

На правах рукописи

Поборчая Наталья Евгеньевна

**Разработка эффективных методов и алгоритмов оценивания параметров
канала связи в условиях априорной неопределенности**

Специальность: 05.12.04- Радиотехника, в том числе системы и устройства
телевидения

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

доктора технических наук

Москва – 2021

Работа выполнена в ордена Трудового Красного Знамени федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Московский технический университет связи и информатики» (МТУСИ).

- Научный консультант: **Крейнделин Виталий Борисович** - доктор технических наук, профессор, МТУСИ, заведующий кафедрой «Теория электрических цепей».
- Официальные оппоненты: **Карташевский Вячеслав Григорьевич** - доктор технических наук, профессор, ПГУТИ (г. Самара), заведующий кафедрой «Информационной безопасности»;
- Бокк Герман Олегович** - доктор технических наук, ООО «НСТТ» (г. Москва), директор по науке;
- Тихомиров Николай Михайлович** - доктор технических наук, старший научный сотрудник, АО «Концерн «Созвездие», (г. Воронеж), начальник научно-технического управления.
- Ведущая организация: Федеральное государственное унитарное предприятие «Ордена Трудового Красного Знамени Российский научно-исследовательский институт радио имени М.И. Кривошеева» (ФГУП НИИР, г. Москва).

Защита диссертации состоится «23» сентября 2021 года в 13.00 часов на заседании диссертационного совета по защите докторских и кандидатских диссертаций Д 219.001.04 при МТУСИ по адресу: 111024, Москва, ул. Авиамоторная, д. 8а, ауд. А-448.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке и на сайте МТУСИ <http://www.srd-mtuci.ru/images/Dis-Poborchaya/dis-Poborchaya.pdf>.

Автореферат разослан « _____ » _____ 2021 года

Ученый секретарь
диссертационного совета 219.001.04
доктор технических наук, доцент

М.В. Терешонок

ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

Актуальность темы. Тенденция развития современных средств связи направлена на увеличение объемов передаваемой информации. Это реализуется, например, путем использования высокопозиционных видов модуляции, таких как QAM - 64, 256, 1024, технологии OFDM и MIMO. При этом важную роль играет качество приема сигналов. Поэтому MIMO является одной из самых перспективных систем, она позволяет повысить скорость передачи информации или помехоустойчивость.

Задача повышения помехоустойчивости систем связи является актуальной и складывается из нескольких этапов: помехоустойчивое кодирование, разнесенный прием, использование каналов обратной связи, применение процедуры расширения спектра, квазикогерентный прием, который можно осуществить, реализовав качественную синхронизацию и компенсацию искажений сигнала. Именно этому последнему пункту посвящена работа. В основе решения задачи лежит оценка параметров канала связи.

Наиболее простой и дешевой схемой приема является процедура прямого преобразования, которая состоит в переносе высокочастотного принимаемого сигнала на нулевую частоту с образованием двух квадратур. Но данный метод имеет крупный недостаток, который состоит в наличии амплитудно - фазового дисбаланса между квадратурами сигнала, смещения частоты из-за несовпадения частот принимаемого сигнала и гетеродина приемника, а также дрейфа постоянных составляющих. Последний появляется в результате просачивания сигнала гетеродина на вход устройства. Мощность постоянной составляющей может быть больше мощности полезного сигнала. В этом случае она, попадая в последующие каскады приемного устройства, делает процедуру детектирования с заданной вероятностью ошибки невозможной. Отмеченные искажения также, как и канал, очень сильно влияют на помехоустойчивость. С переходом работы систем связи на все более высокие частоты эти недостатки только усугубляются. Поэтому актуальна задача создания методов и алгоритмов оценки описанных искажений и параметров канала связи. Чем точнее будет произведена их оценка, тем меньше вероятность ошибки приема информационного символа. Это позволит, например, использовать помехоустойчивые коды с меньшей избыточностью или сократить скорость передачи данных по обратному каналу.

Степень научной разработанности темы. Повышению помехоустойчивости за счет более точного оценивания неизвестных параметров посвящено много работ, как зарубежных, так и отечественных авторов. Если используются оптимальные методы, то наиболее распространена байесовская оценка, основанная на минимизации среднего риска и оценка максимального правдоподобия. В обоих случаях необходима априорная информация о законах распределения шумов. Если же параметры являются случайными процессами, то используется теория оптимальной фильтрации Колмогорова-Винера, Калмана для

линейного случая и Стратоновича - для нелинейного. Также весомый вклад в развитие теории оптимального оценивания и фильтрации внесли такие ученые, как Бьюси Р.С., Браммер К., Зиффлинг Г., Сейдж Э., Мелс Дж., Сосулин Ю.Г., Ярлыков М.С., Тихонов В.И., Шахтарин Б.И., Шлома А.М., Волчков В.П., Крейнделин В.Б., Бакулин М.Г., Карташевский В.Г., Трифонов А.П., Шинаков Ю.С., Аджемов С.С., Казаков Л.Н. и др. Как правило, все алгоритмы синтезированы в условиях гауссовских законов распределения случайных процессов, что часто соответствует реальной ситуации, когда выполняется центральная предельная теорема (ЦПТ) теории вероятностей. Например, реальный шум – это результат сложения мешающих воздействий от большого количества источников, или присутствует эффект нормализации, когда процесс проходит узкополосную линейную систему и на ее выходе становится гауссовским. Однако не всегда помехи и шумы можно аппроксимировать нормальным законом распределения. ЦПТ не выполняется, например, если в приемнике нет узкополосного фильтра. Эта ситуация может быть при расширении полосы частот сигнала для увеличения пропускной способности системы связи. Фазовый шум гетеродина, узкополосные и импульсные помехи также являются не гауссовскими случайными процессами. В таких случаях может использоваться адаптивная фильтрация, но она обладает высокой сложностью. Методам оценивания при негауссовских шумах посвящены работы таких ученых, как D. Middleton, R. Blum, P. Willett, Xuebo Zhang, Wenwei Ying, Валеев В.Г., Шелухин О.И., Синдлер Ю.Б., Астрецов Д.В., Карташевский В.Г., Артющенко В.М., Файзуллин Р.Р., Кадушкин В.В и др.

Обзор методов оценки канала и искажений сигнала в приемнике прямого преобразования показал, что как правило рассматривается оценка только параметров канала без учета искажений, вносимых приемником прямого преобразования, или предложены алгоритмы оценивания параметров канала и искажений сигнала по отдельности, или синтезированы высокоточные процедуры совместной оценки канала и искажений сигнала, обладающие очень большой вычислительной сложностью. Вклад в решение этой проблемы внесли такие ученые, как Yoshida, T., Chakra S.A., Tubbaх J., Valkama M., Youzhi Xiong, Mohsin Aziz, Wence Zhang, Khandker Nadya Haq, M. Mailand, Nikolaos Kolomvakis, Kidsanapong Puntsri, Gappmair W., Chen-Jiu Hsu, Пестряков А.В., Хасьянова Е.Р. и др.

Для минимизации временных и вычислительных затрат можно не проводить идентификацию шумов, а использовать метод наименьших квадратов (МНК) или процедуру стохастической аппроксимации, которые позволяют работать в условиях данной априорной неопределенности. Метод наименьших квадратов был введен еще в работах К. Гаусса (1794-1795 г.г.) и А. Лежандра (1805-1806 г.г.). С развитием этого метода связаны такие известные математики, как О. Коши, П.Л. Чебышев, К. Пирсон, А.А. Марков, А.Н. Колмогоров, Р. Фишер, С. Рао, А. Херл и др. Очень подробно данный подход разработан и использован при решении технических задач для линейных моделей. Алгоритм стохастической аппроксимации создан для параметрических и непараметрических задач оценивания и представляет собой рекуррентную процедуру, которая осуществляет

уточнение оценки при каждом следующем наблюдении. Первым таким алгоритмом была процедура Роббинса - Монро. В дальнейшей разработке метода стохастической аппроксимации приняли участие: М. Вазан, М.Б. Невельсон, Р.З. Хасьминский, Б.Т. Поляк, В.И. Джиган и др.

В технике связи встречаются некорректно поставленные задачи (по Адамару), которые требуют специального подхода. Эта ситуация возникает, например, тогда, когда оператор (линейный или нелинейный), описывающий наблюдаемый процесс, не имеет обратного, или определяется с ошибками, приводящими к расходимости используемого вычислительного алгоритма. Решение таких задач производится путем введения регуляризующего параметра в процедуру оценивания. Метод регуляризации для решения некорректных операторных уравнений развил А. Н. Тихонов (1963 г). Также большой вклад в теорию некорректно поставленных задач внесли следующие ученые: А.С. Леонов, А.Г. Ягола, А.Б. Бакушинский, А.В. Гончарский, В.А. Морозов и др. Тем не менее, при большом количестве работ в математических изданиях, в задачах оценивания канала и параметров случайного сигнала регуляризующие методы освещены слабо. Не изучены их возможности для применения в этой области. С интенсивным развитием вычислительной и микропроцессорной техники становится возможным реализовать более сложные алгоритмы совместной оценки параметров случайного сигнала и канала, которые обладают более высокой точностью, чем упрощенные процедуры, производящие оценку параметров, как правило, по отдельности и основанные на статистическом усреднении и классическом методе стохастической аппроксимации.

Цель исследования. Целью исследования является повышение помехоустойчивости систем связи за счет более точного совместного оценивания неизвестных параметров канала связи при приемлемой вычислительной сложности.

Предмет исследования: методы и алгоритмы совместного оценивания параметров канала связи.

Объект исследования: системы тактовой и фазовой синхронизации, приемник прямого преобразования.

Научная проблема состоит в разработке методов совместного оценивания параметров канала связи в условиях априорной неопределенности относительно статистических характеристик канала связи, законов распределения шумов и ограничения на вычислительную сложность.

Для решения научной проблемы и достижения цели диссертационного исследования в работе поставлены и решены три научные задачи:

1) создание новых высокоточных совместных методов и алгоритмов оценивания параметров канала связи, работающих

- по тестовой последовательности в условиях априорной неопределенности относительно динамической системы, статистических характеристик канала связи и законов распределения шумов,

- по выборке наблюдаемого тестового процесса как можно меньшего объема для возможности увеличения спектральной эффективности,

- обладающие универсальностью относительно вида тестового сигнала,
 - имеющих приемлемую вычислительную сложность,
- 2) анализ качества работы синтезированных алгоритмов при шумовых воздействиях
- с разными законами распределения,
 - коррелированных и некоррелированных,
 - в виде узкополосной помехи,
- 3) исследование влияния отклонения априорных сведений относительно дисперсии шума наблюдения на качество оценивания.

Методы исследования. Основные результаты диссертации получены на основе использования методов теории вероятностей, математической статистики, нелинейной рекуррентной фильтрации, метода наименьших квадратов, теории регуляризации для решения некорректно поставленных задач и статистического моделирования.

Личный вклад. Все результаты, представленные в диссертации, получены соискателем самостоятельно.

Научная новизна результатов исследования.

1. Предложен новый рекуррентный регуляризирующий метод совместной оценки параметров канала связи в условиях априорной неопределенности относительно динамической системы и распределения шумов, позволяющий с единых позиций решать, как линейные, так и нелинейные задачи с разными аппроксимирующими конструкциями.

2. Получено приближенное рекуррентное выражение в замкнутом виде для апостериорного нахождения параметра регуляризации, основанное на априорных данных относительно дисперсии аддитивного шума, позволяющее повысить точность оценивания при ограниченных выборках сигнала.

3. В условиях априорной неопределенности относительно статистических характеристик канала связи и законов распределения шумов предложен новый метод совместной оценки параметров нестационарного канала и сигнала, работающий как по тестовой, так и по информационной последовательности после детектирования, основанный на полиномиальной аппроксимации невысокого порядка внутри временного скользящего окна и линейном МНК, обладающий вычислительной сложностью, линейно зависящей от объема выборки сигнала.

4. На основе предложенного метода в п. 1 синтезированы новые рекуррентные алгоритмы совместной оценки параметров канала связи для задач фазовой и тактовой синхронизации, а также для компенсации искажений, вносимых приемником прямого преобразования, работающие как по тестовой последовательности, так и по информационным символам после процедуры детектирования в системах с SISO, позволяющие сократить длину тестовой последовательности и повысить точность оценивания.

5. На основе методов, предложенных в п. 1 и 3, для систем с MIMO синтезированы новые алгоритмы (рекуррентные и не рекуррентные, комбинированные) совместной оценки матрицы канала связи и искажений,

вносимых приемником прямого преобразования, для стационарного и нестационарного канала, которые позволяют понизить сложность по сравнению с известными методами совместного оценивания.

б. На основе предложенных методов в п. 1 и 3 для системы с OFDM синтезированы новые алгоритмы совместной оценки параметров канала связи и искажений сигнала в тракте приемника прямого преобразования, работающие во временной области и позволяющие повысить точность оценивания или понизить вычислительную сложность относительно известных процедур.

Теоретическая и практическая значимость.

Теоретическая значимость работы заключается в синтезе методов совместного оценивания параметров канала связи в условиях априорной неопределенности относительно статистических характеристик канала связи и законов распределения шумов и в разработке на их основе алгоритмов оценивания, работающих, как по тестовой последовательности, так и по информационной после процедуры детектирования.

Практическая значимость: в условиях априорной неопределенности на фоне фазового и аддитивного шумов

1) синтезирован новый алгоритм нелинейной фильтрации для совместной оценки задержки, частоты и фазы сигнала MSK, использующий второе приближение по Тейлору при аппроксимации нелинейных уравнений наблюдений, который при некоторых отношениях сигнал/шум позволяет сократить длительность переходного процесса до 2 раз и повысить точность оценивания частоты при наличии фазового шума в 1.5 – 2 раза относительно известного алгоритма Стратоновича; показана возможность его реализации в реальном времени;

2) синтезирован новый регуляризирующий алгоритм совместной оценки задержки, частоты и фазы сигналов MSK, PSK, QAM, который позволяет сократить длину тестовой последовательности в 3-18 раз и повысить точность оценивания частоты и фазы в 3 и 4 раза соответственно относительно известного алгоритма Стратоновича;

3) для системы SISO в условиях стационарного канала получен новый регуляризирующий алгоритм совместной оценки амплитуды, фазы, частоты, амплитудно-фазового дисбаланса и постоянных составляющих сигналов PSK, QAM, более устойчивый к неточности априорных сведений относительно дисперсии аддитивного шума, чем известный алгоритм Стратоновича, позволяющий сократить длину тестовой последовательности и получить энергетический выигрыш до 4 дБ относительно известных процедур оценивания;

4) для системы с OFDM синтезирован новый алгоритм совместной оценки во временной области параметров канала и искажений сигнала в тракте приемника прямого преобразования, основанный на комбинировании процедуры с полиномиальными сплайнами с регуляризирующим алгоритмом, работающий по двум опорным символам, который позволяет совместить операции оценки и интерполяции множителей канала, а также обладает вычислительной сложностью, пропорциональной квадрату от объема выборки тестового сигнала, что ниже, чем

известный алгоритм совместного оценивания (сложность пропорциональна третьей степени от объема выборки), и выигрывает в помехоустойчивости перед известной процедурой на основе статистического усреднения до 7 дБ; использование в комбинированном алгоритме известного метода Стратоновича приводит к понижению точности оценивания частоты в 1.5–3 раза, а также к понижению энергетической эффективности до 4 дБ при увеличении длины информационной последовательности с 28 до 40 символов;

5) для системы с ММО синтезирован новый алгоритм совместного оценивания матрицы канала и искажений сигнала в приемнике прямого преобразования, основанный на комбинировании процедуры, использующей полиномиальную аппроксимацию с новым рекуррентным регуляризирующим алгоритмом, который при единой постановке задачи и одинаковой помехоустойчивости обладает гораздо более низкой вычислительной сложностью, чем известный алгоритм совместного оценивания параметров.

б) в условиях априорной неопределенности относительно статистических характеристик канала с доплеровским расширением спектра и релеевскими замираниями синтезирован новый алгоритм, основанный на полиномиальной аппроксимации коэффициентов передачи канала, зависящих от времени, обладающий более низкой вычислительной сложностью, чем известные процедуры совместного оценивания.

Реализация и внедрение результатов работы. Полученные в диссертационной работе результаты используются при проведении научно-исследовательских работ ФГУП НИИР, в научно-производственной деятельности АО «Научно-исследовательский институт микроприборов-К», в программном коде прошивок узла калибровки базовых станций системы подвижной радиосвязи технологии МАКВИЛ и в модуле эквалайзера абонентских терминалов в ООО «НСТТ», а также в учебном процессе кафедры «Общая теория связи» МТУСИ, что подтверждается соответствующими актами.

Достоверность результатов. Полученные результаты обоснованы корректным применением методов линейной алгебры, статистической радиотехники, теории связи, теории оптимальной рекуррентной фильтрации, статистического моделирования. Это подтверждается вычислительным экспериментом, результаты которого не противоречат теории оценивания и рекуррентной фильтрации, выводам отечественных и зарубежных ученых, опубликованным в ведущих научно-технических журналах, а также широким обсуждением результатов диссертации на международных и российских конференциях.

Апробация результатов работы. Результаты диссертационной работы докладывались и обсуждались на следующих мероприятиях: НТС «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания», проводимый в Самаре, 27-28 июня 2005 г., Ярославле; 1-3 июля 2008 г., Воронеже, 24-26 июня 2009 г., Нижнем Новгороде, 27-29 июня, 2010 г.; 1 – ой международной НТК «Компьютерные науки и технологии», Белгород, 8-10 октября, 2009 г.; международном НТС «Системы синхронизации, формирования и обработки

сигналов для связи и вещания», Одесса, 27-30 июня 2011 г.; 2 - ой международной НТК «Компьютерные науки и технологии». Белгород, 3-5 октября 2011 г.; международном НТС «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях», Йошкар-Ола, 25-27 июня 2012 г., Ярославль, 30 июня – 3 июля 2013 г.; международной НТК «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях»: «СИНХРОИНФО 2014», Воронеж, 29 июня – 1 июля 2014 г.; «СИНХРОИНФО 2015», 29 июня – 1 июля С-Петербург, 2015 г.; «СИНХРОИНФО 2016», 1– 2 июля Самара, 2016 г.; «СИНХРОИНФО 2017», 3– 4 июля Казань, 2017 г.; «СИНХРОИНФО 2018», 4-5 июля, г. Минск 2018; «СИНХРОИНФО 2019», 1-3 июля, г. Ярославль 2019; «СИНХРОИНФО 2020», 1-3 июля, г. Светлогорск, 2020; международной НТК «СВЧ техника и телекоммуникационные технологии», Севастополь, 4-10 сентября 2016 г.;

Публикации. Результаты диссертационной работы были опубликованы в 49 работах: 26 публикации в журналах, из них 18 из Перечня ВАК, 2 публикации входят в Web of Science; 18 докладов на конференциях, из них 5 публикаций в международной базе Scopus; 5 свидетельств о регистрации программ для ЭВМ.

Структура и объем работы. Диссертационная работа состоит из введения, семи глав, заключения и библиографического списка, содержащего 247 наименований. Диссертация содержит 381 страницу основного текста, в том числе 165 рисунков и 34 таблицы, и 16 страниц приложения.

Положения, выносимые на защиту:

1. Новый метод совместной оценки параметров канала связи в условиях априорной неопределенности относительно динамической системы и законов распределения шумов, работающий как по тестовой последовательности, так и по информационным символам после процедуры детектирования, позволяет повысить точность оценивания при меньших выборках сигнала.

2. Новый асимптотически оптимальный алгоритм тактовой и фазовой синхронизации, синтезированный на основе метода факторизации нелинейного оператора и нелинейной фильтрации при неполной информации о динамической системе и распределении шумов (аддитивных и фазовых), имеет более короткий переходный процесс и обладает более высокой точностью оценивания параметров, чем алгоритм Стратоновича.

3. Новый регуляризирующий алгоритм совместной оценки задержки, частоты и фазы случайного сигнала, основанный на методе п.1, устойчивый к отклонениям значений параметров, входящих в алгоритм, позволяет сократить объем выборки процесса и повысить точность оценивания относительно известной нелинейной фильтрации Стратоновича.

4. Новый регуляризирующий алгоритм совместной оценки квазистационарного канала и искажений сигнала, вносимых приемником прямого преобразования, основанный на методе п.1, обладает более высокой помехоустойчивостью, чем нелинейная фильтрация Стратоновича и процедуры статистического усреднения при ограниченных выборках случайного процесса, а

также гораздо более низкой вычислительной сложностью, чем известный метод совместного оценивания. Оценке подлежат одновременно следующие параметры: амплитуда, фаза, частота, амплитудно–фазовый дисбаланс и постоянные составляющие квадратур сигнала.

5. Новый метод совместной оценки нестационарного канала с доплеровским расширением спектра и релеевскими замираниями, и искажений сигнала, вносимых приемником прямого преобразования, основанный на полиномиальной аппроксимации и методе наименьших квадратов, не требует априорной информации о параметрах канала и обладает более низкой вычислительной сложностью, чем известный метод с тригонометрической аппроксимацией.

6. Новый алгоритм совместной оценки медленно меняющейся матрицы канала с релеевскими замираниями и искажений сигнала в тракте приемника прямого преобразования в системе с ММО, работающий в условиях априорной неопределенности, основанный на методах п.1 и п.5, обладает гораздо более низкой вычислительной сложностью, чем известный метод совместного оценивания.

7. Новый алгоритм совместной оценки во временной области канала и искажений сигнала в тракте приемника прямого преобразования в системе с OFDM, работающий в условиях априорной неопределенности, позволяет по двум опорным символам одновременно оценивать канал по времени и по частоте. Алгоритм синтезирован на основе комбинирования методов п.1 и п.5., обладает более высокой помехоустойчивостью, чем известный метод Стратоновича и процедуры со статистическим усреднением, а также более низкой сложностью, чем известный алгоритм совместного оценивания.

КРАТКОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

Во введении обоснована актуальность и показана степень научной разработанности темы исследования, сформулированы цели и задачи исследования, а также основные положения, выносимые на защиту, указаны научная новизна, теоретическая и практическая ценность полученных результатов.

В первой главе приведен обзор методов и алгоритмов оценки неизвестных параметров сигнала и канала связи.

Традиционно используемые алгоритмы требуют либо знания законов распределения шумов и статистики канала, либо обладают высокой вычислительной сложностью, либо используют большой объем выборки сигнала.

Также рассмотрены известные методы оценивания искажений, приобретенных сигналом в тракте приемника прямого преобразования для систем SISO и ММО. В основном предлагаются процедуры отдельной оценки параметров сигнала и канала. Кроме этого считается, что часть параметров известна или найдена заранее с высокой точностью какими-нибудь другими методами. При относительно небольшом объеме выборки сигнала отдельная

оценка уступает по точности совместной оценке параметров. Известные же совместные оценки неизвестных параметров сигнала и канала обладают или очень высокой вычислительной сложностью: минимальное количество операций пропорционально третьей степени от объема выборки сигнала, или нет замкнутых выражений для их получения.

Если рассматриваются алгоритмы, работающие по тестовым последовательностям, то подбирается их специальный вид, ориентированный на ту или иную процедуру оценивания. Поэтому синтезированные в таких условиях алгоритмы не применимы для оценки параметров по полученным после детектирования информационным символам. Слепые же алгоритмы оценивания работают по большому объему выборки.

Оценка нестационарного канала с релеевскими замираниями и доплеровским расширением спектра получена методом линейной фильтрации с тригонометрической аппроксимацией множителей канала. Но этот известный подход не учитывает искажения сигнала, появляющиеся в тракте приемника прямого преобразования и требует знания частот квазигармоник, входящих в аппроксимирующую конструкцию. Кроме этого, увеличение количества последних приводит к существенному усложнению алгоритма оценивания.

Из анализа существующих методов оценивания канала связи и искажений сигнала в приемнике прямого преобразования следует, что требуется разработать метод, на основе которого будут синтезированы алгоритмы совместной оценки параметров сигнала и канала связи, работающие в условии априорной неопределенности относительно канала связи и законов распределения шумов по выборке как можно меньшего размера и обладающие меньшей вычислительной сложностью, чем существующие. Так же они должны не зависеть от вида тестовой последовательности и уметь производить оценку как при линейных, так и при нелинейных моделях.

Во второй главе на основе факторизации нелинейного оператора, модифицированного функционала Тихонова А.Н. и теории регуляризации разработан новый рекуррентный метод решения некорректно поставленных задач для совместного оценивания параметров канала связи и случайного сигнала, не требующий априорной информации о законах распределения случайных процессов [1]-[5], [19], [20], [26].

Рассматривается случайный процесс $\mathbf{z}_i \in \mathbb{R}^m$, наблюдаемый на фоне шума $\boldsymbol{\mu}_i \in \mathbb{R}^m$, закон распределения которого неизвестен: $\mathbf{y}_i = \mathbf{z}_i + \boldsymbol{\mu}_i$. Здесь $i = 1, 2, \dots, n$ - дискретное время, $\mathbf{z}_i = \mathbf{S}_i(\boldsymbol{\Theta})$, $\mathbf{S}_i(\cdot) : \mathbb{R}^p \rightarrow \mathbb{R}^m$ - известный нелинейный оператор уравнения наблюдения, $\boldsymbol{\Theta} \in \mathbb{R}^p$ - вектор параметров, $E(\boldsymbol{\mu}_i) = \mathbf{0}_{m \times 1}$, $E(\boldsymbol{\mu}_i \boldsymbol{\mu}_i^T) = \sigma_\mu^2 \mathbf{I}_{m \times m}$, $E(\boldsymbol{\mu}_i \boldsymbol{\mu}_j^T) = \mathbf{0}_{m \times m}$ при $i \neq j$, \mathbf{I} - единичная матрица. Требуется по наблюдаемой выборке сигнала $\mathbf{Y}_n = (\mathbf{y}_1^T \ \dots \ \mathbf{y}_n^T)^T \in \mathbb{R}^{nm}$ найти оценку вектора неизвестных параметров $\hat{\boldsymbol{\Theta}}$ в условиях известной дисперсии аддитивного шума.

Алгоритм оценки вектора $\boldsymbol{\Theta}$ будем искать в классе рекуррентных процедур. Рассмотрим модель: $\boldsymbol{\Theta}_l = \boldsymbol{\Theta}_{l-1} + \boldsymbol{\zeta}_l$, $\mathbf{Y}_n = \mathbf{S}(\boldsymbol{\Theta}_l) + \boldsymbol{\mu}$, где $l = 1, 2, \dots, M_0$ - номер итерации,

$\boldsymbol{\mu} = (\boldsymbol{\mu}_1^T \ \dots \ \boldsymbol{\mu}_n^T)^T$, $\mathbf{S}(\cdot) : \mathbb{R}^p \rightarrow \mathbb{R}^{mn}$, $\mathbf{s}(\cdot) = (\mathbf{s}_1^T(\boldsymbol{\Theta}_l) \ \dots \ \mathbf{s}_n^T(\boldsymbol{\Theta}_l))^T$, $\boldsymbol{\zeta}_l \in \mathbb{R}^p$ - регуляризующий шум, который позволяет решать некорректно поставленную (по Адамару) задачу, $E(\boldsymbol{\zeta}_l) = \mathbf{0}_{p \times 1}$, $E(\boldsymbol{\zeta}_l \boldsymbol{\zeta}_l^T) = \sigma_\zeta^2 \mathbf{I}_{p \times p}$, $\sigma_\zeta^2 \rightarrow 0$, $E(\boldsymbol{\zeta}_l \boldsymbol{\zeta}_q^T) = \mathbf{0}_{p \times p}$, для $l \neq q$.

Используя метод факторизации, представим функцию $\mathbf{S}(\cdot)$ в следующем виде: $\mathbf{S}(\boldsymbol{\Theta}_l) = \mathbf{D}_{l-1} \mathbf{F}(\boldsymbol{\Theta}_l) + \boldsymbol{\varepsilon}_l$. Здесь \mathbf{D}_{l-1} - матрица, элементы которой не зависят от $\boldsymbol{\Theta}_l$, а являются функциями только от оценки $\widehat{\boldsymbol{\Theta}}_{l-1}$, $\mathbf{F}(\cdot)$ - нелинейная вектор-функция. Вид \mathbf{D}_{l-1} и $\mathbf{F}(\cdot)$ зависит от применяемой аппроксимирующей конструкции, $\boldsymbol{\varepsilon}_l \in \mathbb{R}^{mn}$ - шумы аппроксимации. В результате получим модель

$$\boldsymbol{\Theta}_l = \boldsymbol{\Theta}_{l-1} + \boldsymbol{\zeta}_l, \mathbf{Y}_n = \mathbf{D}_{l-1} \mathbf{F}(\boldsymbol{\Theta}_l) + \boldsymbol{\eta}_l, l = 1, 2, \dots, M_0, \quad (1)$$

где $\boldsymbol{\eta}_l = \boldsymbol{\mu} + \boldsymbol{\varepsilon}_l$, $E(\boldsymbol{\eta}_l) = \mathbf{0}_{mn \times 1}$, $E(\boldsymbol{\eta}_l \boldsymbol{\eta}_l^T) = \mathbf{Q} = (\sigma_\mu^2 + \sigma_\varepsilon^2) \mathbf{I}_{mn \times mn}$.

Пусть $\mathbf{F}(\cdot)$ имеет ограниченную непрерывную первую производную в точке $\boldsymbol{\Theta}_{l-1}$. Данное предположение выполняется, если используется аппроксимация с помощью гладких непрерывных функций. Далее при помощи преобразования $\mathbf{f}_l = \mathbf{F}(\boldsymbol{\Theta}_l)$ перейдем от модели (1) к приближенной линеаризованной относительно переменной \mathbf{f} модели. Для этого разложим $\mathbf{F}(\cdot)$ в ряд Тейлора в точке $\boldsymbol{\Theta}_{l-1}$: $\mathbf{f}_l = \mathbf{F}(\boldsymbol{\Theta}_{l-1} + \boldsymbol{\zeta}_l) \approx \mathbf{F}(\boldsymbol{\Theta}_{l-1}) + \mathbf{W}_{l-1} \boldsymbol{\zeta}_l$, где $\mathbf{W}_{l-1} = \mathbf{F}'(\boldsymbol{\Theta}_{l-1})$ - производная $\mathbf{F}(\cdot)$ в $\boldsymbol{\Theta}_{l-1}$. Тогда имеем модель: $\mathbf{f}_l = \mathbf{f}_{l-1} + \mathbf{W}_{l-1} \boldsymbol{\zeta}_l$, $\boldsymbol{\Theta}_l = \mathbf{L} \mathbf{f}_l$, $\mathbf{Y}_n = \mathbf{D}_{l-1} \mathbf{f}_l + \boldsymbol{\eta}_l$, \mathbf{L} - матрица, которая зависит от аппроксимирующей конструкции, например, если используется ряд Тейлора до первого приближения, то $\mathbf{f}_l = \begin{pmatrix} 1 \\ \boldsymbol{\Theta}_l \end{pmatrix}$, а $\mathbf{L} = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{p \times 1} & \mathbf{I}_{p \times p} \end{pmatrix}$.

Для получения рекуррентного алгоритма оценки $\widehat{\boldsymbol{\Theta}}_l = \mathbf{L} \widehat{\mathbf{f}}_l$ вводится эмпирический риск в виде функционала Тихонова:

$$M_l(\widehat{\mathbf{f}}_1, \dots, \widehat{\mathbf{f}}_{l-1}, \mathbf{f}_l) = \sum_{j=1}^l (\gamma^2(\mathbf{f}_j) + \lambda_j \rho^2(\mathbf{f}_j)), \quad (2)$$

где λ_j - регуляризующий параметр (множитель Лагранжа),

$$\gamma^2(\mathbf{f}_j) = \|\mathbf{f}_j - \widehat{\mathbf{f}}_{j-1}\|_{P_j}^2 = \langle \mathbf{f}_j - \widehat{\mathbf{f}}_{j-1}, \mathbf{P}_j^{-1}(\mathbf{f}_j - \widehat{\mathbf{f}}_{j-1}) \rangle, \quad \rho^2(\mathbf{f}_j) = \|\mathbf{Y}_n - \mathbf{D}_{j-1} \mathbf{f}_j\|_{Q^{-1}}^2 = \langle \mathbf{Y}_n - \mathbf{D}_{j-1} \mathbf{f}_j, \mathbf{Q}^{-1}(\mathbf{Y}_n - \mathbf{D}_{j-1} \mathbf{f}_j) \rangle;$$

Здесь $\|\cdot\|$ - евклидова норма, $\langle \cdot, \cdot \rangle$ - скалярное произведение, $\mathbf{P}_j = E(\mathbf{f}_j - \widehat{\mathbf{f}}_{j-1})(\mathbf{f}_j - \widehat{\mathbf{f}}_{j-1})^T$ - ковариационная матрица ошибок экстраполяции.

Решая задачу нахождения оценки $\widehat{\mathbf{f}}_l$ по критерию $\widehat{\mathbf{f}}_l = \arg \min_{\mathbf{f}_l} M_l(\widehat{\mathbf{f}}_1, \dots, \widehat{\mathbf{f}}_{l-1}, \mathbf{f}_l)$

при ограничении $\frac{\|\mathbf{Y}_n - \mathbf{D}_{l-1} \widehat{\mathbf{f}}_l\|^2}{m(n-1)} = \sigma_\mu^2$, получим:

$$\widehat{\boldsymbol{\Theta}}_l = \widehat{\boldsymbol{\Theta}}_{l-1} + \mathbf{L} \mathbf{K}_l (\mathbf{Y}_n - \mathbf{S}(\widehat{\boldsymbol{\Theta}}_{l-1})) \quad l = 1, 2, \dots, M_0 \quad (3)$$

где $\mathbf{K}_l = (\sigma_\mu^2 \mathbf{I}_{(p+1) \times (p+1)} + \lambda_l \mathbf{P}_l \mathbf{D}_{l-1}^T \mathbf{D}_{l-1})^{-1} \lambda_l \mathbf{P}_l \mathbf{D}_{l-1}^T$, $\mathbf{P}_l = \Gamma_{l-1} + \mathbf{W}_{l-1} \mathbf{W}_{l-1}^T \sigma_\zeta^2$,

$$\Gamma_l = (\mathbf{I} - \mathbf{K}_l \mathbf{D}_{l-1}) \mathbf{P}_l (\mathbf{I} - \mathbf{K}_l \mathbf{D}_{l-1})^T + \mathbf{K}_l \mathbf{Q} \mathbf{K}_l^T + (\mathbf{I} - \mathbf{K}_l \mathbf{D}_{l-1}) \mathbf{P}_{l-1, f\mu} \mathbf{K}_l^T +$$

$$+ \mathbf{K}_l \mathbf{P}_{l-1, f\mu}^T (\mathbf{I} - \mathbf{K}_l \mathbf{D}_{l-1})^T, \mathbf{P}_{l-1, f\mu} = E(\widehat{\mathbf{f}}_{l-1} \boldsymbol{\mu}^T) = \mathbf{K}_{l-1} \mathbf{Q} + (\mathbf{I} - \mathbf{K}_{l-1} \mathbf{D}_{l-2}) \mathbf{P}_{l-2, f\mu},$$

начальные

условия: $\mathbf{P}_{0f\mu} = \mathbf{0}_{b \times mn}$, \mathbf{I} -единичная матрица размером $b \times b$, b - размер вектора \mathbf{f}_l , $\mathbf{\Gamma}_0, \hat{\mathbf{f}}_0$ - из априорных сведений.

Регуляризирующий множитель λ_l имеет приближенное значение:

$$\lambda_l = \sigma_\mu \sqrt{mn} \left\| \mathbf{Y}_n - \mathbf{S}(\hat{\Theta}_{l-1}) \right\| / \left\| \sqrt{m(n-1)} - \sigma_\mu \right\| \left\| \text{diag}(\mathbf{D}_{l-1} \mathbf{P}_l \mathbf{D}_{l-1}^T) \right\| \quad (4)$$

Если $\lambda_l=1$, а шаг итерации l заменить на дискретное время i , $\mathbf{Y}_i = \mathbf{y}_i \in \mathbb{R}^m$, $\mathbf{S}(\hat{\Theta}_{i-1}) = \mathbf{S}_i(\hat{\Theta}_{i-1})$, то алгоритм (3) превращается в процедуру фильтрации

$$\hat{\Theta}_i = \hat{\Theta}_{i-1} + \mathbf{L} \mathbf{K}_i (\mathbf{y}_i - \mathbf{S}_i(\hat{\Theta}_{i-1})), i = 1, 2, \dots, n \quad (5)$$

$\mathbf{K}_i = \mathbf{P}_i \mathbf{D}_{i-1}^T (\mathbf{D}_{i-1} \mathbf{P}_i \mathbf{D}_{i-1}^T + \mathbf{Q})^{-1}$, $\mathbf{P}_i = \mathbf{\Gamma}_{i-1} + \mathbf{W}_{i-1} \mathbf{W}_{i-1}^T \sigma_\zeta^2$, $\mathbf{\Gamma}_i = \mathbf{P}_i - \mathbf{K}_i \mathbf{D}_{i-1} \mathbf{P}_i$, $\mathbf{Q} = (\sigma_\mu^2 + \sigma_\varepsilon^2) \mathbf{I}_{m \times m}$. Здесь регуляризирующим параметром является σ_ζ^2 .

Доказано, что оценки (3) и (5) являются асимптотически несмещенными и эффективными.

Получены приближенные выражения для вычислительной сложности разработанных алгоритмов. Так, количество арифметических операций для (3) $\sim nM_0$, $M_0 \leq n$, для (5) $\sim n$, а для известной совместной процедуры оценивания $\sim n^3$. Показана возможность сокращения вычислительной сложности алгоритма (3) с помощью комбинирования его с процедурой (5).

В третьей главе на основе предложенного во второй главе метода совместного оценивания параметров канала и сигнала, разрабатываются новые алгоритмы фазовой и тактовой синхронизации сигналов MSK, PSK и QAM, принимаемых на фоне аддитивного шума с неизвестным законом распределения, для систем SISO [6], [27] - [32], [49]. Рассматриваются модели при $m=2$, т.е. $\mathbf{y}_i = (y_{is} \ y_{ic})^T$, $\boldsymbol{\mu}_i = (\mu_{is} \ \mu_{ic})^T$, $\mathbf{S}_i(\bullet) = (z_{is} \ z_{ic})^T$. Учитываются частота Δf , оставшаяся от снятия несущей, τ_i - задержка сигнала, возникающая при работе генератора тактовой синхронизации, фаза сигнала φ_i , обусловленная фазами генераторов на передающей и приемной стороне с учетом фазового шума и задержкой в канале распространения. При известной импульсной характеристике канала оценке подлежат три параметра: фаза, задержка и частота $\Theta_i = (\varphi_i \ \tau_i \ \Delta f_i)^T$. В качестве аппроксимирующей конструкции нелинейной функции уравнения наблюдений сигнала MSK используется ряд Тейлора: первого и второго приближения для алгоритма нелинейной фильтрации (5), первого приближения для регуляризирующей процедуры (3). В моделях сигналов PSK, QAM присутствует вещественный импульс $g(t)$, частотная характеристика которого имеем вид «приподнятого косинуса». Он позволяет найти начальную оценку задержки методом статистического усреднения по времени. Для этого из квадратур сигнала формируется величина $\alpha_{ij}^2 = y_c^2(t_j - \tau) + y_s^2(t_j - \tau) \sim g^2(t_{ij} - \tau)$. Значение задержки определяется, как $\tau_0 = i = \arg \max_i \left((1/n) \sum_{j=1}^n \alpha_{ij}^2 \right)$, $t_{ij} = (j-1)n_1 + i$, $i = 1, 2, \dots, n_1$, n_1 - количество отсчетов в одном тестовом или информационном символе. Далее происходит корректировка во времени взятия отсчетов сигнала, затем действуют

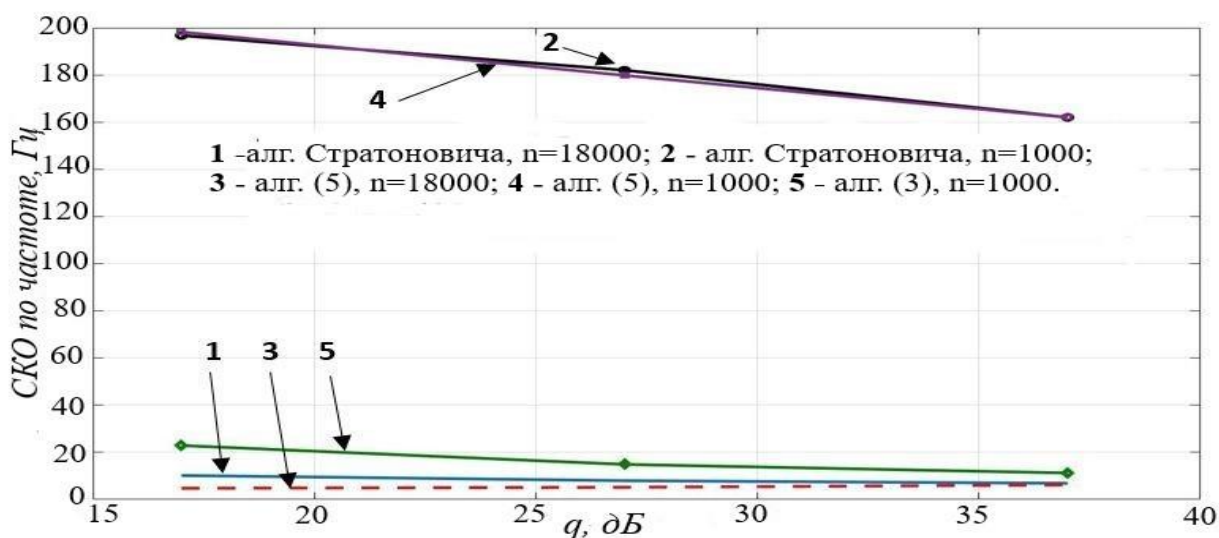
алгоритмы (3) и (5) с первым приближением по Тейлору. При неизвестной импульсной характеристике канала для сигналов PSK, QAM оценке подлежат амплитуды основного импульса сигнала a_{1i} и нескольких «хвостов» a_{2i}, \dots, a_{Ri} , образующих межсимвольную интерференцию, а также частота и фаза сигнала: $\Theta_i = (a_{1i} \dots a_{Ri} \varphi_i \Delta f_i)^T$. В этом случае при использовании алгоритма нелинейной фильтрации (5) количество оцениваемых параметров $p=R+2$ больше, чем уравнений наблюдения $m=2$. Известно, что такие недоопределенные системы имеют бесконечное число решений. Для дальнейшего когерентного приема сигнала нужно создать опору, т.е. желательно получить оценки по начальной фазе и по частоте, такие, которые экстраполировали бы общую фазу на некоторое время с хорошей точностью. Поэтому после завершения работы алгоритма фильтрации (5) эти оценки пересчитываются в среднем на всю выборку, с помощью решения системы линейных уравнений: $\hat{\mathbf{X}}_{\phi,n} = \mathbf{A}_n \hat{\Theta}$. Здесь $\hat{\mathbf{X}}_{\phi,n} = (\hat{\phi}_k \dots \hat{\phi}_n)^T$, $\hat{\phi}_i = 2\pi\Delta f T i + \hat{\varphi}$, $i = k, \dots, n$, k - дискретный момент времени, с которого взяты оценки общей фазы для перерасчета, $\mathbf{A}_n = (\mathbf{1} \ \mathbf{A}_{\phi 1})_{(n-k+1) \times 2}$, $\mathbf{A}_{\phi 1} = (2\pi T k \dots 2\pi T n)^T$, $\hat{\Theta} = (\hat{\varphi} \ \Delta f)^T$, $\mathbf{1}$ - единичный вектор. Простейшим решением данной системы является процедура

$$\hat{\Theta} = (\mathbf{A}_n^T \mathbf{A}_n)^{-1} \mathbf{A}_n^T \hat{\mathbf{X}}_{\phi,n}. \quad (6)$$

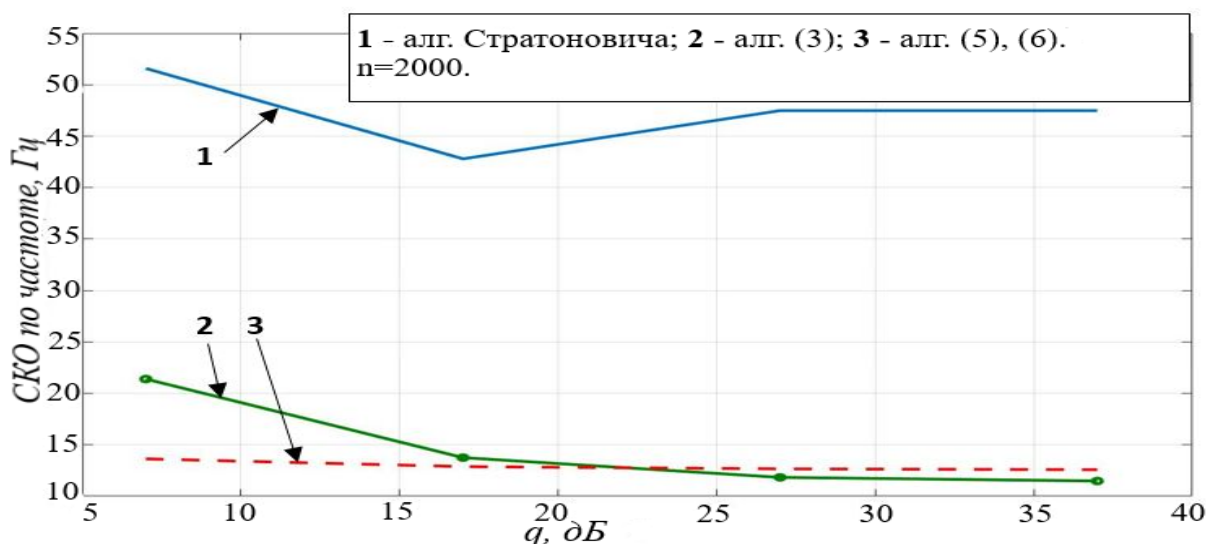
В результате точность оценивания частоты и начальной фазы значительно увеличивается.

Для регуляризирующего алгоритма (3) вычислительный эксперимент на ЭВМ показал, что введение весовых матриц при нормах в функционале Тихонова А.Н. (2) приводит к более высокой точности определения сигнальных параметров, а введение множителя Лагранжа позволяет получать удовлетворительную точность оценки параметров при малых количествах итераций (10-20) алгоритма.

Проведено сравнение синтезированных алгоритмов (3), (5) и (5), (6) по точности оценивания с известной процедурой нелинейной фильтрации Стратоновича. Например, на рисунке 1 показаны СКО оценивания по частоте для MSK и 64-QAM сигнала при разных отношениях сигнал/шум q (ОСШ) для алгоритмов (3), $M_0 = 20$, (5) со вторым приближением по Тейлору и (5), (6) с первым приближением по Тейлору. Из рисунка 1 видно, что точность по частоте для MSK сигнала у нелинейной фильтрации (5) со вторым приближением по Тейлору выше в 1.5 – 2 раза, чем у процедуры Стратоновича при объеме выборки сигнала $n=18000$; новый регуляризирующий алгоритм (3) достигает сравнимой с ними точности при объеме выборки в 18 раз меньше. Для сигнала 64-QAM алгоритмы (3) и (5), (6) при $n=2000$ имеют точность оценивания частоты выше в 2.4– 4 раза, чем процедура Стратоновича.



а)



б)

Рисунок 1. - Зависимость СКО оценивания по частоте от отношения сигнал/шум для сигнала: MSK- а; 64-QAM – б.

Оценена вычислительная сложность полученных алгоритмов. Например, для регуляризующего алгоритма (3) при $p=3, m=2$ требуется за M_0 итераций $N_{рег} = (226n + 162)M_0$ операций сложения и умножения, а для нелинейной фильтрации (5) за все время наблюдения $N_1 = 93n$ (первое приближение по Тейлору при гауссовских шумах - алгоритм Стратоновича и $N_2 = 477n$ (второе приближение по Тейлору)).

В четвертой главе синтезированы новые алгоритмы совместного оценивания параметров канала и искажений сигналов PSK, QAM в тракте приемника прямого преобразования в канале без замираний и в канале с доплеровским расширением спектра и релеевскими замираниями для систем SISO [7] – [12], [33] – [39], [45].

Для канала без замираний кроме параметров, описанных в главе 3, оценке подлежат такие искажения сигнала, как $\gamma_i, \Delta\varphi_i$ - дисбаланс по амплитуде и фазе соответственно, b_{ci}, b_{si} - медленно меняющиеся «постоянные» составляющие квадратурных компонент сигнала: $\Theta_i = (a_{li} \dots a_{ri} \varphi_i \Delta f_i \gamma_i \Delta\varphi_i b_{ci} b_{si})^T$.

Нелинейная функция $S_i(\bullet) = (z_{is} z_{ic})^T$ содержит квадратуры

$$z_{ic} = A \sum_{k=1}^i g(\Delta t i - kT - \tau_i) (I_{kq} \cos(\varphi_{ci}) - J_{kr} \sin(\varphi_{ci})) + b_{ci},$$

$$z_{is} = \gamma_i A \sum_{k=1}^i g(\Delta t i - kT - \tau_i) (I_{kq} \sin(\varphi_{si}) + J_{kr} \cos(\varphi_{si})) + b_{si}, \quad \text{где} \quad \varphi_{ci} = \Delta\omega_i (\Delta t i - \tau_i) + \varphi_i,$$

$\varphi_{si} = \varphi_{ci} + \Delta\varphi_i$, τ_i - задержка сигнала, возникающая при работе генератора тактовой синхронизации, I_{kq}, J_{kr} - информационные амплитуды M-QAM сигнала,

$q, r = 1, 2, \dots, \sqrt{M}$, $g(t)$ - импульсная характеристика канала, частотная характеристика которого имеем вид «приподнятого косинуса», A - амплитуда сигнала $(j-1)T \leq \Delta t i - \tau_i \leq jT$, T - длительность символа $I_{kq} (J_{kr})$ (тестового или

информационного), $j = 1, 2, \dots, n$, $n = \frac{T_0}{T}$, T_0 - время наблюдения, Δt - шаг

дискретизации. Начальное значение задержки определялось, как показано в главе 3. Далее $\Delta t = T$. Оценка вектора Θ проводилась регуляризирующим алгоритмом и процедурой нелинейной фильтрации, разработанными на основе методов (3) и (5) соответственно. Для увеличения точности оценивания после работы алгоритма (5) производится пересчет полученных оценок фазы и частоты методом наименьших квадратов, следующим образом.

Формируем вектор оценок фазы $\hat{\varphi}_{ci} = 2\pi\Delta f T i + \hat{\varphi}$, $\hat{\varphi}_{si} = \hat{\varphi}_{ci} + \Delta\hat{\varphi}$, $i = i_0, \dots, n$, тогда $\mathbf{B}_\phi = \mathbf{A}_\phi \hat{\mathbf{X}}$. Здесь $\hat{\mathbf{X}} = (\Delta\hat{f} \quad \hat{\varphi} \quad \Delta\hat{\varphi})$, $\mathbf{B}_\phi = (\hat{\varphi}_{ci_0} \quad \dots \quad \hat{\varphi}_{cn} \quad \hat{\varphi}_{si_0} \quad \dots \quad \hat{\varphi}_{sn})^T$,

$\mathbf{A}_\phi = \begin{pmatrix} \mathbf{A}_{\phi 1} & \mathbf{1} & \mathbf{0} \\ \mathbf{A}_{\phi 1} & \mathbf{1} & \mathbf{1} \end{pmatrix}$. $\mathbf{A}_{\phi 1} = (2\pi T i_0 \quad \dots \quad 2\pi T n)^T$, $\mathbf{1}$ и $\mathbf{0}$ - единичный и нулевой вектор-столбец соответственно. Тогда выражение для оценок имеет вид:

$$\hat{\mathbf{X}} = (\mathbf{A}_\phi^T \mathbf{A}_\phi)^{-1} \mathbf{A}_\phi^T \mathbf{B}_\phi \quad (7)$$

Проведено сравнение синтезированных алгоритмов (3) и (5), (7) с известными процедурами оценивания искажений сигнала в тракте приемника прямого преобразования. Эксперимент показал, что для сигнала 8-PSK энергетический выигрыш у регуляризирующего алгоритма (3) перед известной процедурой отдельного оценивания (Yoshida, T. FPGA implementation of joint CFO and IQ-imbalance compensator for narrow-band wireless system. // The 2011 International Conference on Advanced Technologies for Communications (ATC 2011). 2-4 Aug. 2011, Da Nang, Vietnam. 2011. pp. 327-332) составляет от 2 до 4.2 дБ, а у (5), (7) - от 2 до 3 дБ. Известная упрощенная МП - оценка (Garrmair, W. Low-Complexity Estimation of Carrier and Imbalance Parameters in Direct Conversion Receivers // Advances in Electronics and Telecommunications. 2013. Vol. 3. № 5. pp. 32 - 38) для сигнала 16-QAM уступает по точности новому регуляризирующему

алгоритму (3): по амплитудному дисбалансу в 2.4-3.3 раза, по фазовому дисбалансу при отношении сигнал/шум больше 10 дБ - в 1.12-1.43 раза, при этом объем обрабатываемой выборки сигнала у (3) меньше на 28 %. Для сигнала 64-QAM, имея такую же помехоустойчивость, как у известной процедуры совместного оценивания (Chen-Jiu H. Joint Least Squares Estimation of Frequency, DC Offset, I-Q Imbalance, and Channel in MIMO Receivers. // IEEE Transactions on vehicular technology. 2009. vol. 58, № 5. pp. 2201 – 2213), новые алгоритмы (3) и (5), (7) сильно выигрывают у нее по сложности.

Для уменьшения количества арифметических операций у процедур (3) и (5) в условиях хорошей тактовой синхронизации предложен упрощенный алгоритм, который сочетает в себе статистическое усреднение по времени и методы (3), (5). Постоянные составляющие, амплитудный и фазовый дисбаланс, а также амплитуда сигнала определяются следующим образом:

$$\hat{b}_c = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_{ic}, \quad \hat{b}_s = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_{is},$$

$$\hat{\gamma} = \sqrt{\frac{Y_s - \sigma_\mu^2}{Y_c - \sigma_\mu^2}}, \quad \Delta\hat{\varphi} = \arcsin\left(\frac{Y_{cs}}{\sqrt{(Y_s - \sigma_\mu^2)(Y_c - \sigma_\mu^2)}}\right), \quad \hat{a}_1 = \sqrt{\frac{Y_c - \sigma_\mu^2}{\sigma_I^2}}, \quad (8)$$

где $Y_c = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (y_{ic} - \hat{b}_c)^2$, $Y_s = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (y_{is} - \hat{b}_s)^2$, $Y_{cs} = \frac{1}{n-1} \sum_{i=1}^n (y_{ic} - \hat{b}_c)(y_{is} - \hat{b}_s)$,

σ_I^2 - дисперсия тестовой последовательности, n - объем выборки. Далее оставшиеся два параметра (частота Δf и фаза φ_i), оцениваются с помощью двух алгоритмов: регуляризующего (3) и процедуры нелинейной фильтрации (5), (7).

Проведено сравнение по точности оценивания параметров и по помехоустойчивости упрощенных алгоритмов (8), (3) и (8), (5), (7) с полными алгоритмами (3) и (5), (7), а также с известной процедурой совместного оценивания тех же параметров, что отражено на рисунке 2. Длина информационной последовательности равна 2000 символов.

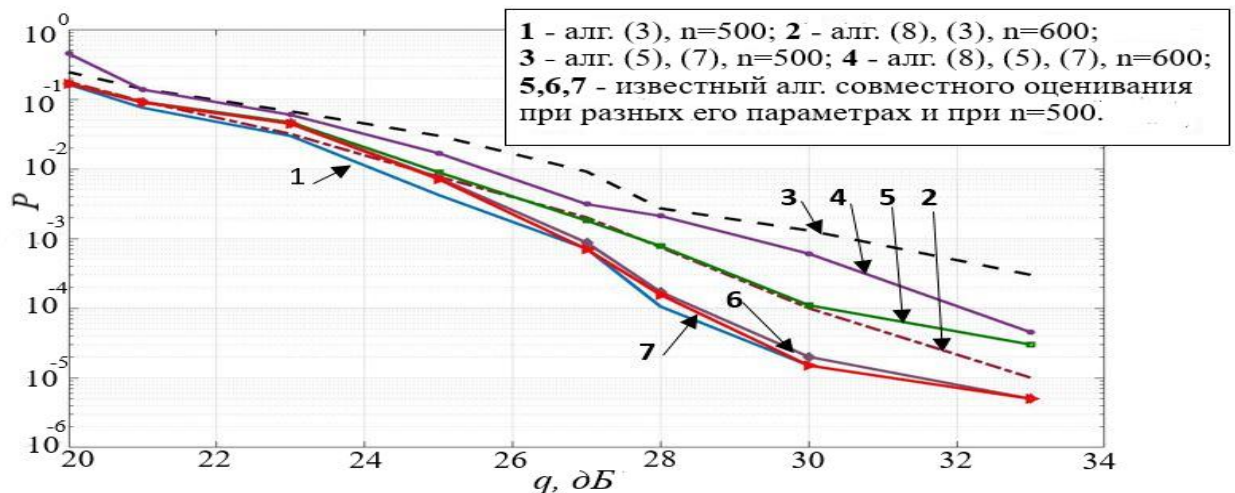


Рисунок 2. - Зависимость вероятности ошибки на символ приема сигнала 64-QAM от отношения сигнал шум, полученная с помощью новых упрощенных и полных алгоритмов, а также известной процедуры совместного оценивания.

Из проведенного вычислительного эксперимента можно сделать вывод, что упрощение алгоритмов с помощью метода статистического усреднения приводит к резкому ухудшению качества приема, если выборка, по которой они работают, невелика ($n=500$): проигрыш в помехоустойчивости у алгоритма (8), (3) перед (3) составляет 1-7 дБ, а у (8), (5), (7) перед (5), (7) 1.5-5 дБ. Если же $n=600$, то упрощенный регуляризирующий алгоритм (8), (3) уступает в помехоустойчивости процедуре (3), работающей по выборке объемом $n=500$ 0.5-3 дБ, а упрощенный алгоритм нелинейной фильтрации (8), (5), (7) с $n=600$ выигрывает 0.5-2 дБ относительно (5), (7) при $n=500$, что показано на рисунке 2.

Проведен анализ вычислительной сложности полученных алгоритмов. Регуляризирующий алгоритм (3) имеет $N_1 = (1018n + 1588)M_0$ операций для полных процедур и $N_{1\text{упр}} = 10n + 7 + (118n + 63)M_0$ – для упрощенных (8), (3). Для метода нелинейной фильтрации с пересчетом оценок аналогичные показатели равны $N_2 = 365n - 48i_0 + 30$ для (5), (7) и $N_{2\text{упр}} = 85n - 18i_0 + 2$ для (8), (5), (7). При объеме обрабатываемой выборки $n \geq 500$ значение $\frac{N_1}{N_{1\text{упр}}} \cong 8.6$ и $\frac{N_2}{N_{2\text{упр}}} \cong 4.3$ для $i_0 = 150$.

Для канала с доплеровским расширением спектра и релеевскими замираниями предложен алгоритм совместной оценки параметров на основе полиномиальной аппроксимации канала. Все время наблюдения n сигнала разбивается на n_1 интервалов, в течение которых тестовая последовательность длиной m используется один раз. На каждом таком интервале сначала происходит оценка параметров сигнала по тестовой последовательности I_i, J_i , затем осуществляется экстраполяция опорного процесса и детектирование информационных символов, далее по ним происходит оценивание параметров, потом опять экстраполяция и детектирование.

Рассматривается модель сигнала следующего вида:

$$y_{ic} = H_{ic1}I_i - H_{is1}J_i + b_{ci} + \mu_{ic}; y_{is} = H_{is2}I_i + H_{ic2}J_i + b_{si} + \mu_{is}, \text{ где}$$

$$H_{ic1} = h_{ic} \cos(2\pi\Delta fTi + \varphi_i) - h_{is} \sin(2\pi\Delta fTi + \varphi_i); H_{is1} = h_{is} \cos(2\pi\Delta fTi + \varphi_i) + h_{ic} \sin(2\pi\Delta fTi + \varphi_i).$$

$$H_{ic2} = \gamma(h_{ic} \cos(2\pi\Delta fTi + \varphi_i + \Delta\varphi) - h_{is} \sin(2\pi\Delta fTi + \varphi_i + \Delta\varphi));$$

$$H_{is2} = \gamma(h_{is} \cos(2\pi\Delta fTi + \varphi_i + \Delta\varphi) + h_{ic} \sin(2\pi\Delta fTi + \varphi_i + \Delta\varphi)).$$

Синфазная и квадратурная составляющие канала связи h_{ci}, h_{si} моделируются по модели Джексона. Требуется по наблюдениям сигнала y_{ic}, y_{is} найти оценку множителей канала $\hat{H}_{i+k,c1}, \hat{H}_{i+k,s1}; \hat{H}_{i+k,c2}, \hat{H}_{i+k,s2}$, необходимую для проведения процедуры детектирования, $k=1,2,\dots,K_0$, K_0 - длина интервала экстраполяции и детектирования.

Множители канала $H_{i,c1}, H_{i,s1}, H_{i,c2}, H_{i,s2}$ аппроксимируются полиномом степени p в пределах скользящего временного окна длиной m

$$H_{i-m+q,c1} = \mathbf{d}_{i-m+q} \mathbf{X}_{1cj}; H_{i-m+q,s1} = \mathbf{d}_{i-m+q} \mathbf{X}_{1sj}; H_{i-m+q,c2} = \mathbf{d}_{i-m+q} \mathbf{X}_{2cj}; H_{i-m+q,s2} = \mathbf{d}_{i-m+q} \mathbf{X}_{2sj};$$

$$q=1,2,\dots,m, i=m+(j-1)K_0; j=1,2,\dots,Q. \text{ Здесь } Q \text{ - количество интервалов}$$

$$\text{экстраполяции, } \mathbf{d}_{i-m+q} = \begin{pmatrix} 1 & i-m+q & (i-m+q)^2 & \dots & (i-m+q)^p \end{pmatrix}_{1 \times (p+1)}, \mathbf{X}_{1cj}, \mathbf{X}_{1sj}, \mathbf{X}_{2cj}, \mathbf{X}_{2sj} -$$

векторы коэффициентов аппроксимации. Векторное уравнение наблюдений представим в форме: $\mathbf{Y}_{ci} = \mathbf{F}_{ci} \mathbf{Z}_{1j} + \boldsymbol{\mu}_{ci}$; $\mathbf{Y}_{si} = \mathbf{F}_{si} \mathbf{Z}_{2j} + \boldsymbol{\mu}_{si}$.

Здесь \mathbf{F}_{ci} , \mathbf{F}_{si} - матрицы, содержащие \mathbf{d}_{i-m+q} , I_{i-m+q} , J_{i-m+q} ;

$$\mathbf{Z}_{1j} = (\mathbf{X}_{1cj}^T \quad \mathbf{X}_{1sj}^T \quad b_{cj})_{(2(p+1)+1) \times 1}^T; \quad \mathbf{Z}_{2j} = (\mathbf{X}_{2cj}^T \quad \mathbf{X}_{2sj}^T \quad b_{sj})_{(2(p+1)+1) \times 1}^T; \quad \mathbf{Y}_{ci} = (y_{i-m+1c} \quad \dots \quad y_{ic})_{m \times 1}^T;$$

$$\mathbf{Y}_{si} = (y_{i-m+1s} \quad \dots \quad y_{is})_{m \times 1}^T.$$

Применяя метод наименьших квадратов, получим выражения для оценок

$$\hat{\mathbf{Z}}_{1j} = (\mathbf{F}_{ci}^T \mathbf{F}_{ci})^{-1} \mathbf{F}_{ci}^T \mathbf{Y}_{ci}; \quad \hat{\mathbf{Z}}_{2j} = (\mathbf{F}_{si}^T \mathbf{F}_{si})^{-1} \mathbf{F}_{si}^T \mathbf{Y}_{si}. \quad (9)$$

$$\hat{H}_{i+k,c1} = \mathbf{d}_{i+k} \hat{\mathbf{X}}_{1c,j}; \quad \hat{H}_{i+k,s1} = \mathbf{d}_{i+k} \hat{\mathbf{X}}_{1s,j}; \quad \hat{H}_{i+k,c2} = \mathbf{d}_{i+k} \hat{\mathbf{X}}_{2c,j}; \quad \hat{H}_{i+k,s2} = \mathbf{d}_{i+k} \hat{\mathbf{X}}_{2s,j}, \quad k = 1, 2, \dots, K_0.$$

Проведен вычислительный эксперимент для сигнала 64-QAM при разных значениях $F_D T$ (F_D - частота Доплера), K_0 , Q , и n_1 .

Получено приближенное выражение для вычислительной сложности алгоритма (9): $N \cong (30(p+1)+5)m + 16(p+1)^3 + 40(p+1)^2 - 6(p+1) + 21$, где N - количество операций сложения и умножения.

Осуществлен сравнительный анализ по помехоустойчивости и вычислительной сложности предложенного алгоритма (9) и известной процедуры, основанной на тригонометрической аппроксимации (Крейнделин, В.Б. Новые методы обработки сигналов в системах беспроводной связи. Санкт-Петербург: Издательство «Линк». 2009. 272 с). Так, при количестве квазигармоник $L=2$, количество арифметических операций у известной процедуры $N_1 \cong 1459m$, а при $L=5$ $N_1 \cong 5215m$. Например, для $p=2, L=2$ $\frac{N_1}{N} \cong 13$. При отсутствии искажений сигнала в тракте приемника прямого преобразования алгоритм (9) выигрывает перед известной процедурой оценивания с тригонометрической аппроксимацией до 5 дБ.

В пятой главе проведено исследование влияния априорной неопределенности относительно помех и шумов на работу алгоритмов, разработанных в главах 3,4, основанных на методе, предложенном в главе 2 [5], [11], [12], [18], [37], [38].

Проанализирована работа регуляризующего алгоритма (3), и процедуры нелинейной фильтрации (5), (7) на фоне негауссовских шумов при разной модели фазового шума (стационарной с разной дисперсией шума и нестационарной). В качестве аддитивных шумов и помех взяты нормально распределенный шум, коррелированный шум и квазидетерминированная узкополосная помеха. Проведен анализ помехоустойчивости алгоритмов (3) и (5), (7) при разной длине тестовой и информационной последовательности. При рассмотренных условиях осуществлено сравнение представленных алгоритмов с известной процедурой совместного оценивания. Регуляризующий алгоритм (3) выигрывает в энергетической эффективности перед известной процедурой совместного оценивания до 1.5 дБ при информационной последовательности в 7 раз длиннее тестовой.

Также для алгоритмов (3); (5), (7) и комбинированной процедуры (3), (5) проведен анализ влияния априорной неопределенности относительно дисперсии

аддитивного шума при разных его моделях. Эксперимент показал, что алгоритм (5), (7) более чувствителен к отклонениям значения дисперсии от истинных, чем процедура (3) и комбинированный алгоритм (3), (5).

В шестой главе проводится синтез и анализ новых алгоритмов совместного оценивания канала и искажений сигнала в приемнике прямого преобразования для систем с ММО с N передающими и приемными антеннами. Разработка алгоритмов осуществляется на основе метода (3), предложенного в главе 2 и метода (9), описанного в главе 4 [13]- [15], [21], [24], [25], [40], [43], [44], [46], [48].

Квадратуры сигнала в системе с ММО имеют вид

$$\mathbf{Y}_{ci} = \mathbf{H}_{ci} \Theta_i + \mathbf{V}_{ci} + \bar{\boldsymbol{\mu}}_{ci}, \quad \mathbf{Y}_{si} = \mathbf{H}_{si} \Theta_i + \mathbf{V}_{si} + \bar{\boldsymbol{\mu}}_{si}.$$

Здесь $\Theta_i = (I_{1i} \cdots I_{Ni} \quad J_{1i} \cdots J_{Ni})_{2N \times 1}^T$ - вектор информационных символов М-ОАМ сигнала или символов тестовой последовательности, $\mathbf{V}_{ci} = (b_{c1i} \cdots b_{cNi})_{N \times 1}^T$, $\mathbf{V}_{si} = (b_{s1i} \cdots b_{sNi})_{N \times 1}^T$ - векторы медленно меняющихся постоянных составляющих, $\bar{\boldsymbol{\mu}}_{ci}, \bar{\boldsymbol{\mu}}_{si}$ - шум с неизвестным законом распределения, нулевым вектором средних значений и ковариационной матрицей $\sigma_{\mu}^2 \mathbf{I}_{N \times N}$, $\mathbf{H}_{ci} = (\mathbf{H}_{1ci} \quad -\mathbf{H}_{1si})$, $\mathbf{H}_{si} = (\mathbf{H}_{2si} \quad \mathbf{H}_{2ci})$, $\mathbf{H}_{1ci}, \mathbf{H}_{1si}, \mathbf{H}_{2ci}, \mathbf{H}_{2si}$ - квадратные матрицы размером $N \times N$ с элементами $H_{1c,lk}(i), H_{1s,lk}(i), H_{2c,lk}(i), H_{2s,lk}(i)$ соответственно, $l, k = 1, 2, \dots, N$, $i = 1, 2, \dots, n$ - дискретное время, $\mathbf{I}_{N \times N}$ - единичная матрица размером $N \times N$, « T » - знак транспонирования. Элементы матриц канала $\mathbf{H}_{ci}, \mathbf{H}_{si}$ определяются выражениями

$$H_{1c,lk}(i) = h_{c,lk}(i) \cos(x_{1li}) - h_{s,lk}(i) \sin(x_{1li}), \quad H_{1s,lk}(i) = h_{c,lk}(i) \sin(x_{1li}) + h_{s,lk}(i) \cos(x_{1li}),$$

$$H_{2c,lk}(i) = \gamma_l (h_{c,lk}(i) \cos(x_{2li}) - h_{s,lk}(i) \sin(x_{2li})), \quad H_{2s,lk}(i) = \gamma_l (h_{c,lk}(i) \sin(x_{2li}) + h_{s,lk}(i) \cos(x_{2li})),$$

где l - номер приемной антенны, k - номер передающей антенны, $l = 1, 2, \dots, N$, $k = 1, 2, \dots, N$, $h_{c,lk}(i), h_{s,lk}(i)$ - множители канала, $x_{1li} = 2\pi\Delta f_l T_c i + \varphi_{li}$, $x_{2li} = x_{1li} + \Delta\varphi_l$, T_c - длительность символов I_{ki}, J_{ki} .

Требуется по наблюдениям $\mathbf{Y}_{ci}, \mathbf{Y}_{si}$ найти оценку $\hat{\mathbf{H}}_{ci}, \hat{\mathbf{H}}_{si}$ матриц канала $\mathbf{H}_{ci}, \mathbf{H}_{si}$ и оценку $\hat{\mathbf{V}}_{ci}, \hat{\mathbf{V}}_{si}$ векторов постоянных составляющих $\mathbf{V}_{ci}, \mathbf{V}_{si}$.

Сформируем для l -ой приемной антенны векторы наблюдений квадратур $\bar{\mathbf{Y}}_{cq_0,l} = (y_{ci,l} \quad y_{ci-1,l} \quad \cdots \quad y_{ci-m+1,l})_{m \times 1}^T$, $\bar{\mathbf{Y}}_{sq_0,l} = (y_{si,l} \quad y_{si-1,l} \quad \cdots \quad y_{si-m+1,l})_{m \times 1}^T$. Представим элементы матриц канала полиномом порядка p в пределах скользящего временного окна длиной m , это дает возможность создать линейную модель наблюдений

$$\bar{\mathbf{Y}}_{cq_0,l} = \mathbf{D}_c \mathbf{Z}_{1q_0,l} + \boldsymbol{\eta}_{cq_0,l}, \quad \bar{\mathbf{Y}}_{sq_0,l} = \mathbf{D}_s \mathbf{Z}_{2q_0,l} + \boldsymbol{\eta}_{sq_0,l}.$$

Здесь матрицы $\mathbf{D}_c, \mathbf{D}_s$ содержат символы тестовой или информационной последовательности после процедуры детектирования I_{ki}, J_{ki} , $i = m + (q_0 - 1)K_0$; $q_0 = 1, 2, \dots, Q$, $Q, (K_0)$ - количество (длина) интервалов экстраполяции и детектирования, $\mathbf{Z}_{1q_0,l}, \mathbf{Z}_{2q_0,l} \in \mathbb{R}^{2N(p+1)+1}$ - оцениваемые векторы, включающие в себя коэффициенты аппроксимации и постоянные составляющие b_{cl} и b_{sl} соответственно. Некоррелированные векторы шума $\boldsymbol{\eta}_{cq_0,l}, \boldsymbol{\eta}_{sq_0,l}$ имеют нулевое

среднее значение и ковариационные матрицы $\sigma_{\mu}^2 \mathbf{I}_{m \times m}$, $l=1,2,\dots,N$ - номер приемной антенны.

Применяя метод наименьших квадратов, получим выражения для оценок коэффициентов аппроксимации и постоянных составляющих

$$\begin{aligned} \widehat{\mathbf{Z}}_{1q_0,l} &= (\mathbf{D}_c^T \mathbf{D}_c)^{-1} \mathbf{D}_c^T \bar{\mathbf{Y}}_{c q_0,l}; \quad \widehat{\mathbf{Z}}_{2q_0,l} = (\mathbf{D}_s^T \mathbf{D}_s)^{-1} \mathbf{D}_s^T \bar{\mathbf{Y}}_{s q_0,l}, \\ \widehat{H}_{1c,lk}(i-m+q) &= \mathbf{d}_{i-m+q} \widehat{\mathbf{X}}_{1c q_0,lk}; \quad \widehat{H}_{1s,lk}(i-m+q) = \mathbf{d}_{i-m+q} \widehat{\mathbf{X}}_{1s q_0,lk}; \\ \widehat{H}_{2c,lk}(i-m+q) &= \mathbf{d}_{i-m+q} \widehat{\mathbf{X}}_{2c q_0,lk}; \quad \widehat{H}_{2s,lk}(i-m+q) = \mathbf{d}_{i-m+q} \widehat{\mathbf{X}}_{2s q_0,lk}, \quad q=1,2,\dots,m, l,k=1,2,\dots,N, \\ \mathbf{d}_{i-m+q} &= \begin{pmatrix} 1 & i-m+q & (i-m+q)^2 & \dots & (i-m+q)^p \end{pmatrix}_{1 \times (p+1)}. \end{aligned} \quad (10)$$

Далее используя метод статистического усреднения, получим выражения для оценок амплитудного и фазового дисбаланса

$$\begin{aligned} \widehat{\gamma}_l &= (1/N) \sum_{k=1}^N (1/m) \sum_{q=1}^m \sqrt{\widehat{V}_{c,lk}^2(i-m+q) + \widehat{V}_{s,lk}^2(i-m+q)}; \\ \Delta \widehat{\varphi}_l &= (1/N) \sum_{k=1}^N (1/m) \sum_{q=1}^m \arctg(\widehat{V}_{s,lk}(i-m+q) / \widehat{V}_{c,lk}(i-m+q)) \end{aligned} \quad (11)$$

где $(\widehat{V}_{c,lk}(i-m+q) \quad \widehat{V}_{s,lk}(i-m+q))^T = \widehat{\mathbf{V}}_{lk,i-m+q} = \mathbf{B}_{i-m+q}^{-1} \widehat{\mathbf{H}}_{2,lk,i-m+q}$;

$$\widehat{\mathbf{H}}_{2,lk,i-m+q} = \begin{pmatrix} \widehat{H}_{2c,lk}(i-m+q) & \widehat{H}_{2s,lk}(i-m+q) \end{pmatrix}^T; \quad \mathbf{B}_{i-m+q} = \begin{pmatrix} \widehat{H}_{1c,lk}(i-m+q) & -\widehat{H}_{1s,lk}(i-m+q) \\ \widehat{H}_{1s,lk}(i-m+q) & \widehat{H}_{1c,lk}(i-m+q) \end{pmatrix}.$$

Если канал стационарный, то оценивается сдвиг частоты:

$$\Delta \widehat{f}_l = (1/N) \sum_{k=1}^N (1/(m-m_0)) \sum_{i=1}^{m-m_0} (1/(2\pi m_0 T)) \arctg(\widehat{W}_{slk}(i) / \widehat{W}_{clk}(i)), \quad (12)$$

$$\widehat{W}_{clk}(i) = \widehat{H}_{1c,lk}(i) \widehat{H}_{1c,lk}(i+m_0) + \widehat{H}_{1s,lk}(i) \widehat{H}_{1s,lk}(i+m_0),$$

$$\widehat{W}_{slk}(i) = \widehat{H}_{1s,lk}(i+m_0) \widehat{H}_{1c,lk}(i) - \widehat{H}_{1c,lk}(i+m_0) \widehat{H}_{1s,lk}(i),$$

где m_0 - расстояние между двумя соседними моментами времени (параметр, от которого зависит качество оценки частоты), $0 < m_0 \leq m-1$, m - длина тестовой последовательности.

Оценки, полученные с помощью (10) - (12) уточняются, используя регуляризующий метод (3) с аппроксимирующей конструкцией в виде ряда Тейлора (первое приближение). Множители канала с учетом полученных на первом этапе оценок можно записать в следующем виде:

$$H_{1c,lk}(i) = A_{lk} \cos(2\pi \Delta f_l T_c i + \phi_{lk}), \quad H_{1s,lk}(i) = A_{lk} \sin(2\pi \Delta f_l T_c i + \phi_{lk}),$$

$$H_{2c,lk}(i) = \widehat{\gamma}_l A_{lk} \cos(2\pi \Delta f_l T_c i + \phi_{lk} + \Delta \widehat{\varphi}_l), \quad H_{2s,lk}(i) = \widehat{\gamma}_l A_{lk} \sin(2\pi \Delta f_l T_c i + \phi_{lk} + \Delta \widehat{\varphi}_l).$$

Тогда вектором оцениваемых параметров для l -ой приемной антенны будет $\mathbf{X} = (A_{l1} \quad \dots \quad A_{lN} \quad \phi_{l1} \quad \dots \quad \phi_{lN} \quad \Delta f)^T_{(2N+1) \times 1}$, а составляющие сигнала на ней

$$y_{cl,i} - \widehat{b}_{cl} = \mathbf{V}_{cl} \mathbf{H}_{1l,i} + \mu_{cl,i}, \quad y_{sl,i} - \widehat{b}_{sl} = \mathbf{V}_{sl} \mathbf{H}_{2l,i} + \mu_{sl,i}. \quad \text{Здесь} \quad \mathbf{V}_{cl} = (\vec{\mathbf{I}}_i \quad -\vec{\mathbf{J}}_i), \quad \mathbf{V}_{sl} = (\vec{\mathbf{J}}_i \quad \vec{\mathbf{I}}_i),$$

$$\vec{\mathbf{I}}_i = (I_{1i} \ \cdots \ I_{Ni}), \quad \vec{\mathbf{J}}_i = (J_{1i} \ \cdots \ J_{Ni}), \quad \mathbf{H}_{1l,i} = (\vec{\mathbf{H}}_{1cl}(i) \ \vec{\mathbf{H}}_{1sl}(i))^T, \quad \mathbf{H}_{2l,i} = (\vec{\mathbf{H}}_{2cl}(i) \ \vec{\mathbf{H}}_{2sl}(i))^T, \\ \vec{\mathbf{H}}_{jcl}(i) = (H_{jcl,1l}(i) \ \cdots \ H_{jcl,1N}(i)), \quad \vec{\mathbf{H}}_{jsl}(i) = (H_{jsl,1l}(i) \ \cdots \ H_{jsl,1N}(i)), \quad j=1,2.$$

Получены приближенные выражения для вычислительной сложности предложенных алгоритмов. Количество арифметических операций для (10) – (12) $\sim m$, для (10) - (12), (3) $\sim mM_0$, $M_0 \leq m$, где m - длина тестовой последовательности, M_0 - количество итераций. Это существенно меньше, чем у известной процедуры совместного оценивания (Chen-Jiu H. Joint Least Squares Estimation of Frequency, DC Offset, I-Q Imbalance, and Channel in MIMO Receivers. // IEEE Transactions on vehicular technology. 2009. vol. 58, № 5. pp. 2201 – 2213), у которой сложность $\sim m^3$. Кроме того, комбинирование процедуры (10) – (12) с (3) позволяет сократить сложность по сравнению со случаем, когда оценивание производится только регуляризующим алгоритмом (3). Так, при $m=300$, $N=4$, $p=5$, $M_0=50$ алгоритм (10) - (12), (3) позволяет сократить сложность по сравнению с регуляризующим алгоритмом (3) приблизительно на 50%.

Проведено сравнение по помехоустойчивости алгоритма (10) - (12) и комбинированной процедуры (10) - (12), (3) с известной процедурой совместного оценивания. Для стационарного канала кривые помехоустойчивости при использовании разных алгоритмов оценивания показаны на рисунке 3 для $\Delta f = 10$ кГц, $T = 0.25$ мкс, $\Delta f \cdot T = 2.5 \cdot 10^{-3}$.

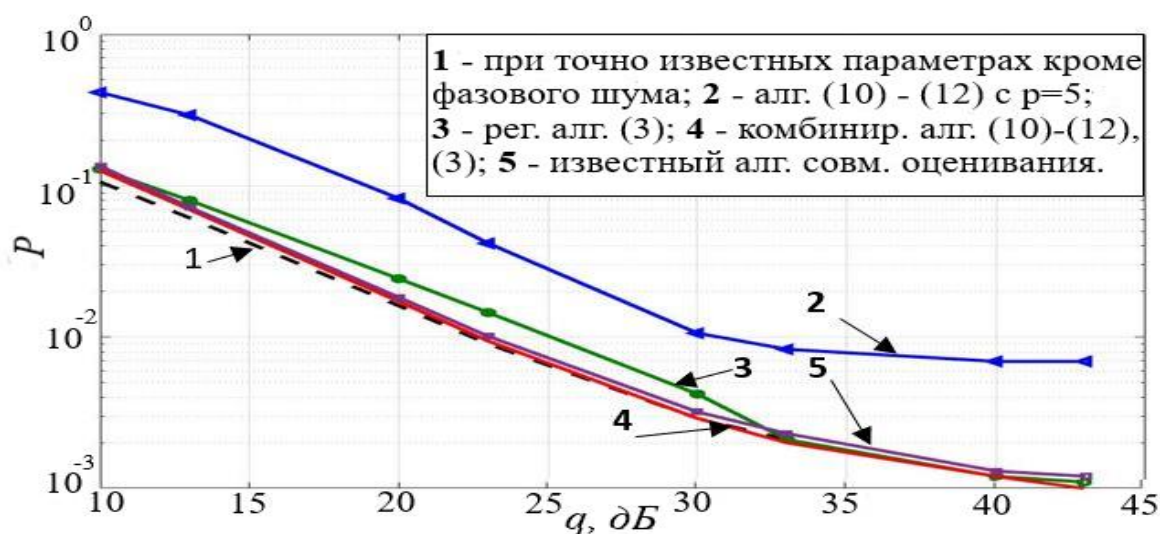


Рисунок 3. - Зависимость экспериментальной вероятности ошибки на символ приема сигнала 4-QAM в системе MIMO (4×4) от отношения сигнал/шум.

Из рисунка 3 видно, что регуляризующий алгоритм (3) и комбинированная процедура (10) - (12), (3) обладает практически такой же помехоустойчивостью, что и известная процедура совместного оценивания.

В седьмой главе проведен синтез (на основе методов (3), (5) и (9)) и анализ новых алгоритмов совместного оценивания канала и искажений сигнала в приемнике прямого преобразования в системе с OFDM [16], [17], [22], [23], [41], [42], [47].

Рассматривается модель OFDM сигнала с N поднесущими после процедуры демодуляции (снятия несущей):

$$y_{ci} = \sum_{q=0}^{N-1} (H_{cq1}(i)I_{qn} - H_{sq1}(i)J_{qn}) + b_{ci} + \mu_{ci}, \quad y_{si} = \sum_{q=0}^{N-1} (H_{sq2}(i)I_{qn} + H_{cq2}(i)J_{qn}) + b_{si} + \mu_{si}, \quad \text{где}$$

$$\begin{aligned} H_{cq1}(i) &= h_{cq}(i) \cos(x_i + 2\pi qi / N) - h_{sq}(i) \sin(x_i + 2\pi qi / N), \\ H_{sq1}(i) &= h_{sq}(i) \cos(x_i + 2\pi qi / N) + h_{cq}(i) \sin(x_i + 2\pi qi / N), \end{aligned} \quad (13)$$

$$H_{cq2}(i) = \gamma [h_{cq}(i) \cos(x_i + \Delta\varphi + 2\pi qi / N) - h_{sq}(i) \sin(x_i + \Delta\varphi + 2\pi qi / N)],$$

$$H_{sq2}(i) = \gamma [h_{sq}(i) \cos(x_i + \Delta\varphi + 2\pi qi / N) + h_{cq}(i) \sin(x_i + \Delta\varphi + 2\pi qi / N)],$$

i - дискретное время, $(n-1)N \leq i \leq nN-1$, n - номер OFDM символа (размер ОДПФ/БПФ взят равным N), $n=1,2,\dots$, $f_q = q\Delta f = q/T$ - частота q -ой поднесущей, $q=0,1,\dots,N-1$, Δf - расстояние между поднесущими, T - длительность эффективной части OFDM символа (длительность БПФ интервала), $2\pi f_q \Delta t i = 2\pi qi / N$, Δt - интервал дискретизации, $x_i = 2\pi \Delta F \Delta t i + \varphi_i$, ΔF - сдвиг частоты, $h_{cq}(i)$, $h_{sq}(i)$ - множители канала, I_{qn} , J_{qn} - символы тестовой или информационной последовательности, μ_{ci} , μ_{si} - отсчеты шума. Будем рассматривать медленно меняющийся от времени канал, это соответствует низкой скорости движения абонента, например, движение пешехода, или используется модель канала связи после снятия доплеровской частоты. Также данное ограничение на канал может выполняться на конечном интервале наблюдения при уменьшении длительности информационного символа.

Требуется по наблюдениям y_{ci} , y_{si} с помощью опорных OFDM символов найти оценку $\hat{H}_{cq1}(i)$, $\hat{H}_{sq1}(i)$, $\hat{H}_{cq2}(i)$, $\hat{H}_{sq2}(i)$, \hat{b}_c , \hat{b}_s обобщенных множителей канала $H_{cq1}(i)$, $H_{sq1}(i)$, $H_{cq2}(i)$, $H_{sq2}(i)$ и постоянных составляющих b_c , b_s для дальнейшей их компенсации.

Применяя тригонометрические преобразования к выражениям (13), получим модель наблюдаемых квадратурных составляющих сигнала в виде:

$$y_{ci} = \sum_{q=0}^{N-1} (\Phi_{cq1}(i)d_{cqi} - \Phi_{sq1}(i)d_{sqi}) + b_c + \mu_{ci}, \quad y_{si} = \sum_{q=0}^{N-1} (\Phi_{sq2}(i)d_{cqi} + \Phi_{cq2}(i)d_{sqi}) + b_s + \mu_{si} \quad (14)$$

$$\Phi_{cq1}(i) = h_{cq} \cos(x_i) - h_{sq} \sin(x_i), \quad \Phi_{sq1}(i) = h_{sq} \cos(x_i) + h_{cq} \sin(x_i),$$

$$\Phi_{cq2}(i) = \gamma [h_{cq} \cos(x_i + \Delta\varphi) - h_{sq} \sin(x_i + \Delta\varphi)], \quad \Phi_{sq2}(i) = \gamma [h_{sq} \cos(x_i + \Delta\varphi) + h_{cq} \sin(x_i + \Delta\varphi)],$$

$$d_{cqi} = I_{qn} \cos(2\pi qi / N) - J_{qn} \sin(2\pi qi / N), \quad d_{sqi} = I_{qn} \sin(2\pi qi / N) + J_{qn} \cos(2\pi qi / N).$$

Чтобы получить оценку обобщенных множителей канала достаточно оценить $\Phi_{cq1}(i)$, $\Phi_{sq1}(i)$, $\Phi_{cq2}(i)$, $\Phi_{sq2}(i)$.

На основе метода (9) предложен новый алгоритм совместного оценивания канала и искажений сигнала OFDM в тракте приемника прямого преобразования с

использованием полиномиальной аппроксимации по времени и полиномиальных сплайнов по частоте. Для этого множители $\Phi_{cq1}(i), \Phi_{sq1}(i), \Phi_{cq2}(i), \Phi_{sq2}(i)$ в модели (14) представляются по времени полиномом степени p . Коэффициенты такой аппроксимации зависят от частоты и аппроксимируются сплайнами порядка m . В этом случае модель наблюдений можно записать в следующей форме: $\mathbf{Y}_c = \mathbf{D}_c \mathbf{X}_c + \boldsymbol{\mu}_c$, $\mathbf{Y}_s = \mathbf{D}_s \mathbf{X}_s + \boldsymbol{\mu}_s$, где $\mathbf{Y}_c, \mathbf{Y}_s \in \mathbb{R}^{n_0 N / R_0}$ с элементами $y_{c, iR_0-1}, y_{s, iR_0-1}$ соответственно, $i = 1, 2, \dots, n_0 N / R_0$, R_0 - параметр прореживания по времени (целое положительное число), от которого зависит объем выборки сигнала, используемый для процедуры оценивания, $(\nu_0 - 1)N / R_0 + 1 \leq i \leq \nu_0 N / R_0$, $\nu_0 = 1, 2, \dots, n_0$, n_0 - количество опорных OFDM символов, $\boldsymbol{\mu}_c, \boldsymbol{\mu}_s$ - векторы шума с неизвестным законом распределения, $\mathbf{X}_c, \mathbf{X}_s \in \mathbb{R}^{2(p+1)(m+1)Q_0+1}$ - векторы, содержащие коэффициенты аппроксимации и постоянные составляющие b_c, b_s , матрицы $\mathbf{D}_c, \mathbf{D}_s$ содержат элементы $\beta_c(l, k, i, j) = (iR_0 - 1)^l \sum_{q=(j-1)\Delta q}^{j\Delta q-1} q^k d_{cqi}$, $\beta_s(l, k, i, j) = (iR_0 - 1)^l \sum_{q=(j-1)\Delta q}^{j\Delta q-1} q^k d_{sqi}$, $j = 1, 2, \dots, Q_0$, $\Delta q = N / Q_0$ - длина интервала, на котором множитель канала аппроксимируется полиномом степени m , Q_0 - количество таких интервалов, $k = 0, 1, \dots, m$, $l = 0, 1, \dots, p$. Используя метод наименьших квадратов, получим оценки:

$$\begin{aligned} \widehat{\mathbf{X}}_c &= (\mathbf{D}_c^T \mathbf{D}_c)^{-1} \mathbf{D}_c^T \mathbf{Y}_c, \quad \widehat{\mathbf{X}}_s = (\mathbf{D}_s^T \mathbf{D}_s)^{-1} \mathbf{D}_s^T \mathbf{Y}_s \quad (15) \\ \widehat{b}_c &= \widehat{\mathbf{X}}_c(2(m+1)(p+1)Q_0 + 1, 1), \quad \widehat{b}_s = \widehat{\mathbf{X}}_s(2(m+1)(p+1)Q_0 + 1, 1), \\ \widehat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 - 1) &= \mathbf{B}_c(i, j) \widehat{\mathbf{X}}_c(j), \quad \widehat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 - 1) = \mathbf{B}_s(i, j) \widehat{\mathbf{X}}_c(j), \\ \widehat{\Phi}_{cq2}(i \cdot R_0 - 1) &= \mathbf{B}_c(i, j) \widehat{\mathbf{X}}_s(j), \quad \widehat{\Phi}_{sq2}(i \cdot R_0 - 1) = \mathbf{B}_s(i) \widehat{\mathbf{X}}_s(j), \\ j &= 1, 2, \dots, Q_0, \\ \mathbf{B}_c(i, j) &= \begin{pmatrix} \mathbf{B}_0(i, j) & \cdots & \mathbf{B}_p(i, j) & \mathbf{0}_{1 \times (p+1)(m+1)} \end{pmatrix}_{1 \times 2(p+1)(m+1)}, \quad \mathbf{B}_s(i, j) = \begin{pmatrix} \mathbf{0}_{1 \times (p+1)(m+1)} & \mathbf{B}_0(i, j) & \cdots & \mathbf{B}_p(i, j) \end{pmatrix}_{1 \times 2(p+1)(m+1)}, \\ \mathbf{B}_l(i, j) &= \left(q^0 \cdot (i \cdot R_0 - 1)^l \quad \cdots \quad q^m \cdot (i \cdot R_0 - 1)^l \right)_{1 \times (m+1)}, \quad q = (j-1)\Delta q, (j-1)\Delta q + 1, (j-1)\Delta q + 2, \dots, j\Delta q - 1. \end{aligned}$$

Далее оценки амплитудно-фазового дисбаланса, частоты и $\widehat{\lambda}_{cq} = \widehat{h}_{cq} \cos(\widehat{\varphi}) - \widehat{h}_{sq} \sin(\widehat{\varphi})$, $\widehat{\lambda}_{sq} = \widehat{h}_{cq} \sin(\widehat{\varphi}) + \widehat{h}_{sq} \cos(\widehat{\varphi})$ ищутся по формулам

$$\widehat{\Theta} = \begin{pmatrix} \widehat{\Theta}_c \\ \widehat{\Theta}_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \widehat{\gamma} \cos(\Delta \widehat{\varphi}) \\ \widehat{\gamma} \sin(\Delta \widehat{\varphi}) \end{pmatrix} = (1/N) \sum_{q=0}^{N-1} R_0 / (n_0 N) \sum_{i=1}^{n_0 N / R_0} [\widehat{\mathbf{U}}_{q1}(i)]^{-1} \widehat{\Phi}_{q2}(i), \quad (16)$$

$$\widehat{\Phi}_{q2}(i) = \begin{pmatrix} \widehat{\Phi}_{cq2}(i \cdot R_0 - 1) \\ \widehat{\Phi}_{sq2}(i \cdot R_0 - 1) \end{pmatrix}, \quad \widehat{\mathbf{U}}_{q1}(i) = \begin{pmatrix} \widehat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 - 1) & -\widehat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 - 1) \\ \widehat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 - 1) & \widehat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 - 1) \end{pmatrix}$$

$$\widehat{\gamma} = \sqrt{\widehat{\Theta}_c^2 + \widehat{\Theta}_s^2}, \quad \Delta \widehat{\varphi} = \arctg(\widehat{\Theta}_s / \widehat{\Theta}_c) \quad (17)$$

$$\Delta \widehat{F} = (1/N) \sum_{q=0}^{N-1} (1 / (n_0 N / R_0 - m_0)) \sum_{i=1}^{n_0 N / R_0 - m_0} (1 / (2\pi m_0 \Delta t R_0)) \arctg(\widehat{V}_{sq}(i) / \widehat{V}_{cq}(i)), \quad (18)$$

$$\begin{aligned} \widehat{V}_{cq}(i) &= \widehat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 - 1) \widehat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 + m_0 - 1) + \widehat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 - 1) \widehat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 + m_0 - 1), \\ \widehat{V}_{sq}(i) &= \widehat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 + m_0 - 1) \widehat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 - 1) - \widehat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 + m_0 - 1) \widehat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 - 1), \end{aligned} \quad (19)$$

где m_0 - расстояние между двумя соседними моментами времени (параметр, от которого зависит качество оценки частоты), $0 < m_0 \leq n_0 N / R_0 - 1$, функция арктангенса вычисляется с учетом знака составляющих $\hat{\Theta}_c, \hat{\Theta}_s$ и $\hat{V}_{cq}(i), \hat{V}_{sq}(i)$.

$$\hat{\lambda}_q = \begin{pmatrix} \hat{\lambda}_{cq} \\ \hat{\lambda}_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \hat{h}_{cq} \cos(\hat{\varphi}) - \hat{h}_{sq} \sin(\hat{\varphi}) \\ \hat{h}_{cq} \sin(\hat{\varphi}) + \hat{h}_{sq} \cos(\hat{\varphi}) \end{pmatrix} = R_0 / (n_0 N) \sum_{i=1}^{n_0 N / R_0} [\hat{\mathbf{W}}(i)]^{-1} \hat{\Phi}_{q1}, \quad (20)$$

$$\hat{\Phi}_{q1}(i) = \begin{pmatrix} \hat{\Phi}_{cq1}(i \cdot R_0 - 1) \\ \hat{\Phi}_{sq1}(i \cdot R_0 - 1) \end{pmatrix}, \quad \hat{\mathbf{W}}(i) = \begin{pmatrix} \cos(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t(i \cdot R_0 - 1)) & -\sin(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t(i \cdot R_0 - 1)) \\ \sin(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t(i \cdot R_0 - 1)) & \cos(2\pi\Delta\hat{F}\Delta t(i \cdot R_0 - 1)) \end{pmatrix}.$$

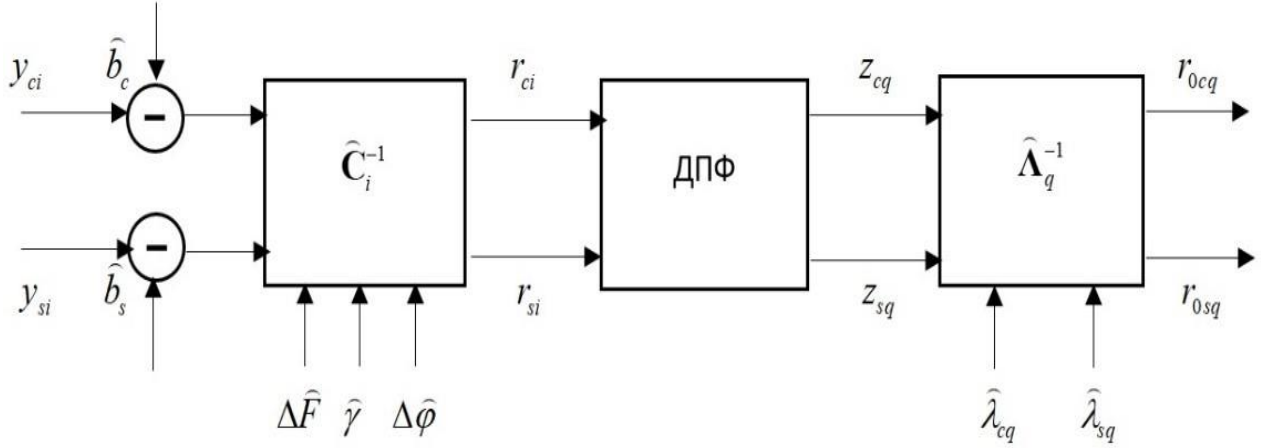


Рисунок 4. - Структурная схема устройства компенсации искажений OFDM сигнала.

$$\mathbf{r}_i = \begin{pmatrix} r_{ci} \\ r_{si} \end{pmatrix}, \quad \hat{\mathbf{C}}_i = \begin{pmatrix} \cos(2\pi\Delta\hat{F}\Delta ti) & -\sin(2\pi\Delta\hat{F}\Delta ti) \\ \hat{\gamma} \sin(2\pi\Delta\hat{F}\Delta ti + \Delta\hat{\varphi}) & \hat{\gamma} \cos(2\pi\Delta\hat{F}\Delta ti + \Delta\hat{\varphi}) \end{pmatrix}, \quad \mathbf{y}_i = \begin{pmatrix} y_{ci} - \hat{b}_c \\ y_{si} - \hat{b}_s \end{pmatrix},$$

$$\mathbf{z}_q = \begin{pmatrix} z_{cq} \\ z_{sq} \end{pmatrix}, \quad \hat{\Lambda}_q = \begin{pmatrix} \hat{\lambda}_{cq} & -\hat{\lambda}_{sq} \\ \hat{\lambda}_{sq} & \hat{\lambda}_{cq} \end{pmatrix}.$$

Для уточнения оценок частоты ΔF и постоянных составляющих b_c, b_s использовались регуляризирующий метод (3) и нелинейная фильтрация (5) с тейлоровской аппроксимацией до первого приближения.

Получено приближенное выражение для вычислительной сложности алгоритма (15) - (20) и комбинированных процедур (15) – (20), (3) и (15) – (20), (5). Количество арифметических операций у предложенных алгоритмов пропорционально квадрату от объема выборки обрабатываемого процесса, а сложность известного алгоритма совместного оценивания пропорциональна кубу от объема выборки.

Проведен анализ по точности и помехоустойчивости синтезированных алгоритмов при $n_0 = 2$ и осуществлено их сравнение с известными процедурами оценивания канала связи и искажений OFDM сигнала в тракте приемника прямого преобразования. Кривые помехоустойчивости показаны на рисунках 5, 6 для $\Delta F = 5$ кГц, $T = 67$ мкс, $\Delta F \cdot T = 3.35 \cdot 10^{-1}$. Уточняющие процедуры (3) и (5) использовались при двукратной обработке выборки.

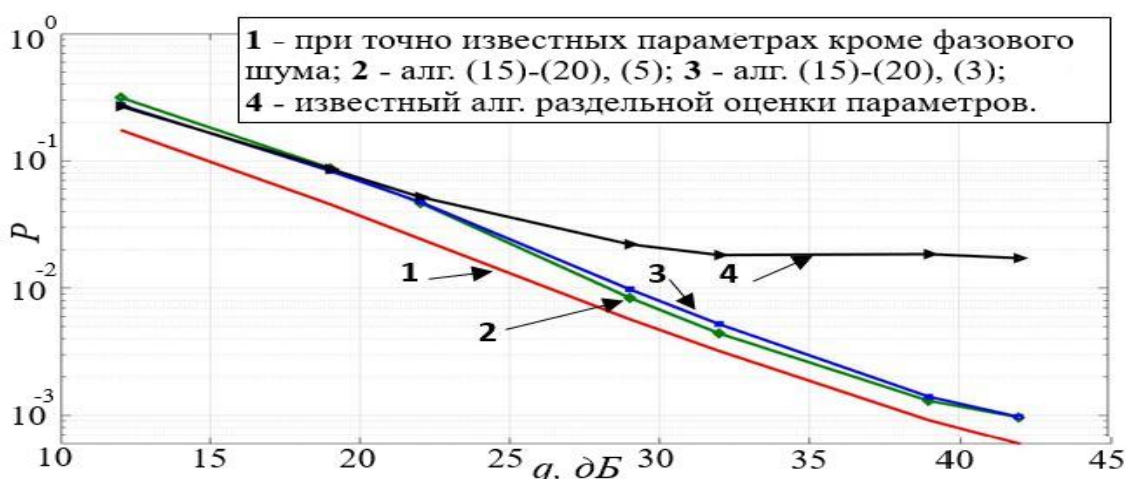


Рисунок 5. - Зависимость экспериментальной вероятности ошибки на символ от отношения сигнал/шум при приеме 14 информационных символов OFDM с 256 поднесущими и модуляцией 16-QAM.

На рисунке 5 кривая 4 – известный метод раздельной оценки искажений сигнала (Puntsri, K. A Very Simple Algorithm of Sequential IQ Imbalance and Carrier Frequency Offset Compensation in Coherent Optical OFDM. // KKU Res.j. 2015. № 20(2). pp. 168-176).

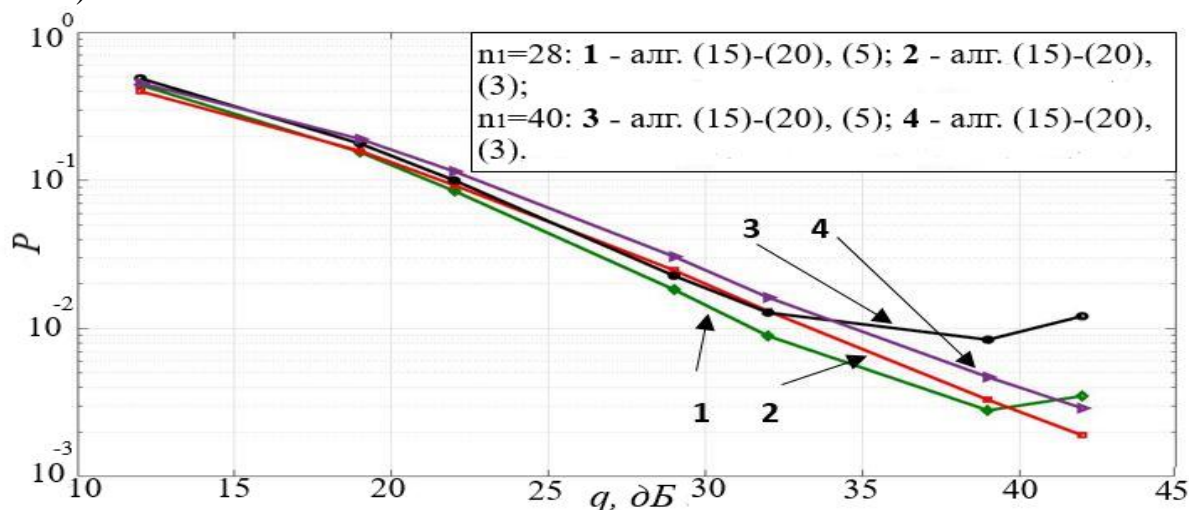


Рисунок 6. - Зависимость экспериментальной вероятности ошибки приема n_1 OFDM символов с 256 поднесущими и модуляцией 16-QAM от отношения сигнал/шум.

Кривые для алгоритма (5) сняты при экспериментально подобранном параметре регуляризации. Из рисунка 5 видно, что предложенные комбинированные алгоритмы (15)–(20), (3) и (15)–(20), (5) выигрывают в помехоустойчивости до 7 дБ перед известной процедурой раздельной оценки, работающей также по двум опорным OFDM символам. При переходе от приема 28 к 40 символам OFDM комбинирование алгоритма (15) –(20) с процедурой Стратоновича (5) дает потерю в энергетической эффективности до 7 дБ, а при использовании регуляризирующего алгоритма (3) потери составляют до 3 дБ, что иллюстрирует рисунок 6. Т.е. выигрыш у регуляризирующей процедуры (3) относительно метода Стратоновича составляет до 4 дБ.

В заключении перечислены основные научные и практические результаты работы.

Основные результаты работы заключаются в следующем.

1. В условиях априорной неопределенности предложен новый метод совместной оценки параметров сигнала и канала связи, позволяющий повысить точность оценки при ограниченных выборках сигнала.

2. С помощью предложенного метода были синтезированы новые регуляризующие рекуррентные алгоритмы, работающие по тестовой последовательности вида информационного сигнала, при неизвестной динамической системе в условиях априорной неопределенности относительно законов распределения шумов, обладающие следующими свойствами: возможностью использовать разные аппроксимирующие конструкции входящих в модель нелинейных функций без изменения вида и структур алгоритма, меняется только заполнение матриц и векторов, входящих в алгоритм; независимостью от вида модуляции сигнала и структуры тестовой последовательности, поэтому их без изменения можно использовать после процедуры детектирования, заменив тестовую последовательность на информационные символы; асимптотической оптимальностью.

3. Для задач фазовой и тактовой синхронизации были синтезированы новые алгоритмы нелинейной фильтрации и новый регуляризующий алгоритм совместной оценки задержки, амплитуды, частоты и фазы для сигналов MSK, PSK, QAM. Разработанные процедуры обладают следующими преимуществами перед известными методами:

- новый алгоритм нелинейной фильтрации при известной амплитуде сигнала, использующий второе приближение по Тейлору, при некоторых отношениях сигнал/шум имеет переходный процесс в 1.25-2 раза короче, а точность оценивания частоты при наличии фазового шума в 1.5-2.1 раз выше, чем у известной процедуры Стратоновича;

- новый алгоритм нелинейной фильтрации амплитуды, частоты и фазы сигнала с первым приближением по Тейлору по точности превосходит в 4 раза известный алгоритм Стратоновича при небольших объемах выборки сигнала;

- новый регуляризующий алгоритм при одинаковой точности оценивания параметров использует тестовую последовательность в 18 раз короче, чем известная процедура Стратоновича.

4. Для задачи компенсации искажений QAM сигнала в канале без замираний с аддитивным шумом и искажений, вносимых приемником прямого преобразования, синтезированы новый регуляризующий алгоритм и новый алгоритм нелинейной фильтрации с пересчетом оценок фазы и частоты для нахождения совместных оценок амплитуды, фазы, частоты, амплитудно-фазового дисбаланса, между квадратурами сигнала и постоянных составляющих. Преимущества предложенных алгоритмов.

- Новые алгоритмы выигрывают по точности оценивания неизвестных параметров и в помехоустойчивости у известной отдельной процедуры оценивания частоты, амплитудного и фазового дисбаланса.

- Известная упрощенная МП - оценка, для сигнала 16-QAM уступает по точности новому регуляризирующему алгоритму.

- Новые рекуррентные алгоритмы обладают существенно более низкой вычислительной сложностью, чем известный алгоритм совместной оценки канала и искажений сигнала в приемнике прямого преобразования, причем новый регуляризирующий алгоритм выигрывает у него в помехоустойчивости.

- Новый регуляризирующий алгоритм менее чувствителен к неточности априорных сведений относительно дисперсии аддитивного шума, чем известный алгоритм Стратоновича.

5. Для решения задачи компенсации искажений сигнала в тракте приемника прямого преобразования, прошедшего канал с доплеровским расширением спектра и релеевскими замираниями, предложен новый алгоритм совместной оценки канала и искажений сигнала, основанный на полиномиальной аппроксимации канала, обладающий более низкой вычислительной сложностью, чем известная процедура с тригонометрической аппроксимацией.

6. В условиях априорной неопределенности предложен новый метод совместной оценки матрицы стационарного канала и искажений сигнала, приобретенных в тракте приемника прямого преобразования в системе ММО, основанный на полиномиальной аппроксимации, который при сдвигах частоты в несколько сотен Герц ($\Delta f \cdot T \cong 4.52 \cdot 10^{-5}$) слабо отличается в помехоустойчивости от известного алгоритма совместного оценивания, но обладающий гораздо меньшей вычислительной сложностью.

7. Для больших сдвигов частоты ($\Delta f \cdot T = 2.5 \cdot 10^{-3}$) в условиях априорной неопределенности предложен новый метод совместного оценивания матрицы стационарного канала и искажений сигнала в приемнике прямого преобразования в системе с ММО, основанный на комбинировании процедуры, использующей полиномиальную аппроксимацию с рекуррентным регуляризирующим алгоритмом. Он обладает такой же помехоустойчивостью, что и известный алгоритм совместного оценивания, но его вычислительная сложность на порядок ниже.

8. Для систем с OFDM синтезирован новый алгоритм совместной оценки во временной области параметров канала и искажений сигнала в тракте приемника прямого преобразования, основанный на аппроксимации полиномиальными сплайнами, который работает по двум опорным символам, позволяет совместить операции оценки и интерполяции множителей канала, а также обладает вычислительной сложностью гораздо ниже, чем известный алгоритм совместного оценивания и выигрывает в помехоустойчивости перед известной процедурой отдельной оценки.

9. При больших сдвигах частоты ($\Delta F \cdot T = 3.35 \cdot 10^{-1}$) для систем с OFDM предложен новый алгоритм, основанный на комбинировании процедуры с полиномиальными сплайнами с регуляризирующим алгоритмом, который существенно проще известного алгоритма совместного оценивания и позволяет

получить энергетический выигрыш до 7 дБ перед известной процедурой раздельной оценки параметров.

ПУБЛИКАЦИИ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ

В ведущих рецензируемых изданиях, рекомендованных ВАК

1. **Смердова, Н.Е.** Об управлении нелинейными динамическими системами при неполной информации. / **Н.Е. Смердова, А.М. Шлома** // Радиотехника и электроника. – 1999. - Т.44, №9. - С.1059-1074.
2. **Смердова, Н.Е.** Применение теории операторов функционального анализа для задач нелинейной фильтрации. /**Н.Е. Смердова, А.М. Шлома** // Радиотехника и электроника. - 1999. - Т. 44. №2. - С. 190-198.
3. До Дык Тьен. Синтез робастной системы фазовой автоподстройки частоты. / До Дык Тьен, **Н.Е. Смердова, А.М. Шлома** // Электросвязь. - 2001. - №7. - С.33-34.
4. **Поборчая, Н.Е.** Синтез алгоритма оценки параметров случайного сигнала в условиях априорной неопределенности. / **Н.Е. Поборчая** // Электросвязь. -2008. - №6. - С. 29- 32.
5. **Поборчая, Н.Е.** Методы оценки параметров случайного сигнала в условиях априорной неопределенности. / **Н.Е. Поборчая** // Электросвязь. - 2010. - № 3. - С. 24-26.
6. **Поборчая, Н.Е.** Алгоритмы фазовой синхронизации КАМ сигнала при неполной информации. / **Н.Е. Поборчая** // Электросвязь. – 2012. – №5. – С.17–19.
7. **Поборчая, Н.Е.** Методы совместной оценки дрейфа постоянных составляющих и амплитудно-фазового разбаланса КАМ сигнала на фоне аддитивного белого шума. / **Н.Е. Поборчая** // Электросвязь. – 2013. – №5. – С.24–26.
8. **Поборчая, Н.Е.** Рекуррентные алгоритмы компенсации искажений сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивного шума и МСИ. / **Н.Е. Поборчая** // Электросвязь. -2016. - №12. - С. 64-67.
9. Пестряков, А.В. Упрощенные алгоритмы компенсации искажений КАМ-сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивного шума. / А.В. Пестряков, **Н.Е. Поборчая, Е.Р. Хасьянова** // Электросвязь. -2016. -№4. С.35-40.
10. **Поборчая, Н.Е.** Оценка и компенсация искажений сигнала в канале с доплеровским расширением спектра и релеевскими замираниями. / **Н.Е. Поборчая, Е.Р. Хасьянова** // Электросвязь. - 2017. -№6, С. 44-49.
11. **Поборчая, Н.Е.** Анализ работы компенсатора искажений КАМ сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивного шума. /**Н.Е. Поборчая** // Электросвязь. – 2014. – №5. – С.20–25.
12. Pestryakov, A.V. Synthesis and analysis of the compensation on algorithm to the QAM signal distortion due to nonidealities of quadrature downconversion at AWGN and phase noise in the presence of quazideterministic bandpass interference. / A.V. Pestryakov, **Н.Е. Poborchaya, Е.Р. Khasyanova**, //Т-Comm- Телекоммуникации и транспорт. - 2015 -Т 9- № 3 –С. 82-85.

13. **Поборчая, Н.Е.** Оценка и компенсация искажений сигнала в приемном тракте систем с ММО. / **Н.Е. Поборчая, А.В. Пестряков** // *Электросвязь*. - 2017. - №12. - С. 42-48.
14. **Поборчая, Н.Е.** Применение полиномиальной аппроксимации для решения задачи оценивания искажений сигнала в система с ММО в условиях априорной неопределенности. / **Н.Е. Поборчая** // *T-Comm- Телекоммуникации и транспорт*. - 2018. -Т12, №8. - С. 63-68.
15. **Поборчая, Н.Е.** Синтез и анализ алгоритмов оценки искажений сигнала в системе с ММО в условиях априорной неопределенности. / **Н.Е. Поборчая, А.В. Пестряков** // *T-Comm*. - 2019. - Т13.- №10.- С. 13-20.
16. **Поборчая, Н.Е.** Синтез алгоритма совместной оценки искажений OFDM сигнала с использованием аппроксимации в виде полиномиальных сплайнов. / **Н.Е. Поборчая** // *Электросвязь*. - 2019. -№ 5. - С. 41-48.
17. **Поборчая, Н.Е.** Комбинирование линейных и нелинейных алгоритмов оценивания искажений сигнала OFDM в тракте приемника прямого преобразования. / **Н.Е. Поборчая** // *Электросвязь*. -2020. -№ 6. - С.28-33.
18. **Поборчая, Н.Е.** Анализ влияния априорной неопределенности относительно дисперсии аддитивного шума на работу алгоритмов оценивания параметров сигнала. / **Н.Е. Поборчая**//*Электросвязь*. - 2021. - №2. – С. 39-42.

В изданиях, индексируемых в WoS

19. Smerdova, N.E. Control of nonlinear dynamical systems with incomplete information. / N.E. Smerdova N.E., A.M. Shloma // *Journal of Communications Technology and Electronics*. – 1999. – 44, № 9. – pp. 983–998.
20. Smerdova, N.E. Application of the theory of operators of functional analysis for problems of nonlinear filtering. / N.E. Smerdova N.E., A.M. Shloma // *Journal of Communications Technology and Electronics*. – 1999. – 44, № 2. – pp. 178–186.

В издания, индексируемых в Scopus

21. **Poborchaya, N.E.** DC-offset and IQ-imbalance estimation in the MIMO system. / **N.E. Poborchaya** // 2017 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO), 3-4 July 2017, Kazan, Russia. DOI: 10.1109/SINKHROINFO.2017.7997548.
22. **Poborchaya, N.E.** Synthesis of the joint estimation algorithm of the OFDM signal distortions based on polynomial approximation. / **N.E. Poborchaya** // 2018 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 4-5 July 2018, Minsk, Belarus. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2018.8456930
23. **Poborchaya, N.E.** Nonlinear Filtration in the Problem of Joint Estimation of Channel Factors and OFDM Signal Distortion Arising in Direct Conversion Receiver. / **N.E. Poborchaya** // 2019 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 1-3 July 2019, Yaroslavl, Russia. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO.2019.8814291
24. **Poborchaya, N.E.** Stationary channel factors and signal disturbances in a direct converter receiver in a system with MIMO joint estimation algorithm. / **N.E. Poborchaya**

// 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 1-3 July 2020, Svetlogorsk, Russia. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166068.

25. Maksimov, S. Yu. Estimation of a channel factors and signal distortions in the MIMO system with a direct transform receiver under the conditions of rayleigh fading and doppler frequency dispersion. / S. Yu Maksimov, **N.E. Poborchaya** // 2020 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO), 1-3 July 2020, Svetlogorsk, Russia. DOI: 10.1109/SYNCHROINFO49631.2020.9166116.

Публикации в материалах научно-технических семинаров и научно-технических конференций.

26. Шлома, А.М. Фильтрация случайного процесса в условиях априорной неопределенности относительно динамической системы и законов распределения шумов. / А.М. Шлома, **Н.Е. Поборчая** // НТС «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания». Сборник материалов. (27-28 июня 2005, г. Самара). Ярославль: ЯрГУ –2005. – С.- 19- 25.

27. **Поборчая, Н.Е.** Решение задачи поиска оценки задержки и фазы МНФ сигнала методом нелинейной фильтрации. / **Н.Е. Поборчая** // НТС «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания». Сборник трудов. (1-3 июля 2008, г. Ярославль). М: ИД Медиа Паблшер – 2008. - С.138-142.

28. **Поборчая, Н.Е.** Синтез регуляризирующего алгоритма оценки параметров случайного сигнала в условиях ограниченных выборок. / **Н.Е. Поборчая** // Компьютерные науки и технологии. Сборник трудов Первой Международной НТК. (8-10 октября 2009. г. Белгород). Белгород: ООО «ГиК» - 2009. - ч. 2. - С. 220-224.

29. **Поборчая, Н.Е.** Оценка задержки и фазы МНФ сигнала в условиях априорной неопределенности относительно информационной последовательности и законов распределения шумов. / **Н.Е. Поборчая** // Всероссийский НТС «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания». Сборник докладов. (24-26 июня 2009, г. Воронеж). М: ООО «Инсвязьиздат» - 2009. - С.37-40.

30. **Поборчая, Н.Е.** Алгоритм оценки многопозиционного ФМ сигнала на фоне аддитивного белого шума в условиях малых выборок. / **Н.Е. Поборчая** // НТС «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания». Сборник докладов. (27-29 июня 2010, г. Нижний Новгород). - 2010 – С.65-69.

31. **Поборчая, Н.Е.** Алгоритм оценки параметров КАМ сигнала на фоне аддитивного белого шума в условиях малых выборок при неизвестной амплитуде и импульсной характеристике канала. / **Н.Е. Поборчая** //Всероссийский НТС «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов для связи и вещания». Сборник докладов. (27-30 июня 2011, г. Одесса). М: Брис-М – 2011. - С.30-36.

32. **Поборчая, Н.Е.** Сравнение двух методов оценки параметров случайного сигнала, наблюдаемого на фоне аддитивного белого шума в условиях априорной

неопределенности. / **Н.Е. Поборчая** // Компьютерные науки и технологии. Сборник трудов Второй Международной НТК. (3-5 октября 2011, г. Белгород). Белгород: ООО «ГиК» - 2011. - С. 645-648.

33. **Поборчая, Н.Е.** Оценка дрейфа постоянных составляющих и разбаланса по фазе и амплитуде КАМ сигнала на фоне аддитивного белого шума в условиях априорной неопределенности методом нелинейной фильтрации. / **Н.Е. Поборчая** // Международный НТС «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях». Сборник докладов. (25-27 июня 2012, г. Йошкар-Ола). М: Брис-М – 2012. - С. 61-67.

34. **Поборчая, Н.Е.** Анализ алгоритмов компенсации искажений сигнала КАМ-64, наблюдаемого на фоне аддитивного белого шума и МСИ. / **Н.Е. Поборчая** // Международная НТК «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях». «СИНХРОИНФО 2015». Сборник трудов. (29-30 июня, 2015, г. С-Петербург). М: ИД Медиа Паблишер - 2015 - С. 173-175.

35. **Поборчая, Н.Е.** Компенсация искажений сигнала в канале с медленными релеевскими замираниями. / **Н.Е. Поборчая, Е.Р. Хасьянова** // Международная НТК «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях». «СИНХРОИНФО 2016». Сборник трудов. (1-2 июля 2016, г. Самара). М: ИД Медиа Паблишер - 2016 - С. 198-202.

36. Пестряков, А.В. Оценка влияния сдвига несущей частоты на эффективность работы алгоритма компенсации погрешности квадратурного преобразования. / А.В. Пестряков, **Н.Е. Поборчая, Е.Р. Хасьянова** // 26-я Международная Крымская конференция "СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии" (КрыМиКо'2016). Материалы конференции: в 13 томах. 2016. (4-10 сентября 2016 г., Севастополь). - Севастополь:

37. **Поборчая, Н.Е.** Анализ методов совместной компенсации искажений КАМ сигнала на фоне аддитивного негауссовского шума. / **Н.Е. Поборчая** // Международный НТС «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях». Сборник докладов. (30 июня – 3 июля 2013, г. Ярославль). М: Брис-М – 2013 - С. 174-180.

38. **Поборчая, Н.Е.** Вариационный алгоритм компенсации искажений КАМ сигнала на фоне квазидетерминированной полосовой помехи и аддитивного белого шума. / **Н.Е. Поборчая, Е.О. Смердова** // Международная НТК «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях». «СИНХРОИНФО 2014». Сборник трудов. (29 июня – 1 июля 2014, г. Воронеж). М: ИД Медиа Паблишер - 2014 - С. 141-147.

В других изданиях

39. **Поборчая, Н.Е.** Компенсация искажений сигнала в канале с медленными релеевскими замираниями. / **Н.Е. Поборчая, Е.Р. Хасьянова** // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2016. -Т.7., № 2. - С. 35-39.

40. **Поборчая, Н.Е.** Оценка амплитудно-фазового разбаланса и дрейфа постоянных составляющих сигнала в системе ММО. / **Н.Е. Поборчая** // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2017. -Т.8., № 3. - С. 36-41.

41. **Поборчая, Н.Е.** Синтез алгоритма совместной оценки искажений OFDM сигнала с помощью полиномиальной аппроксимации. / **Н.Е. Поборчая** // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2018. -Т.9., № 1. - С. 128-136.
42. **Поборчая, Н.Е.** Нелинейная фильтрация в задаче совместной оценки множителей канала и искажений OFDM сигнала, возникающих в тракте приемника прямого преобразования. / **Н.Е. Поборчая**// Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2019. -Т.10., № 6. - С. 85-96.
43. **Поборчая, Н.Е.** Оценка канала и искажений сигнала в системе ММО с приемником прямого преобразования в условиях релеевских замираний и доплеровского расширения спектра. / **Н.Е. Поборчая** // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2020. -Т.11., № 2. - С. 25-33.
44. **Поборчая, Н.Е.** Совместный алгоритм оценки стационарного канала и искажений сигнала в тракте приемника прямого преобразования в системе с ММО. / **Н.Е. Поборчая** // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. – 2020. -Т.11., № 1. - С. 28-41.

Программы для электронных вычислительных машин.

45. **Поборчая, Н.Е.** Программное обеспечение для совместного оценивания параметров стационарного канала и искажений сигнала квадратурной амплитудной модуляции, приобретенных в тракте приемника прямого преобразования. / **Н.Е. Поборчая, А.В. Пестряков.** // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021610341 от 13 января 2021.
46. **Поборчая, Н.Е.** Программное обеспечение для оценивания канала и искажений сигнала М-QAM в системе с ММО и приемником прямого преобразования. / **Н.Е. Поборчая** // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021610342 от 13 января 2021.
47. **Поборчая, Н.Е.** Программное обеспечение для совместного оценивания параметров канала и искажений сигнала квадратурной амплитудной модуляции, приобретенных в тракте приемника прямого преобразования в системе OFDM. / **Н.Е. Поборчая, А.В. Пестряков.** // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021610343 от 13 января 2021.
48. **Поборчая, Н.Е.** Программное обеспечение для исследования влияния искажений сигнала квадратурной амплитудной модуляции, приобретенных в тракте приемника прямого преобразования на помехоустойчивость приема в системах с ММО. / **Н.Е. Поборчая.** // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021610571 от 15 января 2021.
49. **Поборчая, Н.Е.** Программное обеспечение для исследования влияния ошибок тактовой фазовой синхронизации сигнала квадратурной амплитудной модуляции на помехоустойчивость приема. / **Н.Е. Поборчая.** // Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2021610662 от 18 января 2021.