

На правах рукописи

Коробов Денис Станиславович

**РАЗВИТИЕ АЛГОРИТМОВ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ  
МОДУЛИРОВАННОГО РАДИОСИГНАЛА ПО  
ДИСКРЕТИЗИРОВАННОМУ МАССИВУ ДАННЫХ**

Специальность 05.12.04 – Радиотехника, в том числе системы и устройства  
телевидения

**АВТОРЕФЕРАТ**

диссертации на соискание ученой степени  
кандидата технических наук

**Владимир 2013**

Работа выполнена на кафедре радиотехники и радиосистем Федерального государственного бюджетного образовательного учреждения высшего профессионального образования «Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых» (ВлГУ).

**Научный руководитель** доктор технических наук, профессор  
кафедры радиотехники и радиосистем ВлГУ

**Поздняков Александр Дмитриевич**

**Официальные оппоненты:** доктор технических наук, профессор,  
заместитель главного инженера проектов  
ОАО «Газпром», ОАО «Гипрогазцентр»  
**Ларцов Сергей Викторович**

кандидат технических наук,  
начальник сектора ОАО «Владимирское  
конструкторское бюро радиосвязи»

**Зеленов Дмитрий Юрьевич**

**Ведущая организация** ЗАО «Конструкторское опытное бюро  
радиоаппаратуры», г. Владимир

Защита состоится 24 декабря 2013 г. в 16.00 часов на заседании диссертационного совета Д212.025.04 при Владимирском государственном университете имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых по адресу: 600000, Владимир, ул. Горького, д.87, ВлГУ, ауд.301-3.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.

Автореферат разослан 20 ноября 2013 г.

Отзывы на автореферат в двух экземплярах, заверенные печатью, просьба направлять по адресу: 600000, Россия, г. Владимир, ул. Горького, д. 87, ВлГУ, ФРЭМТ, учёному секретарю диссертационного совета Д 212.025.04.

Ученый секретарь диссертационного совета,  
доктор технических наук, профессор



А.Г. Самойлов

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

### *Актуальность темы*

Практическая реализация способов оценки параметров модулированных радиосигналов путем алгоритмических измерений стала возможной благодаря созданию высокопроизводительных микропроцессоров, развитию методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) и появлению высокоскоростных аналого-цифровых преобразователей (АЦП), работающих в полосе частот до десятков гигагерц. Современные методы ЦОС позволяют выполнять необходимые преобразования сигналов с заданной точностью в масштабе реального времени, решая задачи оценки параметров радиосигнала на основе методов косвенных измерений, перекладывая аппаратные функции на программное обеспечение.

Большой вклад в разработку методов и создание аппаратуры для оценки параметров сигналов внесли творческие коллективы ряда российских высших учебных заведений и научно-исследовательских институтов. Активно в данной области работает ряд зарубежных фирм, таких как *Agilent Technologies*, *National Instruments*, *Tektronix* и др.

Классиками цифровой обработки информации являются зарубежные и отечественные ученые: Арутюнов П.А., Голд Б., Гольденберг Л.М., Котельников В.А., Матвеев С.А., Минц М. Я., Оппегейн А.В., Орнатский П.П., Рабинер Л.Р., Стирнз С., Степанов А.В., Трифонов А.П., Уидроу Б., Чинков В.Н., Шафер Р.В., Шинаков Ю.С., Шувалов В.П., и многие-многие другие.

Детальный анализ публикаций по применению методов ЦОС в системах испытаний показывает, что в них, в основном, рассматриваются вопросы синтеза оптимальных, по тем или иным критериям, устройств или отдельных их элементов. Однако существует класс практических задач, при решении которых использование оптимальных методов обработки сигналов оказывается затруднительным из-за априорной неопределенности значения несущей частоты, вида модуляции и параметров модулирующего сигнала.

Важными и, по сути, противоречивыми требованиями, предъявляемыми к средствам определения параметров модулированного аналогового радиосигнала, являются требования многофункциональности и высокого быстродействия. Необходимость обеспечения многофункциональности предполагает использование большого количества аппаратных и программных элементов, выполняющих разные процедуры обработки сигналов, а обеспечение высокого быстродействия предполагает сокращение как аппаратных, так и программных шагов обработки данных.

В частности, если сигнал имеет широкий спектр и низкую частоту модуляции, оценить параметры такого сигнала проблематично, так как, чтобы

не потерять информацию, его необходимо оцифровывать с частотой дискретизации в 2 раза большей, чем ширина его спектра, но, для того, чтобы оценить параметры модуляции, необходимо иметь хотя бы один период модулирующего сигнала. Данное требование приводит к необходимости большого (порядка нескольких сотен тысяч точек) объема выборки. Прямая реализация преобразования Фурье по подобному массиву затруднительна из-за того, что сложность быстрого преобразования Фурье возрастает как  $n \cdot \log_2(n)$ , что приводит к невозможности реализации этой процедуры за приемлемое время, даже на современных ЭВМ.

Повышение быстродействия, при сохранении существующей точности, алгоритмов определения параметров радиосигнала с амплитудной и частотной модуляцией является важной народно-хозяйственной задачей, решение которой способствует повышению качества выпускаемой продукции и росту производительности.

Таким образом, в настоящее время существует актуальная техническая и научная задача разработки эффективных вычислительных средств определения параметров модулированных аналоговых радиосигналов, реализующих современные методы цифровой обработки информации.

**Целью исследования** является разработка методик и алгоритмов определения совокупности параметров модулированного радиосигнала путем цифровой обработки массива данных мгновенных значений, а также их внедрение в системы определения параметров модуляции.

**Основными задачами диссертационной работы являются:**

1. Разработка быстродействующей методики, алгоритма и программных средств оценки пикового и среднеквадратического значения девиации частоты и коэффициента амплитудной модуляции, а также параметров модулирующего сигнала: частоты, коэффициента нелинейных искажений.
2. Разработка алгоритма определения несущей частоты модулированного сигнала с использованием АЦП, работающего в режиме стробирования.
3. Создание, апробация и внедрение специализированных цифровых систем определения совокупности параметров модулированных радиосигналов, имеющих малые методические погрешности.

**Объектом исследования** являются методы и алгоритмы определения параметров модулированного радиосигнала, предназначенные для применения в современных встроенных и автономных средствах контроля, измерения и мониторинга радиоэлектронной аппаратуры (РЭА).

**Предметом исследования** являются методики и алгоритмы определения параметров модулированного радиосигнала, работающие в реальном времени и

обеспечивающие точность, достаточную для практических применений в современных встроенных и автономных измерителях модуляции.

### ***Методы исследований***

В работе использованы методы математического моделирования, стробоскопического преобразования, цифровой фильтрации, теории вероятности и математической статистики.

### ***Результаты работы***

В работе приведены материалы, обобщающие результаты теоретических исследований и опыт практической реализации алгоритмов и программных средств цифровой обработки массива данных, получаемых при стробирующем аналого-цифровом преобразовании модулированных радиосигналов. 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 2007 по 2013 гг.

***Научная новизна*** состоит в развитии методик и создании алгоритмов цифровой обработки данных в задачах определения параметров аналоговых радиосигналов:

1. Предложена методика обработки массива дискретизированных данных аналогового модулированного сигнала, которая по одному массиву данных одновременно вычисляет параметры амплитудной и частотной модуляции с методическими погрешностями на уровне сотых долей процента.
2. Предложен алгоритм определения частоты несущей путем выбора частот стробирования, позволяющий учесть спектральные свойства сигнала.
3. Предложена методика разбиения массива данных, позволяющая повысить скорость оценки параметров модулированного радиосигнала по сравнению с известными аналогами в 5 и более раз.

### ***Практическая значимость***

Перечень результатов, имеющих практическую ценность:

1. Разработан быстродействующий комплексный алгоритм определения пикового и среднеквадратического значения девиации частоты и коэффициента амплитудной модуляции, а также параметров модулирующего сигнала: частоты, коэффициента нелинейных искажений.
2. Созданный алгоритм определения частоты несущей модулированного радиосигнала позволяет исключить модуль частотомера из системы оценки параметров модуляции.
3. Создан алгоритм автоматического выбора частоты дискретизации АЦП и объема выборки в зависимости от полосы измерений и ширины спектра сигнала.

4. Разработана программа моделирования созданных алгоритмов для оценки погрешностей определения параметров модулированного сигнала, позволяющая выбирать тип временного окна, оценивать влияние разрядности АЦП и шумов.

#### ***Внедрение***

Теоретические и практические результаты работы внедрены на предприятиях г. Нижнего Новгорода, а также используются в учебном процессе на кафедре радиотехники и радиосистем ВлГУ. Получен акт внедрения алгоритмов и программных средств определения параметров модулированного сигнала в ФГУП КБ «КВАЗАР», а также акт использования научных результатов диссертации в ОАО «Нижегородском научно-производственном объединении им. М.В. Фрунзе» (ННПО НЗИФ); в выпускаемом серийно приборе СКЗ-49 применена методика комплексной обработки массива данных мгновенных значений модулированного радиосигнала, позволяющая с высоким быстродействием оценивать его параметры.

***На защиту выносятся*** научно обоснованные технические разработки, имеющие существенное значение для экономики страны, в рамках решения задачи развития цифровых систем оценки параметров модулированного аналогового радиосигнала, в том числе:

1. Алгоритм и методика комплексной обработки массива мгновенных значений модулированного радиосигнала, позволяющая с высоким быстродействием оценивать комплекс параметров: частоту несущей, коэффициент нелинейных искажений (КНИ) и частоту огибающей АМ и ЧМ, пиковое и среднеквадратическое значение коэффициента амплитудной модуляции (КАМ) и девиации частоты.
2. Алгоритм определения несущей частоты, позволяющий по спектру сигнала выбрать частоту дискретизации АЦП, функционирующего в режиме стробирования.
3. Методика выбора частоты дискретизации и объема выборки в зависимости от полосы измерений и ширины спектра измеряемого сигнала.
4. Программа моделирования, позволяющая оптимизировать выбор параметров комплексного алгоритма обработки и оценить влияние шумов на итоговые погрешности.

#### ***Апробация работы***

По материалам диссертации автором сделано 6 докладов, в том числе 4 доклада на научной конференции «Новые информационные технологии в системах связи и управления» (Калуга, 2010). Получен патент Российской Федерации № 2424534 «G01R29/06».

### ***Публикации по работе***

По тематике исследований опубликовано 9 работ, в том числе 2 статьи в центральных реферируемых журналах, 1 патент, 6 тезисов докладов.

### ***Структура работы***

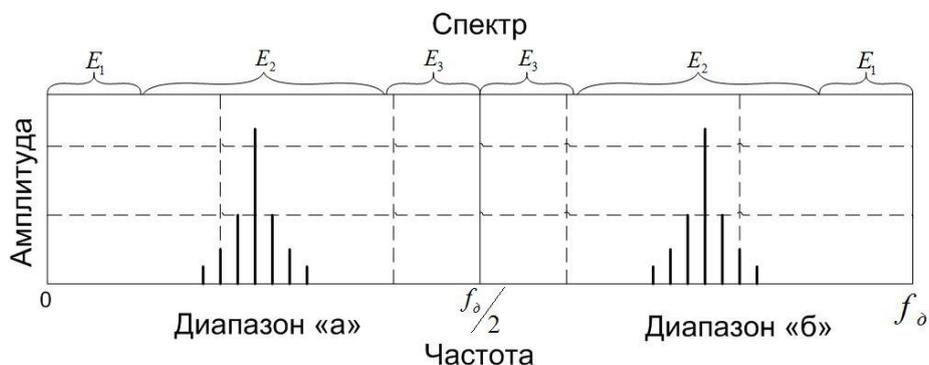
Диссертация состоит из введения, трех глав, заключения, приложений и списка литературы из 92 наименований, в том числе 9 работ автора. Общий объем диссертации 147 страниц, из которых 106 страниц основного текста, 8 страниц списка литературы, 53 рисунка, 12 таблиц и 33 страницы приложений.

## **ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ**

Введение содержит обоснование актуальности темы диссертации. Сформулированы цели и задачи исследований, научная новизна и практическое значение, приведена структура диссертации.

В первой главе рассмотрены требования к методам и средствам определения параметров аналоговых модулированных радиосигналов, задачи и возможности цифровой обработки сигналов. Проведен обзор методов определения параметров аналоговых модулированных радиосигналов. Сформулированы задачи дальнейшего развития алгоритмической базы и создания комплексного алгоритма, который позволил бы оценить, по единому массиву данных, совокупность основных характеристик аналогового модулированного радиосигнала.

Во второй главе исследуются методы определения параметров модулированного АМ/ЧМ сигнала с использованием преобразований Фурье и Гильберта. Предлагается алгоритм определения несущей частоты при использовании АЦП, работающего в режиме стробирования, что позволяет отказаться от аппаратного модуля - преобразователя частота - код, что в свою очередь, ведет к удешевлению и упрощению готового устройства.



**Рис.1. Спектр измеряемого сигнала и диапазон рабочих частот**

Алгоритм определения несущей частоты при использовании АЦП, работающего в режиме стробирования, имеет вид:

1. Устанавливаем переменную  $Step=0$  – первый шаг алгоритма измерения центральной частоты входного сигнала.
2. Устанавливаем частоту дискретизации АЦП.
3. Дискретизируем сигнал с частотой  $f_\delta$  и получаем массив  $X[iT_\delta]$ , где  $i \in [0, N-1]$  - номер элемента в массиве мгновенных значений  $X[iT_\delta]$  (см. рис.2(а)).
4. Находим максимальное значение из массива  $A_{MAX}=\text{MAX}(X[iT_\delta])$ . Если  $P_1 > A_{MAX}/\text{MAX}_{АЦП} > P_2$ , то коэффициент передачи входного устройства не изменяем. Здесь:  $P_1$  и  $P_2$  – максимальный и минимальный коэффициент использования динамического диапазона АЦП (можно выбрать  $P_1=0.9$ ,  $P_2=0.5$ );  $\text{MAX}_{АЦП}$  – предел шкалы АЦП. При необходимости изменения коэффициента передачи повторяем 3-й и 4-й шаги алгоритма. Правильный выбор коэффициента передачи обеспечит более полное использование рабочего диапазона АЦП, что будет способствовать высокой точности оцифровки.
5. Накладываем на дискретизированный массив временное окно (например, Кайзера) и получаем массив  $X_w[iT_\delta]$ .
6. Находим преобразование Фурье от массива  $X_w[iT_\delta]$ :

$$S_w \left[ i \frac{f_\delta}{N} \right] = \text{FFT} (X_w [iT_\delta]).$$

7. Вычисляем относительную энергию спектра в поддиапазонах:

$$E_1 = \sum_{i=0}^{b-1} |S_w [i \cdot f_a / N]|^2, E_2 = \sum_{i=b}^{N/2-b-1} |S_w [i \cdot f_\delta / N]|^2, E_3 = \sum_{i=N/2-b}^{N/2} |S_w [i \cdot f_\delta / N]|^2.$$

8. Проверяем условия расположения спектра в разрешенной области частот, в диапазоне  $a$  или  $b$  (см.рис. 1):  $E_1 \ll E_2$  и  $E_3 \ll E_2$ . (1)
9. Если условия (1) не выполняются, то сигнал располагается в запрещенной области частотного спектра, что означает неправильный выбор частоты дискретизации АЦП. В этом случае изменяем частоту дискретизации и выполняем алгоритм с пункта 1.
10. Вычисляем стробоскопически – преобразованную частоту по формуле:

$$f_{СП} = \left\{ \sum_{i=b}^{N/2-b} |S_w [i \cdot f_\delta / N]|^2 \cdot i \cdot f_\delta / N \right\} / \left\{ \sum_{i=b}^{N/2-b} |S_w [i \cdot f_\delta / N]|^2 \right\}.$$

11. Увеличиваем переменную  $Step=Step+1$ . Если  $Step=1$ , то  $f_{СП1}=f_{СП}$  и  $f_{\delta 1}=f_\delta$ , иначе  $f_{СП2}=f_{СП}$  и  $f_{\delta 2}=f_\delta$ . Если  $Step=1$ , то изменяем частоту дискретизации (например, можно задать ближайшую к текущей частоте дискретизации, см.

рис. 2(б)) и выполняем алгоритм с пункта 2. Иначе переходим к пункту 12.

12. Рассчитываем коэффициент

$$K = \text{round}\left(\frac{f_{СП2} - f_{СП1}}{f_{\delta 1} - f_{\delta 2}}\right), \quad (2)$$

где  $f_{СП1}$  и  $f_{СП2}$  найденные частоты при  $f_{\delta 1}$  и  $f_{\delta 2}$  соответственно.

13. Вычисляем центральную частоту сигнала по формуле:

$$f_{ВЧ} = \begin{cases} -K \cdot f_{\delta} - f_{СП}, & \text{если } K < 0 \\ K \cdot f_{\delta} + f_{СП}, & \text{если } K \geq 0 \end{cases} \quad (3)$$

14. Вычисляем оптимальную частоту дискретизации АЦП для рассчитанной частоты сигнала:

$$f_{\delta\_оптималь} = \begin{cases} \frac{f_{ВЧ}}{0.25 - K}, & \text{если } K < 0 \\ \frac{f_{ВЧ}}{K + 0.25}, & \text{если } K \geq 0 \end{cases} \quad (4)$$

15. Устанавливаем частоту дискретизации  $f_{\delta} = f_{\delta\_оптималь}$ , что позволит расположить спектр измеряемого сигнала в центре рабочего диапазона  $a$  или  $b$  (см. рис. 1). При этом центральная частота измеряемого сигнала попадет в центр рабочего диапазона. Повторяем шаги алгоритма 2-10.

16. Рассчитываем центральную частоту сигнала  $f_{ВЧ*}$  по формуле (3).

Вычисляем

$$\frac{f_{ВЧ*} - f_{ВЧ}}{f_{ВЧ*}} \leq 0.01\% \quad (5)$$

Если это условие не выполняется, требуется повторить алгоритм с шага 1 для нового значения  $f_{\delta}$ . Проверка необходима для того, чтобы удостовериться в правильности расчета коэффициента  $K$  (2).

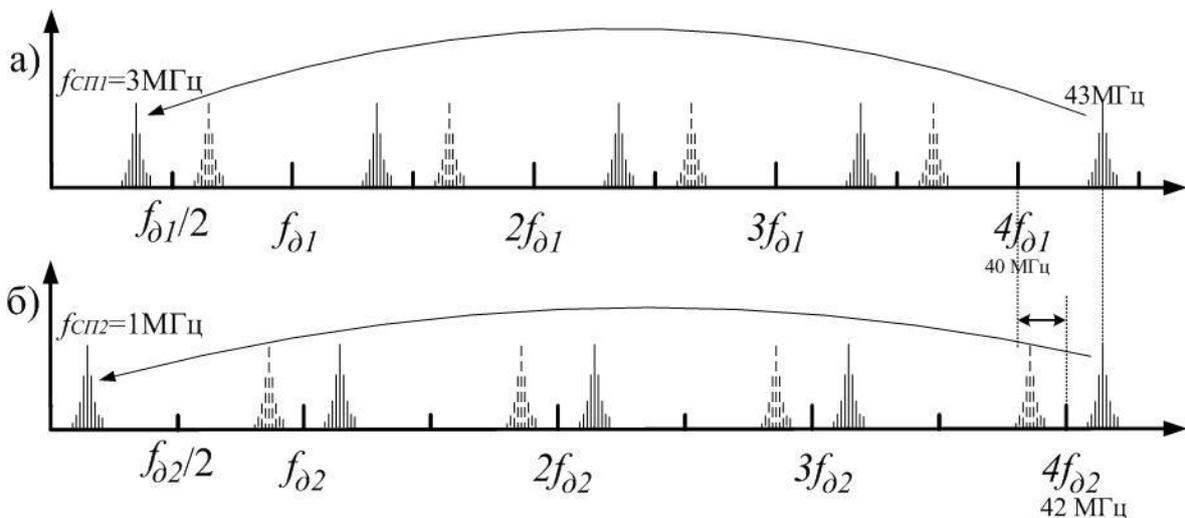


Рис. 2. Сдвиг спектра при изменении частоты дискретизации:

а)  $f_{\delta 1} = 10$  МГц, б)  $f_{\delta 2} = 10,5$  МГц

Алгоритм определения параметров модуляции, описанный в [3] обладает существенным недостатком - время его работы имеет порядок  $n^2$ . Так, с ростом количества входных данных, в какой-то момент этот алгоритм становится слишком медленным, для эффективного применения. Как видно из таблицы 2, увеличение быстродействия не меняет ситуацию в целом и дает лишь небольшое увеличение производительности. Анализ показал, что основное время затрачивается, непосредственно, на выполнение процедуры БПФ. Поэтому один из путей повышения производительности – увеличение скорости выполнения БПФ, чего можно добиться, уменьшая количество точек преобразования Фурье. Последнее может быть достигнуто за счет дробления и последующей склейке исходного массива данных так, чтобы БПФ выполнялось по  $N \leq 32768$  точек.

**Предложена** модификация алгоритма, направленная на увеличение быстродействия, приводятся сравнительные оценки быстродействия и точности алгоритмов, полученные с помощью созданного программного обеспечения. Оценку быстродействия алгоритма до модификации, в зависимости от количества точек входного сигнала и типа микропроцессора можно увидеть в таблице 2.

Таблица 2

Кол-во точек входного сигнала	Время выполнения алгоритма, секунд		
	Intel Core i5 661 3,33 ГГц	Intel Core i5-2467M 1,6 ГГц	Intel Core 2 Duo T6600 2,2 ГГц
16384	14	20	23
32768	24	34	39
65536	44	63	71
131072	84	120	137
262144	169	234	277

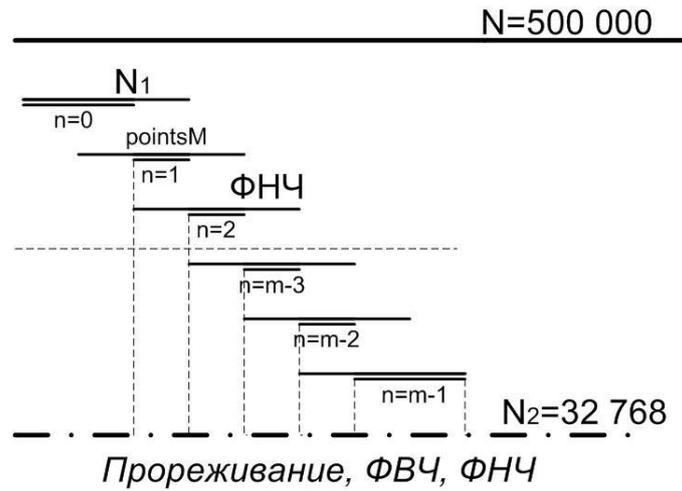
**Предложен** алгоритм комплексной обработки массива мгновенных значений модулированного радиосигнала, позволяющий с высоким быстродействием оценивать комплекс параметров: частоту несущей, КНИ и частоту огибающей АМ и ЧМ, пиковое и среднеквадратическое значение КАМ и девиации частоты, состоящий из следующих шагов:

1. Измерение несущей частоты входного сигнала  $f_{BЧ}$ .
2. Выбор такой частоты  $f_\delta$  дискретизации АЦП, для которой будет выполняться условие работоспособности без наложений компонентов

$$f_{MIN} > b f_\delta / N + \Delta f_{BЧ} + n \Delta f_\delta, \quad f_{MAX} < f_\delta / 2 - b f_\delta / N - \Delta f_{BЧ} - n \Delta f_\delta. \quad (1)$$

3. Дискретизация сигнала с частотой  $f_\delta$  и получение большого (порядка нескольких сотен тысяч точек) массива данных  $X[iT_\delta]$ , где  $i \in [0, N-1]$  - номер элемента в массиве мгновенных значений  $X[iT_\delta]$ .

4. Исходный массив данных  $X[iT_\delta]$  разбивается на  $m$  массивов  $X_k[lT_\delta]$  фиксированного размера ( $l < 256$ ). Интервалы пересекаются, и каждый следующий интервал сдвинут относительно предыдущего на  $1/3$  для минимизации краевых эффектов, как показано на рис. 3:



**Рис. 3. Разбиение исходного массива данных**

Количество интервалов  $m = \frac{N}{N_1} \cdot 3$ , количество учитываемых точек в каждом из интервалов  $\text{pointsM} = \frac{N_1}{3} \cdot \text{countRes} = \text{pointsM} \cdot m$

5. Наложение на каждый дискретизированный массив временного окна (Кайзера или Ханна) и получение массивов  $X_{kw}[lT_\delta]$ .
6. Нахождение преобразования Гильберта от массива  $X_{kw}[lT_\delta]$ .
7. Нахождение огибающей  $A_{kw}[lT_\delta] = \sqrt{X_{kw\perp}[lT_\delta]^2 + X_{kw}[lT_\delta]^2}$ .
8. Для восстановления амплитуды  $A_k[lT_\delta]$  каждый элемент массива  $A_{kw}[lT_\delta]$  необходимо умножить на функцию, обратную функции временного окна. Из-за краевых эффектов, которые возникают при попадании в окно преобразования нецелого количества периодов входного сигнала, 25% от начала и конца функции  $A_k[lT_\delta]$  отбрасываются.
9. Нахождение огибающей  $A[iT_\delta]$ : склеивание массивов, чтобы каждый элемент массива  $A_k[lT_\delta]$  записывался в массив  $A[iT_\delta]$  таким образом, что новый индекс  $i = \text{pointsM} \cdot k + l$ ,  $l \in [\text{pointsM}..2 \cdot \text{pointsM} - 1]$ ,  $k \in [0..m-1]$ .

$$A_0[lT_\delta + 0 \cdot \text{pointsM}] + \dots + A_{m-1}[lT_\delta + (m-1) \cdot \text{pointsM}],$$

где  $l \in (\text{pointsM}..2 \cdot \text{pointsM} - 1)$

10. Используя прямое и обратное преобразования Фурье, находим производные сигналов  $X_{kw\perp}$  и  $X_{kw}$  по формулам:

$$(X_{kw}[lT_\delta])' = RFT\left(m \cdot S_{kw}\left[l \frac{f_\delta}{N}\right]\right), \text{ где } S_{kw}\left[l \frac{f_\delta}{N}\right] = FFT(X_{kw}[lT_\delta]);$$

$$(X_{kw\perp}[lT_\delta])' = RFT\left(m \cdot S_{kw\perp}\left[l \frac{f_\delta}{N}\right]\right), \text{ где } S_{kw\perp}\left[l \frac{f_\delta}{N}\right] = FFT(X_{kw\perp}[lT_\delta]),$$

где  $m=j\omega l$  если  $l=0,1,2,3,\dots,N/2$ ;

$m=-j\omega(N-i)$  если  $l=N/2+1, N/2+2, N/2+3,\dots,N-1$ ;

$j$ —мнимая единица.

11. После нахождения производных закон изменения частоты  $f_{ксп}$  будет описываться формулой:

$$f_{ксп}[lT_\delta] = \frac{X_{kw}[lT_\delta] \cdot (X_{kw\perp}[lT_\delta])' - X_{kw\perp}[lT_\delta] \cdot (X_{kw}[lT_\delta])'}{2\pi(X_{kw\perp}[lT_\delta]^2 + X_{kw}[lT_\delta]^2)}.$$

Из-за краевых эффектов, которые возникают при попадании в окно преобразования нецелого количества периодов входного сигнала, около 25% от начала и конца массива  $f_{ксп}[lT_\delta]$  целесообразно отбросить.

12. Для измерений в заданной полосе частот реализуется процедура цифровой фильтрации входного сигнала с использованием преобразования Фурье. Для этого:

1. Вычисляется преобразование Фурье для каждого  $f_{ксп}[lT_\delta]$ .

2. Спектральные компоненты

$$\text{от } \frac{N_1}{2} - N_1 \cdot \frac{f_{MAXHЧ}}{f_\delta} + b \text{ до } N_1 - 1 - N_1 \cdot \frac{f_{MAXHЧ}}{f_\delta} - b \text{ приравняются к 0.}$$

3. Вычисляется обратное преобразование Фурье.

13. Склеивание массивов  $f_{ксп}[lT_\delta]$  для нахождения  $f_{сп}[iT_\delta]$ . При этом новый индекс  $i = \text{pointsM} \cdot k + l$ ,  $l \in [\text{pointsM}..2 \cdot \text{pointsM}-1]$ ,  $k \in [0..m-1]$ :

$$f_0[lT_\delta + 0 \cdot \text{pointsM}] + \dots + f_{m-1}[lT_\delta + (m-1) \cdot \text{pointsM}],$$

$$\text{где } l \in (\text{pointsM}..2 \cdot \text{pointsM}-1).$$

14. Шаги 6-12 повторяется для отфильтрованного входного сигнала.

15. Прореживание массивов  $A[iT_\delta]$  и  $f_{сп}[iT_\delta]$ : в результирующем массиве  $N_2$  остаются точки с индексами  $\text{countRes}/Z$ , где  $Z$  получаем из условий (1) При этом создается массив  $A_c[iT_\delta]$  и  $f_c[iT_\delta]$ .

16. Цифровая фильтрация  $A_c[iT_\delta]$  и  $f_c[iT_\delta]$ .

17. Далее выполняем пункты 22-46 алгоритма, представленного в патенте на измеритель модуляции [3].

Оценка быстродействия модифицированных алгоритмов, в зависимости от

количества точек входного сигнала и типа микропроцессора представлена в таблице 3

Таблица 3

Кол-во точек входного сигнала	Время выполнения алгоритма, секунд		
	Intel Core i5 661 3,33 ГГц	Intel Core i5-2467M 1,6 ГГц	Intel Core 2 Duo T6600 2,2 ГГц
16384	6	9	10
32768	8	10	12
65536	10	14	16
131072	15	22	24
262144	27	36	40

Сравнение таблиц 2 и 3 показывает, что модифицированный алгоритм с разбиением позволяет повысить скорость обработки в 5 и более раз, в зависимости от объема выборки.

**Предложен** алгоритм выбора частоты дискретизации и количества точек в зависимости от полосы измерений и ширины спектра измеряемого сигнала, который в упрощенном виде приведен ниже:

1. Частота дискретизации  $f_{\partial} \geq 5 \cdot F_{dev}$ , так как при ЧМ модуляции происходит расширение спектра больше, чем на 2 частоты девиации.
2. Частота дискретизации  $f_{\partial}$  выбирается ближайшей к  $4 f_{СП}$ .
3. Кол-во точек исходного сигнала:  $N \geq \frac{b \cdot f_{\partial}}{F_H}$ , где  $b \geq 5$  при использовании окна Кайзера ( $\beta = 12$ ).

4. Разрешение по частоте для окна БПФ  $\left( \Delta f = \frac{f_{\partial}}{N_1} \right)$  для каждого из интервалов разбиения выбирается так, чтобы учесть растекание спектра на  $b$  компонент, где:

$$N_1 \geq \frac{2 \cdot b \cdot f_{\partial}}{F_B} - \text{количество точек БПФ для каждого из интервалов разбиения,}$$

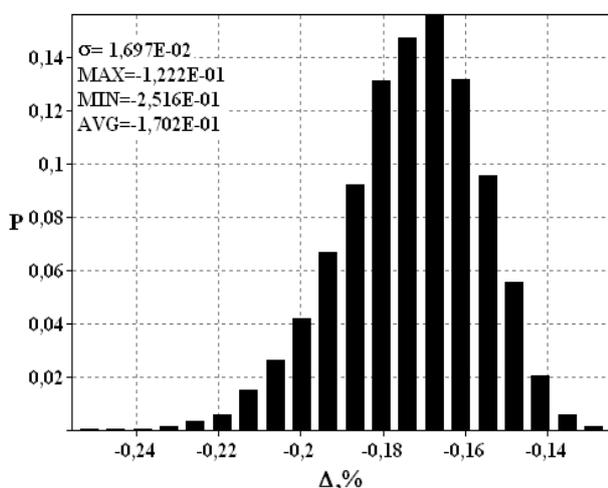
$$N_2 \geq 4b \frac{N}{N_1} \text{ и } N_2 \geq \frac{2 \cdot N \cdot F_B}{f_{\partial}} - \text{количество точек БПФ для результирующего}$$

массива.

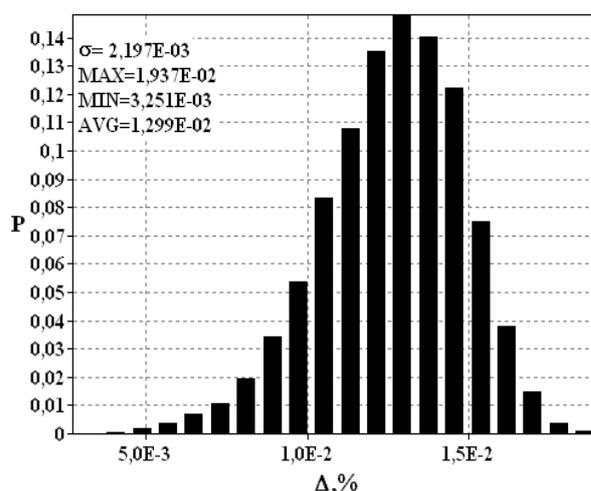
Выполнение этих условий позволяет производить правильную процедуру децимации демодулированных массивов данных, т.е. массивов мгновенной частоты и мгновенной амплитуды.

В третьей главе приводится описание программ, предназначенных для моделирования предложенных алгоритмов и анализа экспериментальных данных. Выбирается тип временного окна, обеспечивающий наименьшую погрешность определения параметров модуляции. Приводятся гистограммы оценки погрешностей определения параметров модулированного радиосигнала, характеристические графики зависимостей определения параметров от отношения сигнал/шум в канале связи с аддитивным белым гауссовым шумом (АБГШ). Приводятся точностные оценки описанных алгоритмов в зависимости от отношения сигнал/шум в АБГШ канале связи.

Гистограммы распределения погрешностей определения коэффициента АМ и девиации частоты в АБГШ канале связи при отношении сигнал/шум 50 дБ, в полосе 0,02-20 кГц,  $f_{\delta}=1000$  кГц,  $f_c=250$  кГц представлены на рис. 4 и 5:



**Рис. 4.** Гистограмма распределения погрешности измерения коэффициента АМ, % в АБГШ канале связи



**Рис. 5.** Гистограмма распределения погрешности измерения девиации частоты, % в АБГШ канале связи

Проведена оценка полученных гистограмм по критерию хи-квадрат, которая показала, что закон распределения наиболее близок к нормальному закону.

Графики зависимости погрешности определения параметров модуляции от отношения сигнал/шум в АБГШ канале связи для измерений в полосе  $F_{min}=0,02$  кГц,  $F_{max}=20$  кГц при  $f_{\delta}=1000$  кГц,  $f_c=250$  кГц, девиации частоты 100 кГц, коэффициента АМ 10% изображены на рис. 6-9.

Горизонтальными линиями на рис. 6-9 обозначены границы методических погрешностей алгоритма при определении соответствующих параметров.

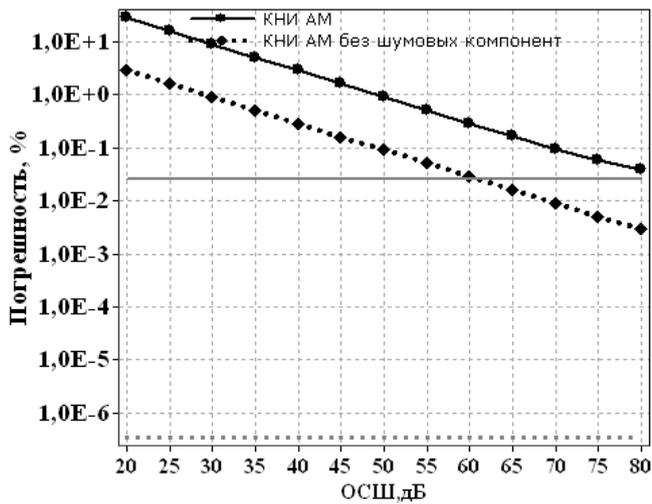


Рис. 6. Графики зависимости погрешности определения КНИ АМ сигнала

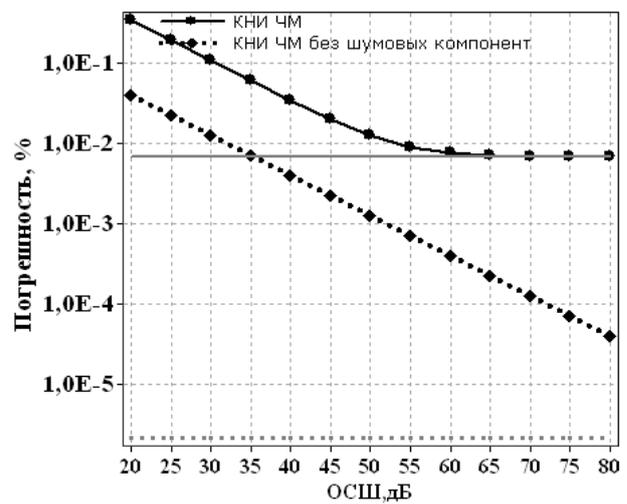


Рис. 7. Графики зависимости погрешности определения КНИ ЧМ сигнала

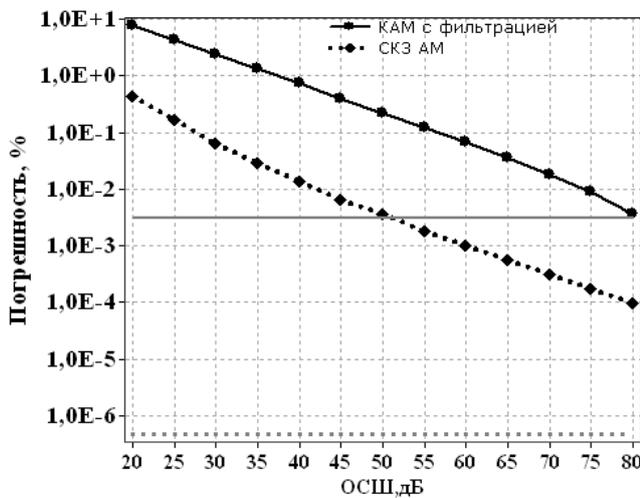


Рис. 8. Графики зависимости погрешности определения КАМ АМ сигнала

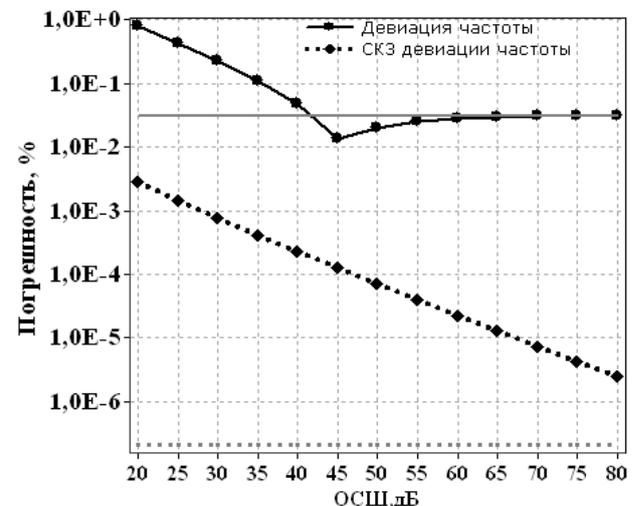


Рис. 9. Графики зависимости погрешности определения девиации частоты ЧМ сигнала

Максимальная методическая погрешность определена для пикового значения девиации частоты и составляет 0.05%. Для данного параметра также интересен характеристический график зависимости от отношения сигнал/шум. Так для ОСШ 45 дБ итоговое значение погрешности меньше методической. Это связано с тем, что применение фильтрации в полосе измерения от  $F_{min}$  до  $F_{max}$  всегда уменьшает уровень выходного сигнала. Из-за этого определенное пиковое значение девиации частоты будет меньше установленного, поэтому при некотором отношении сигнал/шум возможна компенсация методической составляющей, так как шумы всегда увеличивают пиковое значение параметра. Это можно видеть на рис. 9.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В диссертационной работе предложены модифицированные методики и алгоритмы цифровой обработки модулированных радиосигналов, в том числе:

1. Разработана методика обработки массива дискретизированных данных модулированного сигнала, которая по одному массиву данных, одновременно, вычисляет параметры амплитудной и частотной модуляции.
2. Разработана методика разбиения массива данных на блоки, позволяющая повысить скорость оценки параметров модулированного радиосигнала в 5 и более раз. Чем больше массив исходных данных, тем более значительно возрастает быстродействие.
3. Разработан алгоритм определения частоты несущей модулированного радиосигнала, позволяющий исключить модуль частотомера из системы оценки параметров модуляции.
4. Разработана методика автоматической установки частоты дискретизации и объема выборки в зависимости от диапазона измерений и ширины спектра сигнала.
5. Создана моделирующая программа, позволяющая оценить работоспособность предложенных алгоритмов при различных уровнях шумов, а так же влияние видов временных окон (Кайзера, Ханна, Хемминга, Блэкмана, Flat Top) и учитываемую ширину главного максимума. Методические погрешности для полосы частот 0,02-20 кГц, девиации частоты 100 кГц, коэффициента амплитудной модуляции 10%, отношения сигнал/шум 50 дБ не превышают:

Параметр	Погрешность, %
Коэффициент АМ (КАМ), пиковое значение	0,3
СКЗ АМ	$5 \cdot 10^{-3}$
КНИ АМ	0,2
Девиация частоты, пиковое значение	0,05
СКЗ ЧМ	$9 \cdot 10^{-5}$
КНИ ЧМ	$2 \cdot 10^{-3}$
Частота несущей $f_{вч}$	$4 \cdot 10^{-5}$
Частота модуляции АМ	$2 \cdot 10^{-7}$
Частота модуляции ЧМ	$7 \cdot 10^{-6}$

6. Разработанные в диссертации алгоритмы и методики внедрены на заводе им. М.В. Фрунзе в серийно выпускаемый измеритель модуляции СКЗ-49. Созданные программные средства используется в учебном процессе кафедры радиотехники и радиосистем в курсе «Крейтовые и виртуальные системы испытаний».

## Список публикаций по теме диссертации

### Публикации в изданиях по перечню ВАК:

1. Коробов Д.С., Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Проектирование виртуального измерителя глубины амплитудной модуляции сигнала на основе преобразований Гильберта и Фурье. / «Проектирование и технология электронных средств». - 2008, №4. - С. 51-56.
2. Коробов Д.С., Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Анализ возможностей вычислительного метода определения девиации частоты сигнала на основе преобразований Фурье и Гильберта. / «Известия института инженерной физики». - 2010, №1. - С. 33-37.

### Патент:

3. Пат. 2424534 Российская Федерация, МПК G01R 29/06. Цифровой измеритель модуляции / Коробов Д.С., Поздняков В.А. (Российская Федерация). - Опубл. 20.07.2011, Бюл. №20.- 13 с.

### Публикации в остальных изданиях:

4. Коробов Д.С., Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Алгоритм определения глубины амплитудной модуляции широкополосного сигнала. // «Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 8 междунар. науч.-техн. конф. Т.1». - Владимир. - 2009. – С. 245 – 248.
5. Коробов Д.С., Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Оценка точности алгоритма определения глубины амплитудной модуляции широкополосного сигнала. // «Перспективные технологии в средствах передачи информации: Материалы 8 междунар. науч.-техн. конф. Т.1». - Владимир. - 2009. – С. 248 – 250.
6. Коробов Д.С., Карпов И.В., Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Алгоритм работы цифрового анализатора амплитудно-частотных характеристик канала связи. // «Новые информационные технологии в системах связи и управления: Материалы 9 Российской науч.-техн. конф.». - Калуга. - 2010. – С. 459 – 461.
7. Коробов Д.С., Карпов И.В., Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Повышение точности оценки амплитудно-частотной характеристики канала связи, при высокой скорости свипирования частоты. // «Новые информационные технологии в системах связи и управления: Материалы 9 Российской науч.-техн. конф.». - Калуга. - 2010. – С. 462 – 464.

8. Коробов Д.С., Поздняков А.Д., Поздняков В.А. Алгоритмический метод определения модуляции широкополосного сигнала. // «Новые информационные технологии в системах связи и управления: Материалы 9 Российской науч.-техн. конф.». - Калуга. - 2010. – С. 455 – 458.
9. Коробов Д.С., Карпов И.В., Поздняков В.А. Повышение точности алгоритма оценки параметров модулированного сигнала. // «Новые информационные технологии в системах связи и управления: Материалы 9 Российской науч.-техн. конф.». - Калуга. - 2010. – С. 452 – 454.

Подписано в печать 19.11.13.

Формат 60x84/16. Усл. печ. л. 1,16. Тираж 100 экз.

Заказ

Издательство

Владимирского государственного университета  
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых.  
600000, Владимир, ул. Горького, 87.