

На правах рукописи



Хайло Никита Сергеевич

РОБАСТНЫЕ АЛГОРИТМЫ ОБНАРУЖЕНИЯ, СИНХРОНИЗАЦИИ И  
ДЕМОДУЛЯЦИИ ДЛЯ TDMA-СИСТЕМ СВЯЗИ ПРИ МНОГОЛУЧЕВОМ  
РАСПРОСТРАНЕНИИ СИГНАЛОВ, ДЕЙСТВИИ УЗКОПОЛОСНЫХ  
ИМПУЛЬСНЫХ ПОМЕХ И ШУМОВ С НЕИЗВЕСТНЫМ РАСПРЕДЕЛЕНИЕМ

Специальность: 2.2.13 – Радиотехника, в том числе системы и устройства  
телевидения

АВТОРЕФЕРАТ

диссертации на соискание ученой степени

кандидата технических наук

Новосибирск – 2024

Работа выполнена в Федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Новосибирский государственный технический университет»

Научный руководитель: **Вострецов Алексей Геннадьевич**,  
доктор технических наук, профессор

Официальные оппоненты: **Абрамов Сергей Степанович**,  
доктор технических наук, доцент, Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Сибирский государственный университет телекоммуникаций и информатики», кафедра радиотехнических устройств и техносферной безопасности, профессор;

**Покаместов Дмитрий Алексеевич**,  
кандидат технических наук, Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники», кафедра телекоммуникаций и основ радиотехники, доцент.

Ведущая организация: Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина).

Защита диссертации состоится «28» января 2025 г. в 14-00 часов на заседании диссертационного совета 24.2.347.02 в Федеральном государственном бюджетном образовательном учреждении высшего образования «Новосибирский государственный технический университет» по адресу: 630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, корпус 1, конференц-зал.

С диссертацией можно ознакомиться в библиотеке Новосибирского государственного технического университета и на сайте [www.nstu.ru](http://www.nstu.ru).

Автореферат разослан «\_\_\_» ноября 2024 г.

Ученый секретарь диссертационного совета,  
д.т.н., доцент

 Максим Андреевич Степанов

## ОБЩАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА РАБОТЫ

### Актуальность и степень разработанности темы исследования

Современный этап развития систем радиосвязи характеризуется увеличением количества абонентов, скорости и объемов передаваемой информации, ужесточением требований к достоверности передаваемой информации. В данных условиях важной задачей становится обеспечение эффективного функционирования системы в условиях сложной радиоэлектронной обстановки. Одним из способов повышения эффективности использования выделенного ресурса связи является применение технологии множественного доступа с временным разделением каналов (TDMA). Данная технология использовалась в стандартах сотовой связи второго поколения таких как (GSM), IS-136 (PDC), и DECT. В настоящее время TDMA широко применяется в системах спутниковой связи (например DVB-RCS, Digital Video Broadcasting – Return Channel via Satellite), стандарте цифровой подвижной радиосвязи DMR, а также в системах связи специального назначения таких как EPLRS (Enhanced Position Location Reporting System – Расширенная система определения местоположения), JTIDS (Joint Tactical Information Distribution System – Объединенная система распределения тактической информации).

Для того, чтобы в любой момент времени передачу мог осуществлять только один абонент, все абоненты в сети TDMA должны быть синхронизированы. Поэтому ключевыми задачами для эффективной передачи данных в системах TDMA являются как демодуляция сигналов данных, так и синхронизация. Для синхронизации слотов между абонентами может использоваться информация о времени, поступающая из систем глобальной спутниковой навигации (GPS, ГЛОНАСС). Кроме того, поскольку в беспроводных системах связи между подвижными объектами время распространения сигнала от передатчика к приемнику неизвестно, возникает задача определения временного положения информационного сообщения внутри временного слота. Как правило, данная задача решается путем передачи в каждом пакете данных специального синхронизирующего сигнала и последующем его обнаружении и оценки задержки на приемной стороне.

Задачи обнаружения, различения (демодуляции) и оценивания сигналов также являются актуальными во многих прикладных областях, таких как связь, радиолокация, радионавигация, системы управления, контрольно-измерительная техника. Большую роль в решении многих теоретических и практических задач обработки сигналов в присутствии помех сыграли труды В.А. Котельникова, Л.М. Финка, Б.Р. Левина, В.И. Тихонова, Л.Е. Варакина, П.А. Бакута, В.А. Богдановича, Ю.Г. Сосулина, В.П. Ипатова, Ю.В. Линника, Э. Лемана, Б. Гоулда, А. Оппенгейма, Дж. Русаса, Н. Винера, Дж. Хьюбера, Д. Миддлтона, Дж. Прокиса и др.

В системах связи между такими подвижными объектами, как летательные аппараты, задача приема осложняется большими взаимными скоростями приемника и передатчика, наличием мешающих отражений от подстилающей поверхности и местных предметов, помех от сторонних радиотехнических систем, работающих в том же диапазоне частот, наличием импульсных помех. Данные

факторы приводят к значительной априорной неопределенности сигнально-помеховой обстановки, в том числе неопределенности вида распределения шума. Проблема разработки алгоритмов приема сигналов в таких условиях все еще далека от окончательного решения. В связи с этим алгоритмы приема сигналов должны обладать устойчивостью к изменению распределения шума, т.е. обладать свойствами робастности. Поэтому задача разработки робастных алгоритмов приема сигналов при воздействии комплекса помех и априорной неопределенности распределения шума является актуальной.

**Цель работы** – разработка и исследование робастных алгоритмов обнаружения, оценки временного положения, а также демодуляции сигналов для систем передачи данных между подвижными объектами в режиме временного разделения каналов при многолучевом распространении сигналов, априорной неопределенности распределения шума и действии узкополосных импульсных помех (УИП).

Для достижения поставленной цели были сформулированы и решены следующие задачи:

1. Анализ состояния проблемы обработки сигналов при передаче данных в режиме временного разделения каналов при воздействии комплекса помех.
2. Выбор и обоснование моделей сигналов и помех для радиотехнических систем передачи данных с временным разделением каналов.
3. Разработка форматов синхронизирующего и информационного сигналов.
4. Разработка робастных алгоритмов обнаружения и оценивания временного положения сигнала для обеспечения синхронизации в TDMA системах в условиях действия комплекса помех.
5. Разработка робастных алгоритмов демодуляции сигналов при воздействии комплекса помех.
6. Исследование эффективности и практической реализуемости разработанных алгоритмов.

**Объектом исследования** являются многопользовательские TDMA системы передачи данных в условиях действия априорно неопределенных помех.

**Предметом исследования** являются алгоритмы статистической обработки сигналов, обеспечивающие устойчивость их характеристик в условиях действия априорно неопределенных помех.

#### **Методы исследования**

Для решения поставленных задач использовались методы теории вероятностей, математической статистики, статистической радиотехники и теории связи, цифровой обработки сигналов и математического моделирования.

#### **Научная новизна работы**

1. Предложены асимптотически робастные инвариантные (АРИ) алгоритмы обнаружения и оценки временного положения сигнала, основанные на использовании модели приближенно финитных распределений шума, для решения задачи синхронизации в TDMA-системах связи. В отличие от известных, предложенный алгоритм обеспечивает более высокую помехоустойчивость в условиях многолучевого распространения сигналов, действия узкополосных импульсных помех и при изменении распределения шума.

2. Предложен асимптотически робастный инвариантный алгоритм демодуляции сигналов с относительной фазовой модуляцией (ОФМ), основанный на использовании модели приближенно финитных распределений шума. В отличие от известных, предложенный алгоритм обеспечивает более высокую помехоустойчивость в условиях многолучевого распространения сигналов, действия узкополосных импульсных помех и при изменении распределения шума.

3. Предложен коэффициент асимптотической робастности (КАР) алгоритмов обнаружения и различения сигналов, основанных на безынерционном преобразовании исходной выборки, позволяющий количественно оценить необходимое изменение отношения сигнал/шум для поддержания заданного уровня средних потерь при изменении распределения шума.

### **Практическая ценность работы**

Предложенные алгоритмы позволяют создавать перспективные многопользовательские системы широкополосной связи, обеспечивающие высокую помехоустойчивость в условиях априорной неопределенности сигнально-помеховой обстановки при наличии УИП, помех многолучевого распространения и негауссовских шумов.

**Достоверность и обоснованность** научных положений, выносимых на защиту, подтверждается: корректным использованием математического аппарата, результатами имитационного моделирования, положительными результатами апробации и внедрения полученных результатов.

### **Положения выносимые на защиту**

1. АРИ-алгоритм обнаружения и оценки временного положения сигнала, основанный на использовании расширенной модели приближенно-финитных распределений и учитывающий наличие в наблюдаемом процессе узкополосных импульсных помех и многолучевого распространения сигнала обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум до 4 дБ по сравнению с алгоритмами, оптимальными для приема на фоне гауссовского шума. В случае гауссовского распределения шума предложенные алгоритмы уступают оптимальному не более 0,3 дБ.

2. Предложенный АРИ-алгоритм демодуляции сигналов с относительной фазовой модуляцией (ОФМ) основанный на использовании расширенной модели приближенно-финитных распределений и учитывающий наличие в наблюдаемом процессе узкополосных импульсных помех и многолучевого распространения сигнала обеспечивает выигрыш в пороговом отношении сигнал/шум до 4 дБ по сравнению с алгоритмами, оптимальными для приема на фоне гауссовского шума. В случае гауссовского распределения шума предложенный алгоритм уступает оптимальному не более 0,3 дБ.

3. Коэффициент асимптотической робастности алгоритмов обнаружения и различения сигналов, основанных на безынерционном преобразовании исходной выборки, позволяет на этапе проектирования количественно оценить устойчивость алгоритма к изменению формы распределения шума.

**Апробация работы.** Основные результаты и положения диссертационной работы докладывались на следующих научно-технических конференциях: Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП-2014), (Новосибирск, 2014 г.); Современные проблемы радиоэлектроники «СПР-2015»

(Красноярск, 2015 г.); 21-я Международная научно-техническая конференция «Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири» (Томск, 2015 г.); 13-я Міжнародна конференція «Сучасні проблеми радіоелектроніки, телекомунікацій, комп'ютерної інженерії» TCSET'2016, (Львов, 2016 г.); 71 Всероссийская научно-техническая конференция, посвященная Дню радио (Санкт-Петербург, 2016 г.); 11 International forum on strategic technology (IFOST 2016) (Новосибирск, 2016 г.); X Всероссийская научная конференция молодых ученых "Наука. Технологии. Инновации" (НТИ-2017) (Новосибирск, 2016 г.); Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2018) (Новосибирск, 2018 г.); XVI Всероссийская научная конференция молодых ученых, Наука. Технологии. Инновации (НТИ-2021); (Новосибирск, 2021 г.), XVI Всероссийская научная конференция молодых ученых, Наука. Технологии. Инновации. (НТИ-2022), (Новосибирск, 2022 г.).

**Публикации.** По теме диссертации опубликовано 16 работ, из них: 5 статей в рецензируемых научных изданиях, рекомендованных ВАК, 10 работ в материалах международных и российских конференций и 1 свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

**Личный вклад автора.** Все выносимые на защиту результаты исследований получены автором лично. Из 16 опубликованных работ 14 написаны в соавторстве. В работах, опубликованных в соавторстве, относящиеся к тематике работы результаты получены автором лично.

**Внедрение результатов исследования.** Результаты диссертационной работы были внедрены на предприятии АО «Навигатор» (г. Санкт-Петербург) и в учебный процесс Новосибирского государственного технического университета.

**Структура и объем работы.** Диссертация состоит из введения, пяти разделов, заключения, списка сокращений, списка литературы, состоящего из 108 источников, и приложения. Текст изложен на 132 страницах, содержит 27 рисунков, 6 таблиц и 2 приложения.

## ОСНОВНОЕ СОДЕРЖАНИЕ РАБОТЫ

**Во введении** обоснована актуальность работы, представлены ее цель и задачи, научная новизна, практическая значимость, краткое содержание работы, также приводятся основные положения, выносимые на защиту.

**В первом разделе** приводится аналитический обзор методов синхронизации и демодуляции сигналов при передаче данных между мобильными объектами в режиме временного разделения каналов.

В системах TDMA широко используется синхронизация каналов с помощью включения в пользовательский пакет данных синхронизирующей последовательности символов или специального синхронизирующего сигнала. Рассмотрены широко применяемые методы оценивания временного положения сигнала, основанные на согласованной фильтрации, корреляционные методы, а также методы на основе сравнения значений сигнала с заданным пороговым уровнем.

Рассмотрены различные параметрические и непараметрические подходы к синтезу алгоритмов обнаружения, различения и оценивания сигналов в условиях

априорной неопределенности, в том числе неопределенности вида плотности распределения вероятностей (ПРВ) шума.

На основании проведенного обзора научных материалов сформулированы цель и задачи исследования. Задачи исследования рассматривались применительно к практической задаче разработки радиотехнической системы (РТС) передачи данных с временным разделением каналов в составе радиотехнической системы ближней навигации для организации связи между авиационными абонентами.

**Во втором разделе** приводятся обобщенные модели сигналов и помех, характерных для рассматриваемой РТС. Определены форматы и параметры синхронизирующего и информационного сигналов.

В рассматриваемой РТС каждому абоненту для передачи широкополосного сообщения выделяется свой временной интервал (слот) длительностью  $T_{slot} = 10$  мс. Начало каждого слота устанавливается относительно меток системы единого времени. Структура слота представлена на рисунке 1. На интервале **S** передается синхронизирующий сигнал, необходимый для обеспечения временной синхронизации между передающим и принимающим абонентом. На интервале **I** передается последовательность информационных символов. Защитные интервалы **G1-G3** предназначены для учета задержки распространения сигналов, а также погрешности определения начала слота.

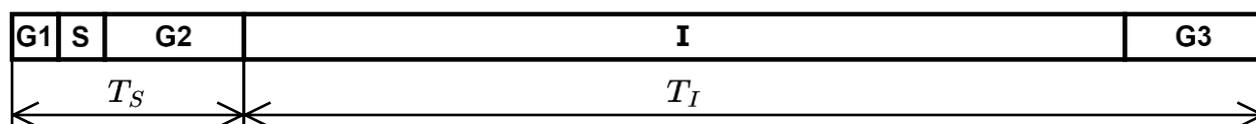


Рисунок 1 – Структура сигнала временного слота

Задача синхронизации решается путем обнаружения и оценивания временного положения синхросигнала относительно начала слота. Для этого используется комплексная огибающая  $\dot{x}_S(t)$  процесса на выходе линейного тракта приемника, соответствующая интервалу обработки синхросигнала  $T_S$ :

$$\dot{x}_S(t) = \dot{u}_S(t) + \dot{u}_{R,S}(t) + \dot{u}_{UIP}(t) + \dot{\eta}(t). \quad (1)$$

где  $\dot{u}_S(t)$  – комплексная огибающая синхронизирующего сигнала;  $\dot{u}_{R,S}(t)$  – комплексная огибающая помехи, возникающей вследствие отражения синхросигнала от подстилающей поверхности;  $\dot{u}_{UIP}(t)$  – комплексная огибающая узкополосной импульсной помехи;  $\dot{\eta}(t)$  – комплексная огибающая шума.

Для демодуляции информационной посылки используется комплексная огибающая  $\dot{x}_I(t)$ , соответствующая интервалу  $T_I$  обработки информационного сигнала, которая определяется как:

$$\dot{x}_I(t) = \dot{u}_I(t) + \dot{u}_{R,I}(t) + \dot{u}_{UIP}(t) + \dot{\eta}(t), \quad (2)$$

где  $\dot{u}_I(t)$  – комплексная огибающая информационного сигнала,  $\dot{u}_{R,I}(t)$  – комплексная огибающая помехи, обусловленной отражением от подстилающей поверхности информационного сигнала.

Комплексная огибающая синхросигнала, пришедшего по прямому лучу, имеет вид:

$$\dot{i}_S(t) = \lambda_S \exp(j(2\pi f_D t + \phi)) s_S(t - \tau_D), \quad (3)$$

где  $s_S(t)$  – известный, нормированный по мощности сигнал, задающий форму синхросигнала,  $\tau_D$  – неизвестная задержка сигнала, обусловленная временем распространения радиоволн от передатчика к приемнику,  $\lambda_S$ ,  $f_D$  и  $\phi$  – соответственно неизвестные амплитуда, доплеровский сдвиг частоты и начальная фаза принятого сигнала. В работе значения величин  $\lambda_S$ ,  $\phi$  и  $f_D$  полагаются априорно неопределенными и неизменными в пределах одного слота соответственно на множествах  $(0, \infty)$ ,  $[0, 2\pi)$  и  $[-f_{D.\max}, f_{D.\max}]$ .

Комплексная огибающая информационного сигнала определяется как последовательность  $N_{sym}$  символов

$$\dot{i}_I(t) = \lambda_I \exp(j(2\pi f_D t + \phi)) \sum_{k=0}^{N_{sym}-1} Q_k s_{sym}^{(k)}(t - k\tau_{sym} - \tau_D), \quad (4)$$

где  $s_{sym}^{(k)}(t)$  – известный, нормированный по мощности сигнал, задающий форму комплексной огибающей сигнала  $k$ -го символа,  $\tau_{sym}$  – длительность символа,  $\lambda_I$  – неизвестная амплитуда сигнала,  $Q_k$  – информационные параметры,  $f_D$  – неизвестный доплеровский сдвиг частоты,  $\phi$  – неизвестная начальная фаза,  $N_{sym}$  – число символов.

Комплексные огибающие отраженных сигналов  $\dot{i}_{R.S}(t)$  и  $\dot{i}_{R.I}(t)$  выражаются как

$$\dot{i}_{R.S}(t) = \lambda_{R.S} \exp(j(2\pi f_{DR} t + \phi_R)) s_S(t - \tau_D - \tau_{DR}), \quad (5)$$

$$\dot{i}_{R.I}(t) = \lambda_{R.I} \exp(j(2\pi f_{DR} t + \phi_R)) \sum_{k=0}^{N_{sym}-1} Q_k s_{sym}^{(k)}(t - k\tau_{sym} - \tau_D - \tau_{DR}), \quad (6)$$

где  $\lambda_{R.S}$ ,  $\lambda_{R.I}$  – неизвестные амплитудные параметры помех,  $f_{DR}$  – неизвестный доплеровский сдвиг частоты,  $\phi_R$  – неизвестная начальная фаза,  $\tau_D$  – задержка, связанная с распространением сигналов,  $\tau_{DR}$  – неизвестное запаздывание отраженных сигналов относительно сигналов прямого прохождения.

Комплексная огибающая узкополосной импульсной помехи (обусловленной работой таких систем как, РСБН, DME), представляется в виде:

$$\dot{i}_{UIP}(t) = \lambda_{UIP} \sum_{i=0}^{N_{UIP}-1} s_{UIP}(t - \tau_{UIP,i}) \exp[j(2\pi f_{UIP} t + \phi_{UIP,i})], \quad (7)$$

где  $\lambda_{UIP}$  – неизвестный амплитудный параметр помехи,  $f_{UIP}$  – разность несущих частот помехи и сигнала,  $s_{UIP}(t)$  – сигнал задающий форму импульса УИП,  $\tau_{UIP,i}$  – временная задержка,  $\phi_{UIP,i}$  – неизвестная начальная фаза  $i$ -го импульса УИП,  $N_{UIP}$  – количество импульсов. Форма импульса УИП задается выражением

$$s_{UIP}(t) = \begin{cases} a_P \cos^2 \left( \pi \frac{2t - \tau_P}{2\tau_P} \right) & \text{при } 0 \leq t < \tau_P, \\ 0, & \text{в остальных случаях.} \end{cases}, \text{ где } \tau_P - \text{длительность импульса};$$

Параметр  $a_P$  выбирается так, чтобы средняя мощность импульса была равна единице.

В настоящей работе принято, что  $\dot{\eta}(t)$  является комплексным случайным процессом с нулевым средним и неизвестной дисперсией, распределение вероятностей которого заранее неизвестно. Таким образом, в отношении шума принята концепция непараметрической априорной неопределенности, согласно которой маргинальная ПРВ шума может быть любой в пределах некоторого широкого множества  $\mathcal{P}$ . В качестве такого множества использовалась расширенная модель приближенно финитных распределений

$$\mathcal{P} = \left\{ p(t) = \frac{1}{\sigma} w \left( \frac{t}{\sigma} \right), w(t) \in \mathcal{W}_q, \sigma \in (0, \infty) \right\}, \quad (8)$$

где  $\mathcal{W}_q = \left\{ w: \int_{-1}^1 w(t) dt = q, I(w) < \infty \right\}$  – класс ПРВ с нулевым средним и единичным

масштабом,  $I(w) = \int_{-\infty}^{\infty} \psi_w^2(t) w(t) dt$  – информация Фишера о сдвиге,

$\psi_w(t) = -\frac{d}{dt} \ln w(t)$  – логарифмическая производная ПРВ,  $\sigma$  – параметр масштаба.

В работе обоснована целесообразность применения прямого расширения спектра для синхронизирующего сигнала с использованием М-последовательности длины  $L_S = 255$ . С учетом требований к ширине полосы рассматриваемой радиотехнической системы и допустимому уровню внеполосных излучений форма элементарных импульсов (чипов) синхросигнала выбрана в виде окна Ханна с длительностью  $\tau_e = 125$  нс.

В качестве сигнала информационного символа также используется широкополосный сигнал с прямым расширением спектра, длина расширяющей псевдослучайной последовательности (ПСП) принята равной  $L_I = 16$ . При этом для каждого символа слота использовалась своя ПСП, так что элементы расширяющей последовательности  $k$ -го символа можно представить как  $a_{I,i}^{(k)} = a_{I,i+kL_I}$ ,  $i = \overline{0, L_I - 1}$ ,  $k = \overline{0, N_{sym} - 1}$  где  $\mathbf{a}_I = (a_{I,0}, a_{I,1}, \dots, a_{I,n-1})$  – М-последовательность, генерируемая на основе полинома  $x^{17} + x^3 + 1$ . В работе показано, что такой подход обеспечивает меньшую вероятность битовой ошибки при наличии помех, обусловленных зеркальным отражением от подстилающей поверхности, по сравнению с использованием фиксированной последовательности, за счет снижения вероятности глубокого замирания всех чипов отдельного символа. Длительность и форма сигнала чипа выбраны такими же как и для синхросигнала. Для преодоления априорной неопределенности начальной фазы сигнала при передаче данных применяется относительная фазовая модуляция.

**В третьем разделе** разработаны асимптотически робастные инвариантные алгоритмы обнаружения и оценивания временного положения сигнала.

В качестве исходных данных при обнаружении синхросигнала и оценке его временного положения принят вектор отсчетов  $\dot{\mathbf{x}}_S = \{\dot{x}_{S,0}, \dots, \dot{x}_{S,N_S-1}\}$  комплексной огибающей  $\dot{x}_S(t)$ ,  $t \in [0, T_S]$ . Отсчеты  $\dot{x}_{S,i} = \dot{x}_S(\tau_s i)$ ,  $i = \overline{0, N_S - 1}$  формируются системой АЦП с периодом дискретизации  $\tau_s$ .

Для решения задачи обнаружения интервал  $T_S$  разделяется на конечное число перекрывающихся интервалов длительностью  $N_{SS} = \frac{\tau_{SS}}{\tau_s}$ , где  $\tau_{SS}$  – длительность синхросигнала. Общее число таких интервалов  $N_D = \tau_{D,\max} / \tau_s + 1$  равно числу возможных дискретных задержек синхросигнала взятых с кратностью  $\tau_s$ , где  $\tau_{D,\max}$  – максимально возможная задержка синхросигнала (длительности интервалов  $T_S$ ,  $\tau_{D,\max}$ ,  $\tau_{SS}$  приняты кратными целому числу периодов дискретизации  $\tau_s$ ). Далее осуществляется проверка гипотезы о наличии сигнала в каждом интервале.

При наличии в наблюдаемом процессе шума и отсутствии других видов помех вектор, образованный из отсчетов наблюдаемого процесса в пределах  $m$ -го интервала можно представить в виде  $\dot{\mathbf{x}}^{(m)} = \lambda_S e^{j\phi} \mathbf{s}_S + \dot{\mathbf{n}}$ , где  $\lambda_S e^{j\phi} \mathbf{s}_S$  – вектор отсчетов комплексной огибающей синхросигнала с априорно неопределенными амплитудой  $\lambda_S = \frac{\lambda_S}{\sqrt{N_{SS}}}$ ,  $\lambda_S \in (0, \infty)$  и начальной фазой  $\phi \in [0, 2\pi)$ ,  $\mathbf{s}_S = \{s_{S,0}, \dots, s_{S,N_{SS}-1}\}$  – вектор с компонентами  $s_{S,i} = s_S(i\tau_s)$ ,  $i = \overline{0, N_{SS} - 1}$ , образованными из отсчетов сигнала  $s_S(t)$ , задающего форму синхросигнала,  $\dot{\mathbf{n}}$  – вектор отсчетов комплексной огибающей шума.

Для построения алгоритма обнаружения сигнала использовалась методика синтеза АРИ-алгоритмов, предложенная в работах В. А. Богдановича и А. Г. Вострецова. В соответствии с данной методикой получена решающая функция АРИ-алгоритма обнаружения сигнала, которая выражена в частотной области для более эффективного вычисления и имеет вид:

$$\varphi_S(\dot{\mathbf{x}}_S) = \begin{cases} 1, & \max_{m \in \mathfrak{M}} Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S) \geq C(\alpha_S); \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}, \quad (9)$$

где статистика  $Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S) = \frac{|\mathcal{F}^{-1}(\tilde{\mathbf{X}}_S \odot \mathbf{S}_S^*)_m|}{\|\tilde{\mathbf{X}}_S\|}$ ,  $\mathcal{F}^{-1}(\tilde{\mathbf{X}}_S \odot \mathbf{S}_S^*)_m$  –  $m$ -ый компонент обратного дискретного преобразования Фурье (ДПФ) от поэлементного произведения векторов  $\tilde{\mathbf{X}}_S$  и  $\mathbf{S}_S^*$ ,  $\tilde{\mathbf{X}}_S = \mathcal{F}\left(\psi\left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_S}{\hat{\sigma}}\right)\right)$ ,  $\mathbf{S}_S = \mathcal{F}(\mathbf{s}_S^{(0)})$ ,  $\mathcal{F}(\cdot)$  – оператор ДПФ,  $\odot$  – операция поэлементного умножения,  $\mathbf{s}_S^{(m)} = \{s_{S,0}^{(m)}, \dots, s_{S,N_S-1}^{(m)}\}$  – опорный

вектор с компонентами  $s_{S,i}^{(m)} = s_S((i-m)\tau_s)$ ,  $i = \overline{0, N_S - 1}$ ,

$\Psi\left(\frac{\dot{\mathbf{x}}_S}{\hat{\sigma}}\right) = \left\{ \psi\left(\frac{\dot{x}_{S,0}}{\hat{\sigma}}\right), \dots, \psi\left(\frac{\dot{x}_{S, N_S-1}}{\hat{\sigma}}\right) \right\}$  – комплексная векторная статистика,

$\psi(t) = \psi_{w_0}(\text{Re}t) + j\psi_{w_0}(\text{Im}t)$ ,  $\hat{\sigma}$  – эквивариантная и  $\sqrt{N_S}$ -состоятельная оценка

масштабного параметра,  $\psi_{w_0}(t) = \begin{cases} -B, & t < -1; \\ A \text{tg}(At/2), & |t| \leq 1; \\ B, & t > 1, \end{cases}$  – логарифмическая

производная наименее благоприятной ПРВ (ПРВ с минимальной информацией Фишера о сдвиге) для модели (8). Параметр  $C = \cos^2(A/2)/(1+2/B)$ , а параметры  $A$  и  $B$  зависят от параметра модели  $q$  и определяются из системы уравнений

$$B = A \tan(A/2), \int_{-1}^1 w_0(t) dt = q, \text{ где параметр модели } q \text{ принят равным } 0,9.$$

В качестве оценки масштабного параметра использовалась квантильная оценка  $\hat{\sigma}(\dot{\mathbf{x}}_S)$ , рассчитываемая на основе всей совокупности отсчетов  $\dot{\mathbf{x}}_S$  интервала  $T_S$ :

$$\hat{\sigma}(\dot{\mathbf{x}}_S) = \frac{1}{2} \left[ z_{(p)}(\text{Re} \dot{\mathbf{x}}_S) + z_{(p)}(\text{Im} \dot{\mathbf{x}}_S) \right], \quad (10)$$

где  $z_{(p)}(\text{Re} \dot{\mathbf{x}}_S)$  и  $z_{(p)}(\text{Im} \dot{\mathbf{x}}_S)$  –  $p$ -е порядковые статистики векторов

$$\mathbf{z}(\text{Re} \dot{\mathbf{x}}_S) = (|\text{Re} \dot{x}_{S,0}|, \dots, |\text{Re} \dot{x}_{S, N_S-1}|) \quad \text{и} \quad \mathbf{z}(\text{Im} \dot{\mathbf{x}}_S) = (|\text{Im} \dot{x}_{S,0}|, \dots, |\text{Im} \dot{x}_{S, N_S-1}|),$$

$p = \lfloor (N_S - 1)q \rfloor$ ,  $\lfloor \cdot \rfloor$  – целая часть числа.

Для оценки временного положения сигнала сначала из тех значений статистики  $Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S)$ , которые превысили порог  $C(\alpha_S)$ , выбирается множество локальных максимумов, для которых выполняется условие:  $Z_{\tilde{m}}(\dot{\mathbf{x}}_S) \geq \rho \max Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S)$ ,  $m = \overline{0, N_D - 1}$ ,  $\rho = 0,4 \div 0,8$ ,  $\tilde{m} \in \tilde{\mathfrak{M}}$  – соответствующие дискретные задержки. Затем в качестве искомой оценки используется минимальная дискретная задержка из множества  $\tilde{\mathfrak{M}}$ :

$$m_d = \min_{\tilde{m}} (\tilde{m} \in \tilde{\mathfrak{M}}). \quad (11)$$

Оценка (11) учитывает запаздывание помех, обусловленных отражением от подстилающей поверхности, относительно сигнала прямого прохождения, уменьшая вероятность ошибки оценивания, когда абсолютный максимум статистики  $Z_m(\dot{\mathbf{x}}_S)$  как функции задержки  $m$  может располагаться в районе временного положения помехи.

Алгоритм оценки временного положения сигнала при наличии УИП состоит в предварительной оценке частотного сдвига помехи относительно сигналов РТС с последующей режекцией. Режекция УИП осуществляется путем обнуления компонент выборки  $\mathbf{X}_S = \mathcal{F}(\dot{\mathbf{x}}_S)$  в области частотного сдвига помехи на заранее определенном интервале дискретных частот. Полученная в результате режекции

выборка  $\dot{\mathbf{x}}_S^{(r)} = \mathcal{F}^{-1}(\mathbf{X}_S \odot \mathbf{H}_{AR})$  затем используется в выражениях (9)-(11) вместо выборки  $\dot{\mathbf{x}}_S$ , где  $\mathbf{H}_{AR}$  – передаточная характеристика адаптивного режекторного фильтра.

Компоненты передаточной характеристики  $\mathbf{H}_{AR}$  выражаются в виде:

$$H_{AR,k} = \begin{cases} H_R[k - \nu(\mathbf{X}_S)], & \text{при } \varphi_{UIP}(\mathbf{X}_S) = 1, k = \overline{0, N_S - 1}; \\ 1, & \text{при } \varphi_{UIP}(\mathbf{X}_S) = 0. \end{cases} \quad (12)$$

где  $H_R(k) = 1 - \left[ H(k - \nu(\mathbf{X}_S)) + H(k - \nu(\mathbf{X}_S) + N_S) + H(k - \nu(\mathbf{X}_S) - N_S) \right]$ ,

$$H(k) = \begin{cases} 1, & \text{при } |k| \leq \left\lfloor \frac{\Delta f_r N_S}{f} \right\rfloor, \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases}, \quad \nu(\mathbf{X}_S) = \arg \max_{k \in \overline{0, N_S - 1}} (|X_{S,k}|) - \text{оценка дискретного}$$

частотного сдвига УИП,  $\Delta f_r$  – ширина полосы подавления,

$$\varphi_{UIP}(\mathbf{X}_S) = \begin{cases} 1, & \text{при } \max(|X_{S,k}|) \geq \frac{C_{UIP} \|X_{S,k}\|}{\sqrt{N_S}}; \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} - \text{алгоритм обнаружения наличия}$$

УИП в наблюдаемом процессе,  $C_{UIP}$  – варьируемый параметр, с помощью которого можно управлять вероятностью обнаружения УИП.

**В четвертом разделе** содержится описание разработанного АРИ-алгоритма демодуляции ОФМ-сигналов, а также предложенного коэффициента асимптотической робастности (КАР) для оценки устойчивости асимптотических алгоритмов обнаружения и различения сигналов к изменению формы ПРВ.

**Асимптотически робастный инвариантный алгоритм демодуляции ОФМ-сигналов.** Для построения алгоритма демодуляции ОФМ-сигналов также применялась методика синтеза АРИ-алгоритмов. Для представления непараметрической априорной неопределенности ПРВ шума использовалась модель (8). При этом для того, чтобы не учитывать при построении алгоритма узкополосную импульсную помеху, в наблюдаемой выборке производилась предварительная режекция данной помехи с помощью разработанного в предыдущем разделе алгоритма адаптивной режекции УИП. При синтезе алгоритма не учитывалось наличие мешающих отражений, влияние данного вида помех исследовано с помощью имитационного моделирования. Также не учитывался доплеровский сдвиг несущей частоты, влияние которого, как показали исследования, мало в виду ограниченной длительности сигнала символа  $\tau_{sym}$ .

Демодуляция последовательности информационных символов производилась путем обработки выборки  $\dot{\mathbf{x}}_I^{(r)} = \mathcal{F}^{-1}(\mathcal{F}(\dot{\mathbf{x}}_I) \odot \mathbf{H}_{AR})$ , где  $\dot{\mathbf{x}}_I$  – вектор, сформированной из отсчетов комплексной огибающей  $\dot{x}_I(t)$  процесса на выходе линейного тракта приемника,  $\mathbf{H}_{AR}$  передаточная характеристика адаптивного режекторного фильтра.

Исходными данными для алгоритма демодуляции выступает выборка  $\dot{\mathbf{x}}$ , которая формируется на интервале двух соседних символов путем выделения

соответствующего фрагмента из вектора  $\dot{\mathbf{x}}_I^{(r)}$ . Выборку  $\dot{\mathbf{x}}$  можно представить как

$$\dot{\mathbf{x}} = \lambda_I e^{j\phi} \dot{\mathbf{s}}(\boldsymbol{\theta}) + \dot{\boldsymbol{\eta}}, \quad \text{где} \quad \lambda_I = \frac{\lambda_I}{\sqrt{n}}, \quad \lambda_I \in (0, \infty) \quad - \quad \text{априорно неопределенный}$$

энергетический параметр сигнала,  $\phi \in [0, 2\pi]$  – неизвестная начальная фаза,

$\boldsymbol{\theta} \in \Theta$  – подлежащий оценке неэнергетический векторный параметр с нормой  $\|\boldsymbol{\theta}\|=1$ , зависящий от типа модуляции,  $\Theta$  – множество возможных значений

параметра  $\boldsymbol{\theta}$ ,  $\dot{\mathbf{s}}(\boldsymbol{\theta}) = \sum_{k=0}^{N-1} \theta_k \mathbf{v}_k$ ,  $\{\mathbf{v}_k = (v_{k,0}, \dots, v_{k,n-1}), k = \overline{0, N-1}\}$  – известный

ортонормированный базис,  $n = 2\tilde{n}$  – размер выборки  $\dot{\mathbf{x}}$ ,  $\tilde{n} = \tau_{sym}/\tau_s$  – количество

комплексных отсчетов на интервале одного символа,  $\dot{\boldsymbol{\eta}}$  – вектор отсчетов комплексной огибающей  $\dot{\eta}(t)$  шума.

Выборочный вектор сигнала с относительной фазовой модуляцией при передаче  $m$ -го символа алфавита выражается как  $\dot{\mathbf{s}}(\boldsymbol{\theta}) = \theta_0 \mathbf{v}_0 + \theta_1 \mathbf{v}_1$ ,  $\boldsymbol{\theta} \in \Theta^{(m)}$ ,

где  $\mathbf{v}_0$  и  $\mathbf{v}_1$  – ортогональные векторы с компонентами

$$v_{0,i} = \begin{cases} s_{sym}^{(0)}(i\tau_s), & 0 \leq i < \tilde{n}; \\ 0, & \tilde{n} \leq i < n \end{cases}, \quad v_{1,i} = \begin{cases} 0, & 0 \leq i < \tilde{n}; \\ s_{sym}^{(1)}(i\tau_s - \tau_{sym}), & \tilde{n} \leq i < n \end{cases},$$

$$\boldsymbol{\theta} = \{\theta_0, \theta_1\} \in \Theta, \quad \Theta^{(m)} = \left\{ \theta_0 = \frac{e^{j\gamma}}{\sqrt{2}}; \theta_1 = \theta_0 e^{j2\pi \frac{m-1}{M}} \right\}, \quad m = \overline{1, M}: \quad \Theta = \bigcup_{m=1}^M \Theta^{(m)}, \quad \gamma -$$

начальная фаза первого символа, обусловленная модуляцией на предыдущем такте,  $M$  – кратность модуляции.

Полученный АРИ-алгоритм выражается решающими функциями  $\varphi^{(m)}(\dot{\mathbf{x}})$ ,  $m = \overline{1, M}$ :

$$\varphi^{(m)}(\dot{\mathbf{x}}) = \begin{cases} 1, & \text{при } \max_{k=1, M} \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi \frac{k-1}{M}} \Upsilon_0(\dot{\mathbf{x}}) \Upsilon_1^*(\dot{\mathbf{x}}) \right\} = \operatorname{Re} \left\{ e^{j2\pi \frac{m-1}{M}} \Upsilon_0(\dot{\mathbf{x}}) \Upsilon_1^*(\dot{\mathbf{x}}) \right\}, \\ 0, & \text{в противном случае.} \end{cases} \quad (13)$$

где  $\Upsilon_0(\dot{\mathbf{x}}) = \left\langle \mathbf{v}_0, \boldsymbol{\Psi} \left( \frac{\dot{\mathbf{x}}}{\hat{\sigma}} \right) \right\rangle$ ,  $\Upsilon_1(\dot{\mathbf{x}}) = \left\langle \mathbf{v}_1, \boldsymbol{\Psi} \left( \frac{\dot{\mathbf{x}}}{\hat{\sigma}} \right) \right\rangle$ ,  $\boldsymbol{\Psi} \left( \frac{\dot{\mathbf{x}}}{\hat{\sigma}} \right) = \left\{ \psi \left( \frac{\dot{x}_0}{\hat{\sigma}} \right), \dots, \psi \left( \frac{\dot{x}_{n-1}}{\hat{\sigma}} \right) \right\}$  –

комплексная векторная статистика с компонентами

$\psi(t) = \psi_{w_0}(\operatorname{Re} t) + j\psi_{w_0}(\operatorname{Im} t)$ ,  $i = \overline{0, n-1}$ ,  $\hat{\sigma}$  – оценка параметра масштаба,  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  –

скалярное произведение. Решение о передаче  $m$ -го символа алфавита при

наблюдаемой выборке  $\dot{\mathbf{x}}$  принимается при  $\varphi^{(m)}(\dot{\mathbf{x}})=1$ . В качестве оценки  $\hat{\sigma}$

параметра масштаба в рассматриваемой системе используется оценка полученная на этапе синхронизации.

**Коэффициент асимптотической робастности.** Для алгоритмов обнаружения и различения сигналов, основанных на применении безынерционного преобразования наблюдаемой выборки в работе предложен коэффициент

асимптотической робастности. Данный коэффициент для алгоритма с функцией безынерционного преобразования  $f(t) \in \mathbf{F}$  ( $\mathbf{F}$  – множество таких функций) характеризует необходимое изменение отношения сигнал/шум для поддержания заданного уровня средних потерь при замене ПРВ шума  $p_1(t) = (\sigma_{w_1}/\sigma)w_1(t\sigma_{w_1}/\sigma)$  на  $p_2(t) = (\sigma_{w_2}/\sigma)w_2(t\sigma_{w_2}/\sigma)$ , где  $\sigma_{w_1}$  и  $\sigma_{w_2}$  – среднеквадратические отклонения распределений  $w_1(t), w_2(t) \in \mathbf{W}$ ,  $\mathbf{W}$  – выделенное множество ПРВ с единичным масштабом  $\sigma$ . Полученный коэффициент выражается в виде

$$K'_R(f, w_1, w_2) = \frac{|\alpha'_{w_1}(f)|\nu_{w_2}(f)\sigma_{w_1}}{\nu_{w_1}(f)|\alpha'_{w_2}(f)|\sigma_{w_2}}, \quad (14)$$

где  $\alpha'_w(f) = \mathbf{M}\{f'(t)|w\}$ ,  $\nu_w(f) = \sqrt{\mathbf{M}\{[f(t)]^2|w\}}$ ,  $\mathbf{M}\{\cdot\}$  – оператор вычисления математического ожидания. Таким образом, коэффициент (14) можно рассматривать как количественную меру устойчивости алгоритма к изменению формы ПРВ шума.

**В пятом разделе** приводятся результаты статистического имитационного моделирования и оценка практической реализуемости предложенных алгоритмов.

Для сравнения эффективности предложенных алгоритмов моделирование также проводилось для известного алгоритма на основе согласованного коррелятора (СК-алгоритма). На всех представленных графиках характеристики для СК-алгоритма показаны сплошной линией, для АРИ-алгоритма – пунктирной. При моделировании мощность отраженного сигнала принята равной мощности полезного сигнала, в качестве фактического распределения шума использовалось  $\varepsilon$ -загрязненное распределение, которое при параметре  $\varepsilon = 0$  совпадает с гауссовским, а при  $\varepsilon > 0$  имеет более тяжелые хвосты.

Исследование алгоритма обнаружения и оценки временного положения синхросигнала на фоне шума показало, что предложенный АРИ-алгоритм обеспечивает меньшую вероятность пропуска сигнала на фоне негауссовского шума ( $\varepsilon > 0$ ), чем СК-алгоритм. Энергетический выигрыш в отношении сигнал/шум  $E_S/N_0$ , где  $E_S$  – энергия сигнала,  $N_0$  – спектральная плотность мощности шума, необходимом для обеспечения заданного уровня вероятности пропуска сигнала, составляет порядка 7 дБ. В случае гауссовского шума ( $\varepsilon = 0$ ) АРИ-алгоритм уступает СК-алгоритму доли дБ. В рассматриваемом диапазоне (5-30 дБ) отношений сигнал/шум (ОСШ) среднеквадратическая погрешность (СКП) оценки задержки сигнала составила менее одного периода дискретизации.

Исследование зависимостей вероятности пропуска сигнала и среднеквадратической погрешности оценки от задержки помехи многолучевого распространения при  $E_S/N_0 = 30$  дБ показало, что АРИ-алгоритм обеспечивает меньшую вероятность пропуска сигнала при негауссовских шумах. Наибольшая погрешность оценки задержки сигнала возникает при запаздывании помехи равном 4 периодам дискретизации, т.е. половине длительности чипа.

Исследование влияния УИП на характеристики алгоритма проводилось при параметрах помехи:  $\tau_p = 3$  мкс, интенсивность потока импульсов  $V_{UIP} = 10^5$  имп/с,

$f_p = 0$  Гц. Установлено, что при  $E_S/N_0 = 25$  дБ без применения алгоритма режекции УИП, эффективность исследуемых алгоритмов значительно снижается при  $P_{UIP}/P_S \geq 10$  дБ. Результаты моделирования с применением алгоритма адаптивной режекции УИП с полосой подавления  $\Delta f_r = 3$  МГц показаны на рисунке 2.

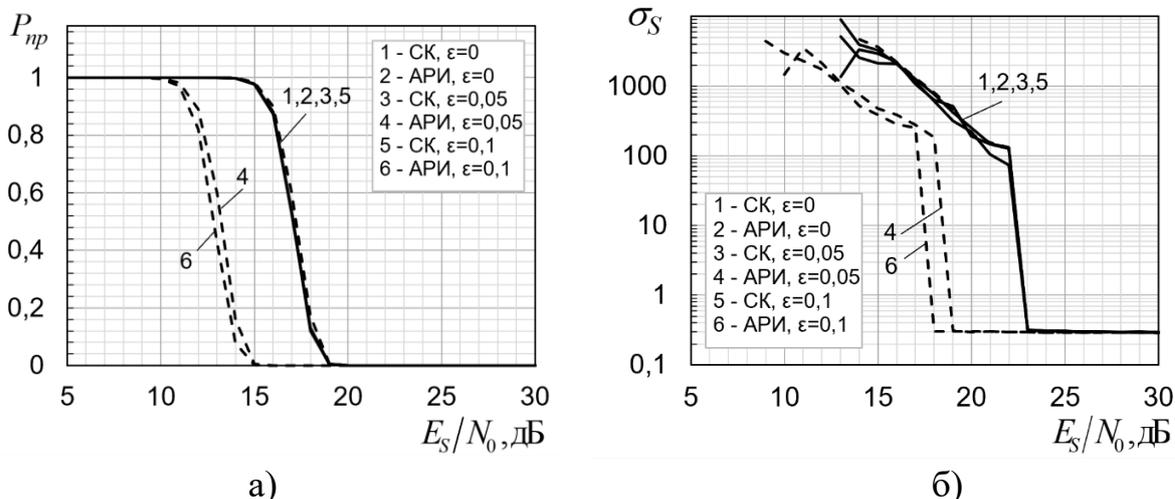


Рисунок 2 – Зависимости вероятности пропуска сигнала (а) и СКП оценки времени задержки сигнала (б) от ОСШ при наличии шума, УИП, помехи многолучевого распространения и использовании алгоритма режекции УИП

Из приведенных зависимостей видно, что при отношениях сигнал/шум менее 23 дБ наблюдается достаточно высокая погрешность оценки задержки сигнала, при этом величина погрешности менее одного периода дискретизации при использовании АРИ-алгоритма достигается при меньшем значении  $E_S/N_0$ , чем при СК-алгоритме в случае негауссовского шума. Также в случае негауссовского шума АРИ-алгоритм обеспечивает меньшую вероятность пропуска сигнала, энергетический выигрыш в зависимости от характера шума может достигать 4 дБ.

Моделирование предложенного АРИ-алгоритма демодуляции проводилось для сигналов ОФМ-4 и тех же типов помех, что и при исследовании алгоритма синхронизации, с тем отличием, что помеха, обусловленная отражением от подстилающей поверхности задавались выражением (6). При этом оценивались зависимости вероятности битовой ошибки (BER) от отношения сигнал/шум ( $E_b/N_0$ ), где  $E_b$  – энергия бита. Каждое значение BER определялось в ходе статистического моделирования приема 100 временных слотов по 4501 символов в каждом, что соответствует 900 тыс. передаваемым информационным битам для ОФМ-4.

На рисунке 3 показаны характеристики BER ОФМ-4 для АРИ и СК-алгоритмов при  $\varepsilon$ -загрязненном распределении шума в отсутствие и при наличии мешающего отражения. Из рисунка 3 видно, что в отсутствие мешающих отражений при гауссовском шуме ( $\varepsilon = 0$ ) АРИ-алгоритм практически не уступает оптимальному для гауссовского шума СК-алгоритму, а при распределениях шума с тяжелыми хвостами ( $\varepsilon > 0$ ) АРИ-алгоритм обеспечивает энергетический выигрыш порядка 7 дБ по сравнению с СК-алгоритмом.

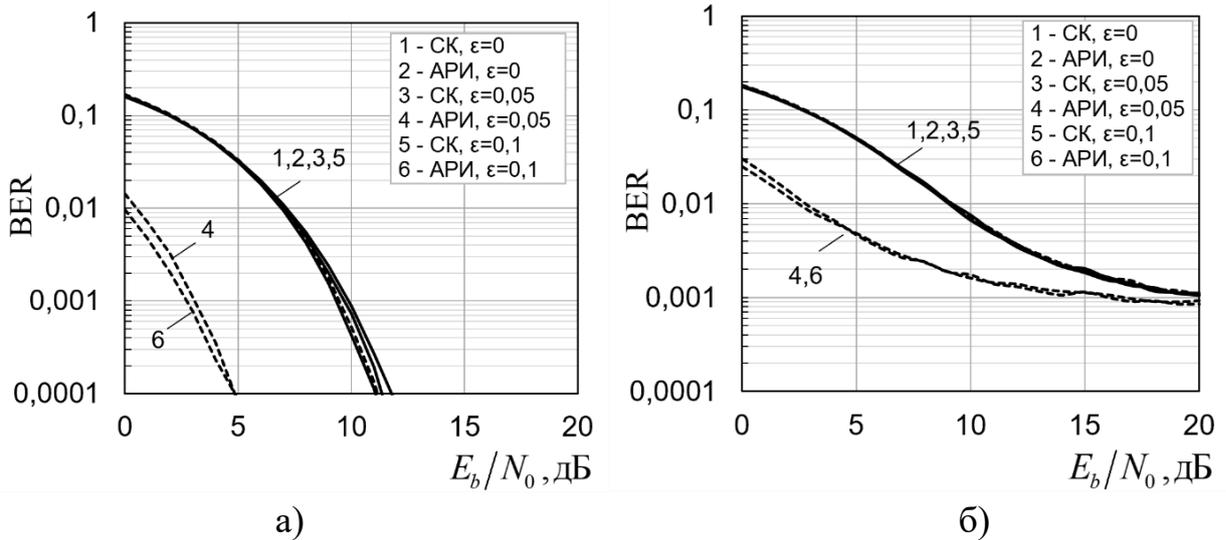


Рисунок 3 – Зависимости вероятности битовой ошибки ОФМ-4 от ОСШ при  $\varepsilon$ -загрязненном распределении шума, в отсутствие (а) и при наличии мешающего отражения (б)

При наличии помехи многолучевого распространения при  $E_b/N_0 < 20$  дБ АРИ-алгоритм по-прежнему обеспечивает лучшую эффективность по сравнению с СК-алгоритмом на фоне негауссовского шума ( $\varepsilon > 0$ ). Однако, начиная с величины  $E_b/N_0 = 20$  дБ оба алгоритма демонстрируют практически одинаковые характеристики при всех рассматриваемых значениях  $\varepsilon$ , причем дальнейшее увеличение отношения сигнал/шум не приводит к снижению BER.

Результаты исследования влияния УИП на показатели BER рассматриваемых алгоритмов показали, что без использования алгоритма режекции наличие УИП с  $P_{UIP}/P_{sym} \geq 10$  дБ приводит к существенному увеличению BER, а при  $P_{UIP}/P_{sym} \geq 20$  дБ алгоритмы практически теряют работоспособность. Применение алгоритма режекции УИП значительно улучшит характеристики приема. Результаты, полученные при использовании алгоритма режекции УИП, представлены на рисунке 4.

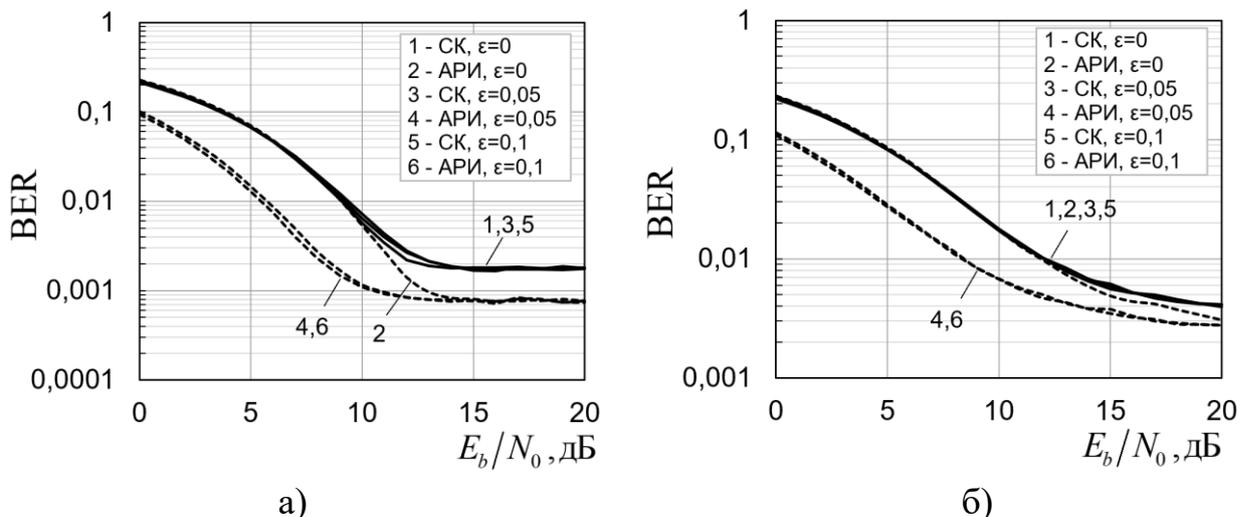


Рисунок 4 – Зависимости вероятности битовой ошибки ОФМ-4 от ОСШ при  $\varepsilon$ -загрязненном распределении шума, УИП с  $P_{UIP}/P_{sym} = 40$  дБ, при отсутствии (а) и наличии (б) помехи многолучевого распространения

Из графиков (рисунок 4а) видно, что применение алгоритма режекции позволяет существенно снизить влияние УИП даже при достаточно высоких уровнях помехи  $P_{UIP}/P_{sym} = 40$  дБ. При  $E_b/N_0 > 13$  дБ вероятности битовых ошибок выходят на стабильный уровень (0,0009 – для АРИ-алгоритма и 0,002 – для СК-алгоритма).

На рисунке 4б представлены зависимости, полученные при совместном воздействии шума, УИП при  $P_{UIP}/P_{sym} = 40$  дБ и помехи многолучевого распространения. Видно, что при гауссовском шуме характеристики АРИ-алгоритма практически не отличаются от алгоритма на основе согласованного коррелятора, а при распределениях шума с тяжелыми хвостами АРИ-алгоритм обеспечивает энергетический выигрыш до 4 дБ.

**В приложении А** представлены акты о внедрении результатов диссертационной работы. **В приложении Б** приведено свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ.

## ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основные результаты, полученные в диссертационной работе, состоят в следующем:

1. Разработаны АРИ-алгоритмы обнаружения синхросигнала и оценки его временного положения, учитывающие наличие в наблюдаемом процессе узкополосных импульсных помех и многолучевого распространения сигнала. Предлагаемые алгоритмы разработаны для случая, когда начальная фаза полезного сигнала неизвестна, а также не требуют предварительной оценки мощности шума и характеристик многолучевого канала связи. Реализация алгоритмов в частотной области позволила использовать процедуру БПФ, что значительно уменьшает вычислительные затраты.

2. Разработан АРИ-алгоритм демодуляции ОФМ-сигналов, учитывающий используемый формат сигнала, а также наличие в наблюдаемом процессе узкополосных импульсных помех и многолучевого распространения сигнала. В качестве модели непараметрической априорной неопределенности при синтезе алгоритма использовалась модель приближенно финитных распределений.

3. Проведен сравнительный анализ эффективности разработанных и известных алгоритмов обработки сигналов с использованием методов статистического имитационного моделирования.

4. Предложен коэффициент асимптотической робастности алгоритмов обнаружения и различения сигналов, основанных на безынерционном преобразовании наблюдаемых данных, который позволяет количественно оценить необходимое изменение отношения сигнал/шум для поддержания заданного уровня средних потерь при изменении вида распределения шума.

5. Проведена оценка практической реализуемости предложенных алгоритмов.

6. На базе платформы РХИ разработан лабораторный стенд и программное обеспечение для полунатурных испытаний приемников, использующих разработанные алгоритмы для синхронизации и демодуляции в системе передачи данных с временным разделением каналов.

7. Разработанные АРИ-алгоритмы синхронизации и демодуляции, созданное на их базе программное обеспечение, а также стенд для полунатурного моделирования и программное обеспечение для него внедрены в АО «Навигатор» при создании и полунатурном испытании экспериментального образца модуля ДМЕ/ШПС модернизированной радиотехнической системы ближней навигации.

## **СПИСОК ПУБЛИКАЦИЙ ПО ТЕМЕ ДИССЕРТАЦИИ**

### **Статьи в изданиях, рекомендованных ВАК РФ:**

1. Хайло, Н. С. Адаптивная демодуляция широкополосных сигналов в условиях неопределенной помеховой обстановки / Н. С. Хайло // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2016. – № 2. – С. 123–134.

2. Хайло, Н. С. О количественной мере асимптотической робастности алгоритмов обнаружения и различения сигналов / Н. С. Хайло, А. Г. Вострецов // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2018. – № 1. – С. 94–105.

3. Вострецов, А. Г. Синхронизация радиотехнических систем с временным разделением каналов при наличии мешающих отражений / А. Г. Вострецов, Н. С. Хайло // Вопросы радиоэлектроники. – 2020. – № 11. – С. 37–44.

4. Хайло Н. С. Асимптотически робастный инвариантный алгоритм демодуляции DPSK-сигналов при воздействии внешних помех с априорно неопределенными параметрами / Н. С. Хайло, А. В. Кривецкий, А. Г. Вострецов // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2022. – № 2. – С. 46–59.

5. Хайло Н. С. Робастное обнаружение и оценивание широкополосных сигналов / Н. С. Хайло // Доклады Академии наук высшей школы Российской Федерации. – 2024. – № 1. – С. 90–99.

### **Публикации в материалах конференций:**

6. Богданович, В. А. Адаптивные асимптотически робастные инвариантные алгоритмы демодуляции сигналов / В. А. Богданович, А. Г. Вострецов, Н. С. Хайло // Актуальные проблемы электронного приборостроения (АПЭП–2014): тр. 12 междунар. конф., Новосибирск, 2–4 окт. 2014 г. : в 7 т. – Новосибирск : Изд-во НГТУ, 2014. – Т. 4. – С. 175–180.

7. Богданович В. А. Применение асимптотически робастных инвариантных алгоритмов для борьбы с импульсными помехами / В. А. Богданович, А. Г. Вострецов, Н. С. Хайло // Современные проблемы радиоэлектроники (СПР-2015): сб. науч. тр. Всероссийской научно-технической конференции, Красноярск: Сиб. федер. ун-т. – 2015 г. – С. 25-29.

8. Богданович, В. А. Асимптотически робастные инвариантные алгоритмы демодуляции сигналов / В. А. Богданович, А. Г. Вострецов, Н. С. Хайло // Природные и интеллектуальные ресурсы Сибири (Сибресурс-21-2015): тр. 21-й Международной научно-технической конференции, Томск, 17-18 ноября 2015 г. – Томск: САН ВШ; В-Спектр, 2015. – С. 16-20.

9. Богданович, В. А. Алгоритмы обработки синхросигнала в условиях действия гауссовского шума неизвестной мощности и интенсивных импульсных помех / В. А. Богданович, А. Г. Вострецов, Н. С. Хайло // Юбилейная 70 Всероссийская научно-техническая конференция, посвященная Дню радио:

тр. конф. в 2 т., Санкт-Петербург, 21–29 апр. 2015 г. – Санкт-Петербург, 2015. – Т. 1. – С. 42–44.

10. Bogdanovich, V. A. Adaptive asymptotically robust invariant detection of signals in uncertain noise environments / V. A. Bogdanovich, A. G. Vostretsov, N. S. Khailo // Modern problems of radio engineering, telecommunications and computer science: proc. of the of 13 intern. conf. TCSET'2016, Ukraine, Lviv-Slavsko, 23–26 Febr. 2016. – Lviv: Publ. House of Lviv Politechnic, 2016. – P. 724–728.

11. Vostretsov, A. G. Research of the sign detection algorithm under the action of high power external interference / A. G. Vostretsov, N. S. Khailo, V. A. Bogdanovich // 11 International forum on strategic technology (IFOST 2016): proc., Novosibirsk, 1–3 June 2016. – Novosibirsk: NSTU, 2016. – Pt. 1. – P. 363-365.

12. Хайло, Н. С. Количественная мера устойчивости асимптотических алгоритмов демодуляции сигналов / Хайло Н. С., Богданович В. А., Вострецов А. Г. // Наука. Технологии. Инновации (НТИ-2017): тр. 15 Всерос. науч. конф. молодых ученых, Новосибирск, 4-8 декабря, 2017 г. – Новосибирск: НГТУ. – 2017. – С. 37-39.

13. Khailo, N. S. Asymptotic robustness coefficient for signal detection algorithms / N. S. Khailo, A. G. Vostretsov // XIV International scientific-technical conference on actual problems of electronics instrument engineering (APEIE), Novosibirsk, 2-6 Oct 2018. – Novosibirsk: IEEE, 2018. – P. 188–191.

14. Хайло, Н. С. Алгоритм демодуляции DPSK-сигналов в условиях действия узкополосной импульсной помехи / Н. С. Хайло, А. В. Кривецкий, А. Г. Вострецов // Наука. Технологии. Инновации.: сб. науч. тр. 15 Всерос. науч. конф. молодых ученых, посвящ. Году науки и технологий в России, Новосибирск, 6–10 дек. 2021 г.: в 10 ч. – Новосибирск: Изд-во НГТУ. – 2021. – Ч. 6. – С. 89–93.

15. Хайло, Н. С. Обнаружение и оценивание сигналов в условиях действия мешающих отражений, узкополосных импульсных помех и шума с неизвестным распределением / Н. С. Хайло, А. В. Кривецкий, А. Г. Вострецов // Наука. Технологии. Инновации.: сб. науч. тр. 16 Всерос. науч. конф. молодых ученых, Новосибирск, 5–8 дек. 2022 г.: в 11 ч. – Новосибирск: Изд-во НГТУ. – 2022. – Ч. 6. – С. 99–103.

#### **Свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ:**

16. Свид. 2019619920 Российская Федерация. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ. Программа полунатурного имитационного моделирования работы системы формирования и обработки широкополосных сигналов. / А. Г. Вострецов, Б. В. Пономаренко, С. Е. Радченко и др.; заяв. и правообл.: ФГБОУ ВО НГТУ (RU), АО «Навигатор» (RU). – №2019618700; заявл. 16.07.2019; опубл. 26.07.2019.

Отпечатано в типографии  
Новосибирского государственного технического университета  
630073, г. Новосибирск, пр. Карла Маркса, 20, Тел./факс (383) 346-08-57  
Формат 60x84 1/16. Объем 1.25 п.л. Тираж 100 экз.  
Заказ № Р-03891. Подписано в печать 12.11.2024 г.