограниченному массиву дискретных значений (от 3 до 10 на период) были разработаны методика и алгоритм с использованием многоуровневой интерполяции.

В нормированном виде измеряется отношение частот сигнала и дискретизации  $f_s/f_D = 1/n$ , и максимальная относительная погрешность оценки центральной частоты. Все вычисления проводятся только по данным восстановленного сигнала. Ниже представлен базовый алгоритм восстановления гармонического сигнала (алгоритм "Б") и дополнительные шаги для оценки частоты (алгоритм "Ч").

### **Базовый алгоритм восстановления гармонического сигнала ("Б")**

1. Задание и инициализация переменных:

$n$  - число отсчетов, приходящихся на один период сигнала;  $m_{s.min}$  и  $m_{s.max}$  - минимальное и максимальное число периодов;  $\varphi_s$  - начальная фаза (град.);  $z_{INT}$  - коэффициент деления (КД) интервала времени между отсчетами (при  $z_{INT} = 1$  интерполяции нет);  $A_G$  и  $\varphi_G$  - соответственно амплитуда и начальная фаза 2-й гармоники;  $q$  - общее число уровней;  $m_{nach}$  и  $m_{kon}$  - соответственно номер начального и конечного оцениваемого периода после отбрасывания наиболее искаженных участков восстановленного сигнала.

2. Формирование массива данных  $X_D[k]$  оцифрованного сигнала  $u_D(k) = \sin(2\pi f_s k + \varphi_s) + A_G \sin(4\pi f_s k + \varphi_G)$  в точках  $k = 1, 2, \dots, \text{ent}(nm_{S.\min})$ .

3. Формирование массива данных  $X_V[t]$  восстановленного сигнала  $u_V(t)$

$$u_V(t) = \sum_{k=0}^{\text{ent}(m_{S.\min} \cdot n)} \left\{ X_D[k] \cdot \frac{\sin[\pi \cdot (t - k)]}{\pi(t - k)} \right\},$$

где  $k = 1, 2, \dots, \text{ent}(nm_{S.\min}) - 1, \text{ent}(nm_{S.\min})$ .

4. Поиск промежуточных точек интерполяции, шаг между которыми равен  $\tau_{INT} = \Delta t / z_{INT}$ , где  $\Delta t$  - расстояние между соседними отсчетами.

5. Формирование массива данных  $X_{INT}[\tau_{INT}]$  сигнала  $u_{INT}(\tau_{INT})$  с учетом необходимого числа дополнительных интервалов интерполяции

$$u_{INT}(\tau_{INT}) = \sum_{k=0}^{\text{ent}(m_{S.\min} \cdot n)} \left\{ X_D[k] \cdot \frac{\sin[\pi \cdot (\tau_{INT} - k)]}{\pi(\tau_{INT} - k)} \right\}.$$

### Дополнительные шаги для оценки частоты ("Ч")

Ч1. Нахождение ближайших точек снизу и сверху от нулевого уровня.

Ч1.1. Проверка условий: ((  $X_{INT}[k_1] \geq 0$  и  $X_{INT}[k_1 + 1] \leq 0$ ) или ( $X_{INT}[k_1] \leq 0$  и  $X_{INT}[k_1 + 1] \geq 0$ )).

Из массива данных выбирается максимально близко расположенная к нулевому уровню точка. Если условия верны, то переход к п. Ч1.2-Ч1.3, если нет - то Ч1.4.

Ч1.2. Если  $T_N = 1$ , то формируются первый элемент двумерного массива  $T_m[T_{INT}]$  и массив  $U_m[k_2]$ . Здесь  $T_N$  - переменная - счетчик числа переходов через нулевой уровень для определения числа полупериодов сигнала.

Количество элементов массива  $U_m[k_2]$  определяется числом уровней  $q$ , начиная с  $U_m[k_2] = X_{INT}[k_1 - q/2]$  и заканчивая  $U_m[k_2] = X_{INT}[k_1 + q/2]$ . Первый элемент двумерного массива  $T_m[T_{INT}]$  определяется как  $T_m[1] = T_{INT}[k_1 - q/2]$ .

Ч1.3. Если  $T_N \neq 1$ , то формируются второй элемент двумерного массива  $T_m[T_{INT}]$  и массив  $U_{Nm}[k_2]$ .

Количество элементов массива  $U_{Nm}[k_2]$  определяется числом уровней  $q$ , начиная с  $U_{Nm}[k_2] = X_{INT}[k_1 - q/2]$  и заканчивая  $U_{Nm}[k_2] = X_{INT}[k_1 + q/2]$ . Второй элемент двумерного массива  $T_m[T_{INT}]$  определяется как  $T_m[2] = T_{INT}[k_1 - q/2]$ .

Ч1.4. Увеличение переменных  $T_N = T_N + 1$  и  $k_1 = k_1 + 1$ .

Ч1.5. Выполнение п. Ч1.1-Ч1.4, пока верно условие  $k_1 \leq \text{ent}(nm_{S.\max} z_{INT})$ .

Ч2. Определение значения частоты методом многоуровневой интерполяции.

Ч2.1. Линейная интерполяция между элементами  $U_m[i]$  и  $U_{Nm}[i]$ .

$$\Delta_F = \Delta_F + \frac{\Delta T_{w.f.}}{q} \cdot \frac{U_m[i] - U_{Nm}[i]}{U_{Nm}[i+1] - U_{Nm}[i]}.$$

Ч2.2. Увеличение переменной  $i = i + 1$ .

Ч2.3. Выполнение п. Ч2.1-Ч2.2, пока верно условие  $i \leq (q + 1)$ .

Ч2.4. Нахождение частоты с учетом уложившихся полупериодов сигнала

$$T_V = (T_m[2] - T_m[1]) + \Delta_F.$$

Ч3. Определение отношения частот восстановленного сигнала по формуле  $(f_D/f_S)_V = T_N/T_V$  и значения относительной погрешности оценки частоты  $\Delta(f_D/f_S)_V = [((f_D/f_S)_V - n)/n] \cdot 100\%$

Ч4. Индикация в виде численных значений.

На рисунке 2.10 показаны 4 периода дискретизированного сигнала, восстановленного 4-мя дискретными отсчетами на периоде и 4-мя промежуточными интервалами.

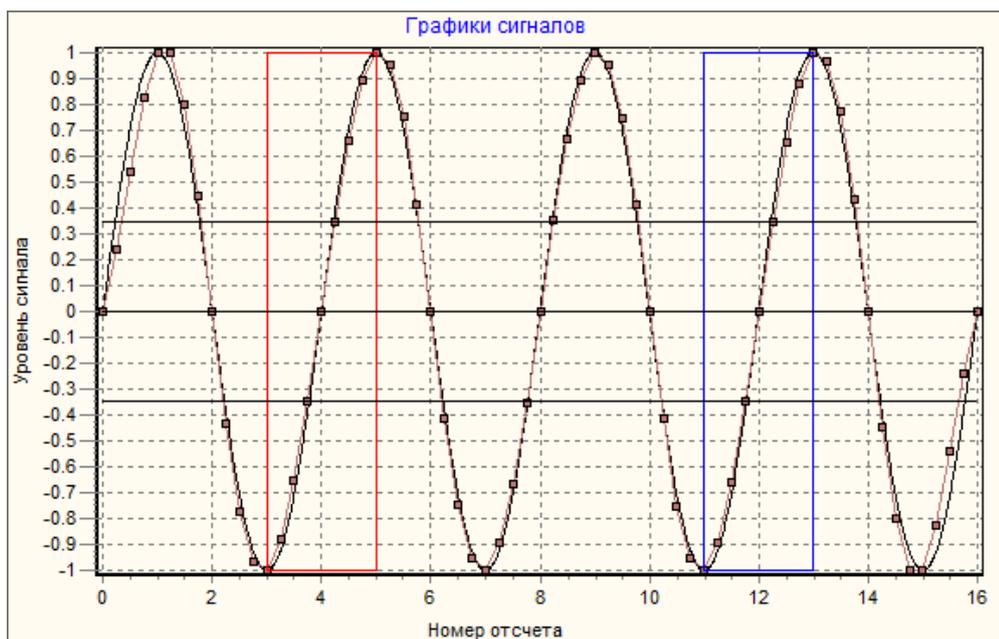


Рисунок 2.10. Дискретизированный сигнал с участками возрастания сигнала

Для исследования зададимся параметрами: число отсчетов на периоде от 2.5 до 10; число периодов от 2 до 10; число промежуточных интервалов от 2 до 50.

### Влияние числа дискретных отсчетов на одном периоде сигнала

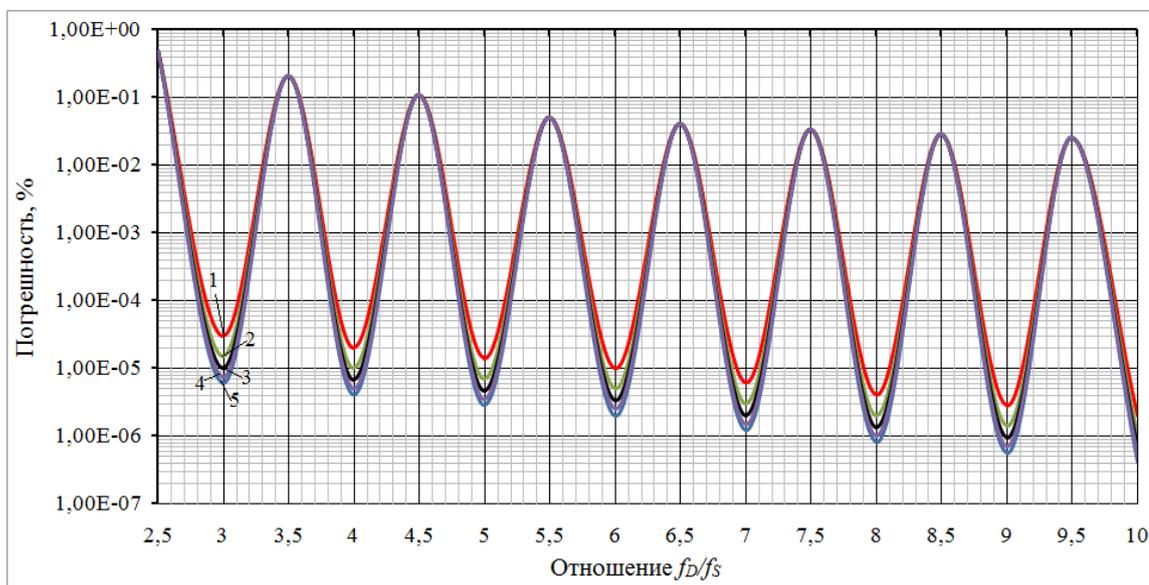


Рисунок 2.11. Графики погрешности оценки частоты от отношения  $f_D/f_S$  для разного числа уровней ( $q$ ): для 2-х (1), 4-х (2) 6-ти (3), 8-ми (4) и 10-ти (5)

На рисунках 2.11-2.12 изображены семейства графиков погрешностей оценки частоты сигнала от отношения  $f_D/f_S$  для различного числа уровней  $q$  оценки (для удобства по модулю и в логарифмическом масштабе).

С увеличением числа дискретных отсчетов уменьшается значение погрешности оценки частоты. Для 10-ти уровней  $q$  при целых значениях  $f_D/f_S = 3, 4, \dots, 10$  величина погрешности минимальная ( $6 \cdot 10^{-6} \dots 4 \cdot 10^{-7}$ )% (см. рисунок 2.12). При нецелых значениях величина погрешности возрастает и в лучшем случае составляет  $2 \cdot 10^{-2}$ % (см. рисунок 2.11).

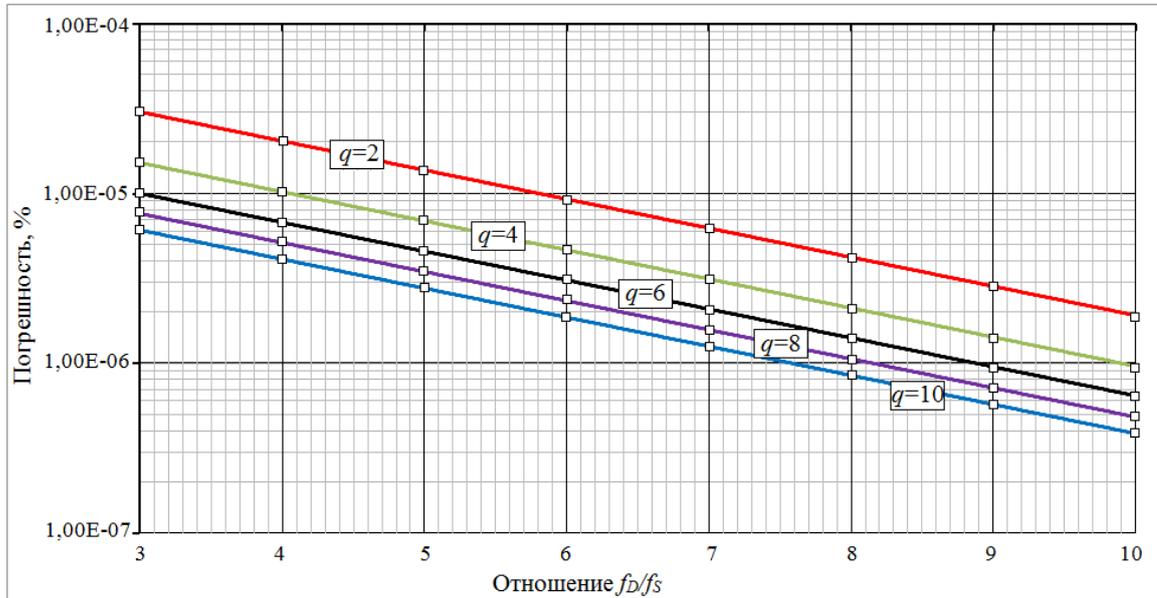


Рисунок 2.12. Зависимость погрешности оценки частоты от целого отношения  $f_D/f_S$  для разного числа уровней  $q$  (2, 4, 6, 8, 10)

Разработанная методика и основанный на методе многоуровневой интерполяции алгоритм, эффективны при оценке частоты малой выборкой.

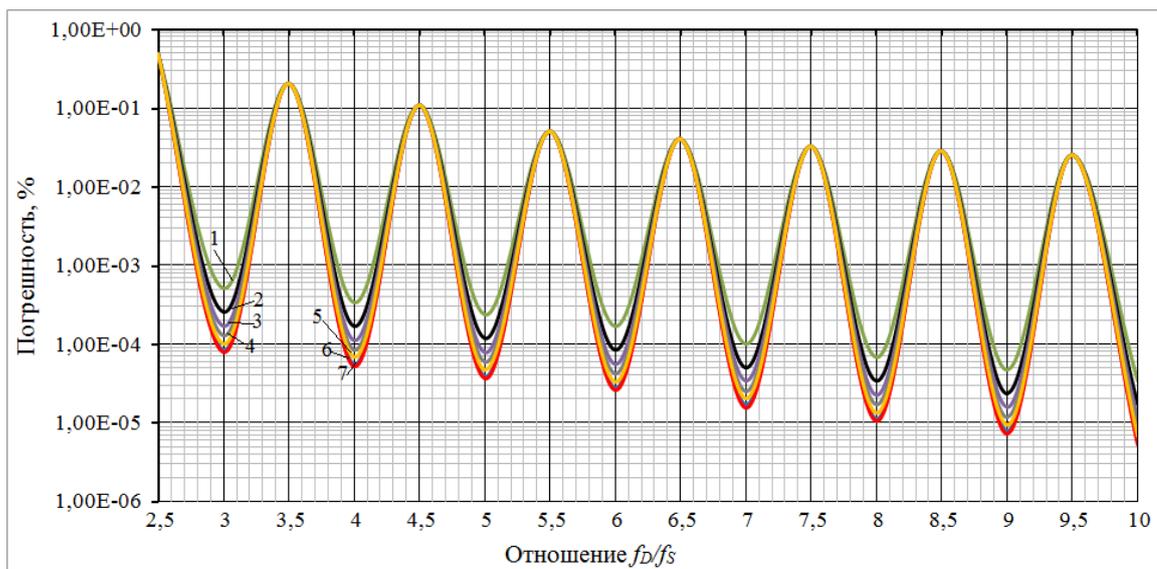


Рисунок 2.13. Зависимости погрешности оценки частоты от  $f_D/f_S$  для разных КД: 2 (1), 4 (2), 6 (3), 8 (4), 10 (5), 15 (6) и 20 (7)

На рисунке 2.13 представлены семейства графиков погрешности для различных КД (2...10) при постоянном уровне  $q=10$ . С увеличением КД уменьшается значение погрешности оценки отношения частот. Зависимости погрешности оценки частоты от целого числа дискретных отсчетов, показаны на рисунке 2.14.

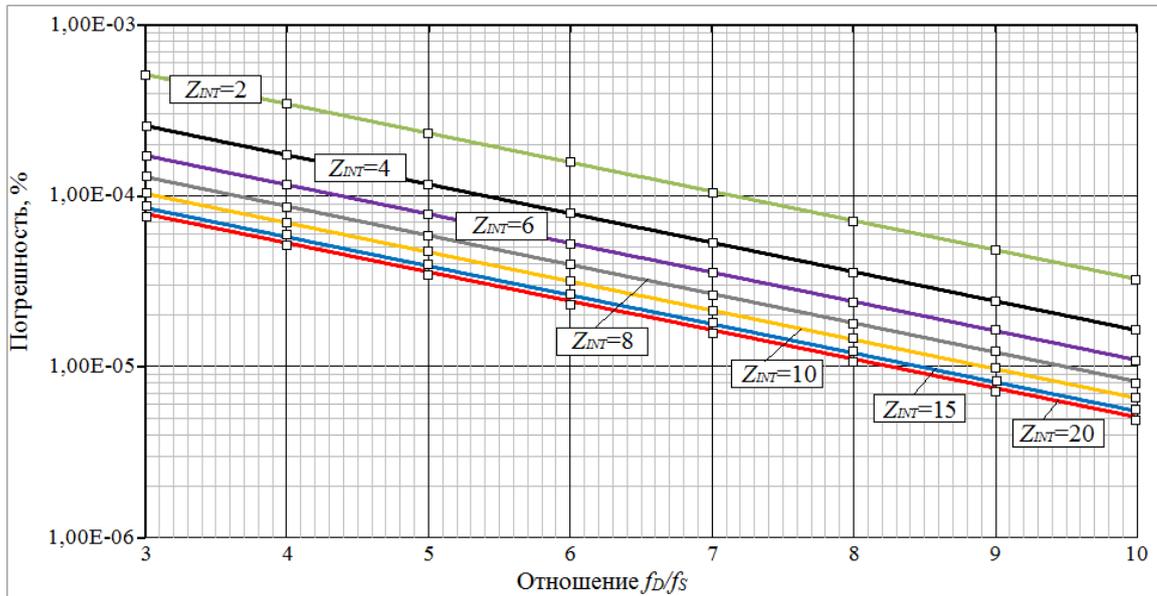


Рисунок 2.14. Зависимости погрешности оценки частоты от целого  $f_D/f_S$  для разных КД: 2 (1), 4 (2), 6 (3), 8 (4), 10 (5), 15 (6) и 20 (7)

Приведенные выше результаты справедливы для оценки частоты на фронтах 1-го и 9-го периодов при 10-ти периодах исследуемого сигнала. Выбирая рабочие "фронты" в центре (см. рисунок 2.15) можно уменьшить влияние искажений в начале и конце восстановленного сигнала, что позволит при (6...10) отсчетах на периоде определить частоту с методической погрешностью ( $4 \cdot 10^{-7} \dots 3 \cdot 10^{-8}$ )%.

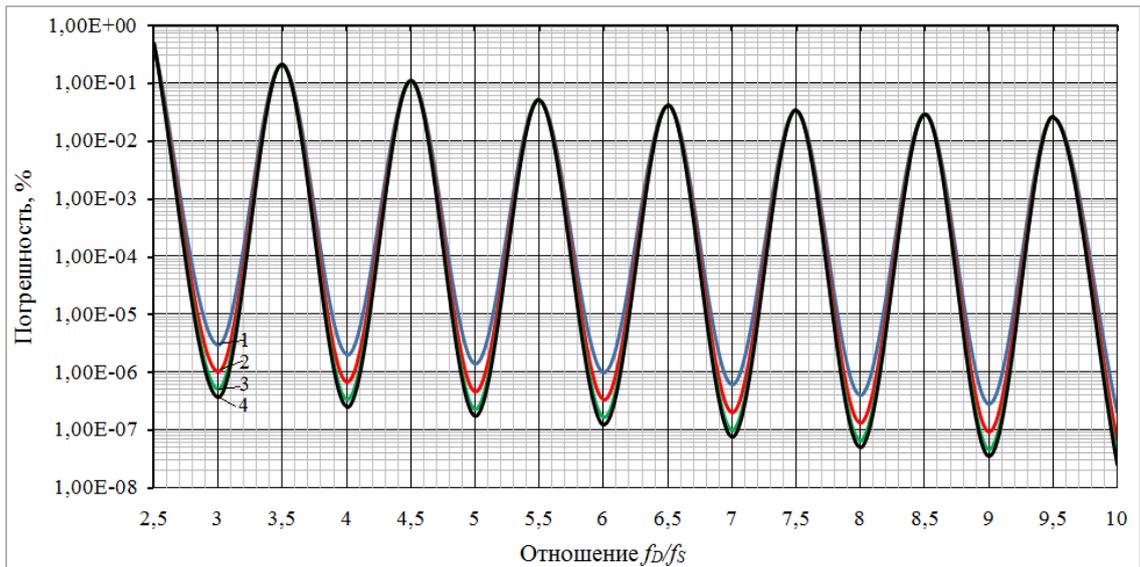


Рисунок 2.15. Оценка частоты сигнала на участках нарастания 1 и 9(1),  
2 и 8(2), 3 и 7(3), 4 и 6(4)

Дополнительно уменьшается время на обработку "фронтов", что положительно сказывается на общем быстродействии.

### Влияние величины КД

На рисунках 2.16-2.17 показано, что увеличение числа КД уменьшает значения погрешности оценки отношения частот до определенного уровня. Начиная с КД=15, погрешность практически не изменяется, поэтому рекомендуемое число промежуточных интервалов лежит в пределах (10...15).

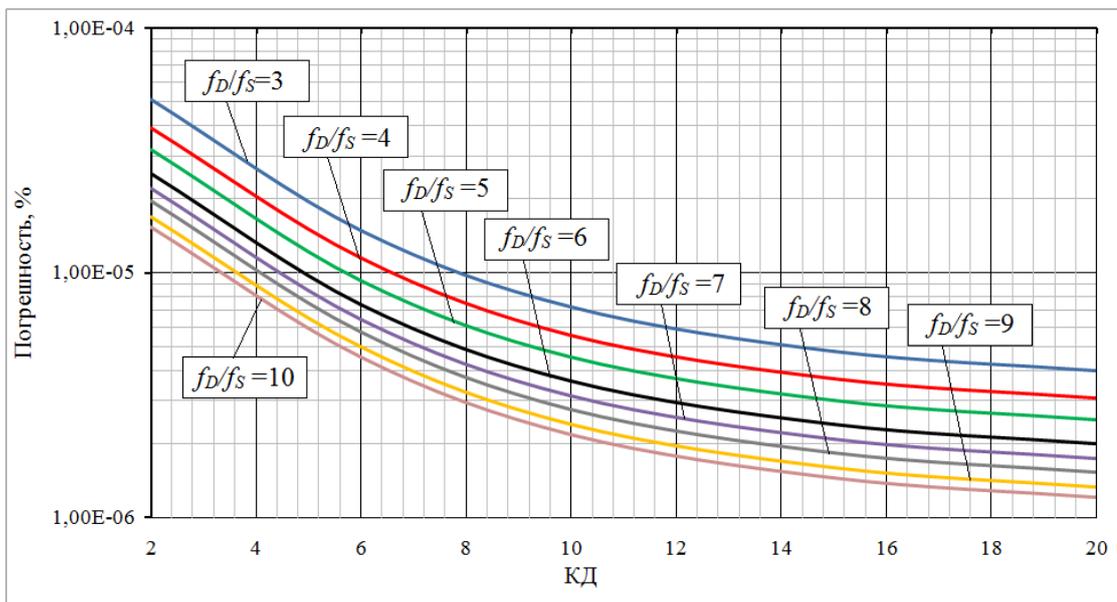


Рисунок 2.16. Зависимости погрешности оценки частоты от числа КД для  
целого  $f_D/f_s$  : 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9 и 10

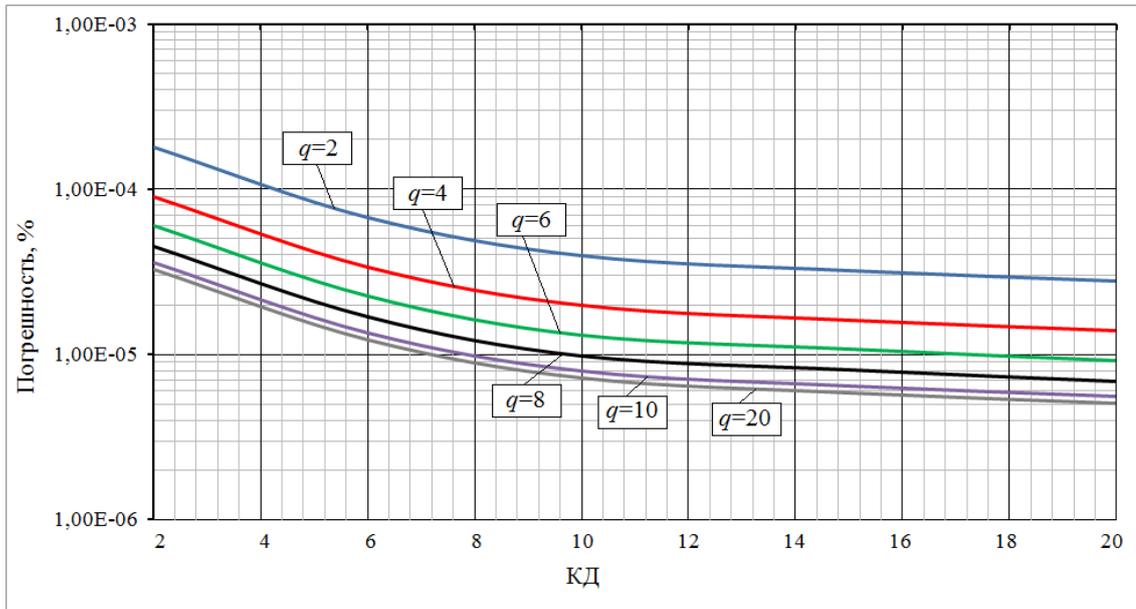


Рисунок 2.17. Зависимости погрешности оценки частоты от числа КД для различного числа уровней  $q$  при 10-ти дискретных отсчетах

### Влияние смещения оцениваемых периодов

Полученные результаты представлены в виде семейств графиков погрешности на рисунке 2.18 при оценке восстановленного сигнала. Для других отношений  $f_D/f_S$  характер зависимостей будет аналогичным.

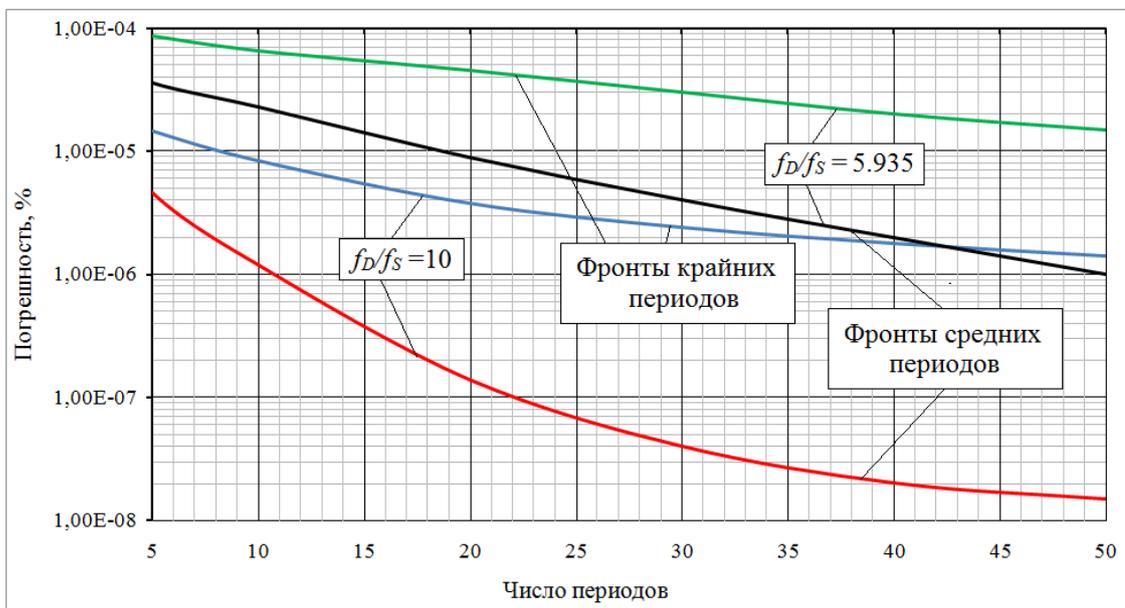


Рисунок 2.18. Зависимости погрешности оценки частоты от числа периодов сигнала на различных фронтах при  $f_D/f_S = 10$  и  $f_D/f_S = 5.935$

Результаты, приведенные на рисунке 2.18, показывают, что значения погрешностей уменьшаются при увеличении периодов, но даже при оценке

частоты сигнала в условиях искажений (на "фронтах" крайних периодов) отклонение не превышает значения  $10^{-5}\%$  при дробном числе отсчетов. Если же оценку производить не на краях, а в центре исследуемого сигнала, то точность определения частоты повысится более чем на порядок (до  $(2 \cdot 10^{-8} \dots 10^{-6})\%$ ).

С учетом вышеизложенного для оценки частоты гармонического сигнала предлагается следующая методика, содержащая:

1. Методы: усреднения, интерполяции функцией  $\sin(x)/x$ , многоуровневой интерполяции линейной функцией.
2. Аппаратные средства: встроенная в РЭА микропроцессорная система или персональный компьютер (на этапе моделирования).
3. Алгоритм: шаги 1-5 алгоритма "Б" и шаги Ч1-Ч3 алгоритма "Ч".
4. Представление результатов: в виде численных значений частоты и величины погрешности (шаг Ч4 алгоритма "Ч").

Результаты моделирования позволяют сделать следующие выводы:

1. Использование алгоритма ("Б"+"Ч") в задачах оценки частоты позволяет получить значения методической погрешности в диапазоне  $(4 \cdot 10^{-7} \dots 1)\%$ . Нижняя граница  $4 \cdot 10^{-7}\%$  достигается при числе периодов более 12-ти, целом числе дискретных значений на периоде (но не менее 10-ти) и КД более 20-ти. Верхняя граница (1%) указана для дробного числа отсчетов, меньшего 4.5.

2. На точность определения частоты оказывают влияние отношение частот  $f_D/f_S$ , число КД, уровней  $q$  и периодов оценки. При целом числе дискретных отсчетов погрешность минимальна и зависит только от промежуточного деления, числа уровней  $q$  и общей длительности сигнала.

3. Погрешность можно уменьшить, сместив интервал оценки в центральную область сигнала. Для оценки частоты достаточно двух периодов, поэтому адаптивный рабочий интервал имеет вид  $[0.5 \text{ent}(nm_{S.\max}) - 1; 0.5 \text{ent}(nm_{S.\max}) + 1]$ . Различие погрешности связано с

уменьшением влияния искажений на краях восстановленного сигнала, особенно сильно проявляющихся при малом числе отсчетов, поэтому смещение позволит добиться более точного определения частоты более чем на порядок.

### 2.3. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО СИГНАЛА ПО ОГРАНИЧЕННОМУ ЧИСЛУ ДИСКРЕТНЫХ ОТСЧЕТОВ

Для определения СКЗ сигнала во временной области по ограниченному массиву дискретных значений (от 3.7 до 8 на период) короткой реализации сигнала (1...3 периодов) были разработаны методика и алгоритм с использованием интерполяции функцией  $\sin(x)/x$ , метода интегрирования и сглаживающих оконных функций (синусоидальное, Ханна, Хэмминга, Блэкмана и Наталла). Представленный ниже алгоритм является дополнением к базовому.

#### Дополнительные шаги для оценки СКЗ ("С")

С1. Формирование массива данных с учетом оконной функции  $X_w[\tau_{INT}]$ .

Если окон несколько, то последовательно определяется массив для каждого окна  $X_{w1}[\tau_{INT}]$ ,  $X_{w2}[\tau_{INT}]$  и так далее, до  $X_{wR}[\tau_{INT}]$ , где  $R$  – общее количество окон.

С2. Формирование массива данных  $X_p[\tau_{INT}] = X_w[\tau_{INT}] \cdot X_{INT}[\tau_{INT}]$ , соответствующего наложению окна на интерполированный сигнал. Если окон несколько, то формируются массивы  $X_{p1}[\tau_{INT}]$ ,  $X_{p2}[\tau_{INT}]$  и т.д. до  $X_{pR}[\tau_{INT}]$ .

С3. Определение СКЗ сигнала методом интегрирования

$$U_{V.RMS} = \sqrt{\frac{1}{m_{S.min} \cdot n} \int_0^{m_{S.min} \cdot n} X_p^2[\tau_{INT}] d\tau_{INT}}.$$

С4. Формирование массива  $X_{RMS}[\Delta_{RMS}]$ , соответствующему погрешности оценки СКЗ

$$\Delta_{RMS} = \frac{k_w \cdot U_{V.RMS} - U_{RMS}}{U_{RMS}} \cdot 100\% ; \Delta_{RMS} = \left( k_w \frac{U_{V.RMS}}{U_{RMS}} - 1 \right) \cdot 100\% .$$

Здесь величина  $U_{RMS}$  соответствует истинному значению СКЗ сигнала  $u(t)$ , а  $k_w$  - весовой коэффициент оконной функции, рассчитываемый экспериментально при больших значениях  $n$ . Истинное значение СКЗ определяется как

$$U_{RMS} = \sqrt{\frac{1^2 + A_G^2}{2}} .$$

C5. Организация цикла по длительности.

C5.1. Увеличение переменной  $m_{S.min} = m_{S.min} + m_{STEP}$ , где  $m_{STEP}$  - шаг изменения интервала интегрирования.

C5.2. Повторение пунктов 2 (базового алгоритма) - C5 (оценки СКЗ), пока выполняется условие  $m_{S.min} \leq m_{S.max}$ .

C6. Организация цикла по начальной фазе основной гармоники.

C6.1. Увеличение переменной  $\varphi_1 = \varphi_1 + \varphi_{STEP}$ , где  $\varphi_{STEP}$  - шаг изменения начальной фазы основной гармоники исследуемого сигнала.

C6.2. Повторение пунктов 2 (базового алгоритма) - C6 (оценки СКЗ), пока выполняется условие  $\varphi_1 \leq 360$ .

C7. Индикация результатов в виде семейств графиков погрешностей.

Данные методика и алгоритм позволяют определить погрешность изменения СКЗ на различных интервалах  $[m_{S.min}; m_{S.max}]$  сигнала, а также построить семейство графиков для заданных значений начальной фазы в диапазоне (0...360) град. Далее проведен сравнительный анализ эффективности интерполяции гармонического сигнала для базового прямоугольного окна и сглаживающих оконных функций.

На рисунке 2.19 представлено окно моделирующей программы с изображением исходного (1) и восстановленных сигналов (2а и 2б) на коротком интервале 1.5Т при 6 отсчетах (черным цветом для сигнала без окна, красным – для сигнала с наложением оконной функции сглаживания).

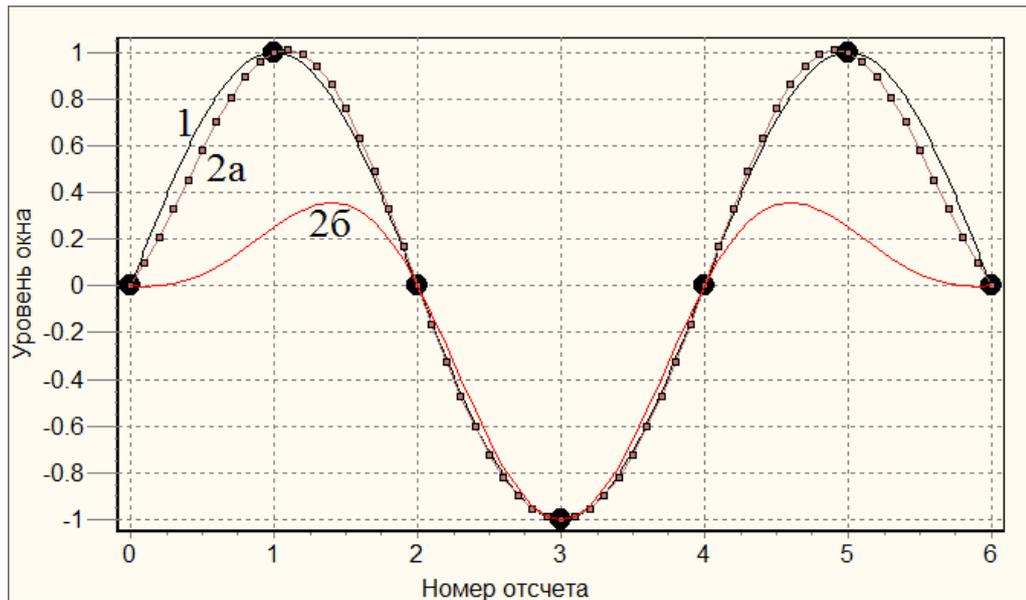


Рисунок 2.19. Исходный (1) и восстановленные сигналы: 2а - без наложения окна при КД=10; 2б - с окном Ханна (интервал  $1.5T$ , 4 отсчета на периоде)

При наложении прямоугольного окна, в диапазоне числа периодов  $[1.5; 2]T$  сигнала, восстановленного 4-мя отсчетами на период, максимальная погрешность без интерполяции находится в пределах  $\pm 17.6\%$ . В режиме интерполяции с КД=10 в том же диапазоне максимальная погрешность уменьшается до  $\pm 6.3\%$ .

### Влияние сглаживающих оконных функций

В таблице 2.3 приведены результаты максимальных погрешностей оценки СКЗ при 3.8 отсчетах на периоде и 10-ти промежуточных интервалах.

Таблица 2.3. Максимальные погрешности (в %) в зависимости от окна

Оконная функция	Модуль погрешности (в %) для заданного диапазона, $T$						
	[0.5;1]	[1;1.5]	[1.5;2]	[2;2.5]	[2.5;3]	[3;3.5]	[3.5;4]
Прямоугольная	14.8	8.95	6.43	5.00	4.11	3.48	3.02
Синусоидальная	60.2	1.79	0.56	0.25	0.14	0.08	0.005
Ханна	82.0	21.3	0.31	0.06	0.02	0.009	0.004

Приведенные в таблице 2.4 результаты свидетельствуют о том, что характер погрешности оценки СКЗ дискретизированного, с использованием интерполяционного ряда Котельникова, повторяет характер методической

погрешности аналогового сигнала. В зависимости от выбранной оконной функции погрешность изменяется: ожидаемо, что на коротких интервалах лучше всего работают синусоидальное и окно Ханна (см. рисунок 2.20).

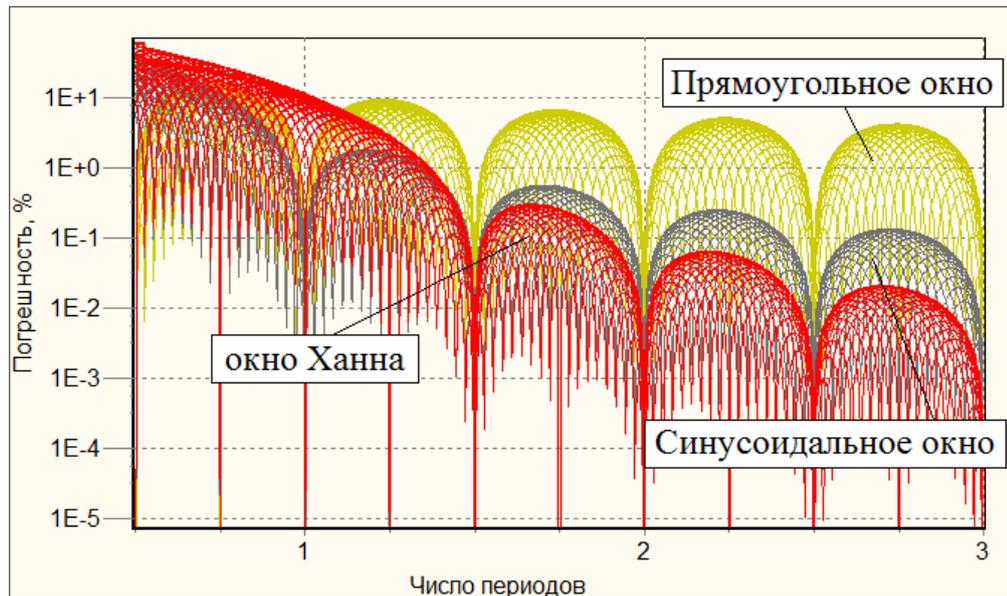


Рисунок 2.20. Погрешность оценки СКЗ сигнала для выбранных окон

Однако, не только правильный выбор оконной функции и интервала оценки оказывает влияние на среднеквадратическое значение сигнала. Уменьшить величину погрешности можно двумя ступенями: сначала увеличением величины КД, а затем увеличением числа дискретных отсчетов сигнала.

### Шаг 1. Увеличение величины КД

На рисунке 2.21 приведены семейства графиков для окна Ханна, показывающее, что в диапазоне числа периодов сигнала  $[1.5; 2]T$  максимальная погрешность без интерполяции находится в пределах  $\pm 3.7\%$ . В режиме интерполяции с  $КД=10$  для того же диапазона числа периодов сигнала максимальная погрешность уменьшилась до  $\pm 0.6\%$ , т.е. более чем в 6 раз (см. рисунок 2.22).

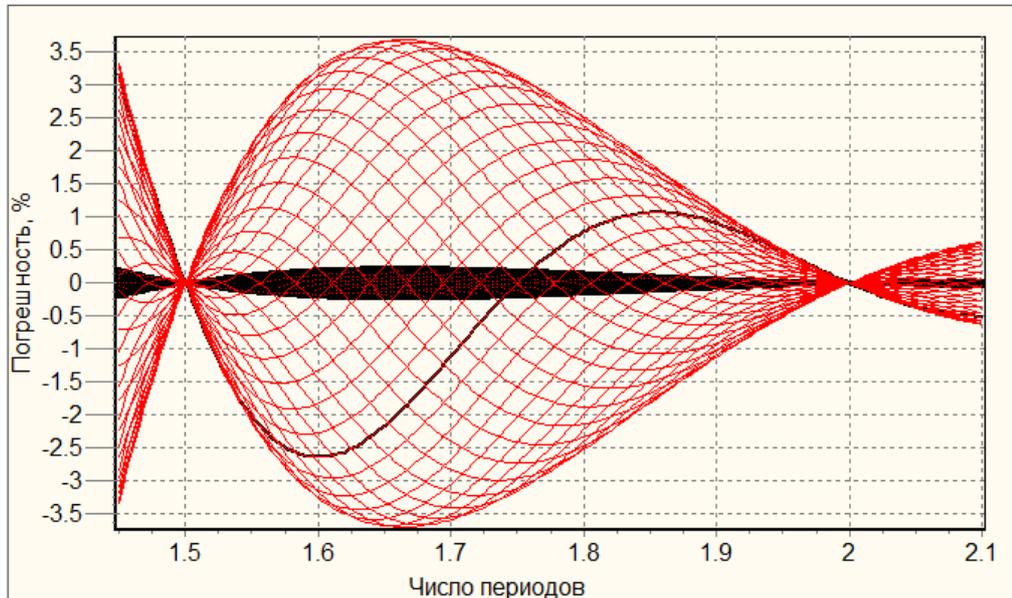


Рисунок 2.21. Погрешность оценки СКЗ без интерполяции для окна Ханна

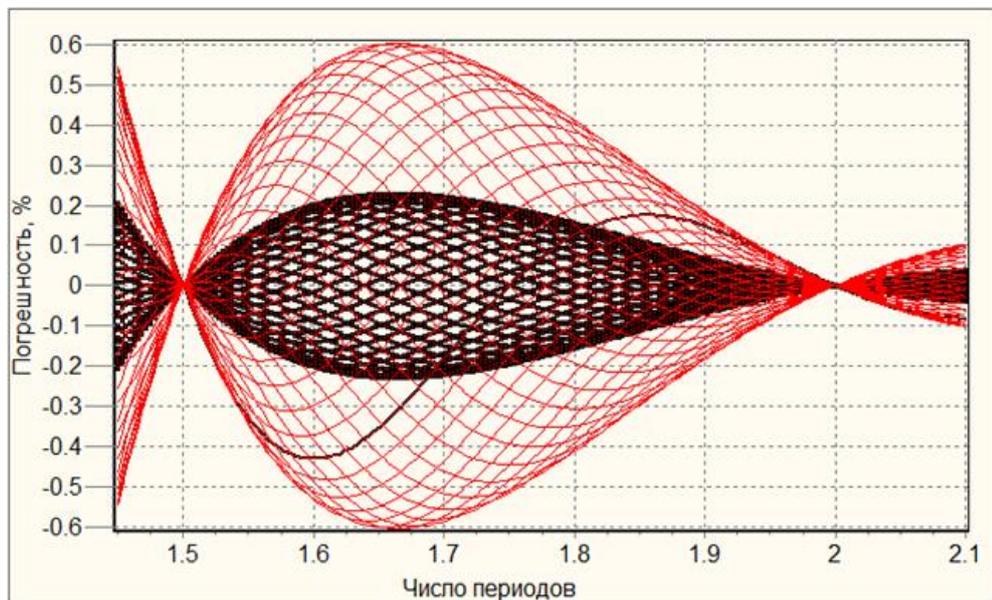


Рисунок 2.22. Погрешность оценки СКЗ сигнала для окна Ханна при КД=10

Темным фоном на рисунках 2.21 и 2.22 вдоль оси числа периодов показаны зоны минимальной теоретической погрешности. Увеличение КД существенно приближает результат оценки СКЗ к максимально достижимой точности, однако, позволяет снижать погрешность лишь до определенного уровня, поскольку далее начинает влиять число отсчетов и интервал оценки. Характер зависимости справедлив и для других окон.

Оконная функция Ханна, по сравнению с синусоидальной, работает в достаточно широком диапазоне интервалов, обеспечивая меньший уровень погрешности, например, при КД=5 и 3.8 дискретных отсчетах на интервале

$[1.5;2]T$ , максимальная погрешность не превышает значения 1%. Следовательно, при малом числе отсчетов и на коротком временном интервале лучшим является окно Ханна.

Результаты оценки максимальной по модулю погрешности для различного числа интервалов интерполяции в диапазоне числа периодов от 1 до 2.5 приведены в таблице 2.4.

Таблица 2.4. Погрешности для выбранных окон при  $f_D/f_s = 3.8$

Диапазон	Окно	Модуль максимальной погрешности (%) для заданного коэффициента деления								
		1	2	4	6	8	12	15	20	30
$[1;1.5]T$	Синус	21.3	11.4	6.44	4.80	3.97	3.15	2.82	2.81	2.80
$[1.5;2]T$	Синус	6.65	3.56	2.03	1.51	1.24	0.99	0.88	0.87	0.86
	Ханна	3.69	1.95	1.12	0.84	0.68	0.55	0.49	0.48	0.47
$[2;2.5]T$	Синус	2.95	1.58	0.90	0.67	0.55	0.44	0.39	0.39	0.39
	Ханна	0.77	0.41	0.24	0.17	0.14	0.11	0.10	0.10	0.09

При изменении числа промежуточных интервалов в диапазоне (1...6) наблюдается резкое уменьшение значений погрешности оценки СКЗ. В зависимости от интервала интегрирования, при  $KД > 6$ , снижение находится на уровне (1-2)% для прямоугольного окна, (0.4-0.7)% для синусоидального окна и (0.25-0.4)% для окна Ханна.

### Шаг 2. Увеличение числа дискретных значений

Моделирование показало, что нижняя граница работоспособности алгоритма восстановления сигнала находится в области (3.7...4) дискретных отсчетов. Увеличение числа дискретных отсчетов с 3.8 до 6.5 позволяют уменьшить величину погрешности оценки СКЗ в 1.5 раза: с 0.60% до 0.43% (см. рисунок 2.23).

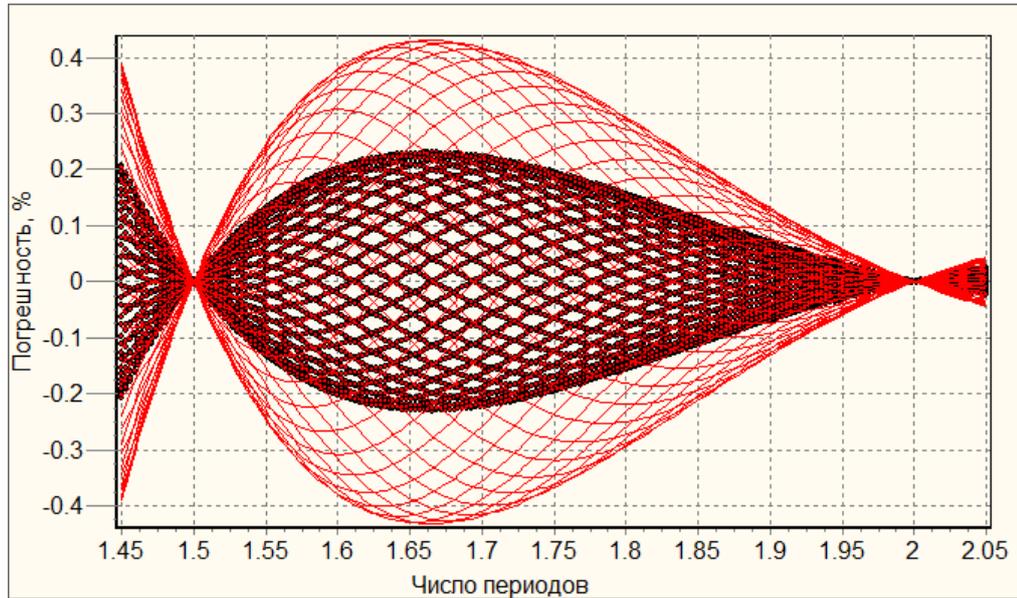


Рисунок 2.23. Погрешность оценки СКЗ сигнала для  $f_D/f_S = 6.5$

Результаты анализа максимальной по модулю погрешности в диапазоне начальной фазы сигнала ( $0 \dots 360$ ) град. приведены в таблице 2.5.

Таблица 2.5. Погрешности оценки СКЗ для окна Ханна на интервале  $[3.5; 4]T$

Оконная функция	Модуль максимальной погрешности (в %) для $f_D/f_S$					
	3.5	4	4.5	5	5.5	6
Прямоугольная	3.25	3.01	2.91	2.80	2.72	2.68
Синусоидальная	$6.0 \cdot 10^{-2}$	$5.0 \cdot 10^{-2}$	$4.5 \cdot 10^{-2}$	$4.2 \cdot 10^{-2}$	$4.0 \cdot 10^{-2}$	$3.8 \cdot 10^{-2}$
Ханна	$4.2 \cdot 10^{-3}$	$3.8 \cdot 10^{-3}$	$3.5 \cdot 10^{-3}$	$3.3 \cdot 10^{-3}$	$3.1 \cdot 10^{-3}$	$3.0 \cdot 10^{-3}$

### Влияние уровня второй гармоники

Как было показано ранее, 2-я гармоника увеличивает погрешность оценки СКЗ, сглаживая узлы в точках  $(m+T/2)$ , где  $m=0,1,2,3,\dots$ , т.е. в срединных точках интервалов, кратных периоду. Чем выше уровень 2-й гармоники, тем больше узлы приближаются по уровню к пучностям, сливаясь с ними. На рисунках 2.24 и 2.25 показаны сравнительные результаты при 1% и 100% искажениях соответственно.

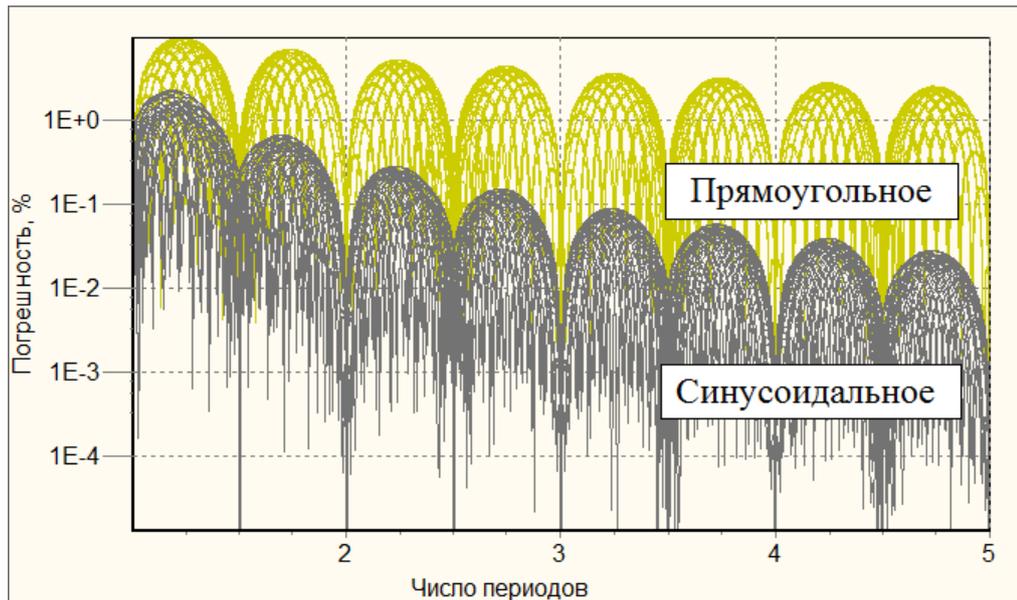


Рисунок 2.24. Погрешности оценки СКЗ сигнала (3.8 точек на период) с уровнем 2-й гармоники 1%

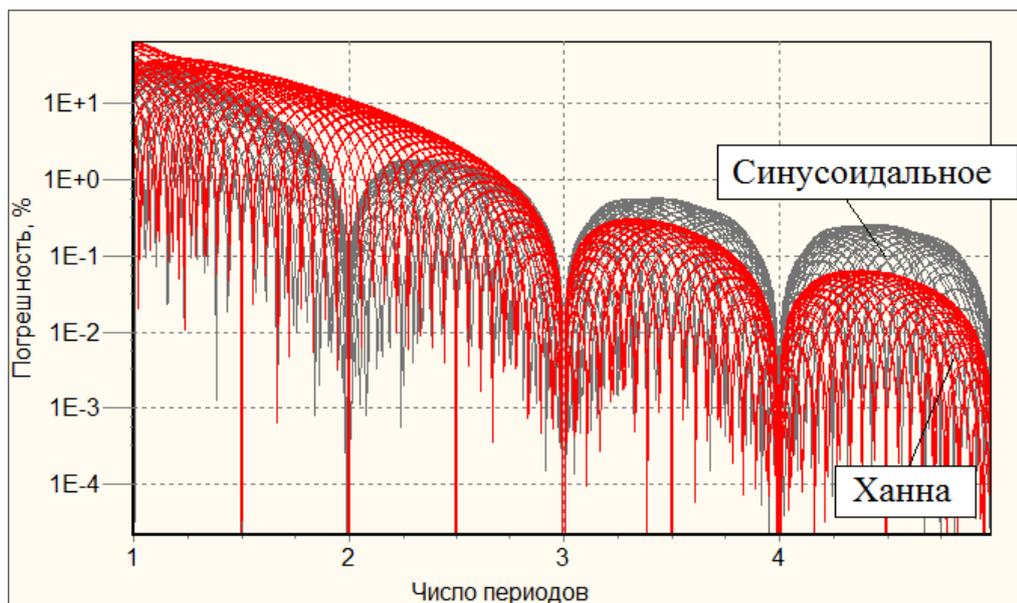


Рисунок 2.25. Погрешности оценки СКЗ сигнала (3.8 точек на период) с уровнем 2-й гармоники 100%

С учетом вышеизложенного для оценки СКЗ гармонического сигнала предлагается следующая методика, содержащая:

1. Методы: вычислительный, интегрирования, интерполяции функцией  $\sin(x)/x$  и оконных функций.
2. Аппаратные средства: встроенная в РЭА микропроцессорная система или персональный компьютер (на этапе моделирования).

3. Алгоритм: с организацией циклов по выбранным параметрам (шаги 1-5 алгоритма “Б” и шаги С1-С6 алгоритма “С”).

4. Представление результатов: в виде семейств графиков погрешностей в линейном и логарифмическом масштабе (шаг С7 алгоритма “С”).

По результатам моделирования можно сделать следующие выводы:

1. Применение сглаживающей оконной функции позволяет существенно снизить погрешности и уменьшить время интегрирования даже при малом числе отсчетов.

2. Величина погрешности зависит от вида оконной функции, точности определения весового коэффициента, числа дискретных отсчетов, КД, значения начальной фазы и интервала оценки.

3. Синусоидальное окно и окно Ханна работают в достаточно широком диапазоне, обеспечивая приемлемый уровень погрешности.

4. Увеличение числа интервалов интерполяции от 1 до 6 приводит к заметному уменьшению погрешности оценки СКЗ. Число промежуточных интервалов в диапазоне (7...15) незначительно влияет на точность оценки СКЗ сигнала: снижение находится на уровне (1-2)% для прямоугольного окна, (0.4-0.7)% для синусоидального окна и (0.25-0.4)% для окна Ханна. При коэффициенте деления более 15 снижение погрешности уменьшается до сотых долей процента для прямоугольного окна и тысячных долей процента для окон сглаживания.

#### 2.4. КОМПЛЕКСНЫЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ И СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ ДИСКРЕТИЗИРОВАННОГО СИГНАЛА ПО ОГРАНИЧЕННОМУ ЧИСЛУ ДИСКРЕТНЫХ ОТСЧЕТОВ

Моделирование показало, что может быть построен единый алгоритм оценки параметров гармонического сигнала:

1. Задание и инициализация переменных.
2. Формирование массива данных  $X_D[k]$  оцифрованного сигнала.
3. Формирование массива данных  $X_V[t]$  восстановленного сигнала.

4. Поиск промежуточных точек интерполяции.
5. Формирование массива  $X_{INT}[\tau_{INT}]$  данных с учетом необходимого числа дополнительных интервалов интерполяции.
6. Нахождение ближайших точек снизу и сверху от нулевого уровня.
7. Определение значения частоты методом многоуровневой интерполяции.
8. Формирование массива данных оконной функции  $X_w[\tau_{INT}]$  и массива  $X_p[\tau_{INT}]$ , соответствующего наложению окна на интерполированный сигнал.
9. Определение СКЗ сигнала методом интегрирования
10. Организация циклов по требуемым параметрам.
11. Индикация полученных результатов.

Приведенный единый алгоритм может лечь в основу виртуального прибора, реальный алгоритм работы которого будет содержать следующие шаги:

1. Оцифровка сигнала при соблюдении теоремы Котельникова.
2. Восстановление сигнала с интерполяцией на основе ряда Котельникова.
3. Определение периода и частоты с нахождением точек перехода через ноль.
  - 3а. Методом двухступенчатой одноуровневой интерполяции;
  - 3б. Методом многоуровневой интерполяции
4. Определение СКЗ сигнала на целом числе периодов сигнала методом интегрирования с наложением сглаживающего окна.

## 2.5. СРАВНИТЕЛЬНЫЕ РЕЗУЛЬТАТЫ ОЦЕНКИ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ МЕТОДОВ ФУРЬЕ И КОТЕЛЬНИКОВА

Ожидается, что методы ДПФ и БПФ имеют более высокие потенциальные характеристики и при достаточном количестве отсчетов (64 и

более) для которых методическая погрешность в рабочей полосе частот остается постоянной и находится на уровне  $10^{-7}\%$  [58]. Однако, при приближении к границами диапазона снизу (0) и сверху ( $f_D/2$ ) из-за наложения спектральных составляющих погрешность резко возрастает, а границы работоспособности сужаются при уменьшении объема выборки. Сопоставим результаты метода Фурье и Котельникова при общем числе отсчетов меньше 64 (см. таблицу 2.6)

Таблица 2.6. Максимальная погрешность СКЗ для интервала  $[1.5;2]T$

Объем выборки, $N$	Модуль максимальной погрешности СКЗ (в %) для интервала $[1.5;2]T$			
	Окно Хэмминга		Окно Ханна	
	Фурье	Метод Котельникова	Фурье	Метод Котельникова
8	42.19	0.44	43.53	0.61
16	7.27	0.30	9.25	0.40
32	0.32	0.23	0.59	0.30
64	0.00002	0.20	0.00003	0.26

Приведенные результаты компьютерного математического моделирования погрешностей для непрерывного сигнала показывают существенные преимущества метода восстановления сигнала по Котельникову при малом общем числе отсчетов (менее 32).

В таблице 2.7 приведено число операций для вычисления ДПФ, БПФ и ряда Котельникова. По общему числу операций метод с использованием преобразования Котельникова превосходит БПФ, при котором для достижения малых значений погрешности (0.2...0.4)% необходимо использовать 32 и более отсчетов, в то время как ряду Котельникова достаточно всего 8.

Таблица 2.7. Число вычислительных операций для различных методов

Объем выборки, $N$	Число вычислительных операций		
	Метод ДПФ	Метод БПФ	Метод Котельникова
8	64	24	8
16	256	64	16
32	1024	160	32

Сравнительные результаты позволяют сделать следующие выводы:

1. Метод Фурье нельзя использовать при общем числе отсчетов, меньшем 32. Существенно лучшие результаты проявляются для большего числа отсчетов, приходящихся на период, хотя достаточно корректное и точное восстановление непрерывного сигнала может быть достигнуто даже при малом числе отсчетов на период.

2. При использовании БПФ необходимо задаваться числом отсчетов, кратном  $2^x$ . Метод с использованием интерполяционного ряда Котельникова позволяет задавать не только целое, но и дробное число дискретных значений.

3. Метод с использованием преобразования Котельникова позволяет повысить точность оценки за счет применения интерполяции между дискретными отсчетами.

## ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 2

1. Разработанный алгоритм на основе метода интегрирования позволил выбрать пять сглаживающих оконных функций (синусоидальное, Ханна, Хэмминга, Блэкмана и Наталла), оптимально работающих в различных диапазонах.

2. Выполненное объединение алгоритмов позволяет полученные данные о частоте использовать для повышения точности оценки СКЗ за счет

адаптивного выбора массива данных для целого числа периодов сигнала и двухступенчатой интерполяции.

3. Полученные результаты свидетельствуют о зависимости частоты и СКЗ восстановленного сигнала от участков нарастания (убывания), числа и номера оцениваемых периодов, величины дискретных значений сигнала и коэффициента деления между ними. Применение интерполяции увеличивает точность оценки частоты без снижения быстродействия относительно метода с использованием преобразования Фурье.

4. Введение сглаживающих оконных функций уменьшает величину погрешности оценки СКЗ короткого (до 3 периодов) дискретизированного сигнала по сравнению с прямоугольным окном. Наиболее оптимальным является окно Ханна, т.к. для данной весовой функции быстрее уменьшается погрешность с ростом времени интегрирования.

5. Разработанная методика обработки с использованием временного окна, методов усреднения, интегрирования и интерполяции, позволяет по ограниченному массиву отсчетов (от 4) определять СКЗ и частоту с методической погрешностью на уровне десятых и сотых долей процента.

6. Построены графики, показывающие степень влияния на точность определения параметров гармонического сигнала: начальной фазы и длительности выборки. Показано, что наилучшие условия оценки СКЗ с погрешностью менее 1% реализуются при использовании сглаживающих окон (Ханна, Блэкмана и Наталла), числа КД 6 и более.

### ГЛАВА 3. РАЗРАБОТКА МЕТОДИК И АЛГОРИТМОВ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННЫХ ИЛИ АМПЛИТУДНО-МАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ

В третьей главе предложены методики и алгоритмы определения параметров амплитудно-модулированных и амплитудно-манипулированных колебаний во временной области, основанные на цифровой обработке массива данных мгновенных значений, с использованием интерполяционного преобразования Котельникова и демодуляции сигнала по СКЗ. Для повышения быстродействия и сокращения программного кода осуществлено объединение разработанных алгоритмов оценки параметров модуляции, в которых использованы методы скользящих оконных функций, принципы интегрирования, одноуровневого и многоуровневого интерполирования при оценке несущей и модулирующей частот.

В параграфе 3.1 предложены методика и дополнительные шаги алгоритма оценки несущей частоты радиосигнала методом одноуровневой двухэтапной интерполяции на нулевом уровне. Исследовано влияние объема выборки, числа периодов, интервала оценки, интерполяционного делителя и начальной фазы.

В параграфе 3.2 предложены методика и дополнительные шаги алгоритма оценки коэффициента (глубины) амплитудной модуляции радиосигнала с использованием скользящей оконной функции и интерполяционного ряда Котельникова. Вычисление глубины модуляции осуществляется по максимальному и минимальному значениям СКЗ. Определены границы погрешности для прямоугольного окна, окон Блэкмана и Наталла. Исследовано влияние объема выборки, числа периодов, вида и ширины окна, интервала оценки, интерполяционного делителя и начальной фазы. Даны рекомендации по выбору ширины и сдвига скользящей оконной функции.

В параграфе 3.3 предложены методика и дополнительные шаги алгоритма оценки частоты модулирующего сигнала по данным СКЗ

радиосигнала методом многоуровневой интерполяции на среднем уровне демодулирования огибающей. Определены границы погрешностей для прямоугольного окна, окон Блэкмана и Наталла. Исследовано влияние объема выборки, числа периодов, вида и ширины окна, интервала оценки, интерполяционного делителя и начальной фазы.

### 3.1. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НЕСУЩЕЙ ЧАСТОТЫ АМПЛИТУДНО-МОДУЛИРОВАННОГО ИЛИ АМПЛИТУДНО-МАНИПУЛИРОВАННОГО РАДИОСИГНАЛА

Для определения частоты амплитудно-модулированного или амплитудно-манипулированного сигнала по ограниченному массиву дискретных значений (от 2.5 до 10 на период) были разработаны методика и алгоритм с использованием двухступенчатой интерполяции: сначала - функцией  $\sin(x)/x$  с коэффициентом (2...20) по всем интервалам, а затем - линейной функцией внутри интервала, расположенного на пересечении линии нуля. Предложенный алгоритм позволяет по одному набору данных (дискретных и промежуточных интерполированных точек) определить параметры АМ или АМн радиосигнала без снижения точности.

Многоуровневую интерполяцию при АМ и АМн сигналах применять сложно, поскольку начальный и конечный участки имеют различный шаг промежуточных точек по уровню интерполяции.

Алгоритм, представленный в данном параграфе, состоит из базового модуля и дополнительных шагов для оценки несущей частоты. В нормированном виде измеряется отношение частот сигнала и дискретизации  $f_s/f_D = 1/n$ , а также максимальная относительная погрешность оценки несущей частоты. Все вычисления проводятся по данным восстановленного сигнала. Ниже представлен базовый алгоритм восстановления модулированных сигналов (алгоритм "БА") и дополнительные шаги для оценки несущей частоты (алгоритм "Н").

#### **Базовый алгоритм восстановления АМ/АМн сигналов ("БА")**

1. Задание и инициализация переменных:

Параметры несущего сигнала:

$n$  - число отсчетов, приходящихся на один период сигнала;  $m_s$  - число периодов несущего сигнала;  $\varphi_s$  - начальная фаза несущего сигнала (град.);  $z_{INT}$  - коэффициент деления интервала времени между отсчетами (для  $z_{INT} = 1$  интерполяции нет);  $z_{NACH}$  и  $z_{KON}$  - соответственно число начальных и конечных интерполированных точек, отбрасываемых для исключения влияния искажений;  $q$  - число уровней.

Параметры модулирующего сигнала:

$m_a$  - глубина амплитудной модуляции (манипуляции);  $f_M/f_S$  - отношение частоты модулирующего сигнала к частоте несущего сигнала;  $\varphi_M$  - начальная фаза модулирующего сигнала (град). Для АМн-сигнала задается временной сдвиг, отнесенный к периоду модулирующего сигнала (меандра).

Параметры оконной функции:

$T_{w.f.}$  - ширина оконной функции;  $\Delta T_{w.f.}$  - сдвиг окна. Данные величины задаются в единицах числа отсчетов с учетом параметра  $z_{INT}$ , т.е.  $z_{INT} \cdot n$ .

2. Формирование массива данных  $X_D[k]$  оцифрованного амплитудно-модулированного/манипулированного сигнала в точках  $k = 1, 2, \dots, \text{ent}(nm_s)$ . Длительность сигнала составляет  $t = m_s n$ . Сигнал  $u_s(t)$  формируется по формулам

для АМ-сигнала как  $u_s(t) = (1 + m_a \cdot \cos(k/(f_M/f_S) + \varphi_m)) \cdot \sin(2\pi k + \varphi_s)$ ;

для АМн-сигнала как  $u_s(t) = \begin{cases} (1 + m_a) \cdot \sin(2\pi k + \varphi_s), & \text{при } 0 \leq k < \frac{f_M}{2f_S} \\ (1 - m_a) \cdot \sin(2\pi k + \varphi_s), & \text{при } \frac{f_M}{2f_S} \leq k \leq \frac{f_M}{f_S} \end{cases}$ .

3. Формирование массива данных  $X_V[t]$  восстановленного сигнала  $u_V(t)$  с помощью ряда Котельникова

$$u_V(t) = \sum_{k=0}^{\text{ent}(m_s \cdot n)} \left\{ [X_D[k]] \cdot \frac{\sin[\pi \cdot (t - k)]}{\pi(t - k)} \right\}.$$

4. Поиск промежуточных точек интерполяции, шаг между которыми равен  $\tau_{INT} = \Delta t / z_{INT}$ , где  $\Delta t$  - расстояние между соседними отсчетами.

5. Формирование массива данных  $X_{INT}[\tau_{INT}]$  сигнала  $u_{INT}(\tau_{INT})$  с учетом необходимого числа дополнительных интервалов интерполяции

$$u_{INT}(\tau_{INT}) = \sum_{k=0}^{ent(m_s \cdot \min^n)} \left\{ X_D[k] \cdot \frac{\sin[\pi \cdot (\tau_{INT} - k)]}{\pi(\tau_{INT} - k)} \right\}.$$

6. Отбрасывание крайних данных для уменьшения влияния искажений в начале и конце интервала восстановления сигнала. Расчет производится при значениях  $t_I \in [z_{NACH} \cdot \Delta t / \tau_{INT}; ent(nm_s) - z_{KON} \cdot \Delta t / \tau_{INT}]$ . Переменной  $t_I$  соответствует положение промежуточной точки интерполяции на восстановленном сигнале.

### Дополнительные шаги для оценки несущей частоты (“Н”)

Н1. Нахождение ближайших точек снизу и сверху от нулевого уровня.

Н1.1. Проверка условий: (( $X_{INT}[k_1] \geq 0$  и  $X_{INT}[k_1 + 1] \leq 0$ ) или ( $X_{INT}[k_1] \leq 0$  и  $X_{INT}[k_1 + 1] \geq 0$ )).

Из массива данных выбираются максимально близко расположенные к нулю точки, одна из которых положительна, а вторая отрицательна. Из массива данных выбирается максимально близко расположенная к нулевому уровню точка. Если условия верны, то переход к п. Н1.2-Н1.3, если нет - то Н1.4.

Н1.2. Формирование массивов данных  $X_{NULL}[X_{INT}]$  и  $T_{NULL}[t_I]$ .

Если  $Abs(X_{INT}[k_1]) \leq Abs(X_{INT}[k_1 + 1])$ , то формируется массив  $T_{NULL}[t_I]$ , если  $Abs(X_{INT}[k_1]) > Abs(X_{INT}[k_1 + 1])$  - то формируется массив  $T_{NULL}[t_I + \tau_{INT}]$ . Значения элементов массивов  $T_{NULL}[t_I]$  и  $T_{NULL}[t_I + \tau_{INT}]$  соответствуют значениям точек, расположенных на оси абсцисс.

В отличие от массива  $T_{NULL}[t_I]$ , массив  $X_{NULL}[X_{INT}]$  формируется сразу из двух элементов, значения которых больше/меньше нуля -  $X_{NULL}[X_{INT}[k_1]]$  и  $X_{NULL}[X_{INT}[k_1 + 1]]$  (их местоположение меняется в зависимости от

нарастающего/убывающего участка). Значения элементов массива  $X_{NULL}[X_{INT}]$  соответствуют уровню сигнала в точках  $T_{NULL}[t_I]$ .

Н1.3. Увеличение переменной  $T_N = T_N + 1$ . Величина  $T_N$  представляет собой переменную-счетчик числа переходов через нулевой уровень для определения числа полупериодов сигнала.

Н1.4. Увеличение переменных  $t_I = t_I + \tau_{INT}$  и  $k_1 = k_1 + 1$ .

Н1.5. Выполнение п. Н1.1-Н1.4, пока верно условие  $t_I \leq \text{ent}(nm_s)$ .

Н2. Работа с начальным участком возрастания функции  $u_{INT}(\tau_{INT})$ .

Н2.1. Определение положения начальной точки  $T_m$ .

Точка  $T_m$  должна быть расположена на втором по счету нарастающем "фронте", ниже нулевого уровня, следовательно,  $T_m = T_{NULL}[3]$ . Второй фронт используется для того, чтобы минимизировать искажения в начале и в конце восстановленного сигнала при малых (3...6) значениях дискретных отсчетов.

Н2.2. Дополнительная линейная интерполяция между точками.

Для нахождения точек, в которых значения функции восстановленного сигнала  $u_{INT}(\tau_{INT})$  равны нулю, необходимо провести линейную интерполяцию между элементами массива  $X_{NULL}[X_{INT}]$ , являющихся знакопеременными и сформированными попарно. Дополнительная интерполяция по приведенной ниже формуле позволяет сместить точку с координатами  $(T_{NULL}[3]; X_{NULL}[3])$  на нулевой уровень

$$T_R = \tau_{INT} \frac{X_{NULL}[3]}{X_{NULL}[4] - X_{NULL}[3]}.$$

Н2.3. Формирование первого элемента двумерного массива  $T_R[1]$ .

Н3. Работа с конечным участком возрастания функции  $u_{INT}(\tau_{INT})$ .

Н3.1. Определение положения конечной точки  $T_{Nm}$ .

Точка  $T_{Nm}$  расположена на предпоследнем фронте, ниже нулевого уровня (аналогично точке  $T_m$  в п. Н2.1), т.е.  $T_{Nm} = T_{NULL}[T_N - 4]$ .

Н3.2. Дополнительная линейная интерполяция между точками.

Аналогично п. Н2.2, линейная интерполяция на конечном интервале позволит сместить точку с координатами  $(T_{NULL}[T_N - 4]; X_{NULL}[T_N - 4])$  в ноль по формуле

$$T_R = \tau_{INT} \frac{X_{NULL}[T_N - 4]}{X_{NULL}[T_N - 3] - X_{NULL}[T_N - 4]}.$$

Н3.3. Формирование второго элемента двумерного массива  $T_R[2]$ .

Н4. Определение расстояния  $T_V$  между точками, смещенными в ноль.

$$T_V = \frac{(T_{Nm} - T_m) + (T_R[2] - T_R[1])}{2T_N}.$$

Н5. Определение отношения частот  $(f_D/f_S)_V = 1/T_V$  и величины относительной погрешности  $\Delta(f_D/f_S)_M = [(f_D/f_S)_V - n]/n \cdot 100\%$ .

Н6. Индикация полученных результатов в виде численных значений.

Для исследования зададимся следующими параметрами: число отсчетов на периоде от 2.5 до 10; число периодов от 2 до 10; коэффициент деления от 2 до 20; начальная фаза сигнала от 0 до 360 град.

### Влияние числа дискретных отсчетов на одном периоде сигнала

На рисунке 3.1 изображены семейства графиков погрешностей оценки несущей частоты АМ-сигнала от отношения  $f_D/f_S$  для различного числа КД.

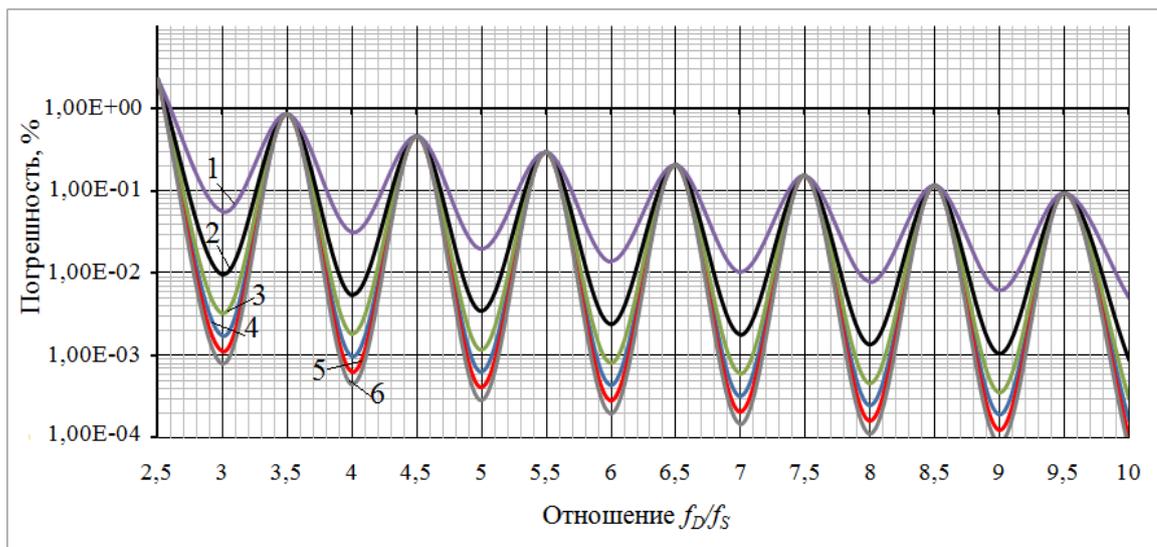


Рисунок 3.1. Зависимости погрешности оценки частоты от  $f_D/f_S$  АМ-сигнала для разных КД: 4 (1), 6 (2), 8 (3), 10 (4), 12 (5) и 15 (6)

С увеличением числа дискретных отсчетов на одном периоде сигнала, уменьшается значение погрешности оценки несущей частоты АМ-сигнала.

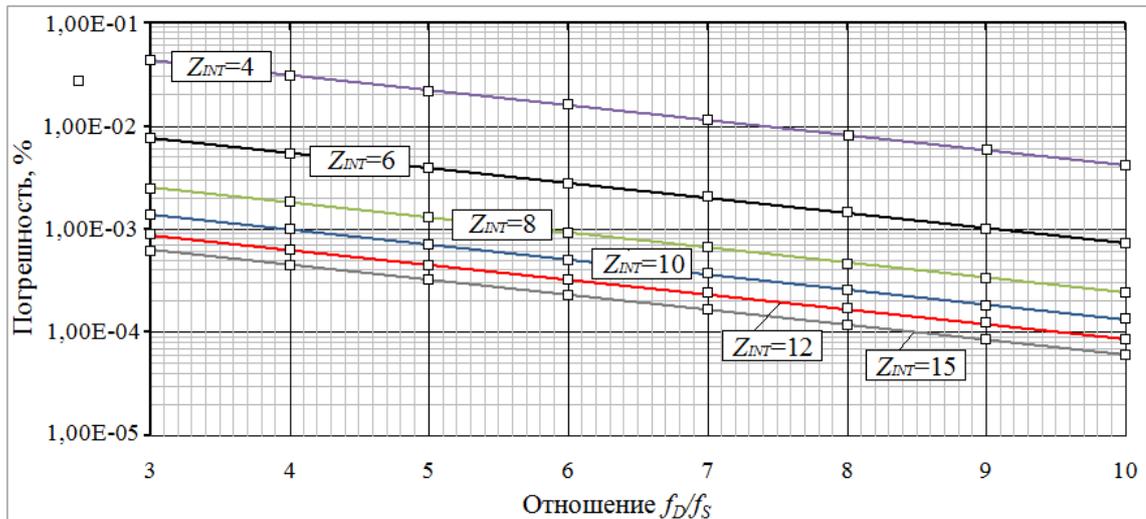


Рисунок 3.2. Зависимости погрешности оценки частоты от целого  $f_D/f_s$  АМ-сигнала для разных КД: 4 (1), 6 (2), 8 (3), 10 (4), 12 (5) и 15 (6)

Для 15-ти промежуточных интервалов при целых значениях  $f_D/f_s = 3, 4, \dots, 10$  величина погрешности минимальна ( $8 \cdot 10^{-4} \dots 8 \cdot 10^{-5}$ )% (см. рисунок 3.2). При нецелых значениях величина погрешности возрастает и в лучшем случае составляет 1% (см. рисунок 3.1). Исключение составляет лишь диапазон  $f_D/f_s \in [2.3; 2.6]$  в котором погрешность оценки несущей частоты колеблется от 1 до 9% в зависимости от числа КД.

Для АМн-сигнала графики погрешности оценки несущей частоты имеют аналогичные зависимости и при тех же условиях располагаются в диапазоне: ( $9 \cdot 10^{-4} \dots 7 \cdot 10^{-5}$ )%. Разработанная методика и основанный на одноуровневом методе оценки частоты со смещением точек интерполяции в нулевой уровень алгоритм, эффективны при восстановлении сигнала малым числом точек.

В таблице 3.1 представлены результаты погрешности для разного числа дискретных значений для  $m_a = 0.2$ . Изменение значений глубины модуляции в достаточно широком диапазоне (0.2...0.6) практически не влияет на значение  $f_D/f_s$  и соответственно на погрешность определения частоты сигнала.

Таблица 3.1. Значения погрешности оценки отношения  $f_D/f_S$  (в %)

$f_D/f_S$	3.0	3.5	4.0	4.5	5.0	5.5	6.0
$\Delta(f_D/f_S)$	0.004	0.85	0.002	0.46	0.001	0.29	0.001

Проведенные исследования показали, что разница между значениями погрешностей при различных коэффициентах модуляции составляет сотые или тысячные доли процента, поэтому данный способ измерения отношения частот можно применять при восстановлении АМ-сигналов, изменяющихся в достаточно широком диапазоне (аналогично для АМн-сигналов).

### Влияние величины КД

Малое число промежуточных интервалов приводит к увеличению расстояния между точками на начальном и конечном возрастающих "фронтах".

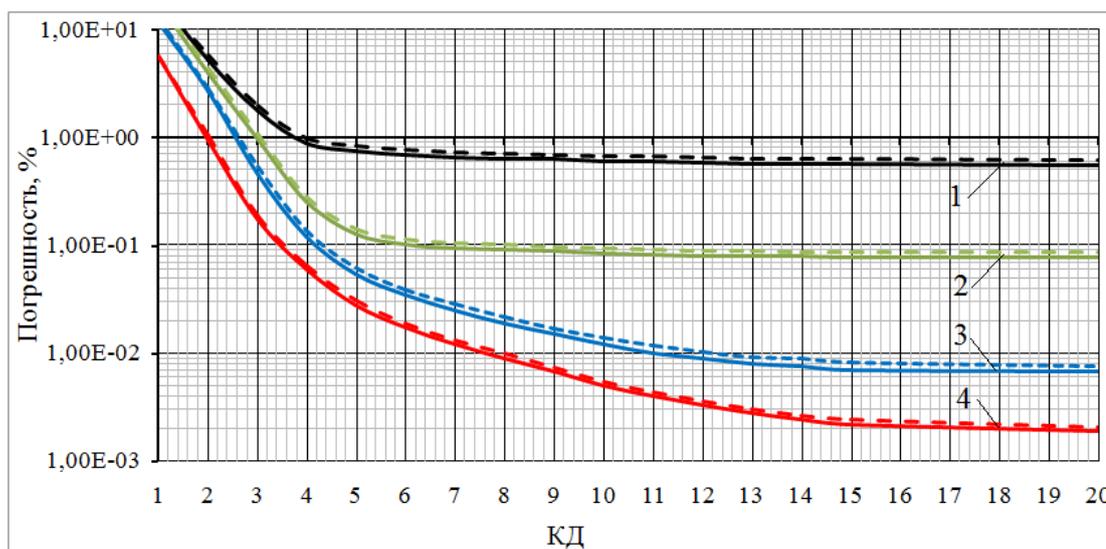


Рисунок 3.3. Зависимости погрешности оценки несущей частоты АМ/АМн сигналов от числа КД для разных  $f_D/f_S$ : 3.39 (1), 5.63 (2), 3.16 (3) и 4.19 (4)

На рисунке 3.3 показаны семейства графиков погрешностей для различного числа дискретных отсчетов: для АМ-сигнала линии пунктирные, а для АМн-сигнала - сплошные. Видно, что с увеличением величины КД уменьшается значение погрешности оценки отношения частот.

### Влияние длительности (числа периодов)

В таблице 3.2 приведены результаты значения погрешностей при оценке несущей частоты сигнала для 50-ти периодов АМ-сигнала. Проведенные исследования показали, что значения погрешности изменяются от десятых до тысячных долей процента, а, следовательно, сильного влияния не оказывают. Таблица 3.2. Модуль погрешности оценки несущей частоты (в %)

$f_M/f_S$	30	40	50	60	70
$\Delta(f_D/f_S)$	0.398	0.399	0.398	0.394	0.391

Для АМн-сигнала результаты при тех же условиях будут находиться в диапазоне (0.258...0.264)%.

### Влияние смещения оцениваемых периодов

Приведенные на рисунке 3.4 результаты показывают, что при оценке частоты несущего сигнала в условиях искажений (на "фронтах" крайних периодов) отклонение не превышает значения ( $9 \cdot 10^{-2} \dots 9 \cdot 10^{-3}$ )% при дробном числе отсчетов. Если же оценку производить не на краях, а в центре исследуемого сигнала, то точность определения частоты повысится более чем в 2 раза до ( $4 \cdot 10^{-2} \dots 5 \cdot 10^{-2}$ )%.

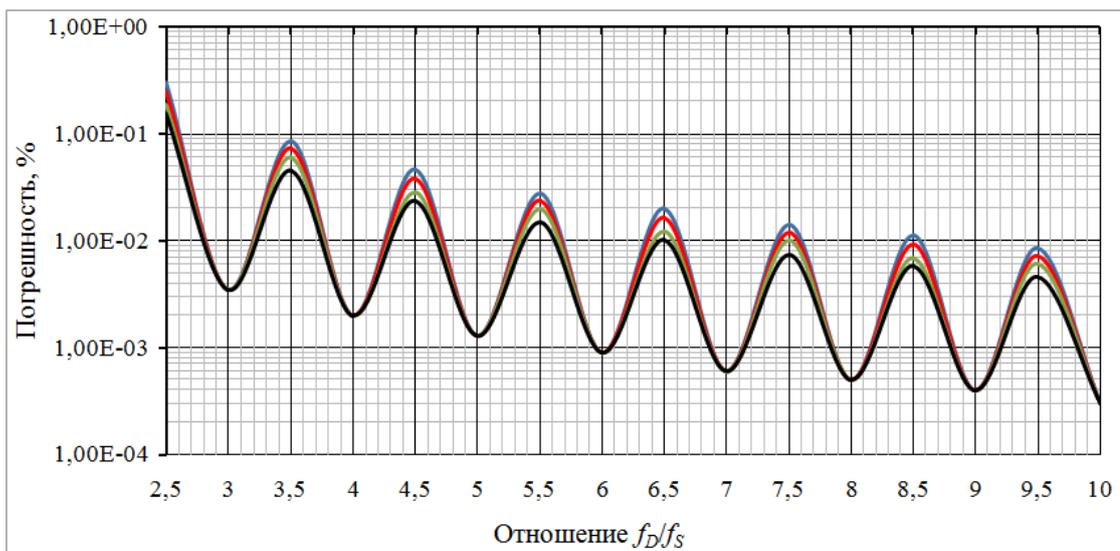


Рисунок 3.4. Зависимость погрешности оценки частоты от числа периодов при ограничении АМ-сигнала интервалом: 1)  $5T$ , 2)  $10T$ , 3)  $15T$ , 4)  $20T$ .

Оценка несущей частоты на рабочих "фронтах" в центре исследуемого сигнала уменьшает влияние искажений в начале и конце. Кроме этого, уменьшается время на обработку "фронтон", что повышает общее быстродействие при вычислении. Полученные результаты позволяют сделать вывод о целесообразности применения предложенного метода определения частоты несущего сигнала по единственному уровню даже при малом (и не обязательно целом) числе отсчетов.

С учетом вышеизложенного для оценки несущей частоты АМ/АМн сигналов предлагается следующая методика, содержащая:

1. Методы: интерполяции функцией  $\sin(x)/x$  и многоуровневой интерполяции линейной функцией со смещением в нулевой уровень.
2. Аппаратные средства: встроенная в РЭА микропроцессорная система или персональный компьютер (на этапе моделирования).
3. Алгоритм: шаги 1-5 алгоритма "БА" и шаги Ч1-Ч3 алгоритма "Н".
4. Способы представления: в виде численных значений для несущей частоты и величины погрешности (шаг Ч4 алгоритма "Н").

Результаты моделирования позволяют сделать следующие выводы:

1. Использование алгоритма ("БА"+"Н") в задачах определения несущей частоты модулированных по амплитуде сигналов позволяет получить значения методической погрешности в диапазоне  $(8 \cdot 10^{-5} \dots 1)\%$ . Нижняя граница  $8 \cdot 10^{-5}\%$  достигается при числе периодов более 15-ти, целом числе дискретных значений на периоде (но не менее 10-ти) и КД более 15-ти. Верхняя граница (1%) указана для дробного числа отсчетов.

2. На точность определения частоты несущего сигнала оказывают влияние отношение частот  $f_D/f_S$  и число КД. Длительность сигнала (число оцениваемых периодов), как и параметры модулирующего сигнала, практически не влияют на изменение погрешности; отличия составляют десятые/сотые доли процента. Благодаря этому, измерения можно проводить

в достаточно широком диапазоне переменных параметров частоты, глубины модуляции и начальной фазы.

4. Для дробного числа дискретных отсчетов, погрешность можно уменьшить, смещая область измерений в центральную часть. Для оценки частоты достаточно трех периодов, поэтому адаптивный рабочий интервал выбирается из диапазона значений  $[(m_s - 3)/2; \text{ent}(f_D/f_S \cdot m_{S,\max}) - (m_s - 3)/2]$ . При таком смещении минимальная методическая погрешность может достигать значений  $(4 \cdot 10^{-2} \dots 5 \cdot 10^{-2})\%$  при дробном числе отсчетов.

### 3.2. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КОЭФФИЦИЕНТА МОДУЛЯЦИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СКОЛЬЗЯЩЕГО ОКНА

Для определения коэффициента амплитудной модуляции во временной области по ограниченному массиву дискретных значений (от 3 до 10 на период) были разработаны методика и алгоритм с использованием интерполяции функцией  $\sin(x)/x$ , метода интегрирования и скользящих оконных функций с организацией цикла по смещению.

Ширина скользящего окна и шаг смещения выбирается с учетом коэффициента интерполяции экспериментально для каждого вида оконной функции таким образом, чтобы при каждом последующем отсчете уровень СКЗ изменялся плавно, повторяя форму огибающей амплитуды сигнала.

Коэффициент амплитудной модуляции определяется по максимальному и минимальному значениям СКЗ сигнала. Представленный ниже алгоритм является дополнением к базовому.

#### **Дополнительные шаги для оценки коэффициента амплитудной модуляции ("К")**

К1. Формирование скользящей оконной функции  $u_w(t)$  и соответствующего массива  $X_w[t_w]$ , где  $t_w \in [x; x + T_{w.f.}]$ . Если окон несколько, то последовательно определяется массив для каждого окна  $X_{w1}[t_w]$ ,  $X_{w2}[t_w]$  и так далее, до  $X_{wR}[t_w]$ , где  $R$  – общее количество окон. Величина  $u_w(t)$  в зависимости от оконной функции задается в соответствии с таблицей 3.3.

Таблица 3.3. Формулы определения скользящей оконной функции

Окно	Формула, $u_w(t)$
прямоугольное	1
синусоидальное	$\sin\left(\frac{2\pi(t-x)}{n \cdot T_{w.f.}}\right)$
Ханна	$0.5 - 0.5 \cdot \cos\left(\frac{2\pi(t-x)}{n \cdot T_{w.f.}}\right)$
Хэмминга	$0.54 - 0.46 \cdot \cos\left(\frac{2\pi(t-x)}{n \cdot T_{w.f.}}\right)$
Блэкмана	$0.42 - 0.5 \cdot \cos\left(\frac{2\pi(t-x)}{n \cdot T_{w.f.}}\right) + 0.08 \cdot \cos\left(\frac{4\pi(t-x)}{n \cdot T_{w.f.}}\right)$
Наталла	$a_0 - a_1 \cos\left(\frac{2\pi(t-x)}{n \cdot T_{w.f.}}\right) + a_2 \cos\left(\frac{4\pi(t-x)}{n \cdot T_{w.f.}}\right) - a_3 \cos\left(\frac{6\pi(t-x)}{n \cdot T_{w.f.}}\right)$ $a_0 = 0.35577 ; a_1 = 0.48741 ; a_2 = 0.14423 ; a_3 = 0.0126 .$

К2. Формирование массива данных  $X_P[\tau_{INT}] = X_W[\tau_{INT}] \cdot X_{INT}[\tau_{INT}]$ , соответствующего наложению окна на интерполированный сигнал. Если сглаживающих функций несколько, то формируются массивы  $X_{P1}[\tau_{INT}]$ ,  $X_{P2}[\tau_{INT}]$  и т.д. до  $X_{PR}[\tau_{INT}]$ .

К3. Определение СКЗ сигнала методом интегрирования

$$U_{V.RMS} = \sqrt{\frac{1}{T_{w.f.}} \int_0^{T_{w.f.}} X_P^2[\tau_{INT}] d\tau_{INT}} .$$

К4. Формирование массивов  $X_{RMS}[U_{V.RMS}]$  и  $T_{RMS}[(x + T_{w.f.})/2]$ .

К5. Организация цикла по сдвигу оконной функции.

К5.1. Увеличение переменных  $x = x + n/\Delta T_{w.f.}$  и  $k_N = k_N + 1$ . Переменная  $x$  необходима для задания скользящей оконной функции, которая имеет

определенную ширину. Величина  $k_N$  является счетчиком числа шагов, а, следовательно, и числа полученных значений СКЗ.

К5.2. Повторение п.п. К1-К5 пока выполняется условие  $x \leq t_w$ .

К6. Выбор максимального и минимального элементов массива  $X_{RMS}[U_{V.RMS}]$ , т.е.  $\max(X_{RMS}[U_{V.RMS}])$  и  $\min(X_{RMS}[U_{V.RMS}])$ .

К7. Определение значения  $m_{a.V}$  и погрешности определения  $\Delta m_{a.V}$ .  
глубины модуляции АМ/АМн сигналов

$$m_{a.V} = \frac{\max(X_{RMS}[U_{V.RMS}]) - \min(X_{RMS}[U_{V.RMS}])}{\max(X_{RMS}[U_{V.RMS}]) + \min(X_{RMS}[U_{V.RMS}])}; \Delta m_{a.V} = \frac{m_{a.V} - m_a}{m_a} \cdot 100\%.$$

К8. Индикация результатов в виде численных значений.

Данные методика и алгоритм позволяют определить погрешность изменения коэффициента амплитудной модуляции на различном интервале при использовании скользящих оконных функций. Именно скользящие оконные функции на коротких интервалах позволяют сгладить участки восстановленного сигнала на краях и получить более точную информацию по всем исследуемым характеристикам.

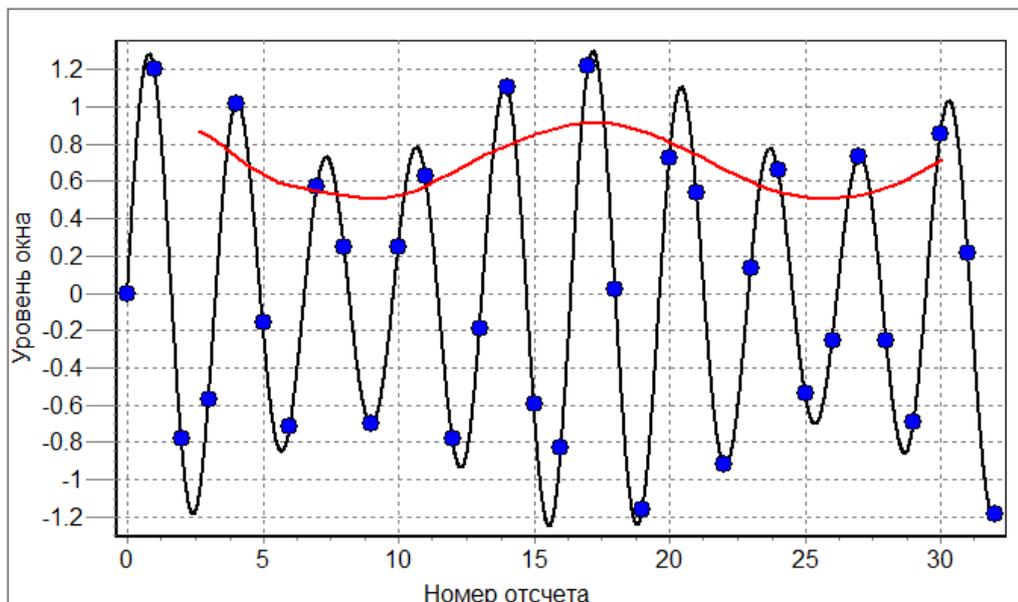


Рисунок 3.5. Демодуляция АМ-сигнала при малом  $f_D/f_s = 3.2$

На рисунках 3.5-3.6 представлены восстановленный (сплошной линией) и оцифрованный (точки круглой формы) АМ/АМн сигналы соответственно.

Плавной линией, повторяющей форму огибающей, показано СКЗ сигнала со скользящим окном Ханна. Поскольку расчет ведется методом скользящих оконных функций, то величина СКЗ смещена относительно начала и конца на величину половины ширины используемого окна.

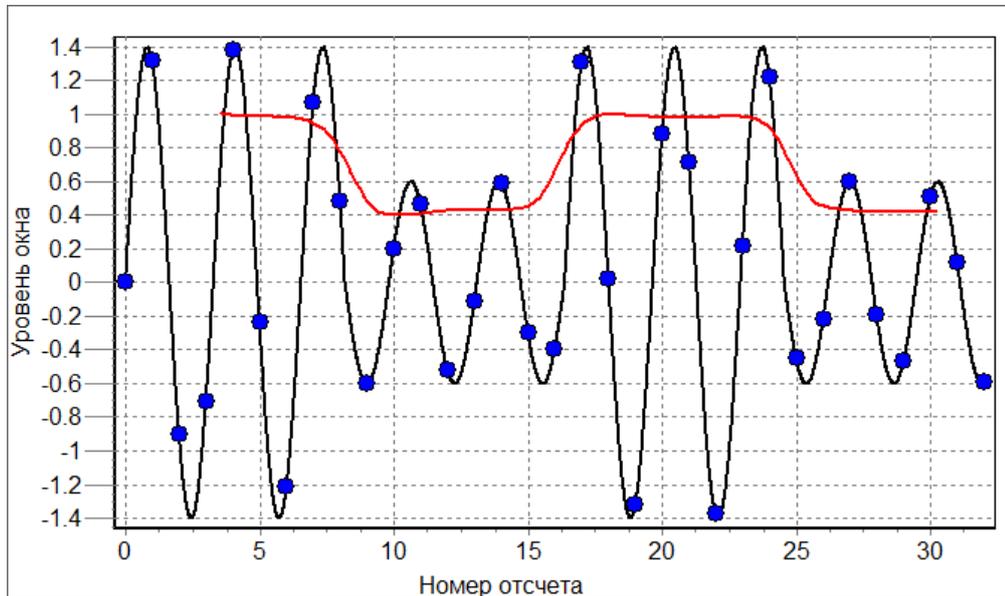


Рисунок 3.6. Демодуляция АМ-сигнала при малом  $f_D/f_s = 3.2$

Для оценки результатов погрешностей и исследования зависимостей, необходимо:

1. Определить границы применимости оконной функции, т.е. ту ширину скользящего окна, при которой значения погрешностей будут минимальными.

2. Дать общие рекомендации по выбору ширины оконной функции.

При неправильном выборе ширины оконной функции  $T_{w.f.}$  погрешности будут различаться, что связано с искажениями при оценке СКЗ, которые тем больше, чем дальше ширина окна от рекомендуемого рабочего диапазона и наоборот. В зависимости от ширины окна, погрешность может быть как положительной, так и отрицательной: при положительном значении рассчитанная величина глубины модуляции больше заданной, при отрицательном - меньше.

Рабочим интервалом будем считать тот, в котором абсолютное значение погрешности не превышает 1%. Данный интервал необходимо оценивать при

отношении  $(m_s/[f_M/f_s]) \geq 3$ . По полученным результатам измерения, проведенным для различных оконных функций и различных значений ширины  $T_{w.f.}$ , построены графики в линейном и логарифмическом масштабах.

### Прямоугольное окно

В данном случае результаты погрешности максимальны среди всех остальных окон. Проведенные исследования позволяют определить зависимость ширины рабочей зоны от числа дискретных отсчетов. Для АМ сигнала прямоугольное скользящее окно имеет рабочую зону при:

- числе отсчетов на периоде 4.5 и менее:  $T_{w.f.} \in [1.48; 1.52] \cdot f_D/f_s$ .

- числе отсчетов на периоде 4.5 и более:  $T_{w.f.} \in [0.98k; 1.02k] \cdot f_D/f_s$ , при

$k=1; 1.5$ . Внутри рабочих зон можно получить погрешность с минимальным значением 0.015%.

Для АМн сигнала прямоугольное скользящее окно имеет рабочую зону  $T_{w.f.} \in [0.98k; 1.02k] \cdot f_D/f_s$  при:

-  $(f_D/f_s < 3)$ , то  $k = 4; 4.5; \dots; f_M/(2f_s)$ ;

-  $(3 \leq f_D/f_s \leq 4)$ , то  $k = 2; 2.5; \dots; f_M/(2f_s)$ ;

-  $(f_D/f_s > 4)$ , то  $k = 1; 1.5; \dots; f_M/(2f_s)$ .

При  $k=0.5$  появляется дополнительный интервал, однако точность определения коэффициента амплитудной модуляции составляет (0.99...1.5)%. Внутри рабочих зон можно получить погрешность с минимальным значением 0.0095%.

### Прочие оконные функции

Наложение сглаживающих окон сводит к минимуму искажения на краях при малом числе дискретных отсчетов. На рисунке 3.7 показаны графики уровня СКЗ при использовании оконных функций Блэкмана, Ханна и Наталла, для которых погрешность оценки глубины модуляции лежит в диапазоне (0.95...0.98)%.

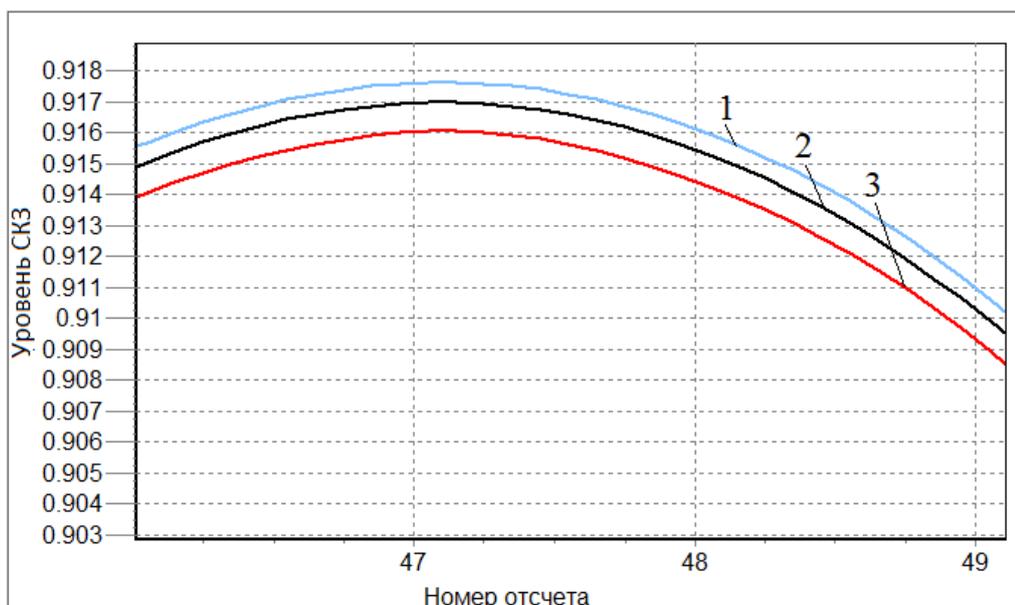


Рисунок 3.7. Уровень СКЗ для АМ-сигнала с окном Наталла (1), Блэкмана (2) и Ханна (3)

Минимальная погрешность в рабочих зонах представлена в таблице 3.4.

Таблица 3.4. Ширина окна  $T_{w.f.}$  и диапазон погрешности  $\Delta m_{a.v}$  (в %)

Окно	АМ-сигнал		АМн-сигнал	
	$T_{w.f.}, T$	$\Delta m_{a.v}, \%$	$T_{w.f.}$	$\Delta m_{a.v}, \%$
Синусоидальное	$[0.95; f_M / (6f_S)]$	$3 \cdot 10^{-1}$	$[0.95; f_M / (2f_S) + 1]$	$1 \cdot 10^{-2}$
Ханна	$[1.40; f_M / (6f_S)]$	$1 \cdot 10^{-1}$	$[1.40; f_M / (2f_S) + 1]$	$1 \cdot 10^{-3}$
Хэмминга	$[1.37; f_M / (6f_S)]$		$[1.37; f_M / (2f_S) + 1]$	$1 \cdot 10^{-2}$
Блэкмана	$[1.87; f_M / (3f_S)]$	$5 \cdot 10^{-2}$	$[1.87; f_M / (2f_S) + 1]$	$1 \cdot 10^{-3}$
Наталла	$[2.25; f_M / (4f_S)]$	$1 \cdot 10^{-2}$	$[2.25; f_M / (2f_S) + 1]$	$1 \cdot 10^{-4}$

Для исследования зададимся следующими параметрами: число отсчетов на периоде от 2.5 до 10; число периодов от 2 до 10; коэффициент деления от 2 до 15; начальная фаза сигнала от 0 до 360 град.

#### Влияние числа дискретных отсчетов на одном периоде сигнала

При использовании прямоугольной оконной функции погрешность оценки коэффициента амплитудной модуляции для АМ-сигнала лежит в диапазоне (6.55...1.52)% при КД=4 и  $f_D/f_S \in [4;8]$ . При числе дискретных

отсчетов, меньшем 4-х, значения погрешностей достигают единиц процентов (6.55...10)%. Увеличение КД до величины 15 позволит почти в 2 раза уменьшить величину погрешности.

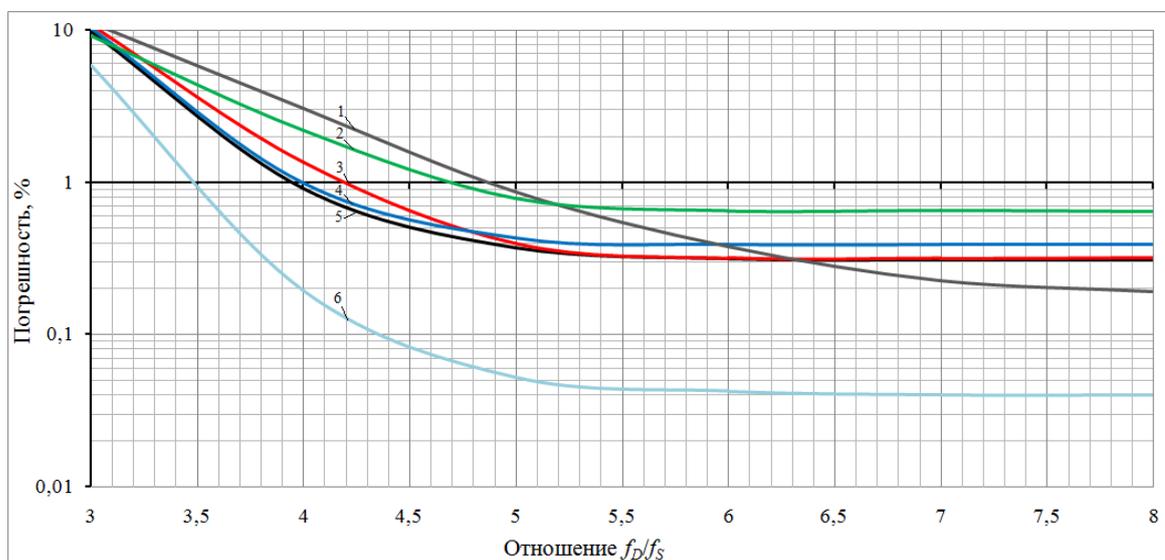


Рисунок 3.8. Зависимость погрешности оценки коэффициента модуляции АМ-сигнала от  $f_D/f_S$  с синусоидальным (1), прямоугольным окном (2), окнами Ханна (3), Хэмминга (4), Блэкмана (5) и Наталла (6) при КД=10

Из рисунка 3.8 следует, что минимальная погрешность наблюдается при окнах Блэкмана и Наталла.

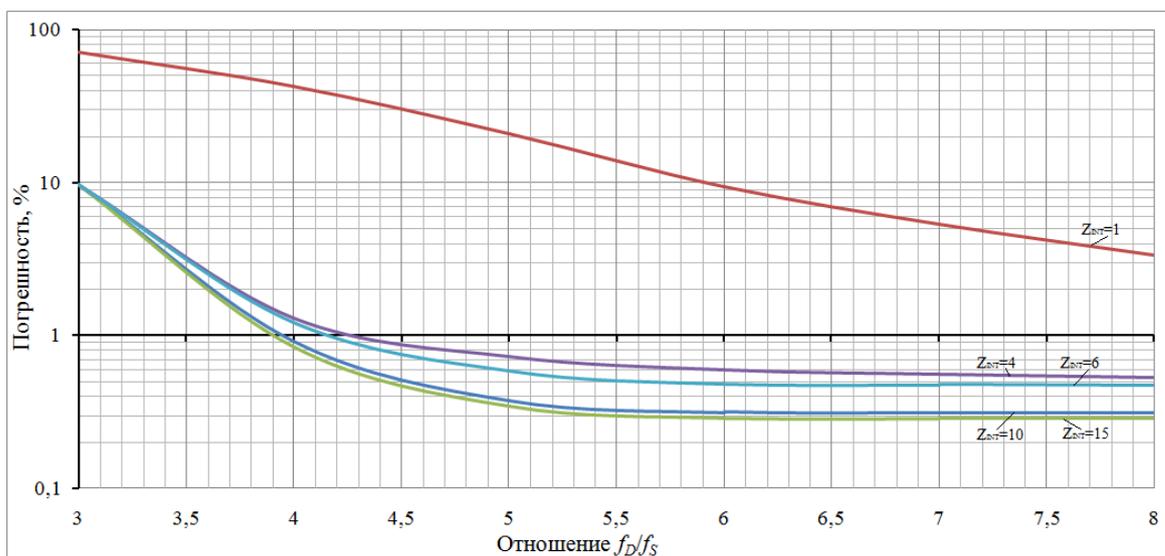
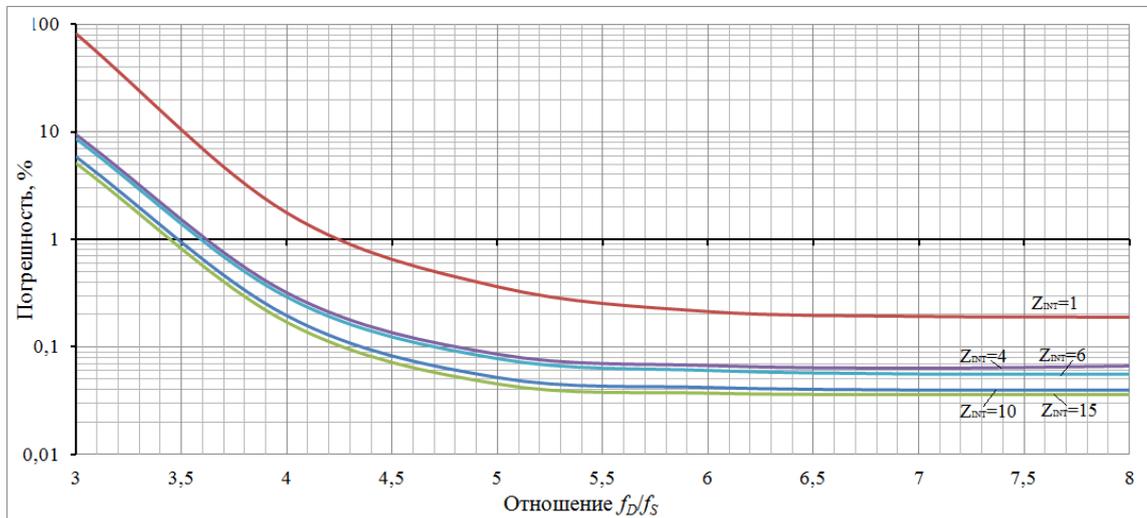


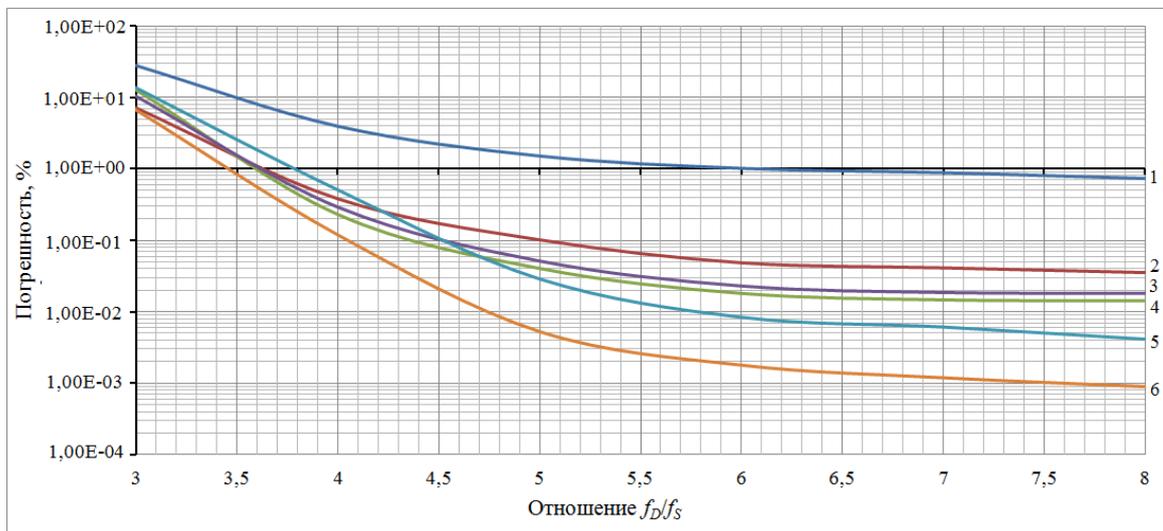
Рисунок 3.9. Зависимость погрешности оценки коэффициента модуляции АМ-сигнала с окном Блэкмана от  $f_D/f_S$  для различных КД: 1, 4, 6, 10 и 15

На рисунках 3.9-3.10 представлены семейства графиков, построенных при различных значениях КД (1, 4, 6, 10 и 15) и оконных функций Блэкмана и

Наталла соответственно. Минимальную погрешность имеет сигнал со скользящим окном Наталла: даже при 3.5 отсчетах (при 10-ти промежуточных интервалах) ее значение не превышает 1% (см. рисунок 3.10).



Результаты исследования амплитудно-манипулированного сигнала показаны на рисунке 3.11.



Минимальную погрешность имеет АМн-сигнал со скользящим окном Наталла: даже при 3.5 отсчетах (при 10-ти промежуточных интервалах интерполяции) ее значение не превышает 1%.

### Влияние величины КД

Исследования показывают, что при 5-ти интервалах и выше, погрешность практически не изменяется (см. рисунки 3.12-3.13).

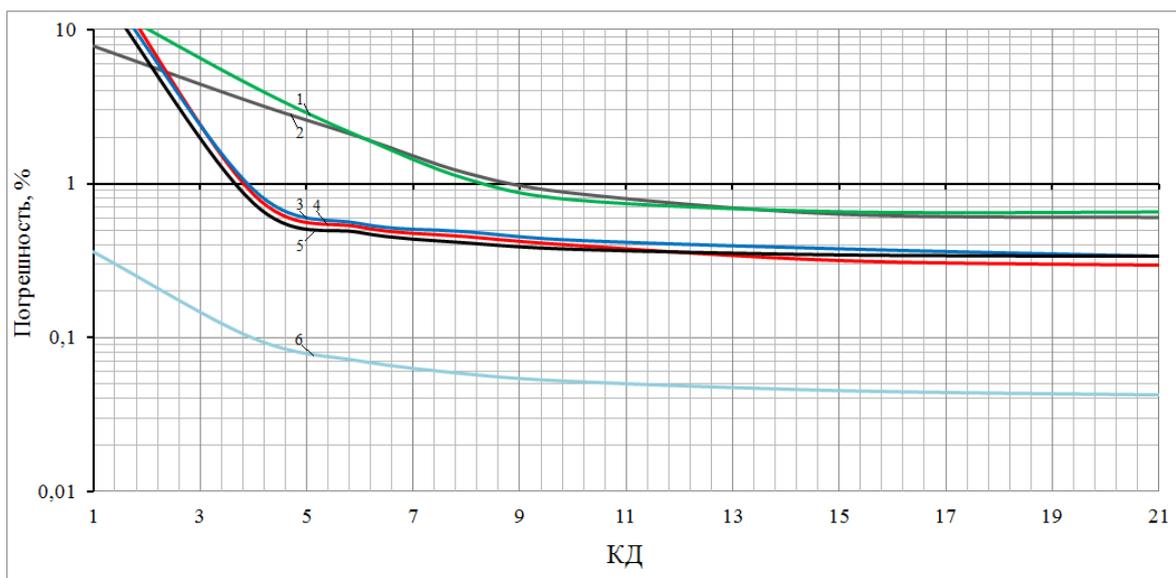


Рисунок 3.12. Зависимость погрешности оценки коэффициента модуляции для АМ сигнала от числа КД с прямоугольным (1), синусоидальным окном (2), окнами Хэмминга (3), Ханна (4), Блэкмана (5) и Наталла (6)

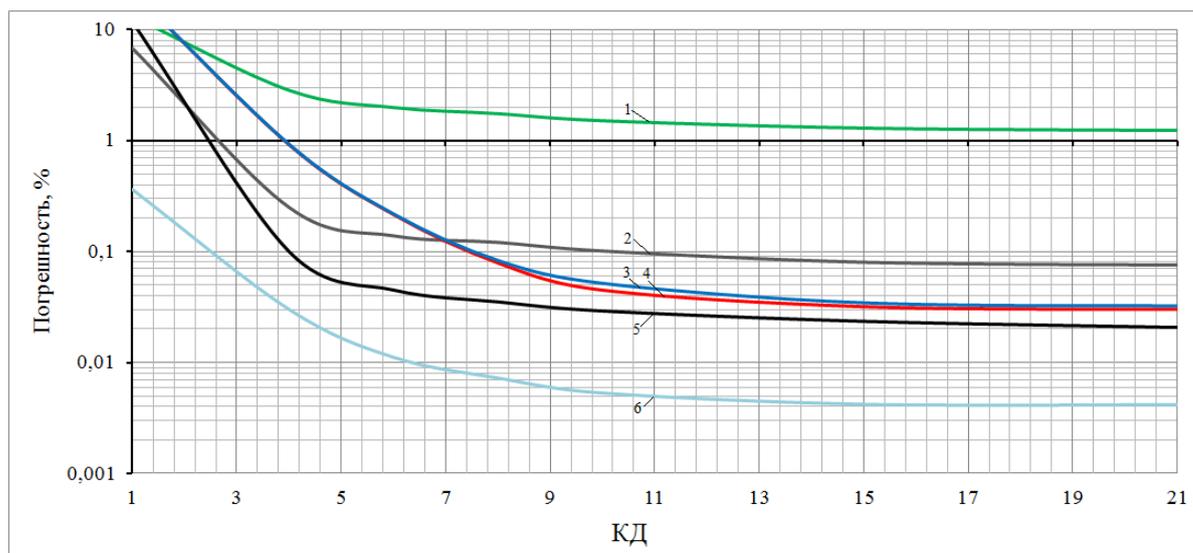


Рисунок 3.13. Зависимость погрешности оценки коэффициента модуляции для АМн сигнала от числа КД с прямоугольным (1), синусоидальным окном (2), окнами Хэмминга (3), Ханна (4), Блэкмана (5) и Наталла (6)

На рисунках 3.12-3.13 представлены семейства графиков погрешности оценки погрешности коэффициента амплитудной модуляции в зависимости от числа КД для АМ/АМн сигналов из которых следует, что минимальную погрешность имеет сигнал со скользящим окном Наталла: даже при 3.5 отсчетах (при 10-ти промежуточных интервалах) ее значение не превышает 0.1%.

### **Влияние длительности (числа периодов)**

Результаты исследований для АМ-сигнала представлены в таблице 3.5 (АМн-сигнал будет иметь подобный характер зависимости).

Таблица 3.5. Значения погрешности оценки коэффициента модуляции для АМ-сигнала

Окно	Погрешность оценки глубины модуляции (в %) для числа периодов					
	30	31	32	33	34	35
Прямоугольное	0.78	0.57	0.51	0.46	0.67	0.46
Блэкмана	0.38	0.37	0.38	0.42	0.28	0.38
Наталла	0.04	0.04	0.05	0.03	0.04	0.05

Из таблицы 3.5 видно, что изменение числа периодов сигнала в меньшей степени влияет на погрешность оценки коэффициента амплитудной модуляции.

### **Влияние смещения оцениваемых периодов**

При введении смещения уменьшается влияние искажений в начале и конце интервала восстановления сигнала, что особенно заметно при малом числе дискретных отсчетах (2.5...4).

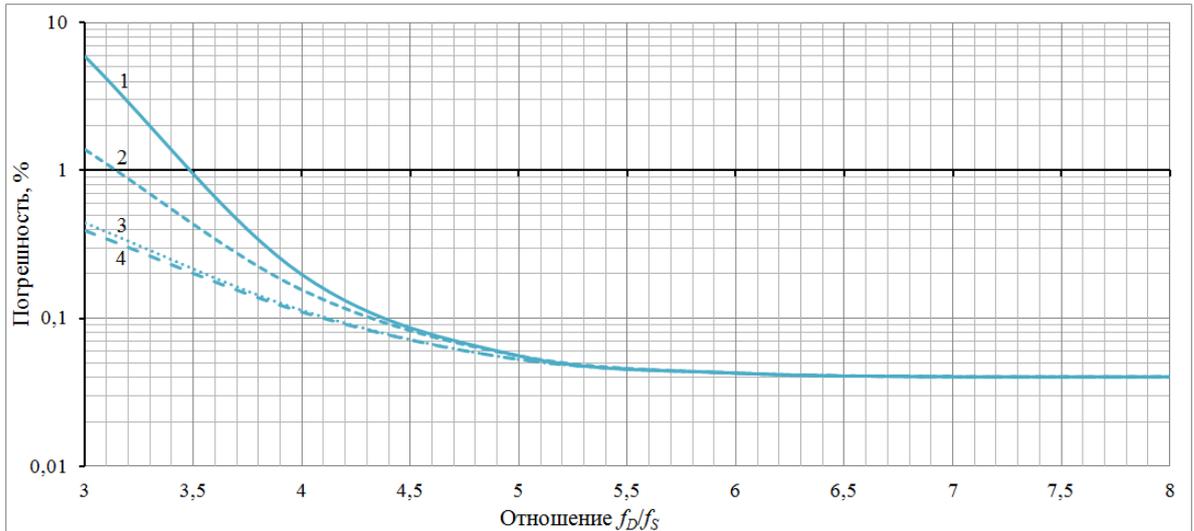


Рисунок 3.14. Зависимость погрешности оценки коэффициента модуляции АМ-сигнала от отношения  $f_D/f_S$  при отбрасывании интервалов:  $0\Delta T$  (1),  $5\Delta T$  (2),  $10\Delta T$  (3),  $15\Delta T$  (4).

Если сместить расчет сигнала в центральную область, то максимальное значение СКЗ изменится, а, следовательно, изменится и значение глубины амплитудной модуляции. На рисунках 3.14-3.15 показаны семейства графиков погрешность оценки СКЗ сигнала при отбрасывании крайних данных. В зависимости от выбранного интервала можно добиться снижения методической погрешности в 10 раз, с 5.67% до 0.39%.

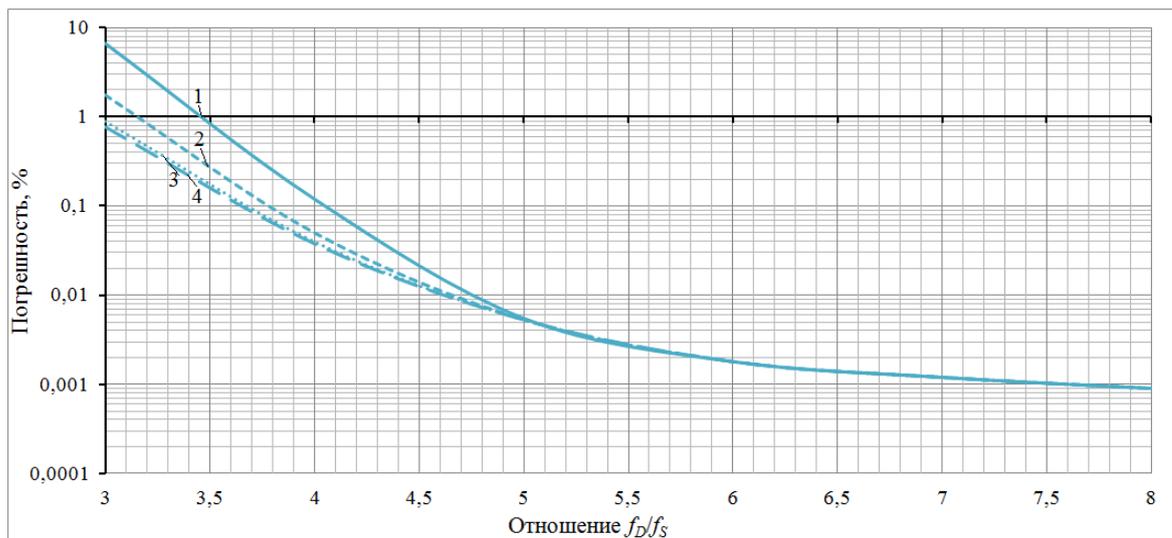


Рисунок 3.15. Зависимость погрешности оценки коэффициента модуляции АМн-сигнала от отношения  $f_D/f_S$  при отбрасывании интервалов:  $0\Delta T$  (1),  $5\Delta T$  (2),  $10\Delta T$  (3),  $15\Delta T$  (4).

Полученные результаты анализа позволяют сделать вывод о целесообразности применения предложенного метода оценки СКЗ со скользящим окном в задачах определения СКЗ и глубины модуляции даже при малом (и не обязательно целом) числе отсчетов, фазовом сдвиге и КД.

С учетом вышеизложенного для оценки несущей частоты АМ/АМн сигналов предлагается следующая методика, содержащая:

1. Методы: интегрирования, интерполяции функцией  $\sin(x)/x$ , скользящих оконных функций.
2. Аппаратные средства: встроенная в РЭА микропроцессорная система или персональный компьютер (на этапе моделирования).
3. Алгоритм: шаги 1-5 алгоритма “БА” и шаги К1-К7 алгоритма “К”.
4. Способы представления: в виде численных значений для коэффициента модуляции и величины погрешности (шаг К8 алгоритма “К”).

Результаты моделирования позволяют сделать следующие выводы:

1. Корректная оценка глубины модуляции по величине СКЗ возможна при соблюдении условия  $m_s \geq f_M / (2f_s)$ .
2. Использование алгоритма в задачах определения коэффициента амплитудной модуляции позволяет получить значения методической погрешности  $(5 \cdot 10^{-3} \dots 1)\%$ . Нижняя граница  $5 \cdot 10^{-3}\%$  достигается при использовании скользящего окна Наталла, числе периодов более 15-ти, целом числе дискретных значений на периоде (но не менее 6-ти) и КД более 10-ти.
3. Длительность сигнала, как и параметры модулирующего сигнала, практически не влияют на изменение погрешности; отличия составляют десятые/сотые доли процента. Благодаря этому, измерения можно проводить в достаточно широком диапазоне переменных параметров частоты, глубины модуляции и начальной фазы.

4. Погрешность достигает минимальных значений при скользящем окне Наталла. При этом важно, чтобы рабочая зона окна находилась в пределах

$$\text{для АМ-сигнала: } T_{w.f.} \in [2.25; f_M / (4f_S)]T;$$

$$\text{для АМн-сигнала: } T_{w.f.} \in [2.25; f_M / (2f_S) + 1]T.$$

5. Погрешность можно уменьшить, ограничивая сигнал сначала и конца. Для оценки СКЗ достаточно необходимо как минимум 1 период огибающей с частотой  $f_M / f_S$ , поэтому адаптивный рабочий интервал равен  $[0.3m_s; 0.7m_s]$  при условии, что  $m_s / [f_M / f_S] \geq 2$ .

### 3.3. МЕТОДИКА И АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ МОДУЛИРУЮЩЕГО СИГНАЛА ПО МАССИВУ СРЕДНЕКВАДРАТИЧЕСКОГО ЗНАЧЕНИЯ СИГНАЛА

Для определения частоты модулирующего сигнала по его СКЗ были разработаны методика и алгоритм с использованием многоуровневой интерполяции. В нормированном виде измеряется отношение частот  $f_M / f_D = 1/n_M$ , а также максимальная относительная погрешность оценки модулирующей частоты. Ниже представлены дополнительные шаги для оценки модулирующей частоты.

#### **Дополнительные шаги для оценки частоты модулирующего сигнала ("М")**

M1. Определение среднего значения СКЗ  $RMS_R$

$$RMS_R = \frac{\max(X_{RMS}[U_{V.RMS}]) + \min(X_{RMS}[U_{V.RMS}])}{2}.$$

M2. Нахождение точек снизу и сверху относительно уровня  $RMS_R$ .

M2.1. Проверка условий: (( $X_{RMS}[k_1] \geq RMS_R$  и  $X_{RMS}[k_1 + 1] < RMS_R$ ) или ( $X_{RMS}[k_1] \leq RMS_R$  и  $X_{RMS}[k_1 + 1] > RMS_R$ )). Если условия верны, то переход к п.

M2.2-M1.3, если нет - то M2.4.

M2.2. Если  $T_N = 1$ , то формируются массивы  $T_m[1]$  и  $U_m[k_2]$ .

Количество элементов массива  $U_m[k_2]$  определяется числом уровней  $q$ , начиная с  $U_m[k_2] = X_{RMS}[k_1 - q/2]$  и заканчивая  $U_m[k_2] = X_{RMS}[k_1 + q/2]$ . Элемент массива  $T_m[1]$  определяется как  $T_m[1] = T_{RMS}[k_1 - q/2]$ .

М2.3. Если  $T_N \neq 1$ , то формируются массивы  $T_m[2]$  и  $U_{Nm}[k_2]$ .

Количество элементов массива  $U_{Nm}[k_2]$  определяется числом уровней  $q$ , начиная с  $U_{Nm}[k_2] = X_{RMS}[k_1 - q/2]$  и заканчивая  $U_{Nm}[k_2] = X_{RMS}[k_1 + q/2]$ . Элемент массива  $T_m[2]$  определяется как  $T_m[2] = T_{RMS}[k_1 - q/2]$ .

М2.4. Увеличение переменных  $T_N = T_N + 1$  и  $k_1 = k_1 + 1$ .

М2.5. Выполнение п. М3.1-М3.5, пока верно условие  $k_1 \leq \text{ent}(nm_s z_{INT})$ .

М3. Определение значения частоты модулирующего сигнала методом многоуровневой интерполяции.

М3.1. Линейная интерполяция между элементами  $U_m[i]$  и  $U_{Nm}[i]$ .

$$\Delta_F = \Delta_F + \frac{\Delta T_{w.f.}}{q} \cdot \frac{U_m[i] - U_{Nm}[i]}{U_{Nm}[i+1] - U_{Nm}[i]}.$$

М3.2. Выполнение п. М3.1, пока верно условие  $i \leq (q + 1)$ .

М3.3. Нахождение частоты с учетом уложившихся полупериодов сигнала

$$T_M = (T_m[2] - T_m[1]) + \Delta_F.$$

М4. Определение отношения частот восстановленного сигнала по формуле  $(f_M/f_S)_V = 1/T_M$  и относительной погрешности

$$\Delta(f_M/f_S)_V = [((f_M/f_S)_V - (f_M/f_S)) / (f_M/f_S)] \cdot 100\%$$

М5. Индикация в оболочку программы: значения  $(f_M/f_S)_V$  и  $\Delta(f_M/f_S)$ .

Общее число уровней  $q$  соответствует числу выбираемых точек на полученной кривой СКЗ, на которой точки расположены как сверху, так и снизу относительно линии среднего значения.

Для получения верных данных необходимо следовать рекомендациям:

1. Выполнение условия  $[m_s / (f_M/f_S)] \geq 1.5$ . При несоблюдении этого условия найденные значения СКЗ не будут содержать достаточно "фронт", необходимых для оценки частоты (см. рисунки 3.16-3.17).

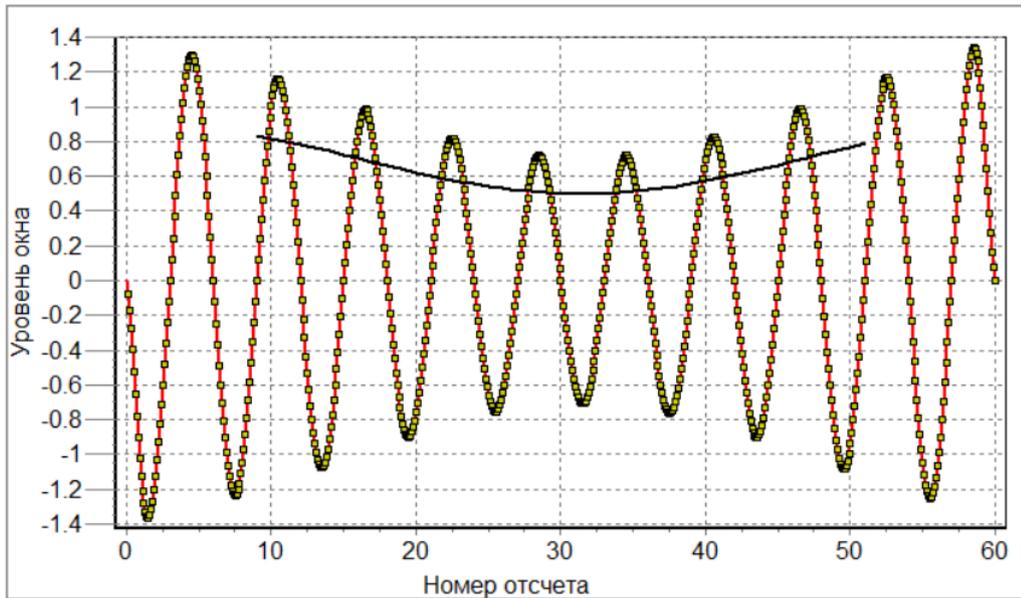


Рисунок 3.16. СКЗ восстановленного АМ сигнала со скользящим окном Блэкмана

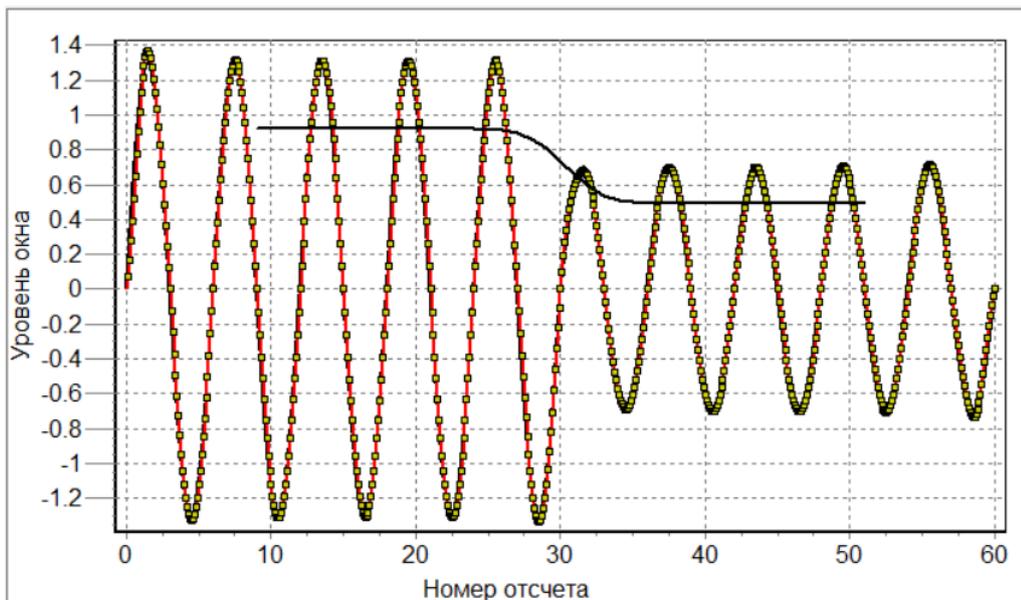


Рисунок 3.17. СКЗ восстановленного АМn сигнала со скользящим окном Блэкмана

2. Правильный выбор ширины оконной функции. Данный вопрос подробно рассмотрен в параграфе 3.2.

Далее представлены результаты измерения, проведенные для различных оконных функций и для различных значений их ширины. По полученным данным построены графики в линейном и логарифмическом масштабе.

### Влияние числа дискретных отсчетов на одном периоде сигнала

При наложении прямоугольного окна погрешность оценки частоты максимальна и находится в диапазоне единиц процентов (1...10)%. Наложение сглаживающих оконных функций уменьшает влияние искажений при использовании малого числа отсчетов (2.5...3). На рисунках 3.18-3.19 изображены семейства графиков погрешностей для АМ сигнала со скользящим окном Блэкмана (см. рисунок 3.18) и Наталла (см. рисунок 3.19).

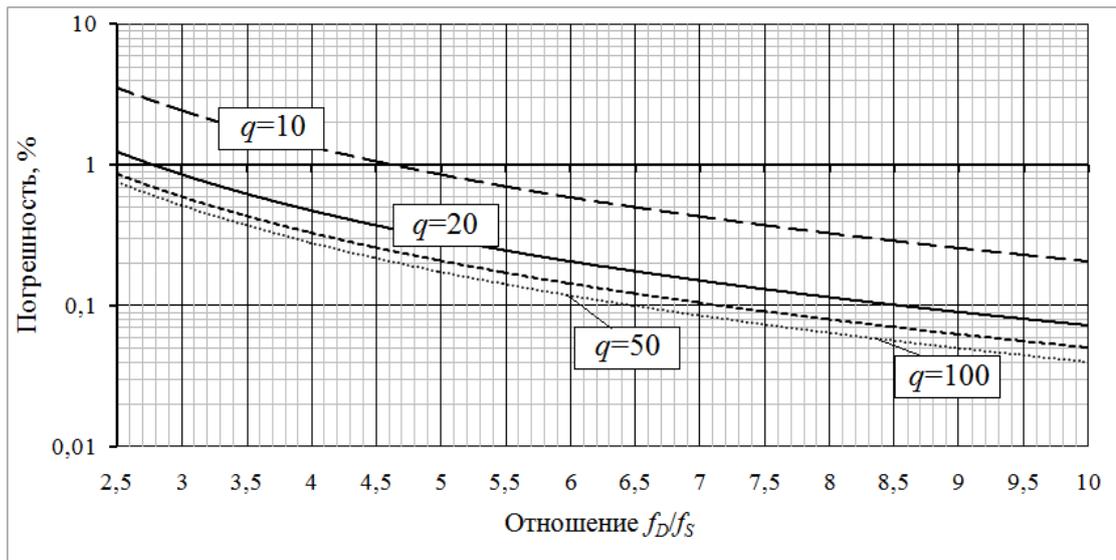


Рисунок 3.18. Зависимость погрешности оценки частоты модулирующего сигнала от  $f_D/f_S$  для АМ-сигнала со скользящим окном Блэкмана

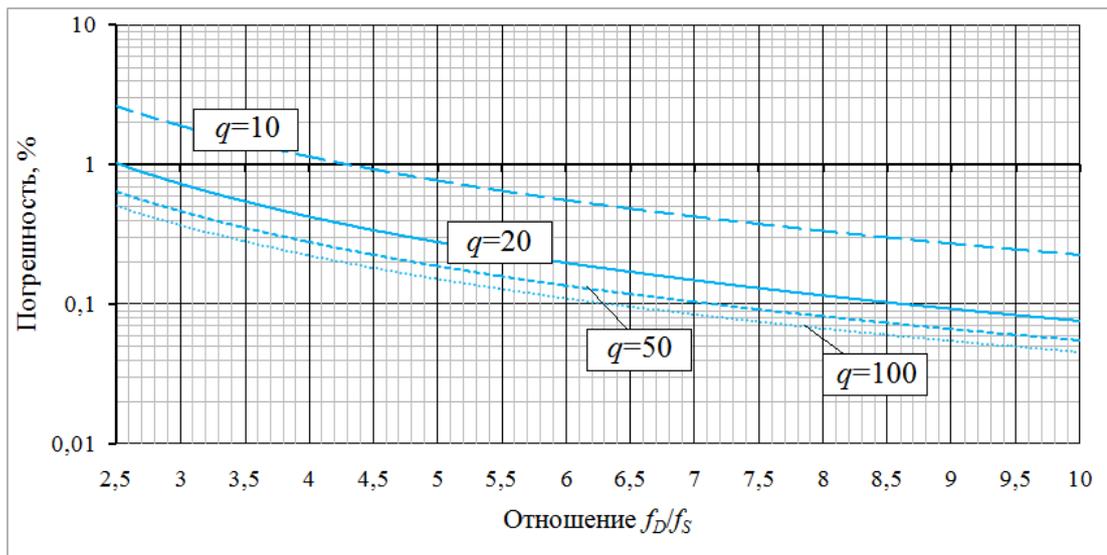


Рисунок 3.19. Зависимость погрешности оценки частоты модулирующего сигнала от  $f_D/f_S$  для АМ-сигнала со скользящим окном Наталла

Анализируя полученные результаты, можно сделать вывод, что погрешность оценки модулирующей частоты восстановленного АМ сигнала практически не зависит от числа отсчетов на периоде сигнала, больших 8. Максимальная погрешность наблюдается при наложении прямоугольного окна (0.73...1.62)%, а минимальная - при наложении окна Наталла (0.047;0.11)%.

На рисунке 3.20 изображены семейства графиков погрешностей для АМн-сигнала с окнами Ханна и Хэмминга.

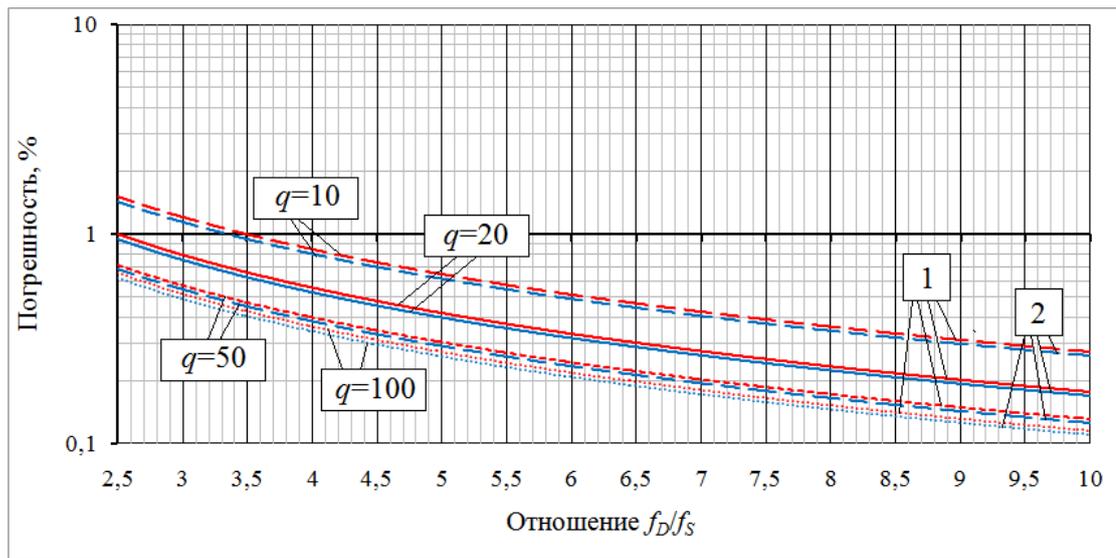


Рисунок 3.20. Зависимость погрешности оценки частоты модулирующего сигнала от  $f_D/f_s$  для АМ-сигнала с окнами Ханна (1) и Хэмминга (2)

Аналогично полученным для АМ-сигнала результатам, погрешность оценки модулирующей частоты восстановленного АМн-сигнала практически не зависит от числа отсчетов, больших чем (6.0...6.5). Максимальная погрешность наблюдается при наложении прямоугольного окна (0.68...1.54)%, а минимальная - при окне Наталла (0.04;0.10)%.

### Влияние величины КД

Изменение данного параметра не так сильно изменяет погрешность оценки модулирующей частоты, в отличие, например, от влияния на частоту несущего сигнала. На рисунках 3.21-3.22 представлены семейства графиков погрешностей для числа интервалов интерполяций АМ и АМн сигналов соответственно.

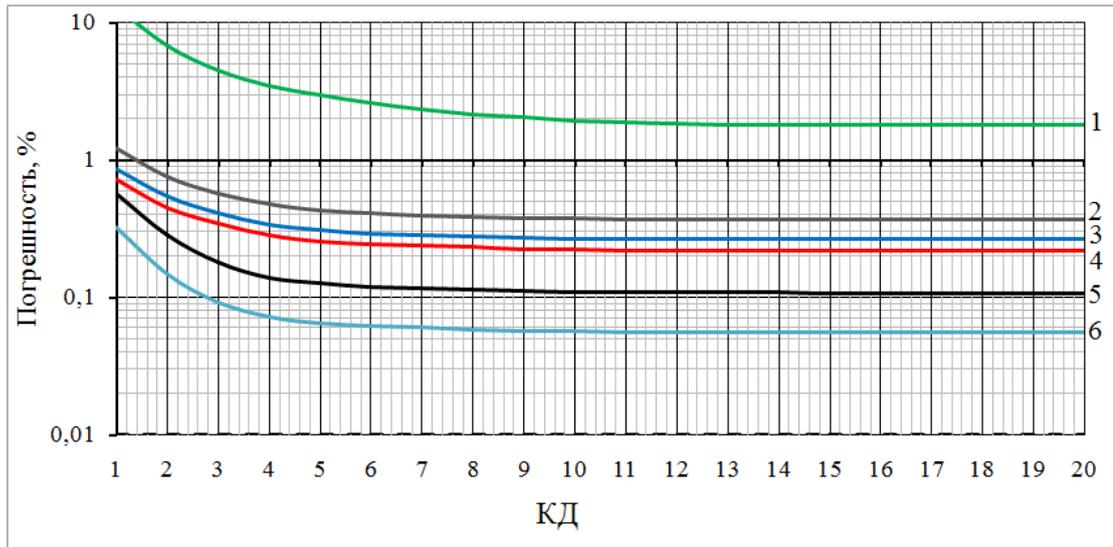


Рисунок 3.21. Влияние величины КД на погрешность оценки частоты модулирующего сигнала с прямоугольным (1) и синусоидальным (2) окнами, окнами Хэмминга (3), Ханна (4), Блэкмана (5) и Наталла (6).

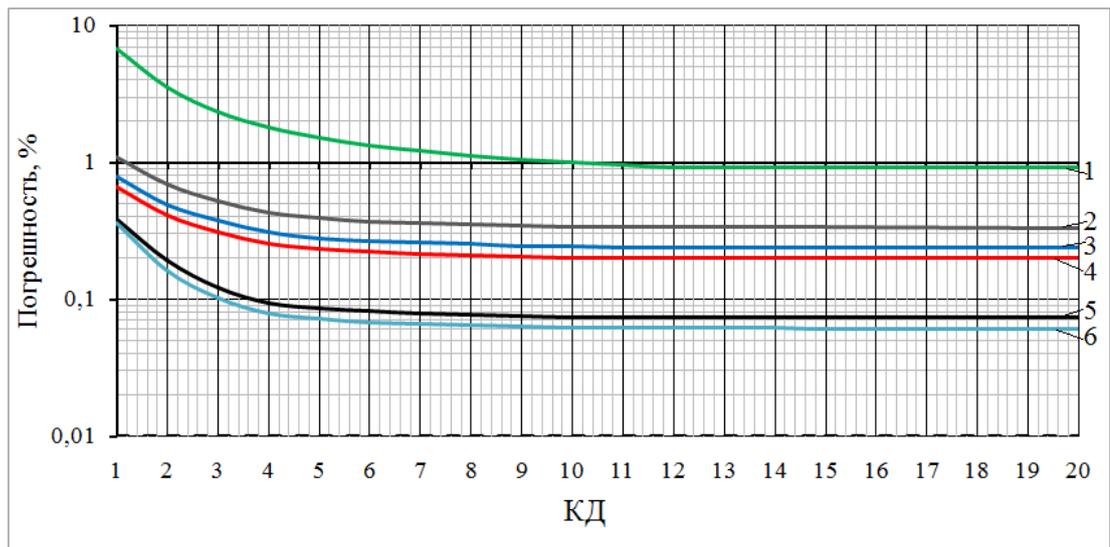


Рисунок 3.22. Влияние величины КД на погрешность оценки частоты модулирующего сигнала с прямоугольным (1) и синусоидальным (2) окнами, окнами Хэмминга (3), Ханна (4), Блэкмана (5) и Наталла (6).

Анализ результатов показывает, что влияние числа интервалов интерполяции заметно только тогда, когда их количество мало, в данном случае при 5-ти и менее.

#### **Влияние длительности (числа периодов)**

Увеличение/уменьшение числа периодов сигнала при постоянной величине  $f_M/f_S$  увеличивает/уменьшает количество "фронтов", на которых

происходит расчет частоты и определение ее погрешности. Даже когда количество отсчетов мало (2.5...3) изменение числа периодов практически не влияет на полученные результаты, представленные в таблице 3.6.

Таблица 3.6. Значения погрешности оценки модулирующей частоты для АМ-сигнала при изменении числа периодов сигнала.

$m_a$	0.1	0.2	0.3	0.4	0.5	0.6	0.7	0.8	0.9
$\Delta(f_M/f_s)$	0.051	0.055	0.052	0.055	0.055	0.052	0.056	0.055	0.051

Для АМн-сигнала результаты аналогичны, однако уровень погрешности лежит в диапазоне (0.045...0.052)%.

С учетом вышеизложенного для оценки несущей частоты АМ/АМн сигналов предлагается следующая методика, содержащая:

1. Методы: интегрирования, интерполяции функцией  $\sin(x)/x$ , демодуляции по СКЗ.
2. Аппаратные средства: встроенная в РЭА микропроцессорная система или персональный компьютер (на этапе моделирования).
3. Алгоритм: шаги 1-5 алгоритма “БА” и шаги М1-М4 алгоритма “М”
4. Способы представления: в виде численных значений для частоты несущего сигнала и величины погрешности (шаг М5 алгоритма “М”).

Результаты моделирования позволяют сделать следующие выводы:

1. Использование алгоритма в задачах определения частоты модулирующего сигнала позволяет получить значения методической погрешности  $(7 \cdot 10^{-2} \dots 1)\%$ . Нижняя граница  $7 \cdot 10^{-2}\%$  достигается при числе периодов более 20-ти, целом числе дискретных значений на периоде (но не менее 6-ти) и КД более 10-ти.

2. При числе дискретных отсчетов, больших 7, погрешность оценки модулирующей частоты практически не изменяется, следовательно, рекомендуемый диапазон выбора значений числа отсчетов на периоде

составляет (4...7). При КД 6 и более погрешность оценки частоты также не изменяется, поэтому, рекомендуемый диапазон выбора значений числа интервалов интерполяций составляет (4...6).

3. Длительность сигнала (при соблюдении рекомендаций), как и параметры модулирующего сигнала, практически не влияют на изменение погрешности; отличия составляют десятые/сотые доли процента. Благодаря этому, измерения можно проводить в достаточно широком диапазоне переменных параметров частоты, глубины модуляции и начальной фазы.

### 3.4. КОМПЛЕКСНЫЙ АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛЯЦИИ

Моделирование показало, что может быть построен единый алгоритм оценки параметров гармонического сигнала:

1. Задание и инициализация переменных:
2. Формирование массива данных  $X_D[k]$  оцифрованного сигнала.
3. Формирование массива данных  $X_V[t]$  восстановленного сигнала.
4. Поиск промежуточных точек интерполяции.
5. Формирование массива  $X_{INT}[\tau_{INT}]$  данных с учетом необходимого числа дополнительных интервалов интерполяции.
6. Отбрасывание крайних данных для уменьшения влияния искажений в начале и конце интервала восстановления сигнала.
7. Нахождение ближайших точек снизу и сверху от нулевого уровня.
8. Работа с начальным и конечным участками возрастания функции  $u_{INT}(\tau_{INT})$ .
9. Смещение уровня оценки в ноль.
10. Определение значения частоты несущего сигнала методов одноуровневой двухступенчатой интерполяции между точками, смещенными в ноль.

11. Формирование массива данных скользящей оконной функции  $X_w[\tau_{INT}]$  и массива  $X_p[\tau_{INT}]$ , соответствующего наложению окна на интерполированный сигнал.
12. Определение СКЗ сигнала методом интегрирования
13. Организация цикла по сдвигу окна.
14. Определение коэффициента амплитудной модуляции по максимальному и минимальному значениям массива СКЗ.
15. Определение среднего значения СКЗ  $RMS_R$
16. Нахождение точек снизу и сверху относительно уровня  $RMS_R$ .
17. Определение значения частоты модулирующего сигнала методом многоуровневой интерполяции.
18. Индикация полученных результатов.

Приведенный единый алгоритм может лечь в основу виртуального прибора, реальный алгоритм работы которого будет содержать следующие шаги:

1. Получение дискретизированного массива выборочных данных, при соблюдении теоремы Котельникова.
2. Восстановление сигнала с интерполяцией на основе ряда Котельникова.
3. Определение периода (частоты) несущего сигнала методом двухступенчатой одноуровневой интерполяции с нахождением точек перехода через ноль.
4. Определение среднеквадратического значения сигнала методом скользящего окна.
5. Определение коэффициента модуляции по массиву данных среднеквадратического значения.
6. Определение частоты модулирующего сигнала методом многоуровневой интерполяции.

### ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 3:

1. Применение скользящих оконных функций позволяет получить массив численных значений СКЗ восстановленных АМ/АМн сигналов по которым можно определить погрешность оценки глубины (коэффициента) амплитудной модуляции. При оценке сигнала с использованием сглаживающего окна фиксированной длительности получение данного массива невозможно.

2. Показано, что при определении несущей частоты АМ и АМн сигнала следует использовать двухступенчатую одноуровневую интерполяцию для нахождения временного положения нулей с последующим расчетом периода.

3. Благодаря объединению алгоритмов "БА", "Н", "К" и "М" полученные данные о несущей частоте можно использовать для повышения точности оценки СКЗ, коэффициента амплитудной модуляции и частоты модулирующего сигнала за счет адаптивного выбора массива данных для целого числа периодов сигнала и двухступенчатой интерполяции.

4. Разработанная методика и алгоритмы оценки параметров АМ и АМн сигналов (СКЗ сигнала, коэффициента амплитудной модуляции, модулирующей и несущей частот) позволяют адаптивно настраивать параметры скользящего окна в зависимости от периода измеряемой в начале работы несущей частоты сигнала.

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

В четвертой главе рассматриваются моделирующие программы, реализующие описанные в главах 2 и 3 алгоритмы.

В параграфе 4.1 рассмотрена программа и пример моделирования работы алгоритма "СКЗ": "Определение СКЗ аналогового сигнала методом интегрирования". Организованы циклы: 1) по начальным фазам первой, второй и третьей гармоникам в диапазоне (0...360) град.; 2) по интервалу интегрирования; 3) по выбранным оконным функциям сглаживания.

В параграфе 4.2 рассмотрена программа и пример моделирования работы алгоритма "Б"+"С": "Определение СКЗ дискретизированного сигнала по ограниченному числу дискретных отсчетов". Организованы циклы: 1) по начальной фазе первой гармонике в диапазоне (0...360) град.; 2) по интервалу интегрирования; 3) по выбранным оконным функциям сглаживания.

В параграфе 4.3 рассмотрена программа и пример моделирования работы алгоритма "Б"+"Ч": "Определение частоты дискретизированного сигнала методом многоуровневой интерполяции".

В параграфе 4.4 рассмотрена программа и пример моделирования работы алгоритма "БА"+"Н"+"К"+"М": "Определение параметров амплитудно-модулированного и амплитудно-манипулированного сигнала". Организованы циклы по выбранным скользящим оконным функциям сглаживания.

### 4.1. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДИКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКЗ СИГНАЛА МЕТОДОМ ИНТЕГРИРОВАНИЯ С НАЛОЖЕНИЕМ ОКНА

#### **Основное меню программы**

На рисунке 4.1 изображен интерфейс программы, предназначенной для моделирования алгоритма определения СКЗ сигнала методом интегрирования. На экране отображаются текущие параметры работы

алгоритма, сигналы (оцифрованный, восстановленный, интерполированный, форма окна) и семейства графиков погрешностей.

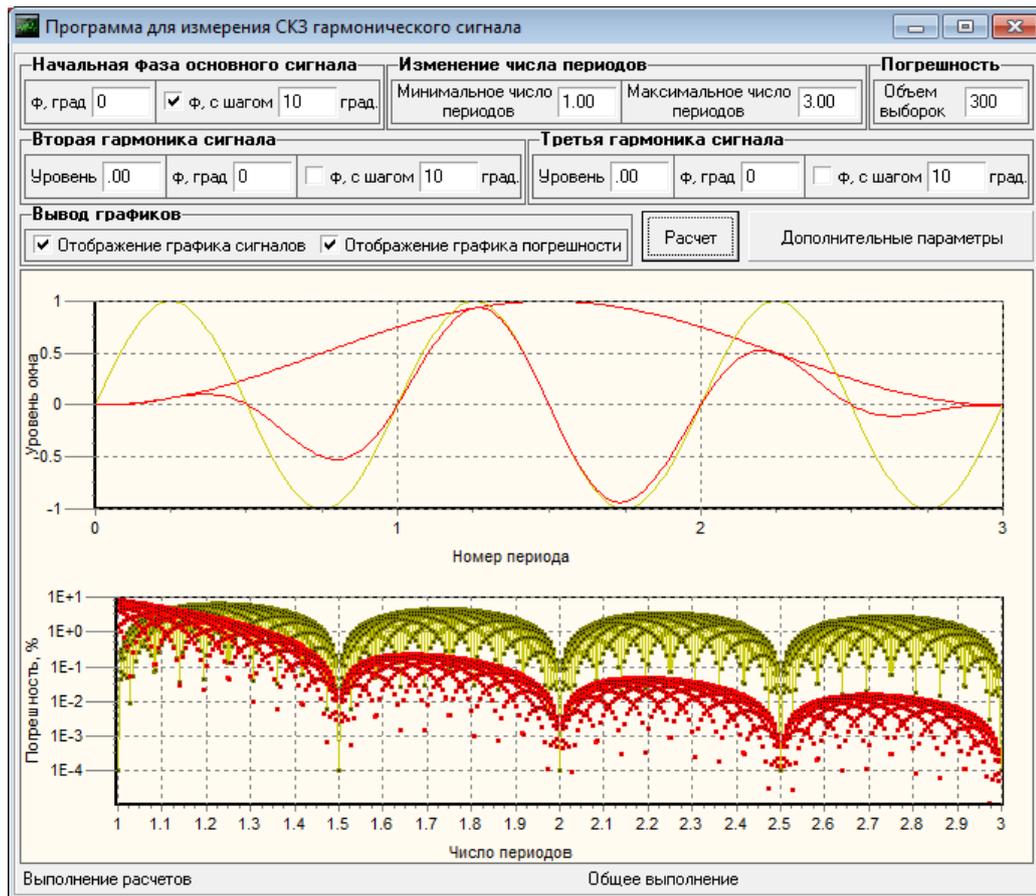


Рисунок 4.1. Программа моделирования алгоритма определения СКЗ сигнала методом интегрирования

Основное меню разбито на 6 блоков: "Начальная фаза основного сигнала", "Изменение числа периодов", "Погрешность", "Вторая гармоника сигнала", "Третья гармоника сигнала" и "Вывод графиков".

В блоке "Начальная фаза основного сигнала" расположены поля для ввода значения начальной фазы основного сигнала и шага ее изменения. При активном поле " $\varphi$ , с шагом" на экран выводятся семейства кривых, соответствующих изменению начальной фазы сигнала в пределах (0...360) град. с возможностью задания шага. Например, на рисунке 4.2 показаны результаты моделирования при изменении начальной фазы сигнала с шагом в 10 град. на интервале  $[1.5; 2]T$ .

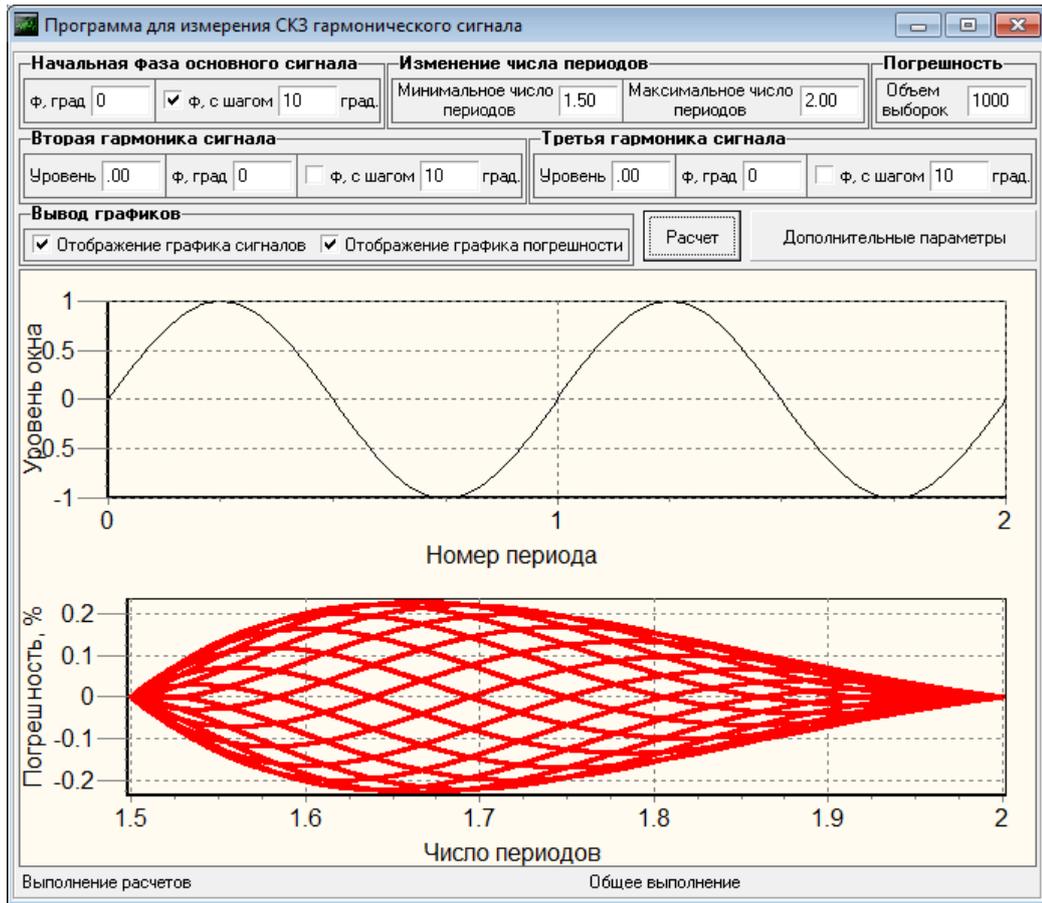


Рисунок 4.2. Моделирование при изменении интервала оценки  $[1.5;2]T$

В блоке "Изменение числа периодов" задаются минимальное и максимальное число периодов сигнала по которым организован соответствующий цикл. От введенных значений зависит интервал интегрирования и минимальный/максимальный результаты.

В блоке "Погрешность" расположено поле, в котором задается требуемый объем выборки. Чем больше вводимое значение, тем точнее будут отображаемые результаты, но тем большее число точек обрабатывается при построении семейств кривых погрешностей.

В блоке "Вторая гармоника сигнала" расположены поля для ввода значений уровня, начальной фазы и шага изменения фазы второй гармоники. При активном поле " $\varphi$ , с шагом" на экран выводится семейство кривых, соответствующих изменению начальной фазы второй гармоники сигнала в пределах  $(0...360)$  град. с возможностью задания шага. Например, на рисунке

4.3 показаны результаты моделирования при 100%-м уровне второй гармоники и изменении начальной фазы с шагом 23 град.

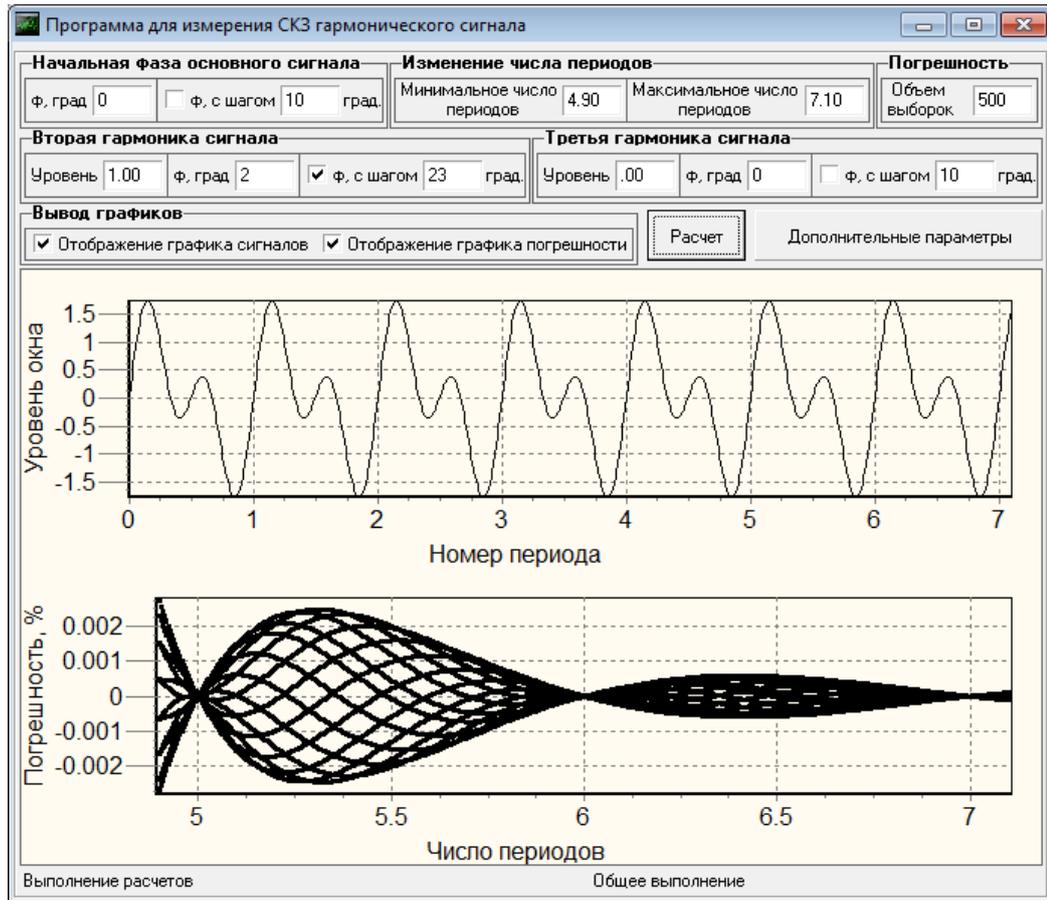


Рисунок 4.3. Результаты моделирования при изменении начальной фазы второй гармоники сигнала

В блоке "Третья гармоника сигнала" расположены поля для ввода значений уровня, начальной фазы и шага третьей гармоники. При активном поле " $\varphi$ , с шагом" в данном блоке на экран выводятся семейства кривых, соответствующих изменению начальной фазы третьей гармоники сигнала в пределах (0...360) град. с возможностью задания шага.

Блок "Вывод графиков" позволяет выбрать нужные графики. Активное поле "Отображение графика сигналов" выводит на экран сигналы, как, например, на рисунках 4.1-4.3. Активное поле "Отображение графика погрешности" выводит на экран графики погрешностей, как, например, на рисунках 4.1-4.3. Если активны оба поля, то выводятся графики и сигналов и

погрешностей (рисунки 4.1-4.3), иначе - только выбранные графики (рисунок 4.4).

На основном меню находятся кнопки "Расчет" и "Дополнительные параметры" и области для вывода графиков. Если результаты погрешности имеют широкий диапазон значений, то встроенный *zoom* позволяет увеличить рабочую область, не повторяя эксперимент.

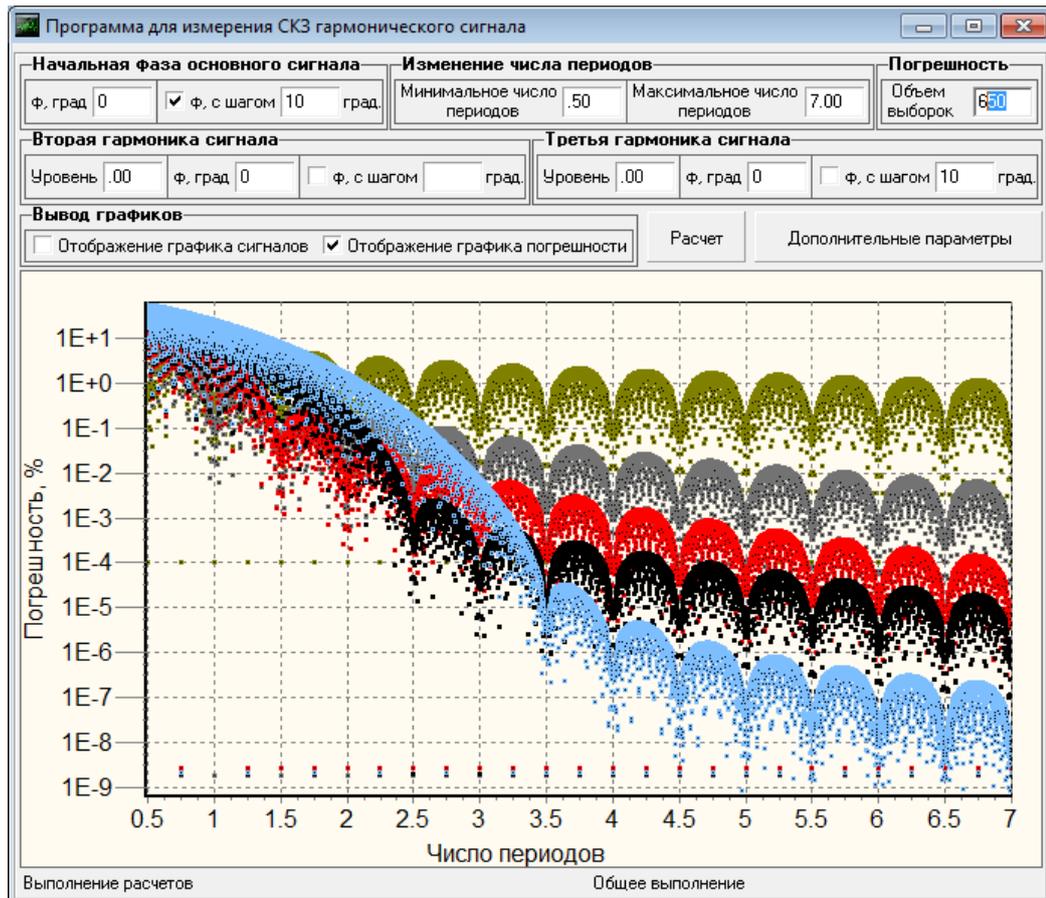


Рисунок 4.4. Результаты моделирования для разных оконных функций

Меню дополнительных параметров (рисунок 4.5), как и основное меню, также состоит из блоков: "Оконные функции", "Отображение графиков", "Масштаб" и "Начальная фаза".

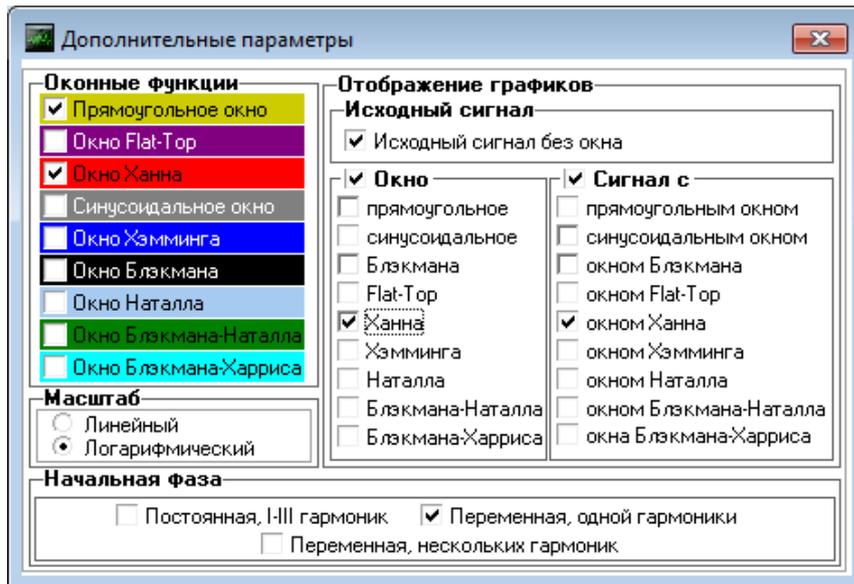


Рисунок 4.5. Меню дополнительных параметров

В блоке "*Оконные функции*" реализовано 9 оконных функций: Прямоугольное и синусоидальное окно, окна Ханна, Хэмминга, Блэкмана, Flat-Тор, Наталла, Блэкмана-Харриса и Блэкмана-Наталла. Чем больше активных окон, тем больше построенных кривых погрешностей будет на графике.

В блоке "*Отображение графиков*" реализованы графики исходного сигнала (блок "*Исходный сигнал*"), графики выбранной оконной функции (блок "*Окно*") и графики сигнала с наложенным окном (блок "*Сигнал с*"). Активные графики будут показаны при нажатии на кнопку "Расчет".

Блок "*Масштаб*" позволяет задать вид отображения сигнала: в линейном или логарифмическом масштабе. Последнее целесообразно, если динамический диапазон изменения методической погрешности достигает значений ( $10^3 \dots 10^6$ ).

В блоке "*Начальная фаза*" реализованы вычисления по выбранным параметрам: по одной переменной (активное поле "Постоянная I-III гармоник"), цикл по одной переменной (активное поле "Переменная, одной гармоники") и цикл по нескольким переменным (активное поле "Переменная, нескольких гармоник"). Последний цикл позволяет строить кривые при изменении начальных фаз всех гармоник.

Программа позволяет задавать следующие параметры: начальная фаза сигнала; амплитуда второй и третьей гармоники; начальные фазы второй и третьей гармоники; минимальное и максимальное число оцениваемых периодов; параметры цикла (шаги изменения фаз первой, второй и третьей гармоник).

#### 4.2. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДИКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СКЗ СИГНАЛА МЕТОДОМ ИНТЕГРИРОВАНИЯ С НАЛОЖЕНИЕМ ОКНА И ВОССТАНОВЛЕНИЕМ ПО КОТЕЛЬНИКОВУ

На рисунке 4.6 изображен интерфейс программы, предназначенной для моделирования алгоритма определения среднеквадратического значения сигнала, восстановленного с использованием преобразования Котельникова.

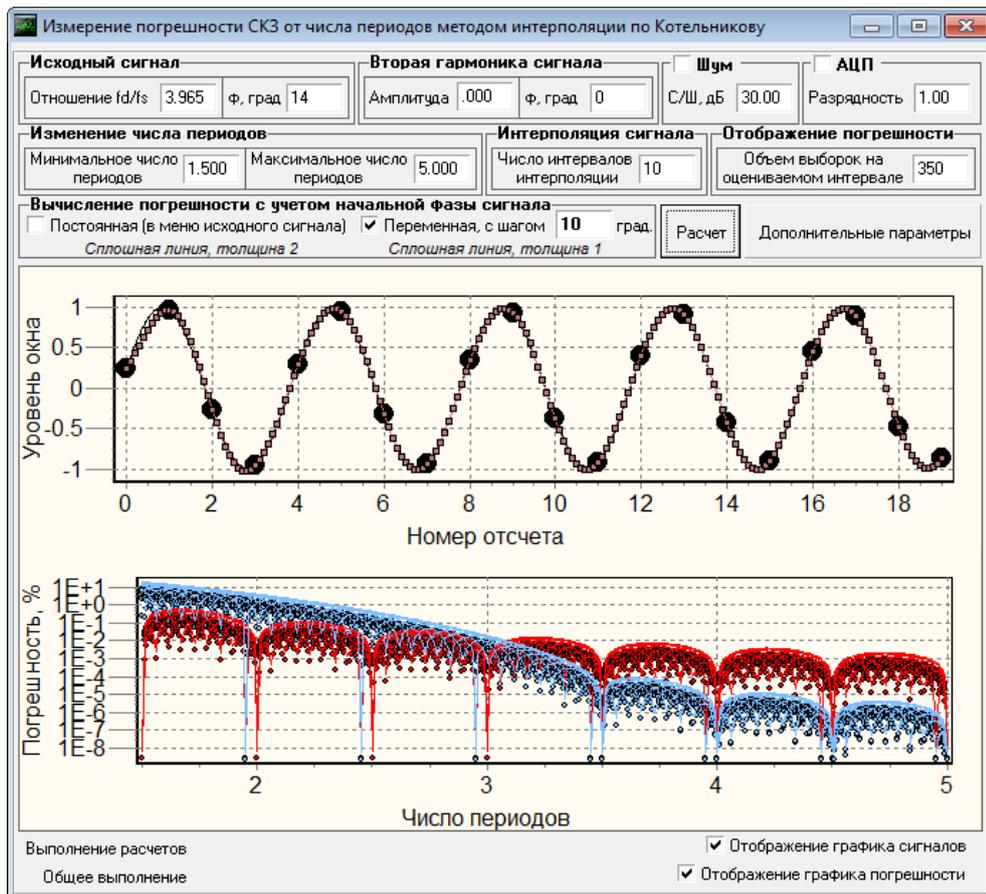


Рисунок 4.6. Программа моделирования алгоритма определения СКЗ дискретизированного сигнала

На экране отображаются текущие параметры работы алгоритма, наборы сигналов (оцифрованный, восстановленный, интерполированный и др.) и семейства погрешностей.

Основное меню разбито на 8 блоков: "Исходный сигнал", "Вторая гармоника сигнала", "Шум", "АЦП", "Изменение числа периодов" и "Интерполяция сигнала", "Отображение погрешности" и "Вычисление погрешности с учетом начальной фазы сигнала".

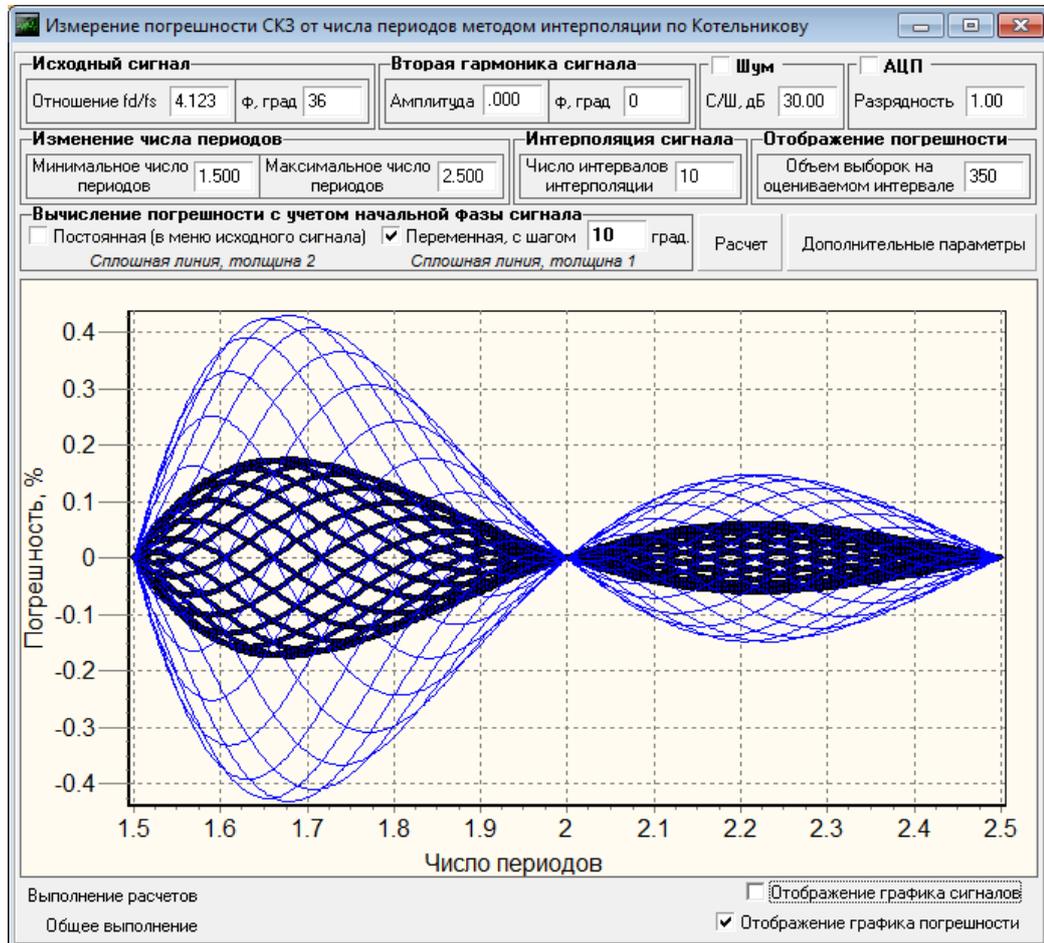


Рисунок 4.7. Результаты моделирования для  $f_D/f_S = 4.123$  и  $\varphi_S = 36$  град.

В блоке "Исходный сигнал" расположены поля для ввода отношения частот дискретизации и сигнала  $f_D/f_S$  (числа дискретных отсчетов на периоде сигнала) и начальной фазы сигнала. Отношение  $f_D/f_S$  не обязательно должно быть целым числом, оно вводится с точностью до третьего знака после запятой. Например, результаты моделирования для  $f_D/f_S = 4.123$  и начальной фазы  $\varphi_S = 36$  град. показаны на рисунке 4.7. Более темным тоном приведено семейство графиков методической погрешности при идеальном восстановленном сигнале.

В блоке "Вторая гармоника сигнала" расположены поля для ввода значений уровня  $A_G$  и начальной фазы  $\varphi_G$  второй гармоники. Уровень второй гармоники задается с точностью до третьего знака после запятой. Например, результаты моделирования для 56%-го уровня второй гармоники с начальной фазой 32 град. представлены на рисунке 4.8.

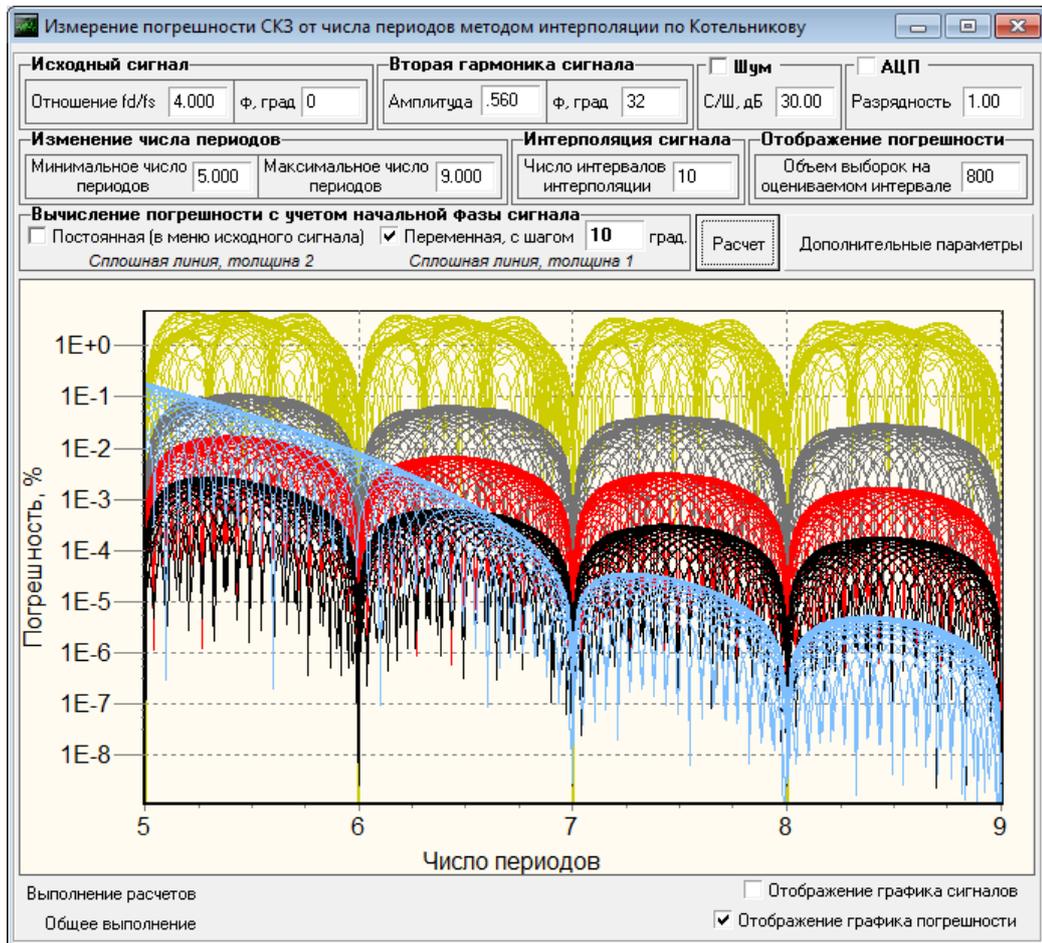


Рисунок 4.8. Результаты моделирования для  $A_G = 0.56$  и  $\varphi_G = 32$  град.

В блоке "Изменение числа периодов" задаются минимальное и максимальное число периодов сигнала по которым организован соответствующий цикл. От введенных значений зависит интервал интегрирования и минимальный/максимальный результаты. Изменение числа периодов позволяет гибко управлять интервалом оценки, например, когда погрешность имеет широкий диапазон значений.

В блоке "Интерполяция сигнала" задается коэффициент деления между дискретными отсчетами, влияющими на результат и вид интерполированного сигнала.

В блоке "Отображение погрешности" расположено поле, в котором задается требуемый объем выборок. Чем больше вводимое значение, тем точнее будут отображаемые результаты, но тем большее число точек обрабатывается при построении семейств кривых погрешностей.

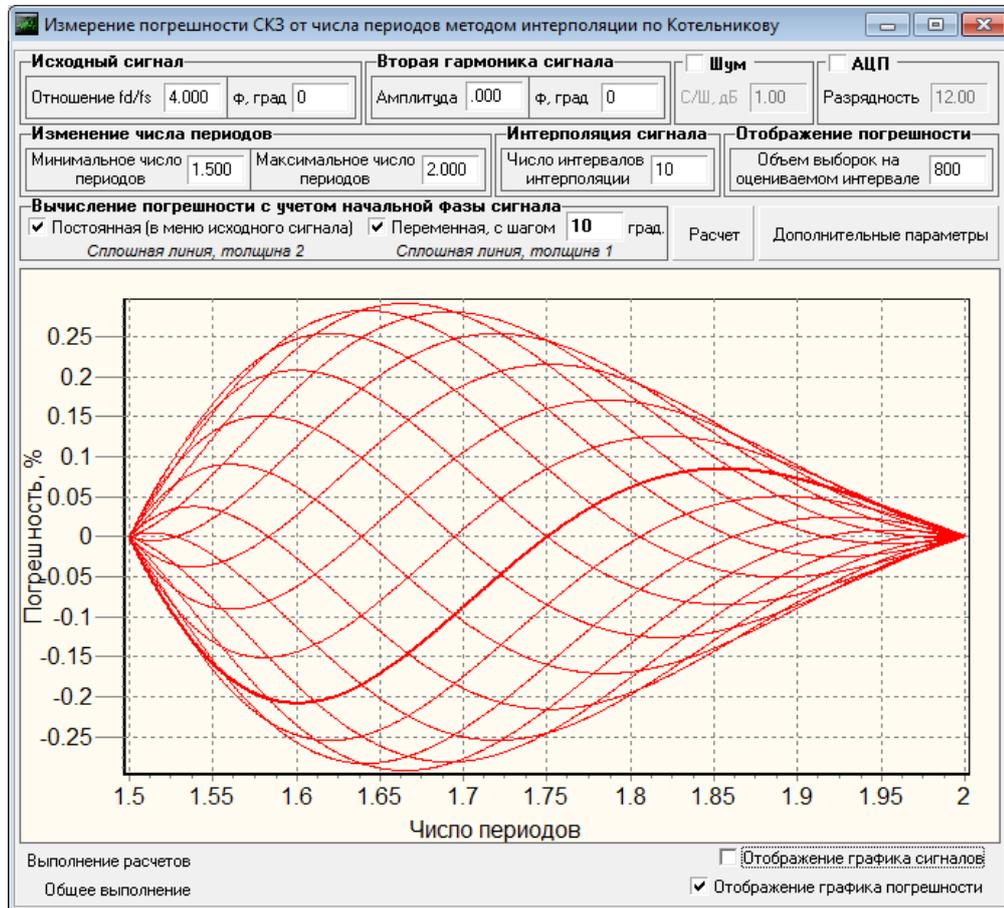


Рисунок 4.9. Результаты моделирования для сигнала с переменным значением фазы

В блоке "Вычисление погрешности с учетом начальной фазы сигнала" расположены поля для ввода значения начальной фазы и опционального шага ее изменения. При активном поле "Постоянная (в меню исходного сигнала)" моделирование производится для одного значения начальной фазы, задаваемой в меню исходного сигнала. На графике данная кривая будет отображаться более широкой линией. При активном поле "Переменная с шагом" моделирование производится циклически для значений начальных фаз в диапазоне ( $\varphi_s \dots 360$ ) град. с заданным шагом (см. рисунок 4.9).

На основном меню находятся кнопки "Расчет" и "Дополнительные параметры" и области для вывода графиков. Если результаты погрешности имеют широкий диапазон значений, то встроенный *zoom* позволяет увеличить рабочую область, не повторяя эксперимент.

Меню дополнительных параметров (см. рисунок 4.10), как и основное меню, также состоит из блоков: "Масштаб", "Дополнительные графики", "Метод интегрирования" и блоки для шести окон (прямоугольного, синусоидального, Ханна, Хэмминга, Блэкмана и Наталла).

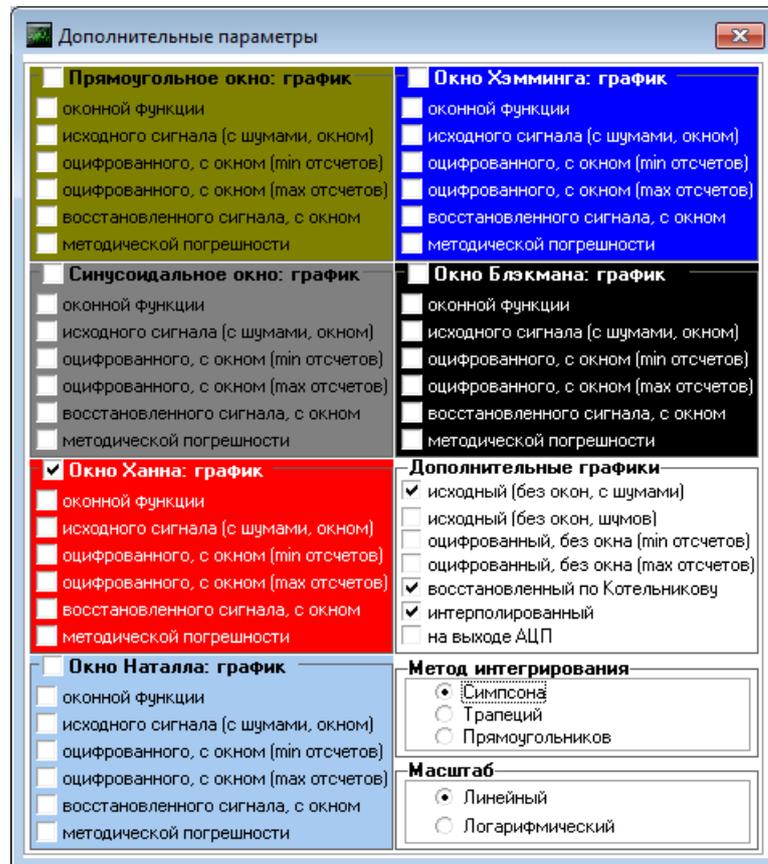


Рисунок 4.10. Меню дополнительных параметров

В блоке "Оконные функции" реализовано 6 оконных функций: прямоугольное и синусоидальное окна, а также окна Ханна, Хэмминга, Блэкмана и Наталла. В каждом блоке представлены на выбор необходимые графики с наложением соответствующего окна: оконной функции, исходного сигнала, оцифрованного сигнала для минимального и максимального числа отсчетов, восстановленного и методической погрешности.

В блоке "*Дополнительные графики*" реализованы графики исходного, оцифрованного, восстановленного и интерполированного сигналов, а также графика на выходе АЦП. Активные графики будут показаны при нажатии на кнопку "Расчет".

Блок "*Масштаб*" позволяет задать вид отображения сигнала: в линейном или логарифмическом масштабе. Последнее целесообразно, если динамический диапазон изменения методической погрешности может достигать значений ( $10^3 \dots 10^6$ ). В блоке "*Метод интегрирования*" реализованы методы Симпсона, трапеций и прямоугольников.

Программа позволяет задавать следующие параметры: отношение частот дискретизации и сигнала; начальная фаза сигнала; амплитуда и фаза второй гармоники; минимальное и максимальное число оцениваемых периодов; число дополнительных КД.

#### 4.3. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДИКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЧАСТОТЫ СИГНАЛА МЕТОДОМ МНОГОУРОВНЕВОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ И ВОССТАНОВЛЕНИЕМ ПО КОТЕЛЬНИКОВУ

На рисунке 4.11 изображен интерфейс программы, предназначенной для моделирования алгоритма определения частоты восстановленного сигнала методом многоуровневой интерполяции.

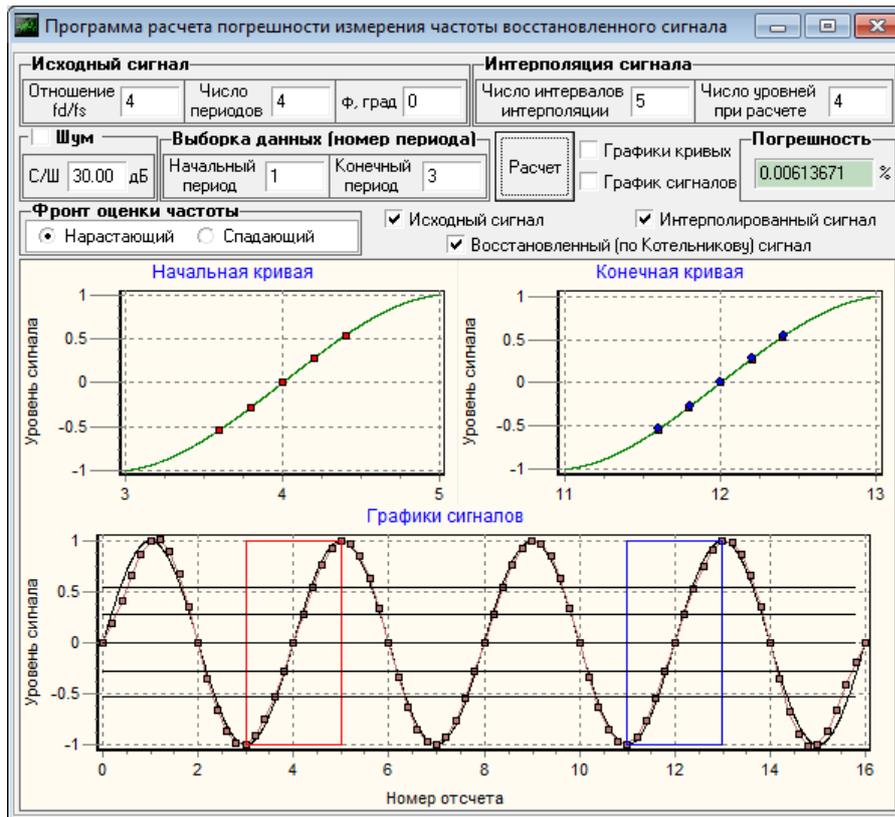


Рисунок 4.11. Программа моделирования алгоритма определения частоты сигнала методом многоуровневой интерполяции

На экране отображаются текущие параметры работы алгоритма, наборы сигналов (оцифрованный, восстановленный, интерполированный, окно) и семейства погрешностей.

Основное меню разбито на 5 блоков: "Исходный сигнал", "Интерполяция сигнала", "Шум", "Выборка данных (номер периода)" и "Фронт оценки частоты". Кроме этого, имеется дополнительный блок "Погрешность" - вывод результатов моделирования (в %).

В блоке "Исходный сигнал" расположены поля для ввода отношения частот дискретизации и сигнала  $f_D/f_S$  (числа дискретных отсчетов), числа периодов и значения начальной фазы сигнала. Отношение  $f_D/f_S$  и число периодов не обязательно должно быть целым числом, оно вводится с точностью до третьего знака после запятой. Например, результаты моделирования для числа отсчетов на периоде  $f_D/f_S = 5.151$ , числа периодов 12.45 и начальной фазы  $\varphi_S = 156$  град. показаны на рисунке 4.12.

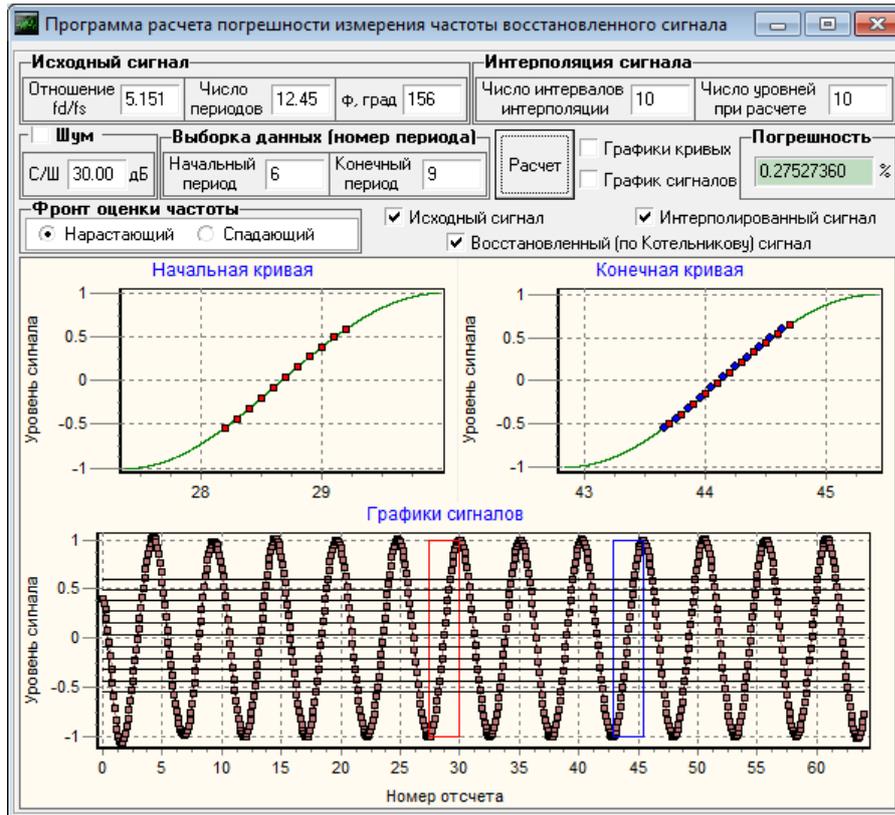


Рисунок 4.12. Результаты моделирования для  $f_D / f_S = 5.151$ , 12.45 периодов и  $\varphi_S = 156$  град.

В блоке "Интерполяция сигнала" для расчета погрешности устанавливаются значения числа интервалов интерполяций и числа уровней. Число уровней соответствует числу однотонных точек в областях "Начальная кривая" и "Конечная кривая" соответственно, а также числу изображаемых горизонтальных линий в области "Графики сигналов". Эти линии необходимы для определения границ диапазона, в котором расположены используемые при расчете точки интерполяции.

Блок "Выборка данных (номер периода)" содержит поля для ввода выбранных номеров периода при расчете частоты. В зависимости от введенных значений показано расположение двух участка возрастания сигнала, между которыми определяется период искомой частоты: красного цвета - область, соответствующая номеру начального периода и синего цвета - область, соответствующая номеру конечного периода.

Блок "*Фронт оценки частоты*" позволяет выбрать нарастающий и спадающий.

На основном меню находятся кнопки "Расчет" и "Дополнительные параметры" и области для вывода графиков. Если результаты погрешности имеют широкий диапазон значений, то встроенный *zoom* позволяет увеличить рабочую область, не повторяя эксперимент. Кроме этого, имеется опциональный вывод графиков исходного, интерполированного и восстановленного сигналов. Активное поле "Графики сигналов" позволяет выводить только графики начальной и конечной кривых, а поле "График сигналов" - только графики вышеуказанных сигналов.

Программа позволяет задавать следующие параметры: отношение частот дискретизации и сигнала; число периодов сигнала; начальная фаза сигнала; число уровней при многоуровневой интерполяции; число дополнительных КД; выборка данных в качестве начального и конечного оцениваемого периодов.

#### 4.4. МОДЕЛИРОВАНИЕ МЕТОДИКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДУЛЯЦИИ С НАЛОЖЕНИЕМ СКОЛЬЗЯЩИХ ОКОН И ВОССТАНОВЛЕНИЕМ ПО КОТЕЛЬНИКОВУ

Создана программа, которая включает в себя реализацию нескольких алгоритмов, работающих с единым массивом дискретных отсчетов: 1) алгоритма определения коэффициента модуляции радиосигнала с демодуляцией по СКЗ со скользящим окном; 2) алгоритма определения несущей частоты модулированного радиосигнала методом одноуровневой интерполяции; 3) алгоритма определения частоты модулирующего сигнала по массиву среднеквадратических значений.

Две программы идентичны по своему коду и заложенному алгоритму. На рисунке 4.15 изображен интерфейс программы, предназначенной для моделирования алгоритма определения параметров модулированного радиосигнала. На экране отображаются текущие параметры работы

алгоритма, наборы сигналов (оцифрованный, восстановленный, интерполированный, окно и др.) и кривая СКЗ.

Основное меню разбито на 8 блоков: "Исходный сигнал", "Интерполяция сигнала", "Шум", "Параметры окна", "Параметры модуляции", "Ограничение сигнала" и "уровни".

В блоке "Исходный сигнал" расположены поля для ввода отношения частот дискретизации и сигнала  $f_D/f_s$  (числа дискретных отсчетов), числа периодов и значения начальной фазы сигнала. Отношение  $f_D/f_s$  и число периодов не обязательно должно быть целым числом, оно вводится с точностью до третьего знака после запятой.

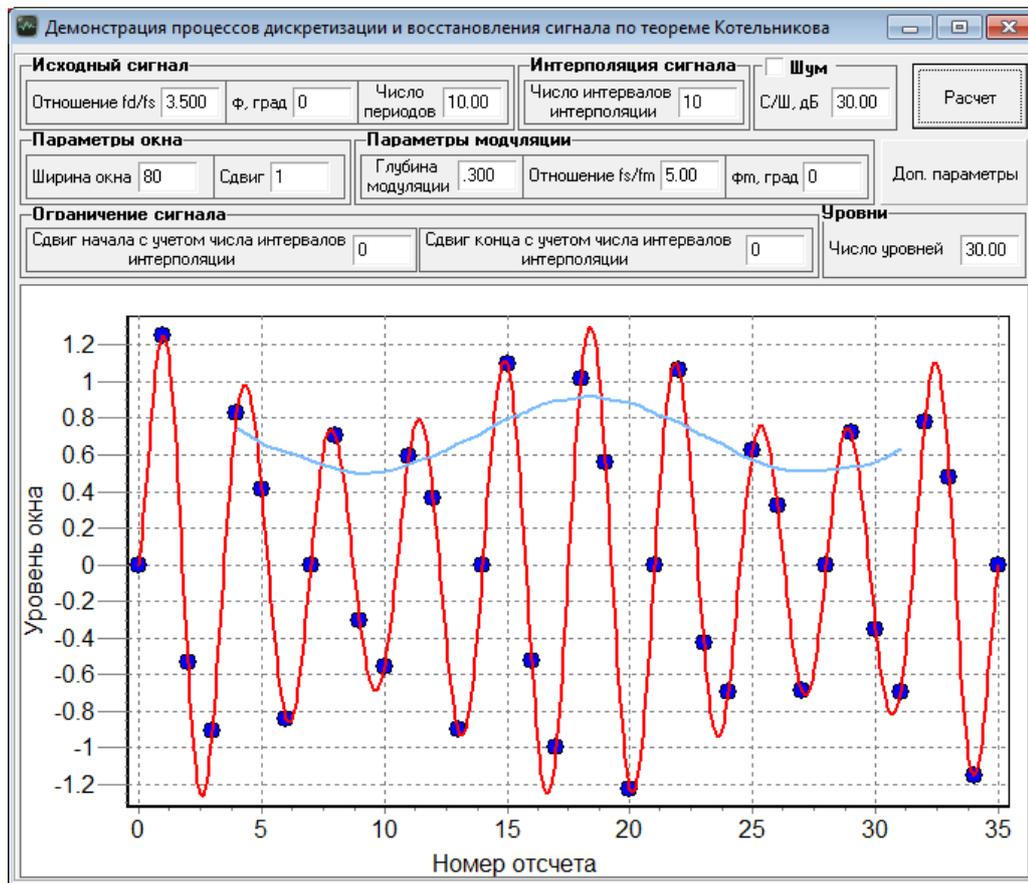


Рисунок 4.13. Программа оценки параметров АМ-сигнала

Две программы идентичны по своему коду и заложенному алгоритму. На рисунке 4.13 изображен интерфейс программы, предназначенной для моделирования алгоритма определения параметров модулированного радиосигнала. На экране отображаются текущие параметры работы

алгоритма, наборы сигналов (оцифрованный, восстановленный, интерполированный, окно и др.) и кривая СКЗ.

Основное меню разбито на 8 блоков: "Исходный сигнал", "Интерполяция сигнала", "Шум", "Параметры окна", "Параметры модуляции", "Ограничение сигнала" и "уровни".

В блоке "Исходный сигнал" расположены поля для ввода отношения частот дискретизации и сигнала  $f_D / f_S$  (числа дискретных отсчетов), числа периодов и значения начальной фазы сигнала. Отношение  $f_D / f_S$  и число периодов не обязательно должно быть целым числом, оно вводится с точностью до третьего знака после запятой.

В блоке "Интерполяция сигнала" заносятся значения коэффициента деления между дискретными отсчетами. Изменение данного числа влияет на вид интерполированного сигнала (см. рисунок 4.14).

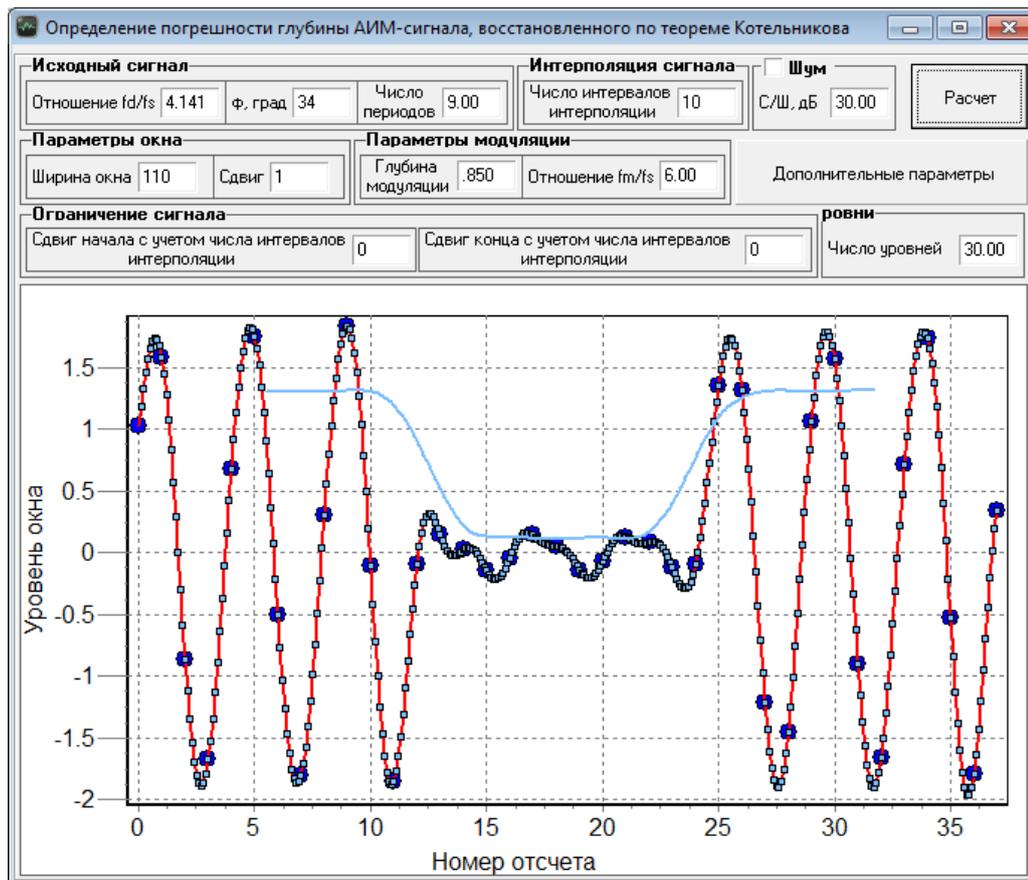


Рисунок 4.14. Результаты моделирования для  $m_a = 0.85$ ,  $f_M / f_S = 4.141$  и

$$\varphi_M = 34 \text{ град.}$$

В блоке "Параметры окна" задаются ширина и сдвиг окна. Параметр "Ширина окна" прямо влияет на интервал интегрирования, а "Сдвиг" - на количество точек при построении графика СКЗ. Чем ниже последнее значение, тем более точным будет конечный результат.

В блоке "Параметры модуляции" задаются параметры модулирующего сигнала: глубина модуляции  $m_a$ , отношение частот  $f_M / f_S$  и значение начальной фазы  $\varphi_M$ . Например, результаты моделирования для  $m_a = 0.65$ ,  $f_M / f_S = 7.35$  и  $\varphi_M = 90$  град. представлены на рисунке 4.15.

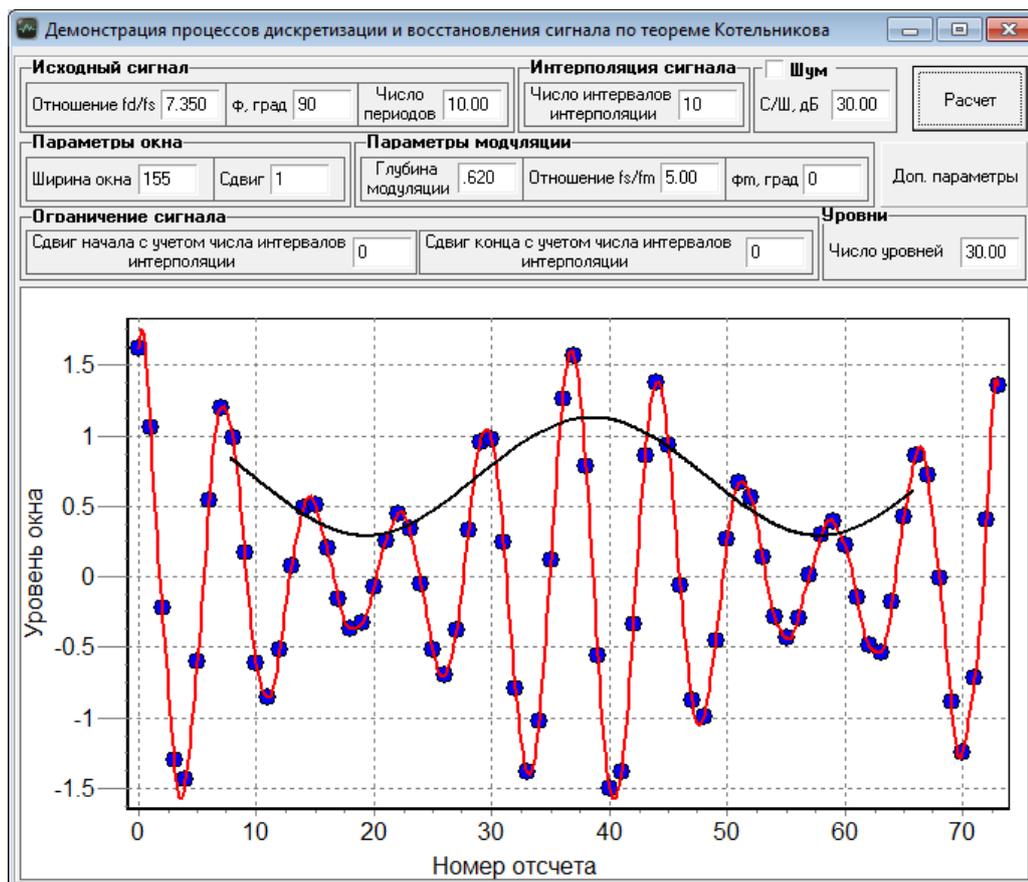


Рисунок 4.15. Результаты моделирования для  $m_a = 0.65$ ,  $f_M / f_S = 7.35$  и  $\varphi_M = 90$  град.

В блоке "Ограничение сигнала" задаются сдвиги начала и конца с учетом числа интервалов интерполяций. Данные параметры ограничивают оценку СКЗ сигнала, смещая его ближе к центру.

В блоке "Уровни" задается число уровней, по которым осуществляется многоуровневая интерполяция в задаче оценки частоты модулирующего сигнала по массиву данных среднеквадратического значения сигнала.

На основном меню находятся кнопки "Расчет" и "Доп. параметры" и области для вывода графиков. Если результаты погрешности имеют широкий диапазон значений, то встроенный *zoom* позволяет увеличить рабочую область, не повторяя эксперимент (см. рисунок 4.16). Кроме этого, имеется опциональный вывод графиков исходного, интерполированного и восстановленного сигналов.

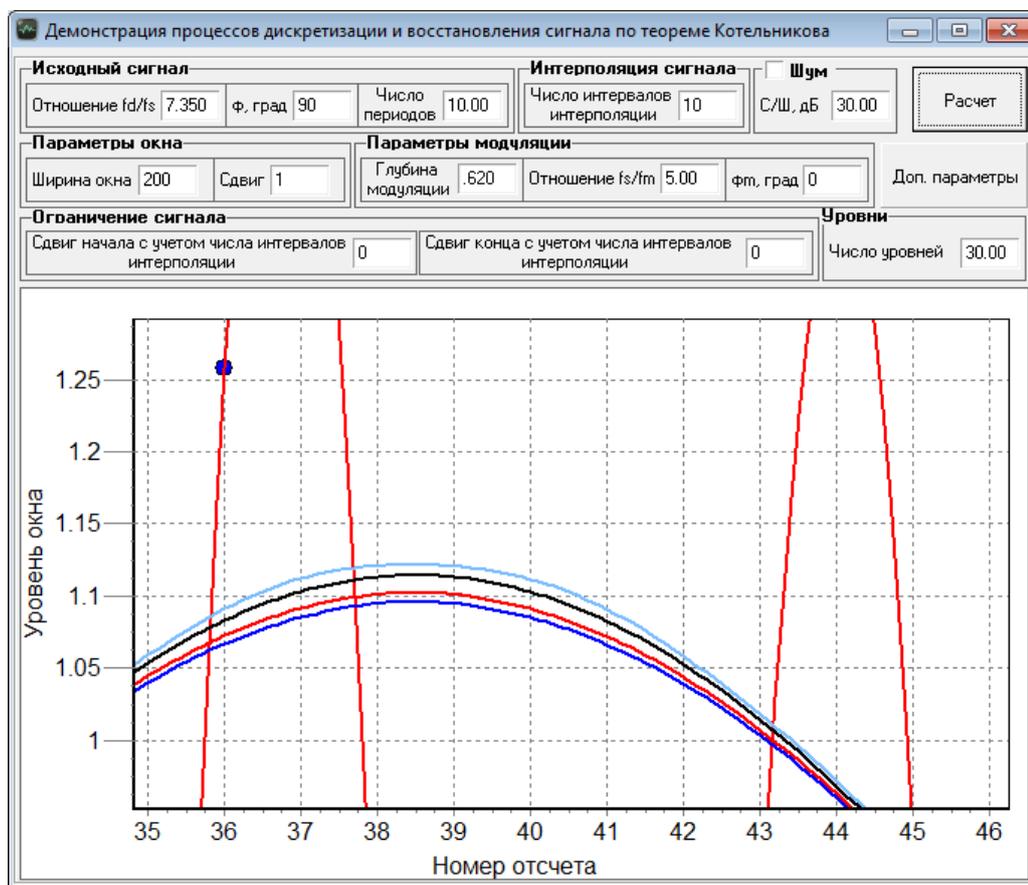


Рисунок 4.16. Увеличение выбранной области графиков для получения более точных результатов моделирования

Меню дополнительных параметров (рисунок 4.17), как и основное меню, также состоит из блоков: "Масштаб", "Дополнительные графики сигналов", "Индикация" и блоки для шести окон (прямоугольного, синусоидального, Ханна, Хэмминга, Блэкмана и Наталла).

В блоке для каждой оконной функции представлены два поля для вывода результатов: величина погрешности оценки глубины модуляции и величина погрешности определения частоты модулирующего сигнала. Дополнительно реализован опциональный вывод графика СКЗ для каждого окна в отдельности.

В блоке "Дополнительные графики сигналов" реализованы графики исходного, оцифрованного, восстановленного и интерполированного сигналов. Активные графики будут показаны при нажатии на кнопку "Расчет".

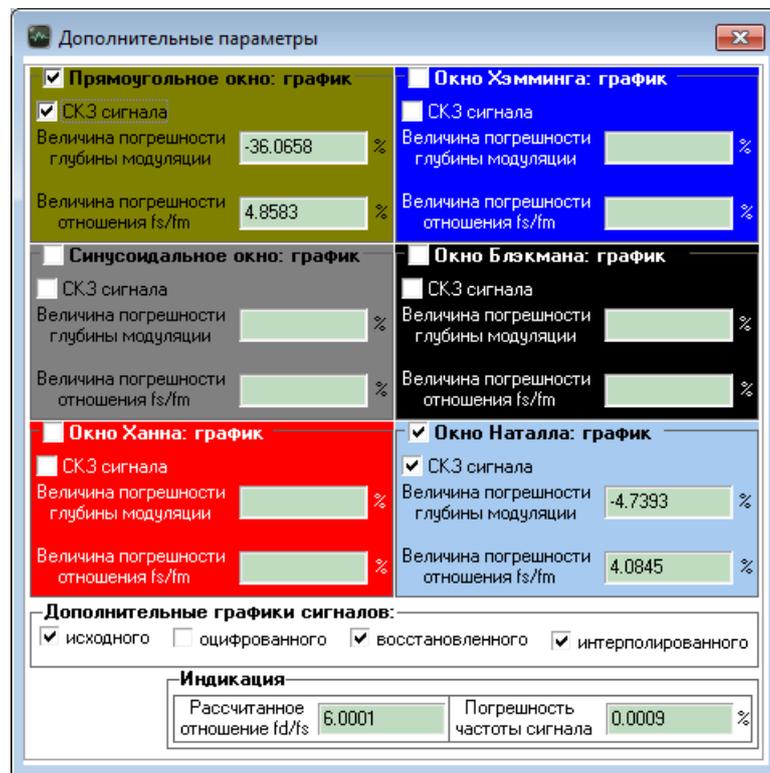


Рисунок 4.17. Меню дополнительных параметров

В блоке "Индикация" реализованы два независящих от вида оконной функции поля для вывода результатов: рассчитанное отношение частот  $f_D / f_S$  и погрешность оценки частоты  $\Delta(f_D / f_S)$ .

Программа позволяет задавать следующие параметры: отношение частот дискретизации и несущей частоты сигнала; начальная фаза сигнала; число периодов сигнала; ширина и сдвиг скользящей оконной функции; глубина модуляции; отношение частоты модулирующего сигнала к несущей

частоте; начальная фаза модулирующего сигнала; начальный и конечный сдвиг; число интервалов КД; число уровней.

#### ВЫВОДЫ ПО ГЛАВЕ 4:

1. Разработанная программа определения СКЗ гармонического сигнала, позволяет выбирать временное сглаживающее окно, интервал интегрирования, объем выборочных данных и начальные фазы оцениваемых 1-й, 2-й и 3-й гармоник.

2. Разработанная программа определения СКЗ с использованием методов интерполяции и интегрирования, позволяет выбирать временное сглаживающее окно, частоту дискретизации, объем выборочных данных, интервал интегрирования, коэффициент интерполяции и начальные фазы 1-й и 2-й гармоник.

3. Разработанная программа определения частоты периодического сигнала во временной области с использованием методов многоуровневой интерполяции и усреднения позволяет выбирать частоту дискретизации, объем выборочных данных и коэффициент интерполяции.

4. Разработанная комплексная методика и программы оценки параметров АМ и АМн сигналов (СКЗ сигнала, коэффициента амплитудной модуляции, модулирующей и несущей частот) позволяют адаптивно настраивать параметры скользящего окна в зависимости от периода измеряемой в начале работы несущей частоты сигнала.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе предложены методики и алгоритмы цифровой обработки и определения параметров радиосигналов.

1. Разработана программа определения частоты гармонического сигнала во временной области с использованием методов двухступенчатой многоуровневой интерполяции и усреднения, позволяющая выбирать требуемый объем выборки и коэффициент интерполяции.

2. Разработана программа определения среднеквадратического значения гармонического сигнала во временной области, позволяющая в условиях искажений, вызванных наличием 2-й гармоники, выбирать временное сглаживающее окно, частоту дискретизации, объем выборочных данных и коэффициент интерполяции.

3. Выполнено объединение алгоритмов определения параметров гармонического сигнала во временной области, позволяющее полученные данные о частоте использовать для повышения точности оценки СКЗ за счет адаптивного выбора массива данных для целого числа периодов сигнала и двухступенчатой интерполяции.

4. Предложена методика обработки короткого (от 2 периодов) дискретизированного сигнала с использованием временного окна, методов усреднения, интегрирования и интерполяции, позволяющая по ограниченному массиву отсчетов (от 3.7 на периоде) определять СКЗ и частоту с методической погрешностью на уровне десятых долей процента.

5. Показано, что при определении несущей частоты АМ и АМн сигнала следует использовать двухступенчатую одноуровневую интерполяцию для нахождения временного положения нулей с последующим расчетом периода.

6. Разработана комплексная методика и программы оценки параметров АМ и АМн сигналов (СКЗ сигнала, коэффициента амплитудной модуляции, модулирующей и несущей частот), позволяющая адаптивно

настраивать параметры скользящего окна в зависимости от периода измеряемой в начале работы несущей частоты сигнала.

7. Построены графики, показывающие степень влияния на точность определения параметров гармонического сигнала: начальной фазы, длительности выборки, числа интервалов интерполяции, уровня шумов. Показано, что наилучшие условия оценки СКЗ с погрешностью менее 1% реализуются при использовании сглаживающих окон (Ханна, Блэкмана и Наталла), числа интервалов интерполяции 6 и более.

8. Программы моделирования созданных алгоритмов для оценки погрешностей определения параметров сигнала по ограниченной выборке позволяют выбирать тип временного окна, объема дискретных данных, соотношения частот дискретизации и модуляции.

## СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. А. с. СССР №424089, Цифровой измеритель глубины модуляции / М.Я. Минц, В.Н. Чинков, В.П. Гапченко, М.В. Осипов, А.А. Горлач, М.В. Папаика, Е.Л. Рябченко. МПК G01R 29/06, опубл. в Б.И. №14, 1974 г.
2. А. с. СССР №721771, Измеритель глубины модуляции. / В.Н. Чинков, М.Я. Минц, С.К. Островский, В.Д. Яковец, Р.Б. Мурадов, А.Д. Дубовых. МПК G01R 29/06, опублик. в Б.И. №10, 1980 г.
3. А. с. СССР №953597, Измеритель глубины модуляции. / В.Н. Чинков, В.И. Анохин, В.Г. Разладов, В.В. Фокин. МПК G01R 29/06, опубл. в Б.И. №31, 1982 г.
4. А. с. СССР №1737370, Измеритель глубины модуляции. / В.Н. Чинков, А.Л. Савицкий, В.А. Бернадский. МПК G01R 29/06, опубл. в Б.И. №20, 1992 г.
5. Антипенский, Р.В. Разработка моделей импульсно-модулированных колебаний / Р.В. Антипенский // Компоненты и технологии. - 2007. - №8. - С. 163-168.
6. 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.
7. Атаянц, Б.А. Измерение частоты гармонического сигнала, принимаемого на фоне аддитивного белого шума, по его короткой реализации / Б.А. Атаянц, В.С. Паршин // Измерительная техника. - 2004. - №6. - С. 42-45.
8. Афонский, А.А. Интерполяция в цифровой осциллографии / А.А. Афонский, Е.В. Суханов // Контрольно-измерительные приборы и системы. - 2010. - №5. - С. 13-16.
9. Афонский, А.А. Новые модели цифровых осциллографов АКТАКОМ - большой шаг в автоматизации измерений / А.А. Афонский // Контрольно-измерительные приборы и системы. - 2009. - №4. - С. 9-19.

10. Бабичев, М.М. Оценки погрешности дискретности при измерении среднеквадратических значений периодических сигналов / М.М. Бабичев, Ю.А. Пасынков // Актуальные проблемы электронного приборостроения. Труды XII международной конференции: АПЭП-2014. - Новосибирск: НГТУ, 2014. - С. 191-194.
11. Батищев, В.И. Оценка погрешности определения среднеквадратического значения сигнала, обусловленная несоответствием гармонической модели виду реального сигнала / В.И. Батищев, В.С. Мелентьев, Г.И. Леонович // Известия Самарского научного центра Российской академии наук. Том 11. - 2009. - №3. - С. 90-93.
12. Бернюков, А.К. Цифровая обработка радиотехнической информации: Практикум / А.К. Бернюков. - Владимир: ВлГТУ, 1994 - 80 с.
13. Бушуев, С.В. Исследование точности измерений среднеквадратических значений электрических сигналов на ограниченных интервалах времени / С.В. Бушуев, А.Н. Попов // Транспорт Урала. - 2011. - №2(29). - С. 46-50.
14. Бушуев, С.В. Проблемы точности измерений среднеквадратических значений сигналов в устройствах автоматики и телемеханики / С.В. Бушуев, А.Н. Попов // Транспорт XXI века: исследования, инновации, инфраструктура: материалы научно-технической конференции, посвященной 55-летию УрГУПС : в 2 т. / УрГУПС. Т. 1. Екатеринбург, 2011. - С. 745 - 752.
15. Бушуев, С.В. Обеспечение сходимости и воспроизводимости измерений сигналов тональных рельсовых цепей / С.В. Бушуев, А.Н. Попов // Транспорт Урала. - 2012. - №3. - С. 38-42.
16. Варенцова, С.А. Восстановление сигнала и его мгновенных спектральных характеристик методом скользящих окон / С.А. Варенцова, В.А. Трофимов // Журнал технической физики. - 2007. - №5. - С. 58-64.
17. Василенко, Г.И. Теория восстановления сигналов: О редукции к идеальному прибору в физике и технике / Г.И. Василенко. - М.: Сов. радио, 1979. - 272 с.

18. Волович, Г.И. Аналого-цифровое измерение переменного напряжения и теорема Котельникова / Г.И. Волович // Компоненты и технологии. - 2010. №7. - С. 144-149.
19. 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.
20. Гольденберг, Л.М. Цифровая обработка сигналов / Л.М. Гольденберг. - М.: Радио и связь, 1990.- 256 с.
21. Гублер, Г.Б. Алгоритмы цифровой обработки сигналов многофункционального эталонного прибора для измерения электро-энергетических величин / Г.Б. Гублер, В.С. Гутников // Сборник докладов научно-практической конференции "Метрология электрических измерений в электроэнергетике". - М.: НЦ "ЭНАС", 2001. - С. 68-71.
22. Гутников, В.С. Фильтрация измерительных сигналов / В.С. Гутников. - Л.: Энергоатомиздат., 1990. - 192 с.
23. Гутников, В.С. Измерение частоты сигнала с применением цифровой обработки / В.С. Гутников, Г.И. Литуненко // Приборы и системы управления. - 1995. - №6, С. 16 - 19.
24. Давыдов, П.С. Техническая диагностика радиоэлектронных устройств и систем / П.С. Давыдов. - М.: Радио и связь, 1988. - 256 с.
25. Давыдочкин, В.М. Весовые функции и алгоритмы для повышения точности оценки частоты и амплитуды выборки гармонического сигнала на фоне сигналоподобных помех: Автореферат дисс. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук / В.М. Давыдочкин. - Рязань, 2008. - 18 с.
26. Дедюхин, А.А. Измерения в цифровых осциллографах и обработка результатов измерения / А.А. Дедюхин // Компоненты и технологии. - 2006. - №12. - с. 150-158.

27. Дьяконов, В.П. Осциллографы фирмы Tektronix открытой архитектуры / В.П. Дьяконов // Компоненты и технологии. - 2010. - №2. - С. 124-129.
28. Елизаров, Д.А. Повышение точности оценки показателей несинусоидальности напряжения в электроэнергетических системах: Дис. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук / Д.А. Елизаров. - Омск, 2014. - 154 с.
29. Зиатдинов, С.И. Восстановление сигнала по его выборкам на основе теоремы отсчетов Котельникова / С.И. Зиатдинов // Изв. вузов Приборостроение. - 2010. - №5. - С. 44-47.
30. Иванов, Ю.М. Анализ влияния погрешности квантования на результат измерения интегральных характеристик гармонических сигналов / Ю.М. Иванов // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: технические науки. - 2013. - №4(40). - С. 67-71.
31. Кагаленко, М.Б. Точность оценки частоты гармонического сигнала методом нелинейных наименьших квадратов / М.Б. Кагаленко // Цифровая обработка сигналов. - 2012. - №1. - С. 76-80.
32. Карпова, Н.Е. Сравнительный анализ методов измерения среднеквадратических значений по отдельным мгновенным значениям сигналов / Н.Е. Карпова // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: технические науки. - 2010. - №3(28). - С. 61-66.
33. Кирьянов, К.Г. Оптимальная дискретизация экспериментальных данных для последующей цифровой обработки / К.Г. Кирьянов // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. - 2008. - №1. - С. 39-46.
34. Корнеев, С. Решение проблем с шумами осциллографа при проведении точных измерений / С. Корнеев // Компоненты и технологии. - 2012. - №3. - С. 80-83.
35. Коробов, Д.С. Повышение точности алгоритма оценки параметров модулированного сигнала / Д.С. Коробов, И.В. Карпов, В.А. Поздняков // "Новые информационные технологии в системах связи и управления:

- Материалы 9 Российской научно-технической конференции". - Калуга. - 2010. – С. 452 - 454.
36. Котельников, В.А. О пропускной способности "эфира" и проволоки в электросвязи / В.А. Котельников // сб. Всесоюзный энергетический комитет. Материалы к I Всесоюз. съезду по вопросам технической реконструкции дела связи и развития слаботочной промышленности. По радиосекции (М.: Управление связи РККА, 1993) - С. 1-19.
37. Кравченко, В.Ф. Применение теоремы Кравченко-Котельникова к интерполяции случайных процессов / В.Ф. Кравченко, О.В. Кравченко, А.Р. Сафин // Тезисы докладов 3-й Всероссийской научно-технической конференции "Радиолокация и радиосвязь". Т.2. М.: ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. - 2009. - С. 180-183.
38. Лабутин, С.А. Помехоустойчивость и быстроедействие методов измерения частоты по короткой реализации гармонического сигнала / С.А. Лабутин, М.В. Пугин // Измерительная техника. - 1998. - №9, С. 34 - 36.
39. Логинов, А.А. Выбор информационно-оптимального шага для дискретизации непрерывных сигналов / А.А. Логинов, О.А. Морозов, Е.А. Солдатов, В.Р. Фидельман, И.О. Бережной // Вестник Нижегородского университета им. Н.И. Лобачевского. - 2007. - №2. - С. 91-94.
40. Лычев, А.О. Сокращение времени измерения среднеквадратического значения периодического сигнала / А.О. Лычев // Науковедение. - 2013. - №5(18). - С. 21.
41. Лычев, А.О. Оценка погрешности метода измерения интегральных характеристик по мгновенным значениям сигналов, разделенных во времени и пространстве / А.О. Лычев // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: технические науки. - 2013. - №3(39). - С. 230-234.
42. Лычев, А.О. Оценка погрешности метода измерения частоты по мгновенным значениям гармонических сигналов / А.О. Лычев // Современные инструментальные системы, информационные технологии

- и инновации. Сборник научных трудов XI-ой Международной научно-практической конференции: в 4-х томах. - Курск: ЗАО "Университетская книга". - 2014. - С. 361-365.
43. Мелентьев, В.С. Имитационно-моделирующий подход к определению среднеквадратических значений периодических сигналов / В.С. Мелентьев // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: физико-математические науки. - 2004. - №27. - С. 62-69.
44. Мелентьев, В.С. Анализ погрешности определения интегральных характеристик периодических сигналов по мгновенным значениям / В.С. Мелентьев // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: физико-математические науки. - 2006. - №42. - с. 118-122.
45. Мелентьев, В.С. Аппроксимационные методы и системы промышленных измерений, контроля, испытаний и диагностики / В.С. Мелентьев, В.И. Батищев. – М.: Машиностроение, 2007. – 393 с.
46. Мелентьев, В.С. Погрешность измерения среднеквадратического значения в электрических сетях общего пользования / В.С. Мелентьев, А.Н. Болотнова // Современные информационные технологии. - 2007. - №5(5). - С. 43-44.
47. Мелентьев, В.С. Использование компарирования мгновенных значений периодических сигналов для определения их интегральных характеристик / В.С. Мелентьев, Е.Г. Кожевникова // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: технические науки. - 2010. - №7(28). - С. 225-228.
48. Мелентьев, В.С. Метод измерения интегральных характеристик на основе сравнения мгновенных значений гармонических сигналов, распределенных в пространстве / В.С. Мелентьев, А.О. Лычев // Вестник Самарского государственного технического университета. Серия: технические науки. - 2011. - №4(32). - С. 236-239.

49. Мелентьев, В.С. Метод измерения характеристик на основе использования характерных точек сигналов / В.С. Мелентьев, Ю.М. Иванов, А.С. Калашникова // Южно-сибирский научный вестник, - 2012. - №2(2). - С. 144-146.
50. 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.
51. Минц, М.Я. Оптимальный по помехозащищенности метод измерения частоты гармонических сигналов / М.Я. Минц, В.Н. Чинков // Измерительная техника. - 1992. - №4. - С. 50-52.
52. 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.
53. 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.
54. Оппенгейм, А.В. Цифровая обработка сигналов / А.В. Оппенгейм, Р.В. Шафер. - М.: Связь, 1979 - 416 с.
55. Пивак, А.В. Алгоритмы интерполяции в цифровых запоминающих осциллографах / А.В. Пивак // Компоненты и технологии. - 2004. - №3. - С. 44-46.
56. 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.
57. Поздняков, А.Д., Поздняков В.А. Автоматизация экспериментальных исследований, испытаний и мониторинга радиосистем / А.Д. Поздняков,

- В.А. Поздняков. - М.: Радиотехника, 2004. - 208 с.
58. Поздняков, В.А. Развитие методов определения параметров радиосигнала по массиву мгновенных значений: Дис. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук / В.А. Поздняков. - Владимир, 2004. - 215 с.
59. Попов, А.Н. Методы и реализация автоматизированных измерений сигналов тональных рельсовых цепей: Дис. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук / А.Н. Попов. - Екатеринбург, 2013. - 121 с.
60. Попов, В.С. Измерение среднеквадратического значения напряжения / В.С. Попов, И.Н. Желбаков. - М.: Энергоатомиздат., 1987. - 120 с.
61. Рабинер, Л. Теория и применение цифровой обработки сигналов / Л. Рабинер, Б. Гоулд. - М.: Мир, 1978. - 848 с.
62. Раимова, А.Т. Метод восстановления периодизированного сигнала по принятым дискретным отсчетам / А.Т. Раимова, В.И. Кутузов, В.М. Вакулюк, В.Д. Шевеленко // Вестник ОГУ. - 2006. - №2/1 - С. 149-153.
63. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко. - СПб.: Питер, 2005. - 604 с.
64. Служивый, М.Н. Разработка и моделирование алгоритмов интерполяции случайных полей по дискретным отсчетам: Дис. на соиск. уч. ст. канд. техн. наук / М.Н. Служивый. – Ульяновск, 2006. – 164 с.
65. Соболев, В.С. Анализ алгоритма оценки мгновенной частоты аналитического сигнала / В.С. Соболев, Г.А. Кашеева, А.М. Щербаченко // Измерительная техника. - 2000. - №8. - С. 57- 61.
66. Стрелковская, И.В. Сравнительный анализ восстановления непрерывных сигналов рядом Котельникова и сплайн-функциями / И.В. Стрелковская, Е.В. Лысюк, Р.В. Золотухин // Восточно-европейский журнал передовых технологий. - 2013. - №2/9. - С. 12-15.
67. Ташатов, Н.Н. Математическая модель восстановления сигналов / Н.Н. Ташатов, Ш.У. Ажгалиев // Фундаментальные исследования. - 2009. - №3. - С. 64-66.

68. Трифонов, А.П. Совместное различение сигналов и оценка их параметров на фоне шумов / А.П. Трифонов, Ю.С. Шинаков. - М.: Радио и связь, 1986. - 264 с.
69. Френкс, Л. Теория сигналов / Л. Френкс. - М.: Сов. Радио, 1974. - 344 с.
70. Чинков, В.Н. Метод измерения среднеквадратического значения амплитудно-модулированного сигнала с промежуточным преобразованием напряжение-частота / В.Н. Чинков, Ю.А. Гаврикова // Сборник научных трудов "Вестник НТУ "ХПИ". - 2010. - №20 - С. 138-141.
71. Худяков, Г.И. Теорема отсчетов теории сигналов и ее создатели / Г.И. Худяков // Радиотехника и электроника. - 2008. - №9. - Том 53. - С. 1157-1168.
72. Худяков, Г.И. Теорема отсчетов для цифровой обработки случайных сигналов / Г.И. Худяков // Компоненты и технологии. - 2009. - №5. - С. 110-113.
73. Чинков, В.Н. Оптимальный метод дискретизации сигналов по минимуму погрешности восстановления / В.Н. Чинков // Український метрологічний журнал. - 2010. - №1. - С. 22-30.
74. Давыдов, А.В. Фильтрация сигналов. Цифровая обработка. Вейвлетный анализ. Ядерная геофизика. Геоинформатика. Режим доступа: <http://geoin.org/>
75. Carbone, P. Nunzi, E. Petri, D. Sampling criteria for the estimation of multisine signal parameters // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. - Volume: 50, Issue: 6, Dec 2001, p. 1679-1683.
76. Carlosena A., Macua C., Zivanovic M. Instrument for the measurement of the instantaneous frequency // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. - Volume: 49, Issue: 4, Aug 2000, p. 783-789.
77. Harris F.J. On the Use of Windows for Harmonic Analysis with the Discrete Fourier Transform, Proc. of the IEEE, Vol 66-1, January, 1978, p. 51-83.

78. Jian Qiu Zhang Zhao Xinmin Hu Xiao Sun Jinwei Sinewave fit algorithm based on total least-squares method with application to ADC effective bits measurement // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. - Volume: 46, Issue: 4, Aug 1997, p. 1026-1030.
79. John Pickerd. DSP in High Performance Oscilloscopes // White Paper. Tektronix Inc.
80. Graps A.L. An introduction to Wavelets.// IEEE Computational Sciences and Engineering. -v.2. - №.2. - Summer 1995. - p.p. 50-61.
81. Rolain, Y. Schoukens, J. Vandersteen, G. Signal reconstruction for non-equidistant finite length sample sets: a “KIS” approach // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. - Volume: 47, Issue: 5, Oct 1998, p. 1046-1052.
82. Waltrip, B.C. Oldham, N.M. Wideband wattmeter based on RMS voltage measurements // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. - Volume: 46, Issue: 4, Aug 1997, p. 781-783.
83. Yih-Chyun Jenq Perfect reconstruction of digital spectrum from nonuniformly sampled signals // IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. - Volume: 46, Issue: 3, Jun 1997, p. 649-652.
84. Zrilic D.G. Frequency Deviation Measurement Based on Two-Arm Delta-Sigma Modulated Bridge / D.G. Zrilic, N.U. Pjevalica // IEEE Trans. on Instrum. and Meas. - April 2004, Vol.: 53, Issue: 2, p. 293- 299.

### **Список публикаций по теме работы**

85. Поздняков, А.Д. Сравнение алгоритмических методов оценки среднеквадратического значения дискретизированного сигнала / А.Д. Поздняков, В.А. Поздняков, А.А. Руфов // Методы и устройства обработки сигналов в радиотехнических системах - Рязань: РГРТУ, 2012. - С. 82-87.
86. Поздняков, А.Д. Применение ряда Котельникова для восстановления сигнала при малом числе отсчетов / А.Д. Поздняков, А.А. Руфов //

Методы и устройства обработки сигналов в радиотехнических системах - Рязань: РГРТУ, 2012. - С. 88-92.

87. Руфов, А.А. Оценка возможности применения ряда Котельникова для восстановления гармонического сигнала при малом числе отсчетов / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Материалы XVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов “Новые информационные технологии в научных исследованиях (НИТ-2012)” – Рязань, РГРТУ, 2012. - С. 55-56.
88. Руфов, А.А. Теорема Котельникова и ее применение для восстановления гармонических сигналов / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Апробация. - 2012. - С. 10-13.
89. Руфов, А.А. Применение Delphi7 для реализации теоремы отсчетов и определения погрешности среднеквадратического значения сигнала / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Научная перспектива. - 2012. - №10. - С. 74-76.
90. Руфов, А.А. Теорема отсчетов и ее применение для восстановления модулированных сигналов / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Приволжский научный вестник. - 2012. - №11(15). - С. 13-16.
91. Руфов, А.А. Восстановление гармонических сигналов с амплитудной, фазовой и частотной модуляцией на основе базисной системы  $\sin(x)/x$  / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Научный обозреватель. - 2012. - №11. - С. 74-76.
92. Rufov, A.A. Sampling theorem and the problem of determining the error of the signal's mean-square value / A.A. Rufov, A.D. Pozdnyakov // Scientific enquiry in the con-temporary world: theoretical basics and innovative approach. Volume 4. Technical sciences - Titusville, FL, USA, L&L Publishing, 2012. - P. 166-168.
93. Руфов, А.А. Детерминированные сигналы. Их дискретизация и последующее восстановление функцией  $\sin x/x$  / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Новый университет. Серия "Технические науки". - 2012. - №4(10). - С. 52-54.

94. Руфов, А.А. Применение MathCAD и ряда Котельникова для восстановления гармонического синусоидального сигнала / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Материалы третьей Всероссийской научно-технической конференции “Информационно-измерительные и управляющие системы военной техники” Владимир (ВлГУ), 14-16 ноября 2012 г. – М.: РАРАН, 2012. - С. 169-170.
95. Поздняков, А.Д. Алгоритмические методы оценки уровня дискретизированного гармонического сигнала / А.Д. Поздняков, В.А. Поздняков, А.А. Руфов // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. V Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 1 февр. 2013 г. - Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2013. - С. 104-106.
96. Руфов, А.А. Применение MathCAD и ряда Котельникова для восстановления гармонического синусоидального сигнала / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России. V Всероссийские научные Зворыкинские чтения: сб. тез. докл. Всероссийской межвузовской научной конференции. Муром, 1 февр. 2013 г. – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2013. - С. 109-110.
97. Руфов, А.А. Применение оконных функций для уменьшения погрешности определения среднеквадратического значения гармонического сигнала / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Глобальный научный потенциал. - 2014. - №5. - С. 45-47.
98. Руфов, А.А. Применение сглаживающих окон для уменьшения методической погрешности определения среднеквадратического значения гармонического сигнала на ограниченном временном интервале / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Физика и радиоэлектроника в медицине и экологии: материалы XI МНК. г. Суздаль, 1-3 июля 2014 - Владимир: изд-во ВлГУ, 2014. - С. 394-399.

99. 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.
100. Руфов, А.А. Применение сглаживающего окна для повышения точности определения среднеквадратического значения гармонического сигнала на ограниченном интервале времени / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Проектирование и технология электронных средств. - 2014. - №2. - С. 8-11.
101. Руфов, А.А. Интерполяционный алгоритм восстановления и измерения среднеквадратического значения гармонического сигнала при малом числе отсчетов / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Известия Института инженерной физики. - 2015. - №1. - С. 13-18.
102. Руфов, А.А. Интерполяционный алгоритм определения гармонического сигнала по ограниченной выборке мгновенных значений / А.А. Руфов, А.Д. Поздняков // Проектирование и технология электронных средств. - 2015. - №1. - С. 38-42.

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

103. Руфов А.А., Поздняков А.Д. Программа для вычисления погрешности среднеквадратического значения (СКЗ) гармонического сигнала. Свидетельство №2014661500 от 30.10.2014.
104. Руфов А.А., Поздняков А.Д. Программа оценки погрешности определения среднеквадратического значения амплитудно-манипулированного (АМП) дискретизированного сигнала, восстановленного в скользящем окне с использованием ряда Котельникова. Свидетельство №2015615896 от 27.05.2015.

## ПРИЛОЖЕНИЕ А

**УТВЕРЖДАЮ**  
Проректор по УМР  
А.А. Панфилов  
"15" мая 2015 г.

**АКТ ВНЕДРЕНИЯ**

результатов диссертационной работы Руфова А.А. на тему "Интерполяционные алгоритмы определения параметров радиосигнала по ограниченному массиву дискретных значений".

Настоящий акт составлен о том, что материалы диссертационной работы Руфова А.А., представленной на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.12.04 - Радиотехника, в том числе системы и устройства телевидения, внедрены в учебный процесс на кафедре радиотехники и радиосистем ВлГУ и используются в лабораторном практикуме по дисциплине "Автоматизированные системы испытаний радиоустройств (АСИР)". Поставлено три исследовательские лабораторные работы:

1. Определение среднеквадратического значения дискретизированного радиосигнала различной длительности методами интерполяции и интегрирования с использованием сглаживающих оконных функций.
2. Определение частоты дискретизированного радиосигнала методами многоуровневой и двухступенчатой интерполяции.
3. Определение параметров амплитудно-модулированного и амплитудно-манипулированного сигналов методами интерполяции и интегрирования с использованием скользящих сглаживающих окон.

Заведующий кафедрой  
радиотехники и радиосистем  
д.т.н., профессор



О.Р. Никитин

## УТВЕРЖДАЮ



Генеральный директор  
ОАО "Владимирское  
конструкторское бюро радиосвязи"

*А.Е. Богданов*  
А.Е. Богданов

" 4 " 05 20 15 г.

## АКТ ВНЕДРЕНИЯ

результатов диссертационной работы Руфова Александра Андреевича на тему "Интерполяционные алгоритмы определения параметров радиосигнала по ограниченному массиву дискретных значений".

Настоящим актом подтверждается, что в ОАО "Владимирское конструкторское бюро радиосвязи" при создании систем встроенного контроля радиоаппаратуры используются разработанные в диссертации Руфова А.А. алгоритмы и доведенные до инженерных задач программные средства определения параметров сигналов с амплитудной модуляцией, в частности:

- оценки уровня сигнала и глубины модуляции по ограниченному массиву дискретных данных;
- определения несущей и модулирующей частот амплитудно-модулированного и амплитудно-модулированного сигнала.

Новизна созданных средств состоит в развитии и объединении алгоритмов комплексной обработки ограниченного массива дискретных отсчетов, повышающих быстродействие и точность средств контроля и мониторинга параметров разрабатываемой радиоаппаратуры.

Начальник лаборатории  
ОАО «Владимирское  
конструкторское бюро радиосвязи»,  
к.т.н.

Д.Ю. Зеленов

## ПРИЛОЖЕНИЕ Б

РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2014661500

Программа для вычисления погрешности  
среднеквадратического значения (СКЗ) гармонического  
сигнала

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

Авторы: *Руфов Александр Андреевич (RU),  
Поздняков Александр Дмитриевич (RU)*

Заявка № 2014617936

Дата поступления 08 августа 2014 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 30 октября 2014 г.



Врио руководителя Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Курий

## РОССИЙСКАЯ ФЕДЕРАЦИЯ



## СВИДЕТЕЛЬСТВО

о государственной регистрации программы для ЭВМ

№ 2015615896

Программа оценки погрешности определения  
среднеквадратического значения  
амплитудно-манипулированного (АМП) дискретизированного  
сигнала, восстановленного в скользящем окне с использованием  
ряда Котельникова

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

Авторы: *Руфов Александр Андреевич (RU),  
Поздняков Александр Дмитриевич (RU)*

Заявка № 2015612943

Дата поступления 13 апреля 2015 г.

Дата государственной регистрации

в Реестре программ для ЭВМ 27 мая 2015 г.



Врио руководителя Федеральной службы  
по интеллектуальной собственности

Л.Л. Кирий