

ФЕДЕРАЛЬНОЕ АГЕНТСТВО СВЯЗИ
Ордена Трудового Красного Знамени
федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Московский технический университет связи и информатики»

На правах рукописи

Мирошникова Наталия Евгеньевна

**ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ СЛЕПЫХ ЭКВАЛАЙЗЕРОВ
ДЛЯ СИСТЕМ КОГНИТИВНОЙ ИОНОСФЕРНОЙ РАДИОСВЯЗИ**

Специальность 05.12.13 – Системы, сети и устройства телекоммуникаций

Диссертация на соискание ученой степени
кандидата технических наук

Научный руководитель:
доктор технических наук,
доцент Чиров Денис Сергеевич

Москва – 2018 г.

ОГЛАВЛЕНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	5
1 АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ ИОНОСФЕРНОЙ РАДИОСВЯЗИ И КОНЦЕПЦИЯ КОГНИТИВНОГО РАДИО	13
1.1 Краткий анализ современных адаптивных систем ионосферной радиосвязи	13
1.1.1 Развитие адаптивных ионосферных систем в России	15
1.1.2 Алгоритмы функционирования адаптивных радиолиний, предусмотренные зарубежными стандартами	17
1.1.3 Рекомендации МСЭ-Р по работе адаптивных систем ионосферной связи	21
1.2 Концепция когнитивного радио.....	22
1.2.1 Определение «когнитивности» и основные особенности когнитивных систем радиосвязи	23
1.2.2 Структура когнитивного радиоустройства.....	27
1.3 Анализ возможностей улучшения адаптивных систем ионосферной радиосвязи за счет применения концепции когнитивного радио.....	29
1.3.1 Мониторинг спектра	29
1.3.2 Синхронизация в когнитивных системах	32
1.4 Предлагаемая структура приемного устройства.....	41
1.5 Выводы по разделу 1.....	42
2 АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ СЛЕПЫХ ЭКВАЛАЙЗЕРОВ И АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ КОГНИТИВНЫХ СИСТЕМ ИОНОСФЕРНОЙ РАДИОСВЯЗИ	44

2.1	Постановка задачи построения эквалайзера.....	44
2.2	Анализ методов построения «слепых» эквалайзеров	49
2.2.1	Математическая модель	49
2.2.2	Критерий разделимости.....	52
2.2.3	Алгоритм «постоянного модуля»	54
2.2.4	Методы, основанные на вычислении кумулянтов высокого порядка.....	54
2.2.5	Энтропийные методы	55
2.3	Анализ методов слепого разделения сигналов и их связь с методами построения слепых эквалайзеров	57
2.3.1	Метод AMUSE.....	63
2.3.2	Метод SOBI.....	63
2.3.3	Метод JADE	65
2.3.4	Метод EFICA	66
2.4	Анализ методов слепой идентификации	68
2.4.1	Метод взаимных отношений.....	69
2.4.2	Метод максимального правдоподобия	70
2.4.3	Метод канального подпространства	71
2.5	Сравнительный анализ методов построения «слепых» эквалайзеров.....	72
2.6	Выводы по разделу 2.....	80
3	РАЗРАБОТКА МЕТОДА ПОСТРОЕНИЯ АДАПТИВНОГО СЛЕПОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА ДЛЯ КОГНИТИВНЫХ СИСТЕМ ИОНОСФЕРНОЙ СВЯЗИ	82
3.1	Выбор целевой функции	82
3.2	Выбор нелинейности, оценочной функции.....	84

3.3	Выбор метода оптимизации	87
3.4	Разработка метода	88
3.5	Анализ характеристик работы метода	93
3.6	Выводы по разделу 3.....	98
4	АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗРАБОТАННОГО МЕТОДА ПОСТРОЕНИЯ СЛЕПОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА.....	100
4.1	Имитационное моделирование разработанного метода построения слепого эквалайзера с использованием имитатора ионосферного канала ...	100
4.1.1	Структурная схема имитационной модели	100
4.1.2	Модель канала	102
4.1.3	Результаты работы модели.....	107
4.2	Результаты работы алгоритма на реальном канале	112
4.3	Выводы по разделу 4.....	115
	ЗАКЛЮЧЕНИЕ	116
	СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ	118
	ПРИЛОЖЕНИЕ А. АКТЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ РЕЗУЛЬТАТОВ ДИССЕРТАЦИИ	132

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность темы исследования. В настоящее время, благодаря появлению новых технологий, активно развиваются системы ионосферной радиосвязи с мобильными абонентами. Учитывая протяженность территории России, слабо развитую инфраструктуру на большей части восточной территории, а также ограничения на организацию спутниковой связи для подвижных абонентов на северных широтах, развитие систем ионосферной связи может являться наилучшей альтернативой.

Главными аргументами против использования ионосферных систем связи может служить низкая пропускная способность ионосферных каналов и их низкая доступность из-за быстро меняющихся условий в ионосферном канале. Однако развитие новых методов формирования и обработки сигналов (например, методов пространственного и поляризационного разнесения, методов слепой оценки канала) позволяет значительно повысить пропускную способность ионосферных каналов [100, 106, 117, 120]. Так, одним из актуальных вопросов повышения качества радиосвязи становится адаптация параметров используемых радиосигналов (вида модуляции, кодирования, скорости передачи информации) и адаптация рабочих частот в зависимости от состояния нестационарного ионосферного канала.

Такая адаптация может быть достигнута за счет разработки управления параметрами радиосвязи на основе технологии когнитивного радио. Согласно определению МСЭ-Р, когнитивной называется радиосистема, «использующая технологию, позволяющую этой системе получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установившихся правилах и о своем внутреннем состоянии; динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы, согласно полученным знаниям, для

достижения заранее поставленных целей; и учиться на основе полученных результатов» [16].

Ионосферный канал связи характеризуется многолучевостью и, как следствие, высоким уровнем межсимвольной интерференции (МСИ) и глубокими замираниями. Для успешного восстановления сигнала, переданного через многолучевой канал, требуется коррекция искажений вызванных МСИ. Устройство, реализующее данную операцию, в современной литературе чаще всего называют эквалайзером [3, 4].

От качества восстановления сигналов зависит качество работы управляющих блоков когнитивной системы. Таким образом, для решения задачи управления параметрами радиосвязи в зависимости от состояния нестационарного ионосферного канала с применением методов когнитивного радио, в первую очередь, необходимо на физическом уровне сети решить вопросы идентификации канала и построения адаптивного эквалайзера.

В настоящее время в ионосферных системах связи используются эквалайзеры, чей алгоритм работы основан на критерии минимума среднеквадратической ошибки (СКО). Данные методы предполагают использование в сигнале тренировочной последовательности для оценки канала и «тренировки» эквалайзера. Для ионосферных систем связи, работающих на основе стандарта MIL-STD-188-110х, эта тренировочная последовательность может занимать от 10 до 50 % передаваемого кадра в зависимости от требуемой скорости передачи, что существенно ограничивает информационную скорость. Кроме того, при смене условий в канале требуется время на перенастройку на новый формат кадра. Это делает невозможным использование имеющихся методов построения эквалайзеров при построении когнитивных систем связи, из-за отсутствия постоянного мониторинга состояния канала.

Таким образом, актуальной становится задача поиска новых методов построения эквалайзеров для реализации когнитивных ионосферных систем связи. Одним из перспективных подходов к построению когнитивных систем является использование на физическом уровне так называемых методов слепой

обработки сигналов. Под слепой обработкой подразумевается работа только с отсчетами принимаемых антенной решеткой (АР) сигналов от источников радиоизлучения (ИРИ) без использования априорной информации об их параметрах. Использование в приемнике слепого эквалайзера позволяет отказаться от передачи тренировочной последовательности для идентификации канала и подстройки эквалайзера, и тем самым увеличить информационную скорость передачи и построить систему, способную работать без априорного знания параметров передаваемых сигналов в условиях нестационарного канала передачи, что является ключевым условием для когнитивных систем.

Степень разработанности темы.

В развитие методов слепой обработки и, в частности, методов слепой идентификации и построения адаптивных слепых эквалайзеров, внесли вклад такие российские ученые, как О.В. Горячкин [3], В.И. Джиган [4], С.С. Аджемов [1], а также зарубежные специалисты A.Cichocki [36], S Amari [22-28], L.Chang [113-115], D.N. Godart [56], C. Douglas [41-44], J Cardoso [32, 33] и другие.

Вопросы приложения методов слепой обработки для построения систем когнитивной радиосвязи рассмотрены в работах J. Smaragdis [99], В. Ramcumar [54].

В России работы по разработке современных адаптивных систем ионосферной связи ведутся в институте солнечной и земной физики СОРАН (ИСЗФ), Марийском государственном университете, Научно-исследовательском радиофизическом институте (НИРФИ), Ростовском государственном университете (РГУ), Самарском отделении Научно-исследовательского института радио (СОНИИР), Московском техническом университете связи и информатики (МТУСИ).

Существующие в настоящее время методы построения слепых эквалайзеров можно разделить на две категории: это методы основанные на теории информации (минимизация взаимной информации [23,24,113, 115], или максимизация энтропии) и методы с использованием статистик высоких порядков [93, 104, 105, 110, 114]. Алгоритмы Бусганга и алгоритм натурального градиента

являются представителями первой категории. Алгоритмы Бусганга являются итеративными алгоритмами и используют классический метод стохастического градиента для оптимизации целевой функции, зависящей от выходного сигнала эквалайзера. Эти алгоритмы просты и легки в реализации, однако могут сходиться к локальному минимуму вместо глобального [111]. Алгоритм натурального градиента был разработан С. Амари с целью преодоления недостатков методов Бусганга. Как показали исследования [23], оптимизация целевой функции методом натурального градиента позволяет значительно улучшить эффективность работы слепых эквалайзеров по сравнению с оптимизацией методом стохастического градиента.

В случае алгоритмов, основанных на вычислении кумулянтов, для вычисления коэффициентов слепого эквалайзера используются статистики высоких порядков принятых сигналов [29, 34, 35].

Отдельно стоит отметить подход к разработке методов построения слепых эквалайзеров, связанный с описанием канала как динамической системы в пространстве состояний. В этом случае эквалайзер может быть построен с использованием алгоритма Калмановской фильтрации и подстройкой матриц уравнений фильтрации при помощи упомянутых выше групп алгоритмов [98, 62, 113].

Несмотря на все теоретические достоинства методов построения слепых эквалайзеров, такие их недостатки, как высокая вычислительная сложность, зачастую медленная сходимость и невозможность отслеживать быстрые вариации параметров канала, долгое время делали их сложно применимыми на практике [35]. Поэтому основной задачей в настоящее время является разработка таких методов и алгоритмов построения слепых эквалайзеров, которые бы позволяли обеспечивать быструю сходимость и устойчивость в условиях модели нестационарного канала.

Целью диссертационной работы является повышение эффективности систем ионосферной связи за счет применения слепых эквалайзеров для

оперативной компенсации искажений, обусловленных МСИ в условиях априорной неопределенности характеристик ионосферного канала.

Для достижения цели следует решить следующие **задачи**:

1. Анализ существующих методов построения систем адаптивной ионосферной радиосвязи и возможности их модернизации с использованием технологии когнитивного радио.
2. Анализ известных методов построения слепых эквалайзеров и эффективности их использования в приемных устройствах когнитивных систем ионосферной радиосвязи.
3. Выбор и обоснование структуры слепого эквалайзера для приемных устройств когнитивных систем ионосферной радиосвязи.
4. Разработка метода и алгоритма построения слепых эквалайзеров для систем когнитивной ионосферной радиосвязи, способного работать в условиях априорной неопределенности параметров полезных сигналов, характеристик канала и геометрии антенной решетки.
5. Анализ работоспособности разработанного метода как с использованием имитатора ионосферного канала, так и в условиях реального декаметрового ионосферного канала.

Тема диссертации соответствует пункту 8 паспорта научной специальности 05.12.13 - Системы, сети и устройства телекоммуникаций: исследование и разработка новых сигналов, модемов, кодеков, мультиплексоров и селекторов, обеспечивающих высокую надежность обмена информацией в условиях воздействия внешних и внутренних помех.

Научная новизна работы состоит в развитии методов построения слепых эквалайзеров для когнитивных систем ионосферной радиосвязи. Разработанный метод построения эквалайзера основан на математическом аппарате слепого разделения сигналов, который ранее не применялся в данной области. Адаптивный эквалайзер, построенный с использованием разработанного метода и

алгоритма, отличается от существующих возможностью работы без передачи тренировочной последовательности в условиях нестационарного ионосферного канала и априорной неопределенности параметров полезных сигналов, что позволяет повысить скорость передачи на 10-50% и увеличить доступность ионосферных каналов связи до 20%.

Теоретическая и практическая значимость работы. Теоретическая значимость работы состоит в сформулированных требованиях к структуре слепого эквалайзера и к методу построения слепого эквалайзера для когнитивных систем ионосферной радиосвязи. Разработанный метод построения слепого эквалайзера позволяет работать в условиях нестационарного ионосферного канала и априорной неопределенности параметров полезных сигналов.

Практическая значимость работы заключается в том, что *разработанный в диссертации метод* позволяет:

- повысить скорость передачи в каналах ионосферной радиосвязи за счет отсутствия передачи тренировочной последовательности от 10 до 50 %;
- работать в условиях априорной неопределённости параметров принимаемых сигналов;
- организовать устойчивую работу алгоритмов управления параметрами радиосвязи, требуемую в когнитивных системах связи.

Использование и внедрение результатов диссертации. Разработанный в диссертации метод построения слепого эквалайзера использован в МТУСИ при выполнении НИР «Творчество», предложенная структура эквалайзера – при выполнении СЧ ОКР «Вавилон-М», разработанный алгоритм работы слепого эквалайзера – при выполнении СЧ ОКР «Векша-М». Приведенные теоретические результаты также использованы в ГБ НИР ПВШ (Госбюджетной научно-исследовательской работе по проблемам высшей школы) [20,21] выполняемой на базе кафедры РТС МТУСИ при подготовке практических занятий по дисциплине «Перспективные системы радиосвязи и радиодоступа». Соответствующие акты о внедрении представлены в приложении А.

Методология и методы исследования. При разработке метода построения слепого эквалайзера использован математический аппарат теории информации и математической статистики, а также теории оптимизации в римановом многообразии. При проведении исследований широко использовались методы математического моделирования, в частности метод Монте-Карло.

Положения, выносимые на защиту:

1. Разработанные метод и алгоритм построения слепого эквалайзера с оптимизацией квазиньютоновским методом для ионосферных систем связи позволяют повысить информационную скорость передачи на 10-50 % за счет работы эквалайзера без использования тренировочной последовательности.

2. Предложенный метод построения слепого эквалайзера позволяет работать без передачи тестовой последовательности в условиях нестационарного ионосферного канала и априорной неопределенности параметров полезных сигналов.

3. Предложенные метод и алгоритм построения слепого эквалайзера дают возможность увеличить показатель доступности каналов ионосферной связи до 20% по сравнению с традиционными системами ионосферной связи.

Личный вклад. Все результаты, сформулированные в положениях, выносимых на защиту, получены соискателем лично.

Достоверность. Достоверность результатов диссертационной работы подтверждается корректностью применения математического аппарата и согласованностью результатов, полученных с помощью разработанных методик, с результатами теоретического анализа и имитационного моделирования. Полученные результаты обсуждались со специалистами на научных конференциях.

Апробация работы. Материалы диссертационной работы доложены и одобрены на четырех международных отраслевых научно-технических конференциях «Технологии информационного общества» (г. Москва, 2013, 2014, 2015 и 2016 г.), на двух международных научно-технических конференциях «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов

в инфокоммуникациях» (г. Самара, 2016 г., г. Казань, 2017 г.), на международной научной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (г. Москва, 2016 г.).

Публикации. Основные научные результаты диссертации опубликованы в 8-ми статьях в рецензируемых журналах, входящих в Перечень ВАК, в тезисах докладов 4-х научных конференций и 2-х отчетах по ГБ НИР ПВШ.

Объем и структура работы. Диссертация состоит из введения, четырех разделов, заключения, списка литературы и одного приложения. Объем диссертации – 134 страницы, 34 рисунка и 15 таблиц.

В библиографию включено 115 наименований отечественной (19) и зарубежной (96) литературы.

1 АДАПТИВНЫЕ СИСТЕМЫ ИОНОСФЕРНОЙ РАДИОСВЯЗИ И КОНЦЕПЦИЯ КОГНИТИВНОГО РАДИО

В главе проводится анализ существующих адаптивных систем ионосферной связи и рассматриваются вопросы повышения эффективности их работы на основе технологии когнитивного радио. В содержании главы использованы результаты, представленные в работах [7] и [9].

1.1 Краткий анализ современных адаптивных систем ионосферной радиосвязи

К настоящему времени назрел вопрос о построении оснащенной современным оборудованием единой государственной автоматизированной адаптивной сети КВ радиосвязи (ААС КВ радиосвязи) как резервной (а в отдельных случаях и основной) стратегической системы двойного назначения, обеспечивающей [19]:

- необходимый уровень информационной безопасности;
- передачу сообщений для своевременного оповещения в условиях чрезвычайных ситуаций, техногенных катастроф и аварий, террористических проявлений и мобилизационных мероприятий в особый период.

Арктический сегмент ААС КВ радиосвязи в свете указов Президента и государственной программы РФ «Социально-экономическое развитие Арктической зоны Российской Федерации на период до 2020 года» по освоению, развитию и защите арктической зоны может стать основой сети и важнейшей составной частью единого телекоммуникационного комплекса страны, обеспечивающей передачу информации в повседневных и чрезвычайных условиях.

Основными требованиями, предъявляемыми к системам связи являются оперативность, надежность и достоверность связи.

Для обеспечения надежности, оперативности и достоверности связи по ионосферным каналам, являющимся нестационарными, многолучевыми и, как следствие, подверженными МСИ и замираниям, перед современными системами ионосферной радиосвязи стоит задача разработки и совершенствования способов автоматического установления и адаптивного ведения связи.

Их реализация требует рассмотрения комплекса технических вопросов и принципов организации связи по следующим направлениям [3, 5]:

- назначение наборов частот и автоматическое составление канала связи¹ с автовыбором рабочей частоты;

- высокоскоростная передача с использованием адаптивных методов приема, помехоустойчивого кодирования с прямой коррекцией ошибок² и коррекцией ошибок с помощью автоматического запроса повторения³ пакетов данных, скремблирования и перемежения данных для имитозащиты и борьбы с пакетированием ошибок из-за замираний и импульсных помех;

- многопараметрическая адаптация радиолинии по частоте, скорости передачи информации, мощности, виду модуляции, способу кодирования.

Отдельно стоит отметить такую проблему как необходимость создания обратного канала связи для передачи значений оптимальных параметров (вида модуляции, частоты передачи, способа кодирования), определяемых на приемной стороне в процессе приема и обработки сообщений [19].

Для этого необходимо сформировать команду определённого вида и передать её по обратному каналу связи. Обычно структура передаваемой по обратному каналу связи команды управления в течение сеанса связи неизменна. При этом некоторые параметры команды передаются повторно без изменений. Это приводит к неоправданному увеличению нагрузки по обратному каналу.

В существующих системах ионосферной связи для решения этой задачи используются синхропоследовательности и тестовые сигналы. Однако, этот

¹ ALE, Automatic Link Establishment

² FEC, Forward Error Correction

³ ARQ, Automatic Repeat Request

подход имеет значительный недостаток: для передачи этих последовательностей требуется значительное время, на которое приходится задерживать или прерывать передачу полезной информации, что приводит к значительному снижению информационной скорости, которая в ионосферных каналах и так не велика. Помимо этого, использование тестовых сигналов позволяет оценивать характеристики канала только для известных на приеме видов модуляции. Таким образом, для повышения эффективности работы систем ионосферной связи имеет смысл обратиться к методам, позволяющим работать без использования обратного канала связи [55, 63].

Далее будут рассмотрены подходы, применяемые в современных адаптивных системах ионосферной связи в России и за рубежом, для решения этих вопросов.

1.1.1 Развитие адаптивных ионосферных систем в России

В настоящее время в России разработаны некоторые способы частичной адаптации параметров ионосферного радиоканала за счёт применения определённых технических устройств [5]. Так, для повышения уровня принимаемого сигнала используются ретрансляторы и приём в двух разнесённых по пространству точках. Применяются также устройства, реализующие автоматический выбор частоты из заданного набора частот, системы с адаптацией антенных устройств к некоторым особенностям принимаемого сигнала.

Существует и другая группа методов, использующая модель параметров радиоканала. В одном из методов этого направления осуществляется прямой перенос характеристик модели радиоканала, определяемых по измерениям на опорных радиолиниях, на близкорасположенную трассу. Данный метод обладает хорошей точностью в небольшой окрестности опорных линий, т.к. “переносятся” значения непосредственно характеристик сигнала, измеренные в данный момент времени. Однако метод требует развертывания достаточно широкой сети опорных линий с проведением на них сложных специализированных измерений. В России

развернута такая сеть станций, оборудованных ЛЧМ зондами, и ведутся работы групп исследователей в Институте солнечной и земной физики СОРАН (ИСЗФ), Марийском государственном университете, Научно-исследовательском радиофизическом институте (НИРФИ), Ростовском государственном университете (РГУ). Естественно, развитие и расширение такой сети требует существенных затрат.

В другом, менее затратном методе этого направления адаптации, используется модель радиоканала, входной частью которой является среднемесячная модель ионосферы, а выходной- блок расчёта характеристик сигнала. Так как среднемесячные вариации основных параметров ионосферы описываются в настоящее время достаточно удовлетворительно, то задачей адаптации является, в данном случае, уточнение значений параметров модели на конкретную ситуацию, обеспечивающее повышение точности соответствия рассчитываемых характеристик сигнала измеряемым. Т.к. станции, непосредственно измеряющие параметры ионосферы, имеются лишь в небольшом числе пунктов земной поверхности, то разрабатываются также способы получения оперативной информации об ионосфере на основе приближённых решений обратной задачи распространения радиоволн на наклонных трассах. Здесь можно указать работы, проводимые в Институте земного магнетизма, ионосферы и распространения радиоволн (ИЗМИРАН), ИСЗФ, Иркутском государственном университете (ИГУ), РГУ, Санкт-Петербургском государственном университете (СПбГУ). Точность такого подхода уступает точности метода прямого моделирования, однако адаптация может быть выполнена для более протяженного пространственного региона, примыкающего к опорной трассе, за счёт возможностей уточнённой модели ионосферы.

В то же время трудность широкого применения этого метода связана с тем, что для получения корректирующей информации требуется организация на опорной трассе специализированных измерений некоторых характеристик сигнала при работе передатчика на ряде частот.

Стоит также выделить разработанный в СОНИИР комплекс технических средств автоматизированной адаптивной радиосвязи в ДКМ диапазоне (КТС ААРС) [5].

В комплексе осуществлена адаптация по рабочей частоте, мощности, характеристикам АФУ (антенно-фидерного устройства), скорости передачи данных в радиоканале. Работа комплекса осуществляется с допустимым временем запаздывания приема сигнала до 5 мс и компенсацией сдвига несущей частоты ± 10 Гц.

В КТС ААРС КВ радиосвязи «Пирс» реализованы следующие функции адаптации:

- автоматический расчет частот и составление частотного расписания (количество одновременно используемых пар частот до 32);
- активное зондирование радиоканала на этапе установления и ведения связи;
- многопараметрическая адаптация в зависимости от состояния радиоканала по частоте, методу модуляции и скорости кодирования;
- обеспечение передачи данных реального масштаба времени на скоростях 1200, 2400 бит/с по стыку С1-И с реализацией механизма частотной адаптации на основе алгоритма оценки качества канала радиосвязи по показателю допустимой вероятности ошибки.

Российские стандарты на автоматическое установление и адаптивное ведение ДКМ радиосвязи в настоящее время отсутствуют, в то время как за рубежом принят и развивается стандарт MIL-STD-188-141.

1.1.2 Алгоритмы функционирования адаптивных радиолиний, предусмотренные зарубежными стандартами

В рамках семейства зарубежных военных стандартов ионосферной радиосвязи MIL-STD-188-141 разработано два поколения алгоритмов автоматического установления канала связи 2G-ALE и 3G-ALE. Второе

поколение 2G-ALE подлежит обязательной реализации во всех разрабатываемых радиоустройствах.

Алгоритм 2G-ALE определяет следующий набор операций:

- определение набора частот, выделяемых для связи;
- сканирование заданного набора частот и оценка качества каждого канала в дежурном режиме;
- передача вызывных сигналов при необходимости установления связи, передача ответных комбинаций вызываемым абонентом и квитанций инициатором связи.

Стандартом MIL-STD-188-141 предусматриваются как общие, так и отдельные наборы частот вызова и связи. Каждому абоненту назначается свой адрес, набор частот вызова и связи, режимов связи, интервал сканирования в ожидании вызова. Эта же информация обо всех других абонентах, с которыми должен держать связь данный абонент, записывается в его план связи.

Средства автоматического установления связи 2G-ALE должны обеспечивать составление канала (вхождение в связь) за 14 секунд с вероятностью не менее 0,95 при отношении сигнал/шум 11 дБ при работе в «плохих» ДКМ каналах и при отношении сигнал/шум 8,5 дБ при работе в «хороших» каналах. Понятия терминов «плохого» и «хорошего» канала и их модели определены согласно рекомендации МСЭ-Р [69].

Для установления связи используются сигналы с полосой 3 кГц. В качестве вида модуляции используется 8-позиционная частотная манипуляция (8-FSK).

Стандартный фрейм 2G-ALE содержит 3 бита преамбулы и 21 бит данных, представляется двумя комбинациями расширенного кода Голя (24, 12) и передаётся в течение 0,392 с трёхкратным повторением.

В стандарте 3G-ALE помимо автоматического составления канала связи решается задача реализации высокоскоростной передачи данных с использованием адаптивных методов приема и помехоустойчивого кодирования. Для установления связи используются сигналы с полосой от 3 до 24 кГц. Для низкоскоростных режимов используется 8-позиционная частотная манипуляция

(8-FSK), для передачи на скоростях выше 6,4 кБит/с используется квадратурная амплитудная модуляция (QAM). Установление и ведение связи производятся в пакетном режиме. Сигнал одного и того же вида модуляции используется в 3G-ALE для передачи как пакетов вызова, так и пакетов управления линией связи, квитанций и пакетов данных для двух режимов ведения связи, что делает выбор канала для связи более адекватным.

Адаптивный приём в сочетании с кодированием и перемежением данных при работе в «плохих» каналах позволяет обнаружить сигнал вызова и составить канал на первой частоте прохождения с вероятностью не менее 0,95 при отношении сигнал/шум 3 дБ. При работе в «хороших» каналах требуемое отношение сигнал/шум равно 1 дБ. В каналах с аддитивным белым гауссовским шумом 2G-ALE составляет канал с вероятностью 0,95 при 0 дБ, а 3G-ALE при минус 7 дБ. Таким образом, требуемая энергетика для хорошей работы средств связи 3G-ALE на 7 дБ ниже, чем для 2G-ALE. Это равноценно увеличению дальности связи на 3-4 тыс. км или увеличению надёжности связи на 20-30 % на одной и той же дальности.

На этапе установления связи набор команд сети 3G-ALE позволяет:

- производить вызовы корреспондентов;
- согласовывать сетевое время;
- передавать сообщения о качестве связи;
- организовывать зондирование и определять его режим;
- устанавливать интервалы и слоты;
- задавать количество сканируемых частот;
- устанавливать лучший канал для ведения связи.

В текст каждой команды включаются 4 или 8 проверочных бит CRC , циклического кода, которые добавляются к передаваемой команде и кодируются вместе с ней.

Сравнение двух поколений системы ALE приведено в таблице 1.1.

Таблица 1.1 – Сравнение двух поколений системы ALE

2G ALE	3G ALE
Для установления связи используются сигналы с полосой 3 кГц	Для установления связи используются сигналы с полосой от 3 до 24 кГц.
В качестве вида модуляции используется 8-позиционная частотная манипуляция (8-FSK).	Адаптивный выбор метода модуляции. Для низкоскоростных режимов используется 8-позиционная частотная манипуляция (8-FSK). Для передачи на скоростях выше 6,4 кБит/с используется квадратурная амплитудная модуляция (QAM).
Для мониторинга спектра используется процедура предварительного прослушивания канала.	Для мониторинга спектра используется процедура предварительного прослушивания канала.
Ограниченный набор частот для перестройки.	Расширенный, но все еще ограниченный набор частот для перестройки.

Основным недостатком текущего поколения системы ALE является негибкое управление частотами за счет медленной системы мониторинга спектра и ограниченный набор самих частот для перестройки. Возможности улучшения системы ALE для будущих стандартов ионосферной радиосвязи рассмотрены в работе [89].

1.1.3 Рекомендации МСЭ-Р по работе адаптивных систем ионосферной связи

Ряд рекомендаций по работе и дальнейшему развитию адаптивных систем ионосферной связи определены МСЭ-Р.

Рекомендация МСЭ-Р-F.763-5 [71] определяет параметры передачи данных по каналам ионосферной связи с использованием фазовой манипуляции или квадратурной модуляции.

Рекомендация МСЭ-Р-F.1110-3 [68] определяет следующие направления развития адаптивных систем ионосферной связи:

- достичь более высокой величины качества обслуживания за счет объединения современных технологий распределения частот⁴ и программного обеспечения для обработки в режиме реального времени;
- строить сеть с менее иерархической и более гибкой архитектурой;
- уменьшить время передачи за счет эффективного использования спектра;
- уменьшить интерференцию между пользователями;
- увеличить пропускную способность;
- уменьшить нагрузку на операторов.

Также эта рекомендация определяет три основные функции, которые должны выполнять адаптивные системы ионосферной связи:

- автоматический выбор частоты и других параметров передачи;
- автоматическое установление связи с возможностью выбора периферийного оборудования, требуемого для выбранного типа передачи и ее разрыва;
- адаптивность во время передачи для оптимизации качества обслуживания (его постоянного мониторинга) в соответствии с состоянием ионосферы и текущей занятости спектра.

⁴ radio-frequency technology

Рекомендация МСЭ-R-F.1778-1 [70] определяет требования в отношении доступа к каналам для адаптивных ВЧ-систем фиксированной и сухопутной подвижной служб.

В этой рекомендации для максимального уменьшения помех в адаптивных декаметровых системах предлагается использовать динамический выбор частоты и процедуры оценки канала как до начала, так и во время передачи.

Требования к качеству системы динамического выбора частоты определяются откликом на обнаружение сигнала.

Механизм динамического выбора частоты (ДВЧ) должен обнаруживать сигналы при уровне, который выше минимального уровня обнаружения ДВЧ для отношения сигнал/шум в 6 дБ.

Согласно рекомендации, адаптивная система ионосферной связи должна осуществлять проверку на занятость канала за 800 мс.

Система должна осуществлять контроль в рабочем режиме для проверки доступности канала, постоянно осуществлять поиск других систем в период между передачами адаптивной системы.

Время пересылки канала, которое определяется как период времени, требуемый системе для прекращения передачи по рабочему каналу после обнаружения сигнала выше порогового уровня обнаружения ДВЧ, не должно превышать 125 с.

1.2 Концепция когнитивного радио

На основе анализа существующих адаптивных систем ионосферной связи, приведенного в п.1.1, можно выделить следующие задачи, решение которых необходимо для развития систем ионосферной связи:

- гибкий мониторинг спектра;
- постоянный анализ характеристик ионосферного канала;
- сокращение избыточности информации, передаваемой по обратному каналу связи.

В работе [108] авторами предложено использовать для эффективного мониторинга спектра и гибкой перестройки рабочих частот технологию когнитивного радио. Результат сканирования декаметрового диапазона частот, используемого ионосферными системами радиосвязи приведенный в [108], показывает наличие свободных частот для перестройки, однако значения частот и время, в течение которого они свободны, постоянно меняются в широком диапазоне и применяемый в когнитивном радио принцип динамического доступа к спектру⁵ может значительно повысить доступность ионосферных систем связи.

1.2.1 Определение «когнитивности» и основные особенности когнитивных систем радиосвязи

Термин «когнитивное радио»⁶ был впервые введен Митолой и Магуайром в статье 1999 года. До этого можно выделить несколько предыдущих этапов развития радиоустройств, первые из которых использовались исключительно в системах военного назначения.

Первым этапом можно считать появление радиоустройств с возможностью программирования⁷. В этих радиоустройствах был ограниченный набор радиочастот для перестройки, и ограниченный набор видов модуляции. Однако впервые оператору была дана возможность программной настройки радиоустройства. Наиболее известным представителем этой группы является американская радиосистема военного назначения SINCGARS.

Следующим этапом является появление программно-определяемого радио.⁸ Их основным отличием является возможность полного программного управления параметрами передачи и приема. Примером системы, построенной на подобной концепции, является система JTRS (Joint Tactical Radio System).

⁵ Dynamic spectrum access

⁶ Cognitive radio

⁷ Software capable radio

⁸ Software-defined radio

Третьим этапом можно выделить появление адаптивных радиоустройств⁹. В отличие от предыдущих вариантов, эти радиоустройства способны производить оценку канала (радиоэфира), и на основании этой оценки менять свои рабочие параметры.

Появление концепции когнитивного радио можно считать текущим этапом развития радиоустройств [55].

МСЭ-Р определяет термин «когнитивное радио» следующим образом [16]:

"Система когнитивного радио (КРС): Радиосистема, использующая технологию, позволяющую этой системе получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установившихся правилах и о своем внутреннем состоянии; динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы, согласно полученным знаниям, для достижения заранее поставленных целей; и учиться на основе полученных результатов."

Таким образом когнитивное радиоустройство не только способно производить оценку канала (радиоэфира), и на основании этой оценки менять свои рабочие параметры, но и использовать полученные результаты для своего обучения.

Сравнение упомянутых выше типов радиоустройств по реализуемым ими функциям приведено в таблице 1.2.

Знаком «+» отмечены реализуемые радиоустройством функции.

⁹ Adaptive Radio

Таблица 1.2 – Сравнение технических возможностей различных типов радиоустройств

Технические возможности радиоустройств	Радиоустройство с возможностью программирования	Программно определяемое радио	Адаптивное радио	Когнитивное радио
Работа в режиме с перескоком частоты	+	+	+	+
Автоматическое составление канала связи	+	+	+	+
Программируемое шифрование	+	+	+	+
Возможность организации сети		+	+	+
Возможность взаимодействия множества сигнала		+	+	+
Возможность обновления «в полевых условиях»		+	+	+
Полный программный контроль процессов обмена сигналами, шифрования и сетевой функциональности		+	+	+
QoS , измерительный канал состояния сбора информации			+	+
Автоматическая настройка параметров передачи по результатам анализа радиоэфира и возможность обучения на основе принятого решения				+
Оценка радиоэфира			+	+

Из представленных в таблице данных можно легко заметить, что с усложнением радиоустройств, на них переносится задача выполнения части функций, которые раньше выполнял оператор. В когнитивных устройствах эту функцию осуществляет блок принятия решения. Тем самым решается одна из

задач, поставленных МСЭ-Р, а именно задача разгрузки операторов, актуальная применительно к системам ионосферной связи.

Также можно отметить, что программно-определяемое радио рассматривается как платформа для реализации когнитивных систем, т.е. является базой на которой строится когнитивная сеть.

Основными задачами, решаемыми когнитивным радиоустройством являются задачи мониторинга спектра и динамического доступа к спектру.

В концепции когнитивного радио введено понятие «лицензированного» (обладающего лицензией на данный диапазон частот) абонента и «нелицензированного» (не обладающего лицензией на данный диапазон частот) абонента. Лицензируемыми пользователями являются те, кто получил лицензию на использование данного диапазона частот. Нелицензированными являются пользователи, желающие получить доступ к радиочастотному спектру, но не обладающие лицензией.

Для того, чтобы получить доступ к радиочастотному спектру, в котором работают лицензированные абоненты, не нарушая их прав, с требуемым качеством обслуживания, используется динамический доступ к спектру. Для этого каждое радиоустройство нелицензированного абонента должно осуществить следующие операции:

- определить доступную часть спектра (провести мониторинг спектра);
- выбрать лучший из доступных каналов;
- скоординировать доступ к этому каналу с другими абонентами;
- освободить канал, когда возобновит работу лицензированный абонент.

Таким образом, возможности когнитивного радиоустройств в качестве узлов сетей когнитивного радио могут быть классифицированы в зависимости от их функциональности следующим образом:

- устройства когнитивного радио должны эффективно осуществлять мониторинг спектра (когнитивные способности);
- анализировать спектр (способность к самоорганизации);

– адаптироваться к изменению параметров радиоэфира (способность к реконфигурации).

В данной диссертации термин «когнитивное» определяется как радиоустройство, которое оценивает радиоканал, проводит мониторинг спектра, и по результатам проведенного анализа может адаптировать параметры связи в соответствии с этой оценкой.

Методы и алгоритмы ALE, используемые в адаптивных ДКМ системах ионосферной связи и рассмотренные в п. 1.2.1, можно считать примитивной формой когнитивной радиосвязи, однако для в когнитивных системах ионосферной радиосвязи требуется более совершенный, динамический механизм перестройки частот, который бы осуществлял мониторинг во всем возможном диапазоне частот в постоянном режиме.

1.2.2 Структура когнитивного радиоустройства

Основные блоки когнитивного радиоустройства, реализующие его основные функции представлены на рисунке 1.1.

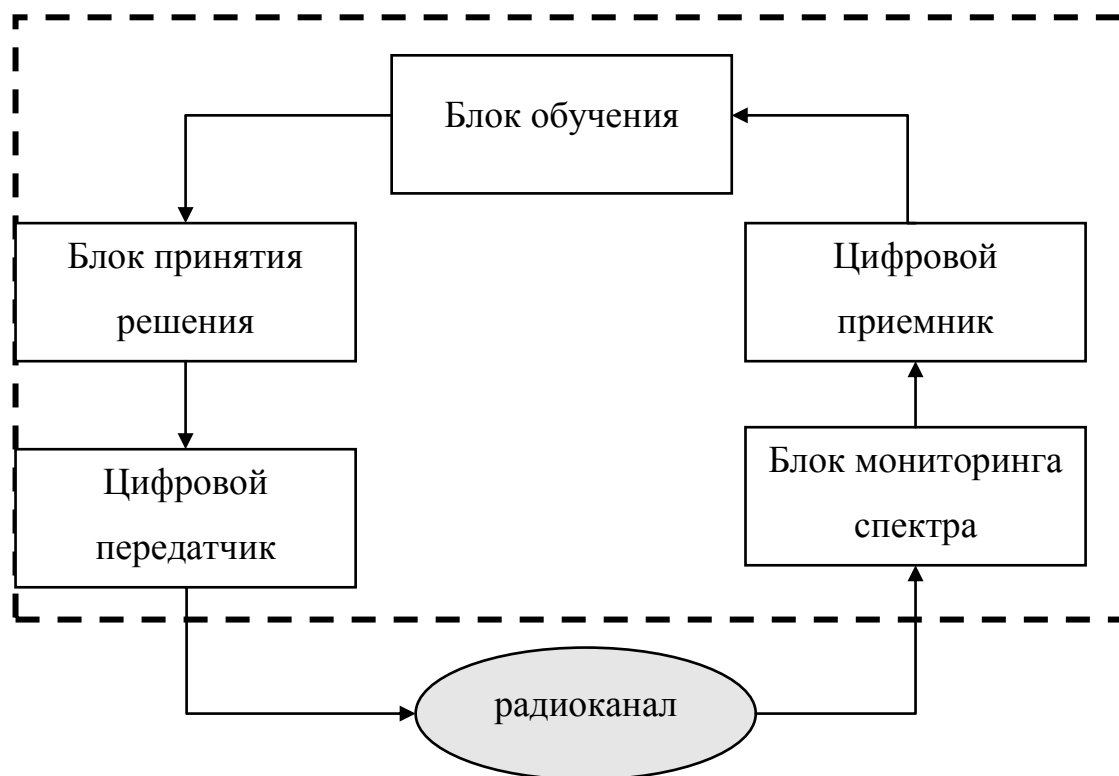


Рисунок 1.1– Блоки когнитивного радиоустройства

Цифровой приемопередатчик является основным компонентом радиоустройства. Как правило, его реализация основана на технологии программно-определяемого радио. Кроме непосредственных функций приема и передачи, на приемной стороне должна обеспечиваться функция мониторинга спектра [53].

Под мониторингом спектра понимается анализ занятости спектра (сканирование спектра) в широком диапазоне частот и определение в нем свободных в настоящее время участков.

Для этого блок мониторинга спектра сканирует выделенный диапазон частот и определяет занятые участки спектра (чтобы определить наличие лицензированных, первичных пользователей и определить свободные участки спектра для вторичных пользователей). Для реализации блока могут использоваться методы слепого разделения сигналов [87] (СРС¹⁰) и такие алгоритмы как СБПФ¹¹ (сверхбыстрое преобразование Фурье).

Модуль цифровой обработки сигнала приемной части должен обеспечивать возможность программного изменения параметров передачи/приема (типа модуляции, скорости передачи, скорости кодирования) при соответствующем указании от протоколов верхнего уровня и на основании оценки характеристик канала.

Следующим блоком является блок обучения. Под обучением понимается использование полученных на предыдущем этапе знаний о занятости радиочастотного спектра и характеристиках канала передачи, т.е. оценивается характер работы лицензированных пользователей и возможности для работы нелицензированных пользователей. Для оптимизации и адаптации параметров передачи часто используется база данных среды доступа к спектру. На данном этапе также используются алгоритмы машинного обучения¹².

¹⁰ Blind Source Separation

¹¹ Sparse Fast Fourier Transform

¹² Machine learning algorithms

Окончательное принятие решения о параметрах работы когнитивного радиоустройства проводится в блоке принятия решения. На основе как проанализированных текущих данных, так и на основе ранее принятых решений (хранящихся в базе данных) производится окончательная настройка радиоустройства. Перспективным для реализации этого блока является использование математического аппарата теории игр.

1.3 Анализ возможностей улучшения адаптивных систем ионосферной радиосвязи за счет применения концепции когнитивного радио

Как было отмечено в п.1.2, для решения задачи повышения эффективности существующих систем ионосферной радиосвязи можно применить технические решения, объединяемые концепцией когнитивного радио. Это позволит решить проблемы ионосферных систем в области мониторинга спектра и управления параметрами связи. Такие системы можно будет назвать когнитивными системами ионосферной связи.

1.3.1 Мониторинг спектра

В существующих стандартах ALE для мониторинга спектра используется процедура предварительного прослушивания канала¹³. Эта технология является частью MAC уровня и позволяет избегать коллизий, за счет обнаружения занятых частот.

Качество мониторинга спектра можно оценить значением вероятности правильного обнаружения занятого канала. Требования к значению вероятности правильного обнаружения занятого канала и соответствующим значениям отношения сигнал/шум для различных стандартов ионосферной связи приведены в таблице 1.3.

¹³ Listen Before Transmit

Таблица 1.3 – Требования к значению вероятности правильного обнаружения и соответствующим значениям отношения сигнал/шум для различных стандартов ионосферной связи

Стандарт	ОСШ (канал 3 кГц)	Минимальная вероятность обнаружения
2G-ALE	0	50%
	6	90%
MIL-STD-188-110 PSK модем	0	30%
	6	70%
STANAG 4285 или STANAG 4529 PSK модем	0	30%
	6	70%
Робастный сигнал (75 кбит/с)	-9	50%
	-6	95%

Среди разработанных для когнитивных систем методов мониторинга спектра можно выделить три группы методов: некооперативные методы, кооперативные методы и методы, основанные на оценке мешающих воздействий (измерении так называемой «температуры интерференции»).

Классификация методов мониторинга спектра для когнитивных систем приведена на рисунке 1.2.

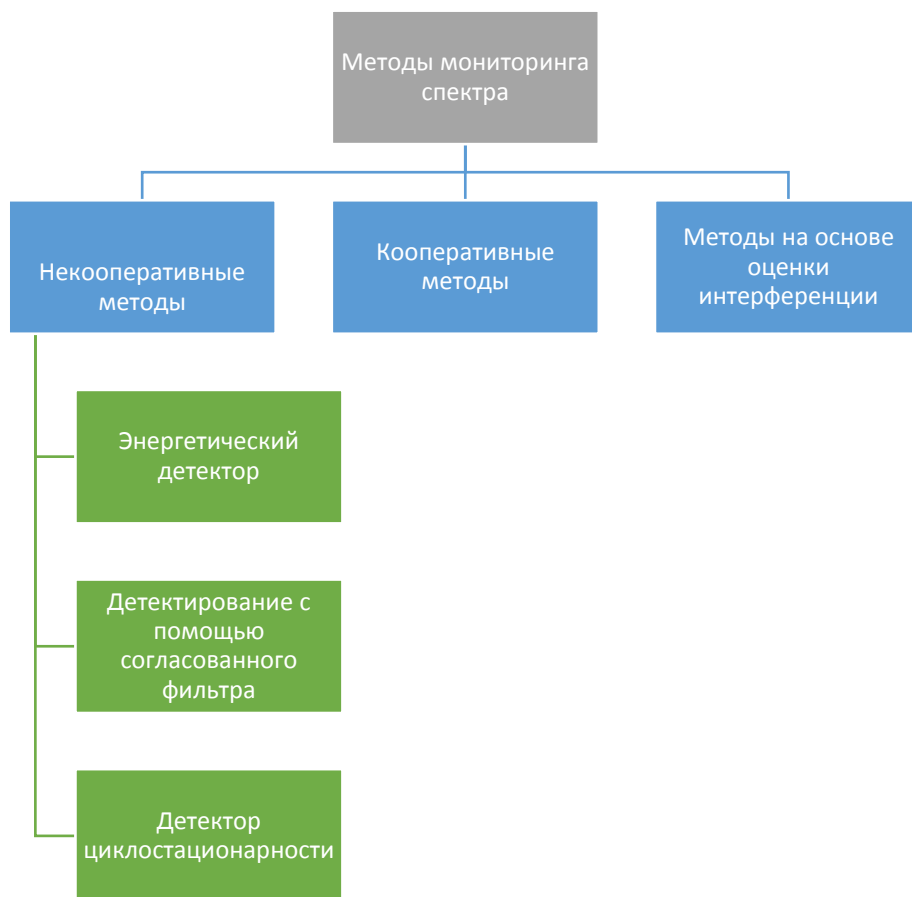


Рисунок 1.2 – Классификация методов мониторинга спектра в когнитивном радио

Анализ применения некооперативных методов мониторинга спектра показал, что их использование способно расширить область значений ОСШ при которых возможно обнаружение занятых каналов. Значения вероятности правильного обнаружения занятых каналов и соответствующие им значения отношения сигнал/шум для различных методов некооперативного мониторинга приведены в таблице 1.4.

Таблица 1.4 — Вероятности правильного обнаружения и соответствующие им значения отношения сигнал/шум для различных методов некооперативного мониторинга

Стандарт	ОСШ (канал 3 кГц)	Минимальная вероятность обнаружения
Энергетический детектор	-5	20%
	0	50%
Детектор циклостационарности	-5	90%
	0	95%
Согласованный фильтр	-5	10%
	0	35%

Как видно из результатов, представленных в таблице 1.4, использование некооперативных методов мониторинга способно расширить возможность правильного обнаружения до ОСШ равного -5 дБ, в то время как в существующих системах такой результат возможен лишь при использовании низкоскоростного робастного сигнала.

Стоит отметить, что как показано в работе [59], качество мониторинга спектра оказывает существенное влияние на точность оценки канала.

1.3.2 Синхронизация в когнитивных системах

При приеме цифровых сигналов очень важно синхронизировать опорный генератор с генератором передатчика. Для этого необходимо оценить параметры принимаемого сигнала (фазы, частоту, задержку тактовых импульсов).

Для когнитивного радио интерес представляют схемы синхронизации без обратной связи, а также схемы, позволяющие оценивать не один, а несколько параметров сразу.

Рассмотрим синхронизацию сигналов OQPSK. Их отличительной чертой является то, что последовательности бит, подаваемые на модуляторы квадратур I

и Q, сдвинуты друг относительно друга на длительность одного бита (половина символического интервала) в следствие чего отсутствуют скачки огибающей до нуля. Разработано множество алгоритмов синхронизации таких сигналов, однако все эти алгоритмы очень чувствительны к фазовым ошибкам. Из-за этого увеличивается время захвата, которое является критичным для высокоскоростных цифровых систем. Чтобы решить эту проблему предложена схема совместного обнаружения и вычисления фазы и задержки тактовых импульсов принимаемого сигнала. При этом фаза и временная задержка тактовых импульсов восстанавливаются независимо, в параллельных ветвях синхронизатора. Для разработки алгоритма будем использовать метод максимального правдоподобия.

Пусть принятый сигнал представляет собой сумму информационного сигнала и шума. При этом будем считать, что синхронизация по несущей уже достигнута. Моделью шума будет являться Гауссовский процесс с двусторонней спектральной плотностью N_0 . Будем рассматривать случай, когда частотный сдвиг уже скомпенсирован. Отсюда, можно записать сигнал OQPSK в виде:

$$\tilde{s}(t) = e^{j\tilde{\theta}} \left\{ \sum_{i=0}^{N_{L_0}-1} \tilde{a}_i g(t - iT - \tilde{\tau}) + j \sum_{k=0}^{N_{L_0}-1} \tilde{b}_k g(t - iT - T/2 - \tilde{\tau}) \right\}, \quad (1.1)$$

где $\tilde{a} \triangleq \{\tilde{a}_i\}$, $\tilde{b} \triangleq \{\tilde{b}_i\}$ информационные символы синфазного и квадратурного каналов соответственно, θ - фаза несущей, τ - задержка по времени, $g(t)$ - импульсная характеристика формирующего фильтра.

Параметры \tilde{a} , \tilde{b} , θ и τ являются неизвестными и должны быть вычислены для восстановления исходного сигнала. В рассматриваемой схеме сначала вычисляются значения фазы и временной задержки, и их значения используются в демодуляторе для восстановления символов информационной последовательности.

В начале, принятый сигнал проходит через низкочастотный фильтр. Частота дискретизации отсчетов на выходе фильтров равна $1/T_s$, и в N раз превышает частоту информационной последовательности $1/T$.

Обозначив через $x \triangleq \{x(kT_s)\}$ отсчеты с выхода фильтра, можно записать функцию правдоподобия в виде :

$$\Lambda(x|\tilde{\tau}, \tilde{\theta}, \tilde{a}, \tilde{b}) = \exp \left\{ \frac{T_s}{N_0} \sum_{k=0}^{NL_0-1} \operatorname{Re}[x(kT_s)\tilde{s}^*(kT_s)] - \frac{T_s}{2N_0} \sum_{k=0}^{NL_0-1} |\tilde{s}(kT_s)|^2 \right\}. \quad (1.2)$$

Первую сумму в (1.2) можно записать в виде:

$$\frac{T_s}{N_0} \sum_{k=0}^{NL_0-1} \operatorname{Re}[x(kT_s)\tilde{s}^*(kT_s)] = Z_e + Z_0, \quad (1.3)$$

где

$$\begin{aligned} Z_e &\triangleq \sum_i^{NL_0-1} \tilde{a}_i \operatorname{Re}\{e^{-i\tilde{\theta}} z(2i)\}, \\ Z_0 &\triangleq \sum_i^{NL_0-1} \tilde{b}_i \operatorname{Re}\{e^{-i\tilde{\theta}} z(2i+1)\}, \\ z(i) &\triangleq \sum_{k=0}^{NL_0-1} x(kT_s)g(kT_s - iT/2 - \tilde{\tau}). \end{aligned}$$

Убрав вторую сумму в (1.2) для простоты и допуская низкий уровень отношения сигнал/шум, аппроксимируем экспоненту первыми тремя членами разложения Тейлора:

$$\Lambda(x|\tilde{\tau}, \tilde{\theta}, \tilde{a}, \tilde{b}) = Z_e + Z_0 + \frac{T_s}{2N_0} (Z_e + Z_0)^2 \quad (1.4)$$

$$\lambda(\tilde{\tau}, \tilde{\theta}) \triangleq \operatorname{Re}\{e^{-j2\theta} (Xe^{j2\pi\tilde{\tau}/T} + Ye^{-j2\pi\tilde{\tau}/T})\}, \quad (1.5)$$

где

$$\begin{aligned} X &\triangleq \sum_{k=0}^{NL_0-1} \left[x(kT_s) e^{\frac{-j2\pi k}{N}} \right] u(kT_s), \\ Y &\triangleq \sum_{k=0}^{NL_0-1} \left[x(kT_s) e^{\frac{j2\pi k}{N}} \right] v(kT_s), \\ u(kT_s) &\triangleq \sum_{k=0}^{NL_0-1} \left[x(nT_s) e^{\frac{-j\pi nk}{N}} \right] q((k-n)T_s), \\ v(kT_s) &\triangleq \sum_{k=0}^{NL_0-1} \left[x(nT_s) e^{\frac{j\pi nk}{N}} \right] q^*((k-n)T_s), \end{aligned}$$

где $q(kT_s)$ и $q^*(kT_s)$ - импульсные характеристики формирующих фильтров. Характеристики фильтров сдвинуты на ND отсчетов.

$$q(t) = G(f)G^*(f), \quad (1.6)$$

где $G(f)$ - преобразование Фурье от импульсной характеристики формирующего фильтра информационного сигнала.

Таким образом, схема становится адаптируемой к виду модуляции поступающего сигнала, за счет изменения характеристик фильтров.

После вычисления максимума отношения правдоподобия, оценки могут быть вычислены следующим образом

$$\hat{\theta} = \frac{1}{4} [\arg(X) + \arg(Y)] + m \frac{\pi}{2} - l\pi \quad , \quad (1.7)$$

$$\hat{\tau} = \frac{1}{4\pi} [-\arg(X) + \arg(Y)] + m \frac{\pi}{2} \quad , \quad (1.8)$$

где m, l , целые числа, которые могут быть приняты равными 0 при использовании относительного кодирования.

Структурная схема, реализующая полученный алгоритм, представлена на рисунке 1.3.

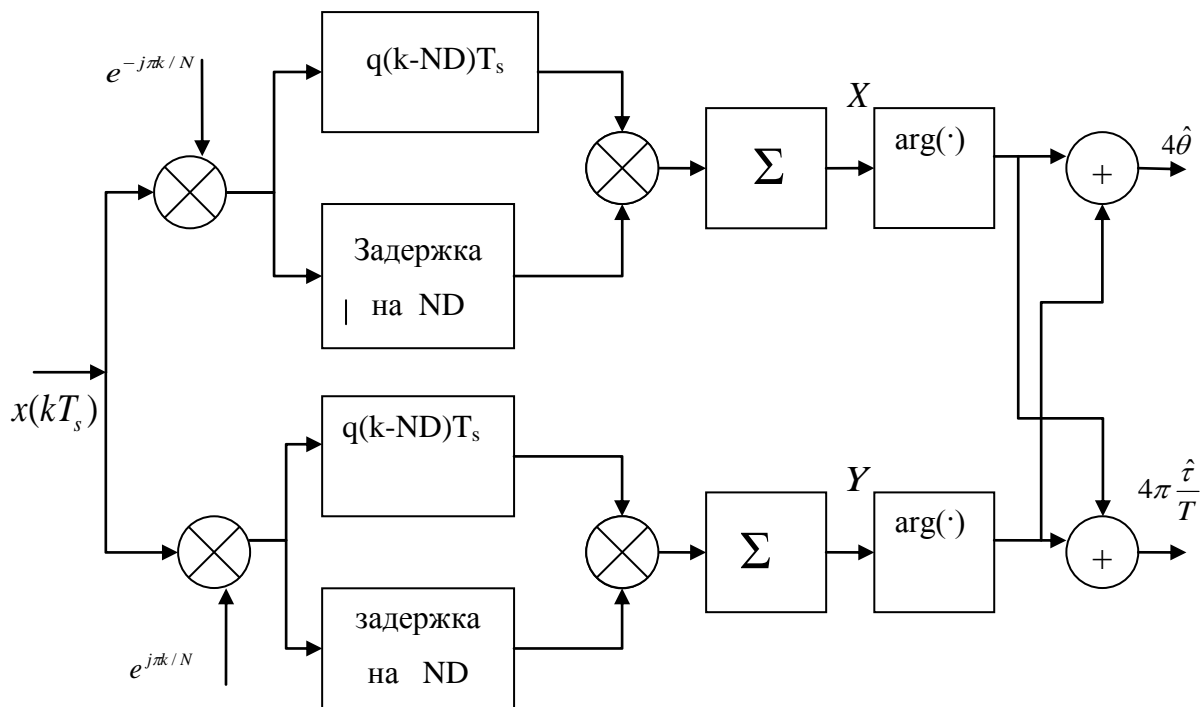


Рисунок 1.3 - Структурная схема блока вычисления фазы и символьной задержки

Стоит отметить, что полученная схема является схемой без обратной связи. В отличие от аналогичных схем с обратной связью она обладает меньшим временем захвата и хорошо подходит для скоростного пакетного трафика.

Для анализа характеристик оценки фазы и задержки было проведено компьютерное моделирование схемы представленной на рисунке 1.3.

В качестве входного фильтра использовался восьмиполосный фильтр Баттерворта с шириной полосы $1/T$. Частота дискретизации была взята в два раза выше символьной частоты, таким образом, параметр $N=2$. На передаче и приеме использовались фильтры с импульсными характеристиками $g(t)$ приподнятого косинуса. Анализировался временной промежуток равный $L_0 = 100$ символам.

На рисунке 1.4а изображена зависимость величины ошибки тактовой синхронизации σ_T от отношения энергии сигнала к спектральной плотности шума E_s/N_0 . Зависимости получены для разных значений величины крутизны формирующего фильтра α . На рисунке 1.4 б изображены аналогичные зависимости для фазовой ошибки.

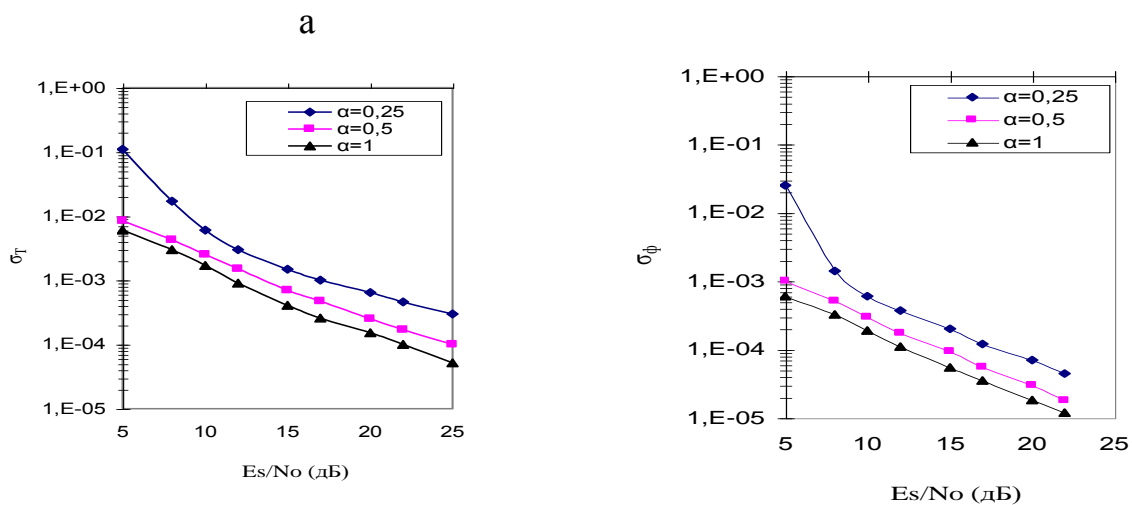


Рисунок 1.4 – а) величина ошибки тактовой синхронизации в зависимости от отношения E_s/N_0 ;
 б) отклонения фазовой ошибки в зависимости от E_s/N_0

Полезно сравнить полученные результаты с аналогичными результатами полученными для других схем вычисления оценки фазы и частоты.

Одна из таких схем была предложена Гарднером. На рисунке 1.5 приведено сравнение зависимостей отклонений временной ошибки от отношения энергии на

бит к спектральной плотности шума. Модуляция OQPSK. Формирующие фильтры имеют характеристику приподнятого косинуса с коэффициентом крутизны $\alpha = 0,75$.

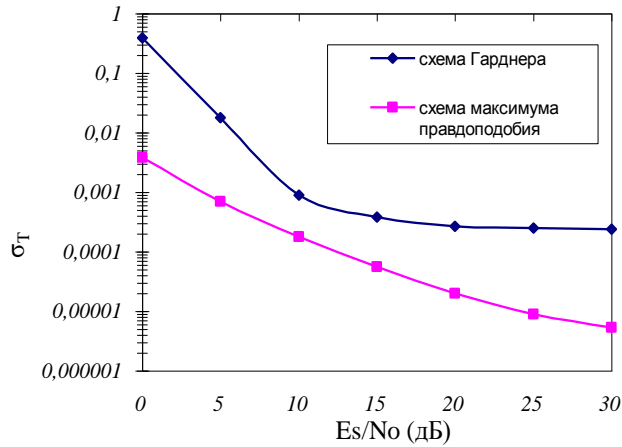


Рисунок 1.5 – Сравнения отклонения временной ошибки для схем совместной оценки фазы и временной задержки и схемы Гарднера

В качестве критерия оценки качества приема взята вероятность ошибки на бит. Кривые помехоустойчивости для сигналов с QPSK модуляцией получены с помощью компьютерного моделирования схемы, представленной на рисунке 1. Зависимость вероятности ошибки от отношения E_s/N_0 при различных значениях фазовой ошибки для сигнала с QPSK модуляцией представлена на рисунке 1.6 а. Аналогичная зависимость для различных значений временной задержки представлена на рисунке 1.6 б.

В аналитическом виде выражения для вероятности ошибки с учетом фазовых ошибок для сигналов с QPSK модуляцией можно записать следующим образом :

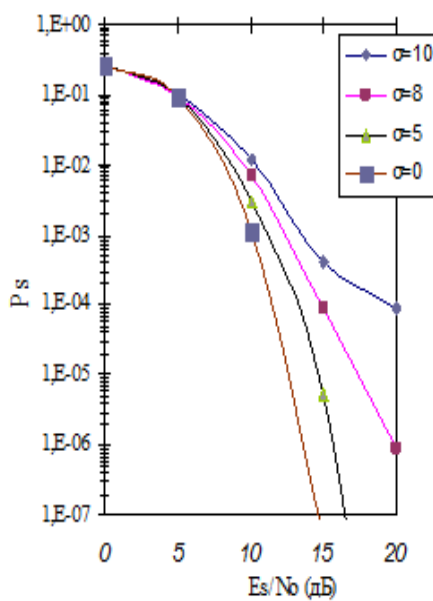
$$P(e) = 2Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right) - \sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\left(1 + \frac{E_s}{N_0}\right)Q^{(1)}\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}}\right)\sigma_\phi^2, \quad (1.9)$$

где: $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-t^2/2} dt$, σ_ϕ^2 - среднеквадратичное отклонение фазовой ошибки.

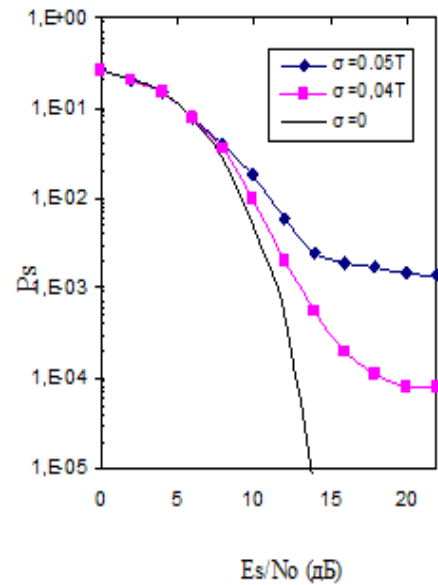
Стоит отметить, что при $\varphi=0$ получается хорошо известная формула для вероятности ошибки сигналов с QPSK модуляцией при идеальной фазовой синхронизации.

Выражения для вероятности ошибки с учетом временных ошибок можно записать следующим образом [35]:

$$P(e) \approx P(e | \tau_0) + \frac{1}{2} P^{(2)}(e | \tau_0) \sigma_\tau^2 \quad (1.10)$$



а



б

Рисунок 1.6 – а) Зависимость вероятности ошибки от отношения E_s/N_0 при различных значениях фазовой ошибки. б) Зависимость вероятности ошибки от отношения E_s/N_0 при различных значениях ошибки тактовой синхронизации σ для сигналов с QPSK модуляцией

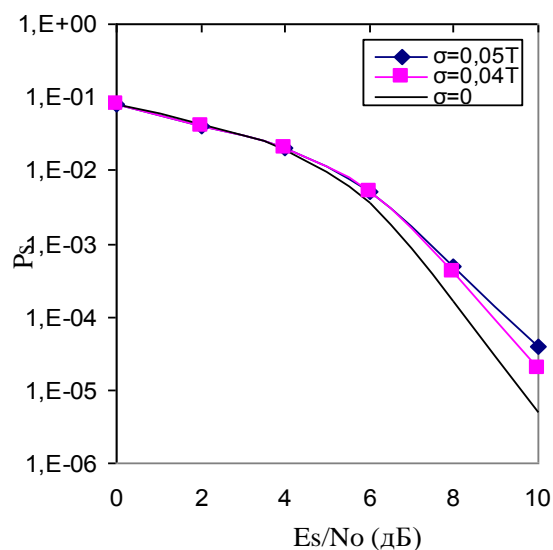


Рисунок 1.7 – Зависимость вероятности ошибки от отношения E_s/N_0 при различных значениях временной ошибки для сигналов с BPSK

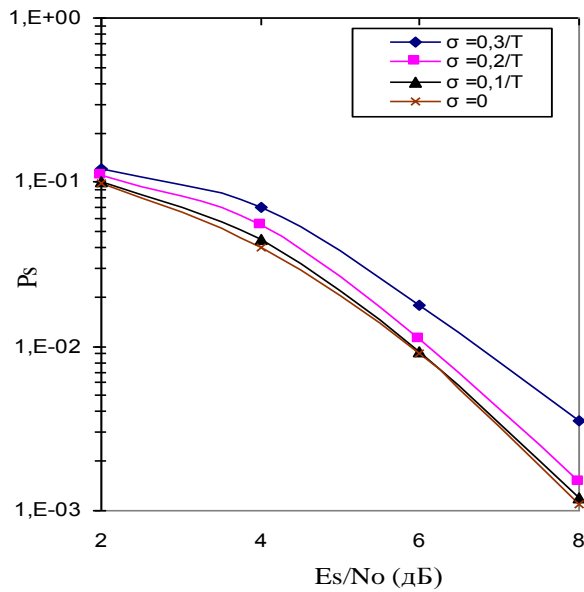
Как видно из графиков ухудшение помехоустойчивости в обоих случаях пропорционально среднеквадратическому отклонению ошибки. Коэффициент $P^{(2)}(e|\tau_0)$ в формуле (1.10) описывает чувствительность детектора к временным сдвигам. Его величина растет с ростом сигнального алфавита и уменьшается при уменьшении полосы сигнала.

Сравнение результатов, полученных для сигналов с QPSK модуляцией и OQPSK модуляцией показало, что сигналы с QPSK модуляцией обладают лучшей устойчивостью к фазовым ошибкам.

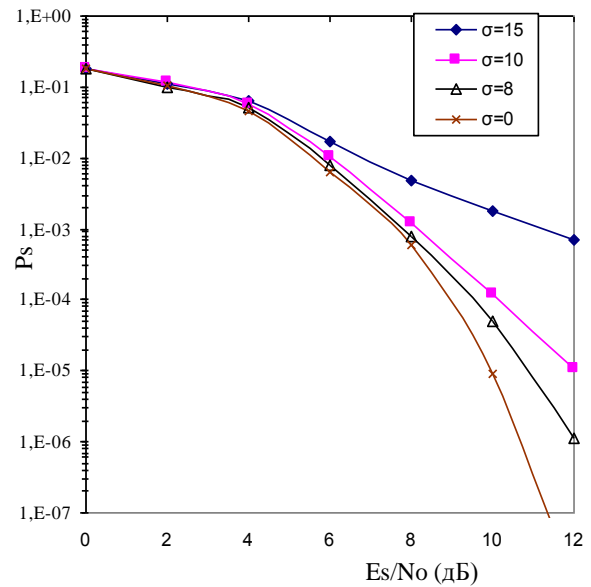
Приведем результаты расчетов влияния ошибок синхронизации на вероятность ошибки при передаче сигналов с другими методами модуляции.

На рисунке 1.8 а представлена зависимость вероятности ошибки от отношения E_b/N_0 при фиксированных значениях временной ошибки. $\Delta\tau \equiv \tau - \hat{\tau}$

На рисунке 1.8 б представлен аналогичный график, но при фиксированном значении фазовой ошибки.



а



б

Рисунок 1.8 – а) зависимость вероятности ошибки от отношения E_b/N_0 для сигналов с MSK модуляцией для различных значений ошибки тактовой синхронизации б) Зависимость вероятности ошибки от отношения E_b/N_0 для сигналов с MSK модуляцией для различного значения фазовой ошибки

Анализ зависимости вероятности ошибки от отношения E_b/N_0 для сигналов с GMSK модуляцией показывает, что сигналы с GMSK модуляцией более чувствительны к ошибкам синхронизации, чем сигналы с MSK модуляцией.

Результат анализа работы схемы совместного обнаружения фазы и задержки тактовых импульсов сигнала для разных видов модуляции показал, что сигналы с MSK модуляцией менее чувствительны к фазовым ошибкам, чем сигналы с QPSK модуляцией. Наиболее чувствительной к ошибкам временной синхронизации является BPSK модуляция.

1.4 Предлагаемая структура приемного устройства

В общем виде структуру приемного устройства когнитивной системы на базе алгоритмов слепого разделения можно представить в виде, представленном на рисунке 1.9.

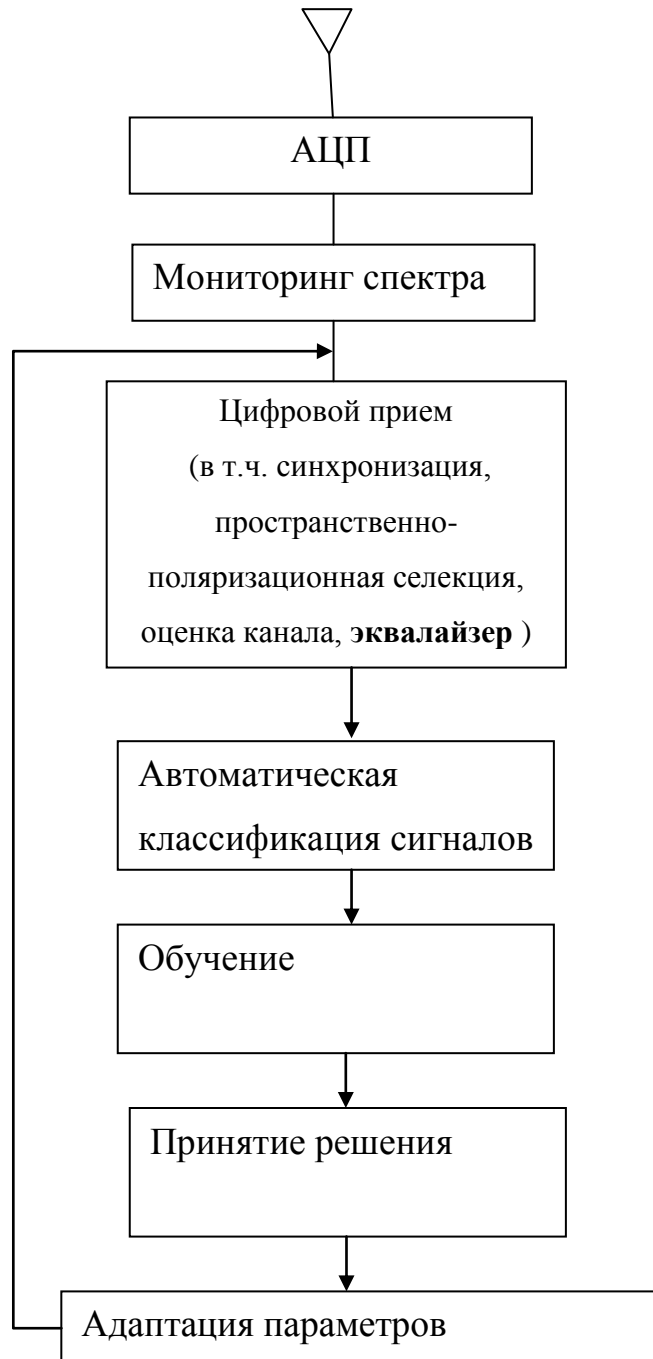


Рисунок 1.9 – Структурная схема предложенной когнитивной системы

Из проведенного в пункте 1.3 анализа можно сделать вывод о структуре когнитивного приемного устройства, которая должна содержать блоки: мониторинга спектра, непосредственно цифровой приемник, реализующий всю необходимую цифровую обработку сигналов и блок автоматической классификации сигналов. Полученные результаты используются в дальнейшем для обучения и принятия решения о параметрах приема и передачи.

Таким образом, предлагаемая структура приемного устройства содержит следующие модули: блок мониторинга спектра, блок цифрового приема, в котором происходит пространственно-поляризационная селекция, синхронизация, оценка канала и эквалайзинг, блок автоматической классификации сигналов, блок обучения, блок принятия решения и блок адаптации.

Методы слепой обработки позволяют реализовать пространственно-поляризационную селекцию, оценку канала и эквалайзинг. С выхода эквалайзера восстановленные отсчеты разделенных сигналов поступают в блок автоматической классификации сигналов. Блок обучения накапливает статистику по принятым сигналам и состоянию канала, которая вместе с вновь поступившими данными позволяет принять решение о параметрах приема и передачи. Блок адаптации позволяет подстраивать параметры в зависимости от изменяющегося состояния радиоканала.

1.5 Выводы по разделу 1

Арктический сегмент ААС КВ радиосвязи может стать основой сети и важнейшей составной частью единого телекоммуникационного комплекса страны, обеспечивающей передачу информации в повседневных и чрезвычайных условиях. Появление новых методов обработки сигналов позволило значительно повысить эффективность ионосферных систем радиосвязи (в частности, пропускную способность ионосферных радиоканалов) и реализовать адаптивные системы ионосферной связи.

Адаптивные системы ионосферной радиосвязи используют процедуры оценки канала в реальном времени, анализа качества связи, автоматического установления связи. Этими процедурами обеспечивают такие существенные функции, как сканирование каналов, их зондирование и оценка качества связи. Таким образом, современные системы ионосферной связи обладают свойствами «когнитивности», а значит вопрос повышения эффективности этих систем за счет более гибкой адаптации к окружающим условиям можно рассматривать как вопрос когнитивного радио.

Результат сканирования декаметрового диапазона частот, используемого ионосферными системами радиосвязи, показывает наличие свободных частот для перестройки, однако значения частот и время, в течение которого они свободны, постоянно меняются в широком диапазоне и применяемый в когнитивном радио принцип динамического доступа к спектру¹⁴ может значительно повысить доступность ионосферных систем связи. Для осуществления динамического доступа к спектру требуется реализация постоянного мониторинга состояния радиоканала, что не может быть реализовано существующими протоколами работы ионосферных систем связи. С учетом сложных и быстроменяющихся условий в ионосферном радиоканале, целью исследования было выбрано повышение эффективности систем ионосферной связи за счет применения слепых эквалайзеров для оперативной компенсации искажений, обусловленных МСИ в условиях априорной неопределенности характеристик ионосферного канала. Использование математического аппарата слепой обработки сигналов позволит не передавать тренировочную последовательность для оценки канала и настройки эквалайзера, что позволит увеличить информационную скорость передачи и не тратить время на перестройку передаваемого кадра, при смене условий в канале. Последующий раздел будет посвящен анализу существующих методов построения слепых эквалайзеров.

¹⁴ Dynamic spectrum access

2 АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ СЛЕПЫХ ЭКВАЛАЙЗЕРОВ И АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ИХ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ В ПРИЕМНЫХ УСТРОЙСТВАХ КОГНИТИВНЫХ СИСТЕМ ИОНОСФЕРНОЙ РАДИОСВЯЗИ

Раздел 2 посвящена анализу известных методов построения слепых эквалайзеров и анализу эффективности их использования в приемных устройствах когнитивных систем ионосферной радиосвязи. В основе главы лежат результаты, представленные в работах [6], [11], и [14].

2.1 Постановка задачи построения эквалайзера

Прежде чем сформулировать задачу построения эквалайзера, рассмотрим систему, в которой он действует. В общем случае эта система может быть описана структурной схемой, приведенной на рисунке 2.1.

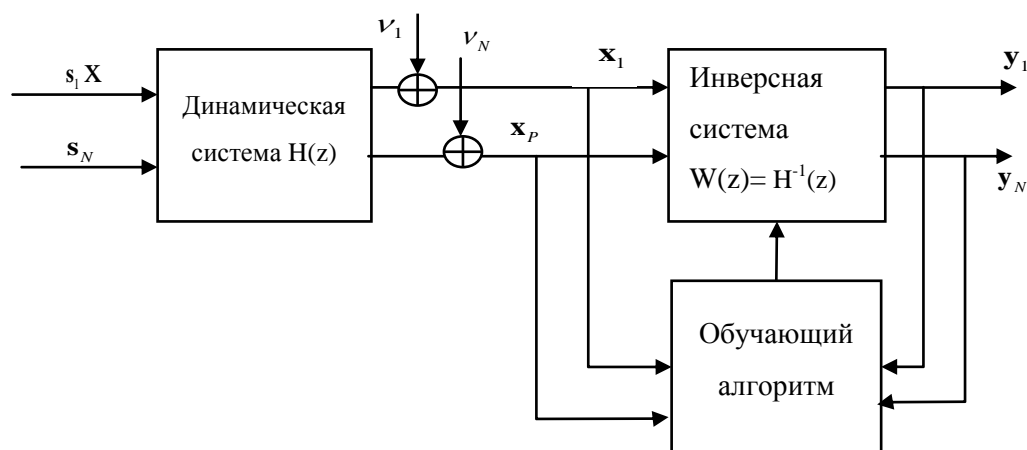


Рисунок 2.1 – Модель рассматриваемой динамической системы

На вход некоторой линейной динамической системы с неизвестной передаточной характеристикой $\mathbf{H}(z)$ поступает N сигналов \mathbf{s}_i ($i=1 \dots N$). На выходе системы каждый из сигналов суммируется с отсчетами белого Гауссовского

шума \mathbf{v}_1 , а сумма полученных сигналов (в разном весовом соотношении) в виде сигнала \mathbf{x}_i ($i=1\dots P$) поступает на каждый из P входов линейной динамической системы с передаточной характеристикой $\mathbf{W}(z)$. Задачей является восстановить исходные сигналы \mathbf{s}_i с помощью динамической системы с передаточной функцией $\mathbf{W}(z)$.

Эту задачу можно решить с помощью поиска функции обратной к функции $\mathbf{H}(z)$, т.е. в идеальном случае, когда $\mathbf{H}(z)$ полностью известна, получаем, что $\mathbf{W}(z) = \mathbf{H}^{-1}(z)$. Однако на практике передаточная функция $\mathbf{H}(z)$ неизвестна и требует оценки. Таким образом, для вычисления $\mathbf{W}(z)$ используются обучающие алгоритмы.

Устройство, вычисляющее характеристику $\mathbf{W}(z)$ с помощью некоторого обучающего алгоритма будем называть эквалайзером.

Таким образом, для построения эквалайзера требуется:

1. Выбрать структуру эквалайзера.
2. Определить обучающий алгоритм для настройки его коэффициентов.

Существует два типа структуры эквалайзеров: прямая и косвенная.

В случае прямой структуры, эквалайзер реализуется в виде трансверсального фильтра с передаточной характеристикой $\mathbf{W}(z)$, коэффициенты которого подстраиваются с помощью обучающего алгоритма.

В классическом случае, обучающий алгоритм эквалайзера работает с использованием заранее известной последовательности символов, которую называют тренировочной. Во время передачи тренировочной последовательности происходит вычисление коэффициентов эквалайзера, после режима настройки эквалайзер переходит в режим оценки неизвестных сигналов. Структурная схема такого эквалайзера при обработке одного сигнала приведена на рисунке 2.2.

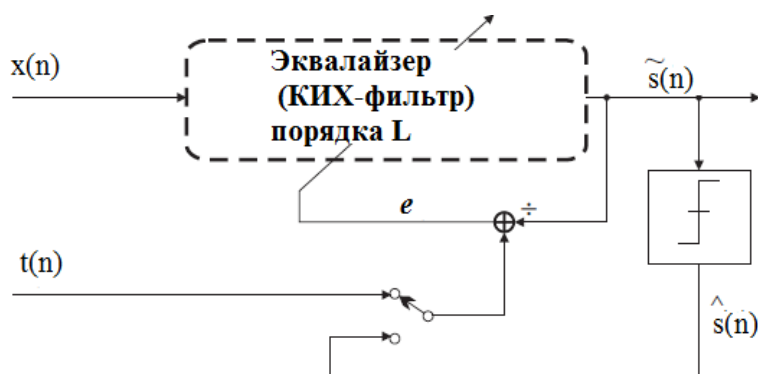


Рисунок 2.2 – Структурная схема эквалайзера одного сигнала с настройкой по тестовой последовательности

Принятые символы x_i можно записать как свертку передаваемых символов с импульсной характеристикой канала h :

$$x_i(n) = \sum_{p=0}^K \mathbf{h}(p) s_i(n-p) \quad , \quad (2.1)$$

где K -количество коэффициентов импульсной характеристики канала, s_i – передаваемые символы i -го сигнала.

Величина ошибки e , даваемая эквалайзером, определяется как разность символов между истинным значением $s(n)$ передаваемого символа и его мягкой оценкой $\tilde{s}(n)$ на выходе эквалайзера $s - \tilde{s}$. В момент времени n эта ошибка составит:

$$e(n) = s(n) - \tilde{s}(n) = s(n) - w^H(n)x(n) \quad , \quad (2.2)$$

где $\tilde{s}(n) = w^H(n)x(n)$, $w(n)$ -коэффициенты эквалайзера.

Во время передачи тренировочной последовательности эта ошибка вычисляется как:

$$e = t(n) - \tilde{s}(n), \quad (2.3)$$

где $t(n)$ - тренировочная последовательность.

Обучающий алгоритм подстраивает коэффициенты эквалайзера $w(n)$ таким образом, чтобы минимизировать эту ошибку.

На рисунке 2.3 представлен эквалайзер с косвенной структурой для обработки одного сигнала. В этом случае, оценка ИХ канала производится в

отдельном блоке, и затем передается в эквалайзер для установки значений его коэффициентов.

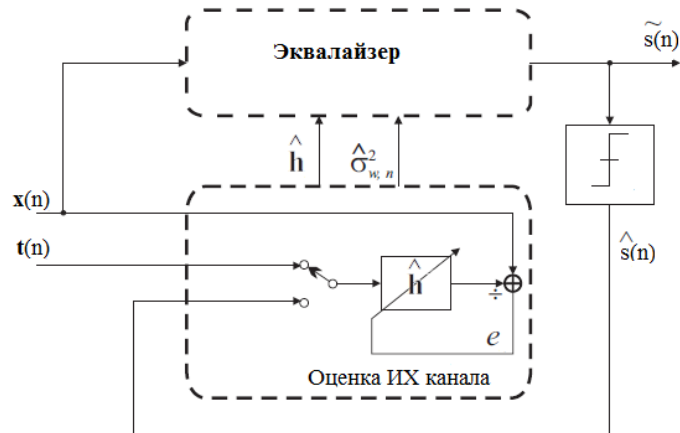


Рисунок 2.3 – Структурная схема адаптивного эквалайзера с отдельным блоком оценки ИХ канала

Задача оценки ИХ канала состоит в минимизации ошибки:

$$e(n) = x(n) - \sum_{p=0}^{L-1} \hat{h}(n) \tilde{s}(n-p) \quad (2.4)$$

Наиболее известными обучающими алгоритмами, используемыми на практике в случае эквалайзеров, использующих тренировочную последовательность, являются алгоритмы RLS, LMS [4, 97], а также алгоритм Калмановской фильтрации [45, 58, 64].

Стоит отметить, что представленный на рисунках 2.2 и 2.3 вариант не единственный вариант структуры эквалайзера. Однако структура с обратной связью по решению [80] и MLSE эквалайзер, использующий алгоритм Витерби, выходят за рамки этой работы, так как реализация этих структур в «слепом» варианте затруднительна.

Как показали результаты, проведенных в работе [51] исследований, для ионосферных каналов косвенная структура эквалайзера, работающего с использованием тренировочной последовательности, дает лучшие результаты по скорости сходимости, чем непосредственная подстройка коэффициентов эквалайзера. В первую очередь это связано с тем, что при реализации прямой

структуры требуется порядок фильтра-эквалайзера больший, чем для фильтра оценки ИХ канала, что замедляет процесс сходимости обучающего алгоритма и ухудшает процесс отслеживания канала. Особенно это критично, если нули передаточной функции канала находятся около единичной окружности [40].

На рисунке 2.4 представлена структурная схема работы эквалайзера, с настройкой по тренировочной последовательности, уже для случая приема N сигналов. В этом случае эквалайзер представляет собой набор КИХ-фильтров, чьи коэффициенты настраиваются во время передачи тренировочной последовательности.

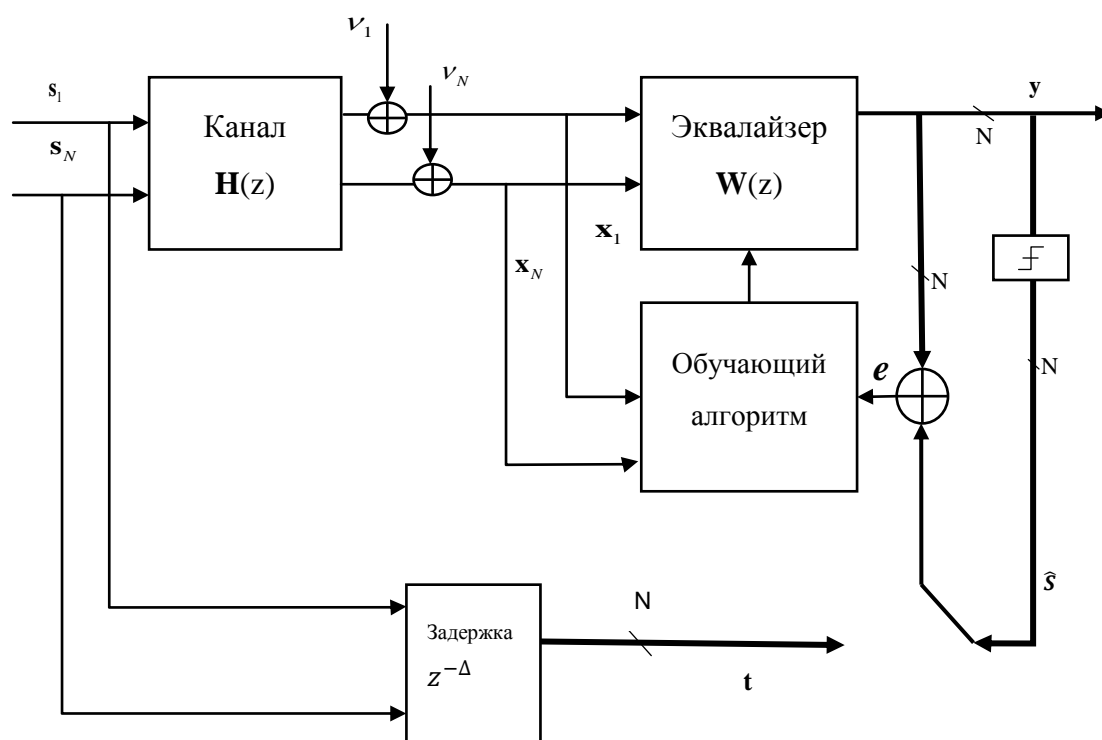


Рисунок 2.4 – Структурная схема классического адаптивного эквалайзера для случая приема N сигналов

В каналах с многолучевостью и сильными замираниями приходится брать длину тренировочной последовательности достаточно длинной, чтобы компенсировать вносимые каналом искажения, что существенно снижает информационную скорость передачи. При передаче по ионосферным каналам тренировочная последовательность может занимать до 50% передаваемого кадра.

Более того, в случае изменения условий в канале требуется передача определенной команды для смены формата кадра. В целях увеличения скорости передачи, в последнее время все активнее рассматривается вопрос о применении слепых методов для задач оценки канала и построения эквалайзера [11,12,18]. Задача этих методов в осуществлении оценки канала и коррекции МСИ в условиях априорной неопределенности параметров полезных сигналов, то есть без использования тренировочной последовательности.

Далее будут рассмотрены основные подходы для построения слепых эквалайзеров и проанализирована эффективность их использования в системах ионосферной ДКМ связи.

2.2 Анализ методов построения «слепых» эквалайзеров

2.2.1 Математическая модель

Итак, рассмотрим систему, в которой на вход ЛЭАР из P элементов поступает смесь из N сигналов $s_i(n)$. В этом случае модель смешивания принимает вид :

$$\mathbf{x}(n) = \sum_{p=0}^{\infty} \mathbf{H}_p(n) \mathbf{s}(n-p) + \mathbf{v}(n) \quad , \quad (2.5)$$

где $\mathbf{x}(n) = [x_1(n), x_2(n), \dots, x_P(n)]^T$ - вектор символов принятых сигналов в момент времени n ; P -число элементов ЛЭАР, $\mathbf{s}(n) = [s_1(n), s_2(n), \dots, s_N(n)]^T$ – вектор отсчетов сигналов от ИРИ в момент времени n ; N - число передаваемых сигналов; $\mathbf{H}_p(n)$ - канальная, «смешивающая» матрица размерностью $P \times N$ в момент времени n ; $\mathbf{v}(n)$ - вектор отсчетов белого Гауссовского шума.

Так как при полном отсутствии априорной информации о передаваемых сигналах восстановление их невозможно, то в качестве такой информации принимается гипотеза, что отсчеты каждого из сигналов $s_i(n)$ представляет собой независимую и идентично распределённую последовательность, независимую от остальных сигналов.

Компонентами h_{ij} матрицы \mathbf{H} являются отсчеты импульсной характеристики канала между i -м сигналом и j -й антенной

Исходя из пункта 2.2, задача «слепого» эквалайзера сводится к оценке сигналов s_i без априорного знания параметров этих сигналов и импульсной характеристики каналов.

Для оценки сигналов, как было сказано в подразделе 2.2, требуется найти «разделяющую» матрицу \mathbf{W} коэффициентов эквалайзера так, чтобы его выходной сигнал $y(n)$ являлся оценкой исходных сигналов.

Вектор отсчетов сигналов на выходе эквалайзера $\mathbf{y}(n)$ можно записать в виде:

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{p=0}^{\infty} \mathbf{W}_p(n) \mathbf{x}(n-p), \quad (2.6)$$

где $\mathbf{W}_p(n)$ - разделяющая матрица размерностью $N \times P$ в момент времени n .

В z -области разделяющая матрица может быть представлена как:

$$\mathbf{W}(z) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} \mathbf{W}_p z^{-p}. \quad (2.7)$$

Если моделью канала является нерекурсивная ЛДС, то можно записать матрицу $\mathbf{W}(z)$ в виде:

$$\mathbf{W}(z) = \sum_{p=0}^L \mathbf{W}_p z^{-p} \quad (2.8)$$

L -порядок разделяющего фильтра.

Глобальная функция смешивания определяется как:

$$\mathbf{G}(z) = \mathbf{W}(z)\mathbf{H}(z) \quad (2.9)$$

Процесс оценки сигналов можно представить, как процесс настройки эквалайзера, чьи коэффициенты представляются фильтрами (КИХ или БИХ).

Соответствующая структурная схема оценки сигналов приведена на рисунке 2.5 (а, б). На рисунке 2.5 а приведена обобщенная структурная схема, на рисунке 2.5 б приведена структурная схема весового КИХ фильтра.

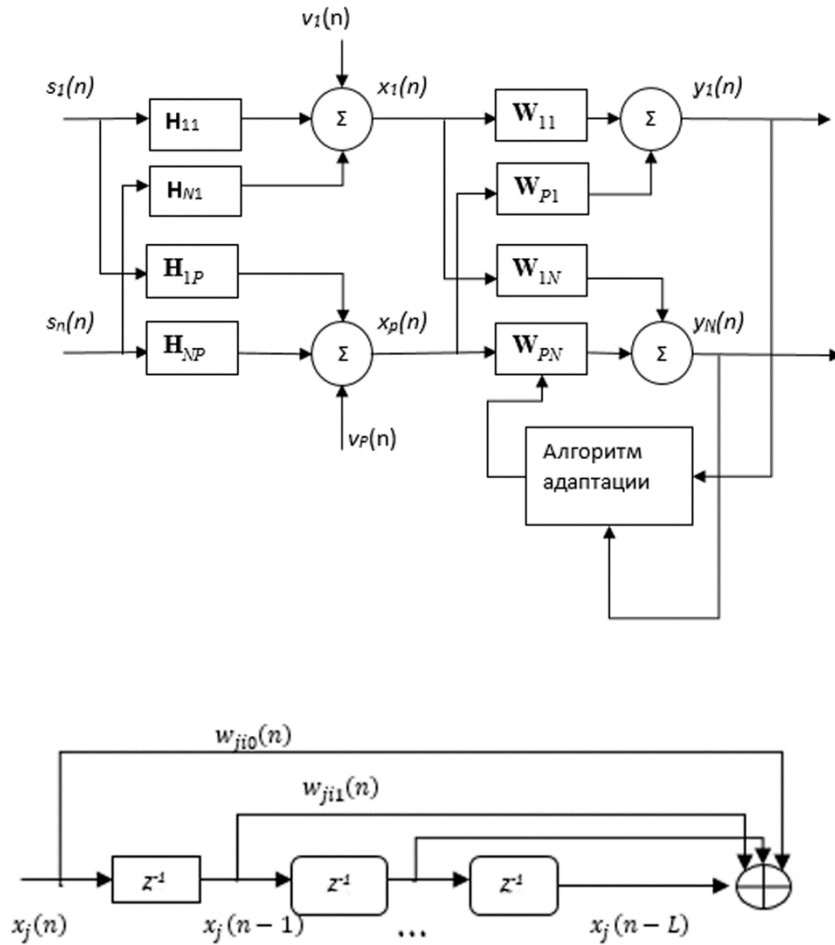


Рисунок 2.5 – Структурная схема процесса оценки N сигналов в случае использования слепого эквалайзера

Таким образом, каждый из коэффициентов эквалайзера может быть записан как:

$$W_{ji}(z, n) = \sum_{p=0}^L w_{jip}(n) z^{-p}, \tag{2.10}$$

где w_{jip} – значение весового коэффициента W_{ji} в момент времени p , L - длина ИХ фильтра эквалайзера

В общем случае j -й сигнал на выходе слепого эквалайзера можно записать в виде:

$$y_j(n) = \sum_{i=1}^P \sum_{p=-\infty}^{\infty} w_{jip} x_i(n - p) \quad , \tag{2.11}$$

что в матричной форме эквивалентно:

$$\mathbf{y}(n) = \sum_{p=0}^L \mathbf{W}_p(n) \mathbf{x}(n-p) = \mathbf{W}_p(n) * \mathbf{x}(n) \quad , \quad (2.12)$$

где * - оператор свертки; $\mathbf{y}(n) = [y_1(n), y_2(n), \dots, y_N(n)]^T$ - вектор отсчетов на выходе системы разделения; L - порядок разделяющего фильтра; $\mathbf{W}_p(n)$ - разделяющая матрица размерностью $N \times P$ p -го коэффициента эквалайзера в момент времени n .

Глобальная передаточная функция смешивания определяется как:

$$\mathbf{G}(z) = \mathbf{W}(z) \mathbf{H}(z) \quad (2.13)$$

Методы построения слепых эквалайзеров основаны на минимизации некоторой целевой функции $J(\mathbf{y}, \mathbf{W})$, зависящей от выходного сигнала эквалайзера и текущих значениях матриц его коэффициентов. Математическое ожидание целевой функции определяет так называемую функцию риска $\mathbf{R}(\mathbf{W})$

Функция риска представляет собой оценку взаимной независимости выходных сигналов $\mathbf{y}(n)$. Таким образом, функция риска $\mathbf{R}(\mathbf{W})$ достигает минимума тогда, когда компоненты вектора \mathbf{y} становятся независимыми, т.е \mathbf{W} является отмасштабированной и подверженной перестановкам версией \mathbf{H}^{-1} .

Далее будут рассмотрены основные методы построения слепых эквалайзеров, а также введен критерий разделимости сигналов эквалайзером.

2.2.2 Критерий разделимости

Для того, чтобы сигналы были восстановимы с помощью эквалайзера с передаточной характеристикой $\mathbf{W}(z)$, характеристика $\mathbf{H}(z)$ должна удовлетворять следующим условиям,

- фильтр $\mathbf{H}(z)$ устойчив, т.е удовлетворяет следующему выражению: яы

$$\sum_{p=-\infty}^{\infty} \|\mathbf{H}_p\|_2^2 < \infty \quad . \quad (2.16)$$

- Матрица $\mathbf{H}(z)$ является полноранговой, т.е не содержит нулей на единичной окружности.

Таким образом задача сводится к нахождению матрицы $\mathbf{W}(z)$ такой, что глобальная матрица смешивания $\mathbf{G}(z)$ принимает вид:

$$G(z) = W(z)H(z) = P\Lambda D(z), \quad (2.17)$$

где P -матрица перестановок; Λ – невырожденная диагональная масштабирующая матрица; $D(z) = \text{diag}\{D_1(z), \dots, D_N(z)\}$ – банк фильтров с передаточными функциями $D_i(z)$.

Другими словами, задачей слепого эквалайзера является оценка вектора $s(n)$ из вектора наблюдаемых отсчетов $x(n)$, притом эти оценки будут являться отмасштабированными, переставленными и отфильтрованными версиями исходных сигналов от ИРИ.

Таким образом, если не наложено ограничение на временную структуру сигналов s , то можно восстановить только отфильтрованную версию исходного сигнала. Если принять, что сигналы статистически независимы, можно записать

$$G(z) = W(z)H(z) = P\Lambda D_0(z) \quad . \quad (2.18)$$

где $D(z) = \text{diag}\{z^{-\Delta_1}, \dots, z^{-\Delta_N}\}$

То есть оценки сигналов будут являться отмасштабированными, переставленными и задержанными версиями сигналов.

В случае, если найти $W(z)$, удовлетворяющее условиям (2.17) невозможно в одной процедуре, то можно разделить процесс на два этапа. На первом найти матрицу $W(z)$ удовлетворяющую обобщенным условиям принудительного возврата к нулю¹⁵ т.е

$$G(z) = W(z)H(z) = \Gamma D_0(z), \quad (2.19)$$

где Γ постоянная смешивающая матрица размерностью $N \times N$.

Это условие достигается, если отсчеты вектора y_i некоррелированы во временной и пространственной области. В этом случае эти сигналы являются линейной смесью сигналов s_1 . Эта смесь может быть разделена методами слепого разделения (например, методами анализа независимых компонент) на втором шаге.

¹⁵ Zero-forcing conditions

2.2.3 Алгоритм «постоянного модуля»

Алгоритм «постоянного модуля», является одним из первых алгоритмов, используемых для построения слепых эквалайзеров. Он разработан Годартом в 1972 году [101].

Этот метод предполагает минимизацию целевой функции вида:

$$J(W) = M\{(|W^H(n)x(n)|^2 - r_2)^2\} \quad , \quad (2.20)$$

где $r_2 = \frac{M[|s(n)|^4]}{M[|s(n)|^2]}$ – некоторая константа, зависящая от типа модуляции.

Таким образом, оптимизация состоит в том, чтобы модуль $[|y(n)|^2]$ становился как можно ближе к постоянной величине r_2 . Итеративный алгоритм вычисления коэффициентов эквалайзера принимает форму:

$$\begin{aligned} W(n+1) &= W(n) - 2\eta(|y(n)|^2 - r_2)y(n)x(n) \\ &= W(n) - 2\eta e_{CMA}(n)y(n)x(n) \quad , \end{aligned} \quad (2.21)$$

где $e_{CMA}(n) = |y(n)|^2 - r_2$.

2.2.4 Методы, основанные на вычислении кумулянтов высокого порядка

Методы, основанные на вычислении кумулянтов высокого порядка, являются наиболее распространенными методами построения слепых эквалайзеров. В качестве алгоритма, использующего кумулянты высокого порядка, рассмотрим алгоритм максимизации нормированных кумулянтов¹⁶.

Целевой функцией в этом случае является [3]

$$J_{p,q}(y(n)) = \frac{|Cum_{p,q}(y(n))|}{M\{y(n)^2\}^{\frac{p+q}{2}}} = \frac{|Cum_{p,q}(y(n))|}{\sigma_y^{\frac{p+q}{2}}} \quad , \quad (2.22)$$

где $Cum_{p,q}$ – кумулянт порядка p, q ;

p и q неотрицательные константы, такие, что $p+q \geq 3$

$$y(n) = [y_1^T, y_2^T, \dots, y_N^T]^T$$

¹⁶ Maximum Normalised Cumulant Equalization (MNCE)

$$\mathbf{y}_i(n) = [y_i(n - L_1), y_i(n - L_1 - 1), \dots, y_i(n - L_2)]^T \quad i = 1 \dots N$$

$$\mathbf{w}(n) = [\mathbf{w}_1^T, \mathbf{w}_2^T, \dots, \mathbf{w}_N^T]^T$$

$$\mathbf{w}_i(n) = [w_i(L_1), w_i(L_1 + 1), \dots, w_i(L_2)]^T \quad i = 1 \dots N$$

$$n = L_1, L_1 + 1, \dots, L_2$$

$$L = L_2 - L_1$$

Весовые коэффициенты эквалайзера обновляются на каждой итерации квазиньютоновским методом так, что на i -той итерации $J_{p,q}(\mathbf{w}^{(i+1)}) > J_{p,q}(\mathbf{w}^{(i)})$. Алгоритм останавливается как только $|J_{p,q}(\mathbf{w}^{(i+1)}) - J_{p,q}(\mathbf{w}^{(i)})| / J_{p,q}(\mathbf{w}^{(i)}) \leq \varepsilon$, где ε – задаваемая точность алгоритма.

2.2.5 Энтропийные методы

В случае использования энтропийных методов в качестве меры независимости двух случайных величин как правило используется дивергенция Кульбака-Лейблера

Пусть $p_{\mathbf{y}}(\mathbf{y}, \mathbf{W})$ – функция плотности вероятности случайной величины \mathbf{y} , полученная на выходе эквалайзера.

Пусть $q(\mathbf{y})$ – функция плотности вероятности величины \mathbf{y} , в которой компоненты y_i – независимые случайные величины.

Функция плотности вероятности $q(\mathbf{y})$ является желаемой функцией распределения на выходе эквалайзера.

Функцию плотности вероятности $q(\mathbf{y})$ можно записать в виде:

$$q(\mathbf{y}) = \prod_{i=1}^N q_i(y_i) \quad (2.23)$$

Таким образом, мы можем использовать дивергенция Кульбака-Лейблера между распределением $p_{\mathbf{y}}(\mathbf{y}, \mathbf{W})$ на выходе эквалайзера, полученным при конкретном значении матрицы \mathbf{W} и желаемым распределением $q(\mathbf{y})$ как оценку меры независимости случайных величин.

То есть целевая функция будет записана в следующем виде:

$$J(\mathbf{W}) = K_{pq}(\mathbf{W}) = \int_{-\infty}^{\infty} p_{\mathbf{y}}(\mathbf{y}, \mathbf{W}) \log \frac{p_{\mathbf{y}}(\mathbf{y}, \mathbf{W})}{q(\mathbf{y})} d\mathbf{y} \quad (2.24)$$

Функция $J(\mathbf{W})$ будет оценивать насколько распределение $p_y(\mathbf{y}, \mathbf{W})$ далеко от желаемого.

При $q(\mathbf{y}) = p_s(s)$, т.е истинному распределению передаваемых сигналов, получаем, что $p_y(\mathbf{y}, \mathbf{W}) = p_s(\mathbf{y})$, в случае если $\mathbf{W} = \mathbf{H}^{-1}$, т.к в этом случае $\mathbf{y} = \mathbf{W}\mathbf{H}\mathbf{s} = \mathbf{s}$

Однако, стоит заметить, что даже если $q(\mathbf{y})$ не равно $p_s(\mathbf{s})$, то $\mathbf{W} = \mathbf{H}^{-1}$ является точкой экстремума функции $R(\mathbf{W})$. Это свойство следует из геометрических соотношений функции плотности вероятности, согласно теореме Пифагора.

Дивергенция Кульбака-Лейблера всегда положительна и достигает «0» тогда и только тогда, если $p_y(\mathbf{y})$ и $q(\mathbf{y})$ одинаковы.

С использованием энтропии целевая функция для оптимизации может быть записана в виде:

$$J(\mathbf{y}, \mathbf{W}) = -\mathbf{H}(\mathbf{x}) - \log|\det(\mathbf{W})| - \sum_{i=1}^N M\{\log(q_i(y_i))\}, \quad (2.25)$$

где $\mathbf{H}(\mathbf{x})$ может быть отброшено в виду независимости от матрицы \mathbf{W} .

Простейшим алгоритмом оптимизации $J(\mathbf{y}, \mathbf{W})$ является алгоритм стохастического градиентного спуска. Если применить его к целевой функции (2.25), то получим следующее выражение для вычисления матрицы коэффициентов эквалайзера на $(k+1)$ -м шаге алгоритма:

$$\mathbf{W}(k+1) = \mathbf{W}(k) - \mu(k) \frac{\partial J(\mathbf{y}(k), \mathbf{W})}{\partial \mathbf{W}}, \quad (2.26)$$

где: $\mu(k)$ – шаг спуска, в общем случае также адаптивно изменяемый,

$\frac{\partial J(\mathbf{y}(k), \mathbf{W})}{\partial \mathbf{W}}$ – матрица градиента с элементами $\frac{\partial J(\mathbf{y}(k), \mathbf{W})}{\partial w_{ij}}$

После подстановки выражения для градиента $J(\mathbf{y}, \mathbf{W})$, итоговый алгоритм примет вид:

$$\Delta \mathbf{W} = \mu(k) [\mathbf{W}^{-T}(k) - \mathbf{f}(\mathbf{y}(k))] \mathbf{x}^T(k) \quad , \quad (2.27)$$

где \mathbf{W}^{-T} - транспонированная инверсия матрицы \mathbf{W} ;

$\mathbf{f}(\mathbf{y}(k)) = [\mathbf{f}_1(y_1), \mathbf{f}_2(y_2), \dots, \mathbf{f}_N(y_N)]$;

$$f_i(y_i) = -\frac{d \log q_i(y_i)}{dy_i(n)} = \frac{q'_i(y_i)}{q_i(y_i)},$$

$q_i(y_i)$ - аппроксимированная модель функции плотности вероятности сигнала s_i .

Стандартный градиент определяет наискорейший спуск в Евклидовом многообразии. Но в данном случае пространство параметров определяется набором матриц \mathbf{W} .

Этот набор является мультипликативной группой, в которой единичным элементом является единичная диагональная матрица I_n . Кроме того показано, что это поле, и это поле формирует группу Ли [23].

Поэтому С. Амари в работе [24] было предложено использовать вместо стандартного градиента натуральную риманову метрику к подмножеству образуемому матрицами \mathbf{W} . В Римановом многообразии наискорейший спуск будет определяться направлением [16]:

$$-\frac{\partial J(y, \mathbf{W})}{\partial \mathbf{W}} \mathbf{W}^T \mathbf{W} = [I - f(y)y^T] \mathbf{W} \quad (2.28)$$

И тогда алгоритм (2.27) принимает вид [4]:

$$\Delta \mathbf{W} = \mu(k) [I - f(\mathbf{y}(k))] \mathbf{y}^T(k) \mathbf{W}(k) \quad (2.29)$$

Алгоритм (2.29) получил названия **алгоритма натурального градиента**.

2.3 Анализ методов слепого разделения сигналов и их связь с методами построения слепых эквалайзеров

Модель (2.4) можно рассматривать как усложненный случай модели, когда P смешанных сигналов $x_i(n)$ ($i=1,2,\dots,P$) являются линейными комбинациями N неизвестных сигналов $s_j(n)$ ($j=1,2,\dots,N$), являющихся статистически независимыми величинами с нулевым средним.

В этом случае сигнал принятый i -м элементом ЛЭАР можно записать в виде:

$$x_i(n) = \sum_{j=1}^N h_{ij} s_j(n) + v_i(n), i = 1, 2, \dots, P \quad (2.30)$$

В матричном виде выражение (2.30) можно записать как:

$$\mathbf{x}(n) = \mathbf{H}\mathbf{s}(n) + \mathbf{v}(n), \quad (2.31)$$

где $\mathbf{x}(n) = [x_1(n), x_2(n), \dots, x_P(n)]^T$ - вектор отсчетов принятых сигналов в момент времени n ; $\mathbf{s}(n) = [s_1(n), s_2(n), \dots, s_N(n)]^T$ - вектор отсчетов передаваемых сигналов в момент времени n ; $\mathbf{v}(n) = [v_1(n), v_2(n), \dots, v_P(n)]^T$ - отсчеты белого гауссовского шума в момент времени n , \mathbf{H} - смешивающая матрица размерностью $P \times N$.

Таким образом, принятые сигналы являются взвешенной суммой (линейной комбинацией) передаваемых сигналов.

В общем случае, о передаваемых сигналах ничего не известно. Доступны только отсчеты $\mathbf{x}(n)$ и задача заключается в том, чтобы построить рекуррентную нейронную сеть [36] или соответствующий адаптивный алгоритм для оценки числа сигналов, идентификации матрицы \mathbf{H} и/или разделяющей матрицы \mathbf{W} , обладающий быстрой сходимостью.

Такая постановка задачи обычно обозначается как **задача слепого разделения**¹⁷ и/или задача **анализа независимых компонент**¹⁸ (АНК) [37].

В случае слепого разделения задачей является поиск разделяющей матрицы \mathbf{W} (размерностью $N \times P$), такой, что вектор отсчетов $\mathbf{y}(n)$ на выходе алгоритма определяется как

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{W}\mathbf{x}(n), \quad (2.32)$$

где $\mathbf{y}(n) = [y_1(n), y_2(n), \dots, y_N(n)]^T$;

\mathbf{W} -разделяющая матрица размерностью $N \times P$.

При этом полученные отсчеты являются максимально независимыми по выбранному критерию, например, разреженность, сглаженность или возможность линейного предсказания.

Таким образом, требуется адаптивная оценка матрицы \mathbf{W} , так чтобы оценки передаваемых сигналов $\tilde{s}_j(n)$ могли быть получены с помощью выражения:

¹⁷ Blind Source Separation

¹⁸ Independent Component Analysis

$$\tilde{s}_j(\mathbf{n}) = y_j(\mathbf{n}) = \sum_{i=1}^P w_{ji} x_i(\mathbf{n}), \quad j = 1, 2, \dots, N \quad (2.33)$$

Оптимальные значения w_{ji} соответствуют статистической независимости выходных сигналов $y_j(\mathbf{n})$.

Структурная схема адаптивной системы разделения на основе слепого разделения сигналов для рассмотренной модели (2.30) представлена на рисунке 2.4.

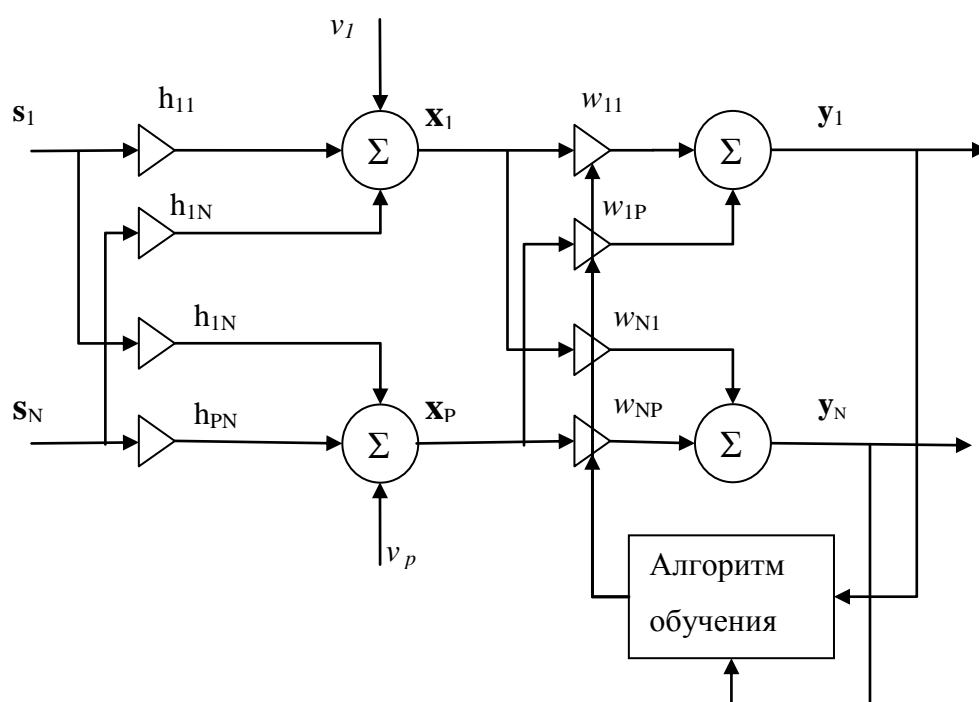


Рисунок 2.4 – Структурная схема адаптивной системы разделения на основе слепого разделения сигналов

На первый взгляд, методы АНК и слепого разделения могут показаться одинаковыми, однако между ними существует различие в задачах, стоящих перед ними.

В случае АНК задачей является оценка всех передаваемых сигналов, их числа, а также идентификация матрицы \mathbf{H} или матрицы $\mathbf{W} = \hat{\mathbf{H}}^{+19}$, предполагая,

¹⁹ + - обозначение псевдоинверсии матрицы

что оцениваемые сигналы статистически независимы, а столбцы \mathbf{H} линейно независимы.

Реальные смеси сигналов очень часто нелинейны, так что использование АНК напрямую ко всему массиву данных приводит к слабым результатам.

Вместо этого данные предварительно могут быть структурированы в кластеры (поддиапазоны) согласно специфическим свойствам. Это может быть вейвлет-преобразование, одновременный анализ во временной и частотной областях, фильтрация банком фильтров [41].

После группировки в частотной, временной или частотно-временной области к выделенной группе применяются методы АНК.

Слепое разделение отличается от АНК по формулировке своей цели. Цель слепого разделения- оценка принимаемых сигналов даже если они не полностью статистически независимы, в то время как АНК определяет то преобразование, при котором выходные сигналы максимально статистически независимы.

Методы АНК как правило опираются на использование статистики высоких порядков, в то время методы слепого разделения используют лишь статистики второго порядка.

Статистика второго порядка опирается на временную структуру, в то время как использование статистик высоких порядков дает возможность достигнуть статистической независимости сигналов.

Основным ограничением на методы, основанные на статистиках высоких порядков, является то, что эти методы не могут быть применимы к сигналам с гауссовским распределением, в отличие от методов, использующих статистики второго порядка.

Целевая функция для слепого разделения может быть выбрана исходя из следующих соображений:

1. Целевая функция на основе оценки независимости (меры независимости), негауссовости (отклонения от Гауссовского распределения) или разреженности.

В случае предположения о статистической независимости без использования временной структуры сигналов, используется статистика высоких порядков. В этом случае, в смеси может быть лишь один сигнал с Гауссовским распределением.

2. В случае наличия временной структуры, устойчивой временной корреляции, достаточно использовать статистику второго порядка [30,52].

В этом случае невозможно разделить сигналы с идентичным спектром мощности или с одинаковой функцией распределения.

3. Третий подход — это использование нестационарности и статистик второго порядка. Обычно это нестационарность второго порядка в предположении, что дисперсия сигналов меняется во времени.

Как показано в [96], задача слепого разделения может быть решена в этом случае обычной декорреляцией. Этот подход позволяет разделять сигналы с цветным Гауссовским распределениями с идентичным спектром мощности, однако не позволяет разделять сигналы с идентичными свойствами нестационарности.

4. Четвертый подход – использование разделения по времени, частоте или времени и частоте одновременно.

Методы слепого разделения и АНК уже достаточно хорошо изучены и, в отличие от алгоритмов представленных в пункте 2.3, эти алгоритмы доказали свою эффективность на практике [31-33,38,39,46,47], поэтому встает вопрос о возможности их использования для решения задачи построения слепого эквалайзера [42, 43,48,49,61].

Простейшим подходом для перехода к использованию алгоритмов слепого разделения для решения задачи построения слепого эквалайзера является использование частотной области.

Свертка во временной области соответствует линейной смеси в частотной области. Для перехода используется стандартное ДПФ преобразование:

$$Y_i(\omega, b) = \sum_{n=0}^{N_w-1} y_i(n) e^{-j\omega n} \text{win}(k - b\Delta), \quad \omega = 0, \frac{2\pi}{N}, \dots, \frac{2\pi(N-1)}{N}, \quad (2.34)$$

где win-оконая функция; Δ – сдвиг оконной функции; N_w -длина окна.

Тогда отсчеты на выходе слепого эквалайзера в частотной области можно записать в виде:

$$Y(\omega, b) = W(\omega)X(\omega, b) \quad (2.35)$$

где $Y(\omega, b) = [Y_1(\omega, b), \dots, Y_N(\omega, b)]$, $X(\omega, b) = [X_1(\omega, b), \dots, X_N(\omega, b)]$.

Таким образом, для каждой частоты можно применить стандартные алгоритмы АНК, чтобы оценить матрицу $W(\omega)$ и получить вектор отсчетов $Y(\omega, b)$, являющихся оценками переданных сигналов в частотной области.

Однако показано, что алгоритмы, реализующие данный подход, блочные, требуют больших вычислительных затрат, более того они нечувствительны к изменениям канала передачи [42].

Чтобы рассмотреть связь между двумя подходами во временной области, требуется ввести следующие обозначения.

Обозначим как $\bar{x}(n) = [\dots x(n-1), x(n)]^T$ бесконечную многомерная последовательность символов.

Вектор $x(n)$ имеет вид: $x(n) = [x_1(n), \dots, x_p(n)]^T$

Канальная (смешивающая) матрица будет иметь вид:

$$\bar{H} = [\dots H_{p-1}, H_p, H_{p+1} \dots]$$

Разделяющая матрица будет иметь вид:

$$\bar{W} = [\dots W_{p-1}, W_p, W_{p+1} \dots]$$

Тогда получим следующие выражения для вектора символов на выходе эквалайзера:

$$\bar{y}(n) = \bar{W} * \bar{x}(n) \quad (2.36)$$

$$y(n) = \sum_{p=-\infty}^{\infty} W_p x(n-p) \quad (2.37)$$

$$y_j(n) = \sum_{i=1}^P \sum_{p=-\infty} W_{jip} x_i(n-p) \quad (2.38)$$

На практике некаузальные фильтры \bar{H} и \bar{W} заменяются КИХ прототипами.

В случае представления $\bar{H} = [\dots 0, H_0, 0]$ и $\bar{W} = [\dots 0, W_0, 0]$ мы получаем задачу слепого разделения.

В последующих разделах, рассмотрим основные методы АНК, которые могут быть использованы для построения слепого эквалайзера.

2.3.1 Метод AMUSE²⁰

AMUSE относится к методам, использующим статистику второго порядка.

Он основан на вычислении точной совместной диагонализации корреляционных матриц $\mathbf{R}_x(0)$ и $\mathbf{R}_x(\tau)$ для любого $\tau \neq 0$.

Алгоритм метода состоит из следующих шагов [103] :

1. Оценка ковариационной матрицы $\mathbf{R}_x(\tau) = M[x(n)x(n-\tau)^H]$ для параметра задержки $\tau = 0$.

2. Вычисление разложения по собственным векторам матрицы $\mathbf{R}_x(0)$, оценка числа сигналов в смеси

3. Вычисление преобразования $\mathbf{y} = \mathbf{C}\mathbf{x}$, такого, что

$$\mathbf{C} = \text{diag}\left(\frac{1}{\varphi_1}, \frac{1}{\varphi_2}, \dots, \frac{1}{\varphi_m}\right)$$

4. Выбор τ и оценка $\mathbf{R}_x(\tau) = M(x(t)x(t-\tau)^H)$

5. Вычисление разложения по собственным векторам \mathbf{V} матрицы $(\mathbf{R}_x(\tau) + \mathbf{R}_x(\tau)^H)/2$.

6. Оценка сигналов производится по формуле $\hat{\mathbf{S}} = \mathbf{V}^t \mathbf{C}\mathbf{x}$

К достоинствам алгоритма AMUSE можно отнести низкую вычислительную сложность. Параметр сдвига τ обычно полагают равным периоду дискретизации входных сигналов.

При моделировании алгоритма значение τ было установлено равным 100.

2.3.2 Метод SOBI²¹

Этот метод также, как и AMUSE, относится к методам АНК на основе вычисления статистики второго порядка. Он применяется при допущении

²⁰ *Advanced Multiple Unknown Signals Extraction*

²¹ *Second order based ICA*

взаимной некоррелируемости сигналов в смеси. Математически это означает, что корреляционные матрицы диагональны:

$$\mathbf{R}_x(\tau) = M\{x(n)x(n+\tau)^H\} = \mathbf{H}\mathbf{R}_s(\tau)\mathbf{H}^T, \quad (2.39)$$

где \mathbf{R}_s – корреляционная матрица сигналов источников.

Таким образом, матрица смешивания \mathbf{H} совместно диагонализует все корреляционные матрицы.

В отличие от метода AMUSE, метод SOBI оперирует набором из K корреляционных матриц, полученных при разных значениях параметров τ .

Алгоритм метода SOBI состоит из следующих шагов [17]:

7. Оценка ковариационной матрицы $\mathbf{R}_x(0)$ отсчетов смеси сигналов X .
8. Беление данных.

Пусть $\lambda_1 \dots \lambda_N$ наибольшие собственные значения, $h_1 \dots h_N$ - соответствующие им собственные вектора матрицы $\mathbf{R}_x(0)$.

В предположении о «белизне» шума производится оценка шумовой составляющей $\hat{\sigma}^2$ как m -н собственных значений $\mathbf{R}_x(0)$. Таким образом получаем «выбеленные» сигналы, отсчеты которых образуют вектор $z(n) = [z_1(n) \dots z_n(n)]^T$, где $z_i(n) = (\lambda_i - \hat{\sigma}^2)^{-\frac{1}{2}} h_i x(n)$, и образуют «выбеленную» матрицу \mathbf{Z} .

9. Вычисляется набор ковариационных матриц $\mathbf{R}_z(\tau)$, составленных из ковариаций векторов $z(n)$ для значений $\tau \in \{\tau_j | j = 1, \dots, K\}$

10. Приведение набора ковариационных матриц к Эрмитову виду:

То есть вычисление матриц

$$\check{\mathbf{R}}_z(\tau) = (\mathbf{R}_z(\tau) + \mathbf{R}_z(\tau)^H)/2,$$

где $\tau \in \{\tau_j | j = 1, \dots, K\}$

11. Выбирается единичная матрица \mathbf{U} , которая совместно диагонализует ряд матриц $\{\check{\mathbf{R}}_z(\tau_j) | j = 1, \dots, K\}$

12. Оценка сигналов вычисляется как $\hat{\mathbf{s}}(n) = \mathbf{U}^H \mathbf{Z} x(n)$.

К недостаткам метода следует отнести невозможность выделения сигналов с похожими спектральными характеристиками и чувствительность к ошибке определения числа сигналов [114].

При использовании на точность восстановления разделяющей матрицы значительное влияние оказывает выбор параметров и t_i . Методики выбора числа статистик и параметров сдвигов отсутствуют, их разрабатывают индивидуально для каждой решаемой задачи.

2.3.3 Метод JADE²²

Алгоритм JADE относится к методам, использующим для разделения статистику высоких порядков. Он основан на вычислении кумулянтов 4-го порядка.

1. Рассчитывается матрица ковариации $\mathbf{R}_x(0)$ из матрицы принятых сигналов \mathbf{X} и формируется матрица «обеления» \mathbf{Z} . Формирование матрицы \mathbf{Z} происходит аналогично пункту 2.3.2.
2. Вычисляются кумулянты 4-го порядка Q_z для «обеленных» сигналов $z(n) = \mathbf{Z} \cdot x(n)$. Рассчитываются N главных (наиболее существенных) собственных пар $\{\hat{\lambda}_r, \hat{M}_r | 1 \leq r \leq N\}$, где λ_r - собственные числа матрицы $Q_z(M_r)$, M_r - собственные матрицы $Q_z(M_r)$, такие что:

$$Q_z(M_r) = \lambda_r M_r, \text{Tr}(M_r M_s^T) = \delta(r, s), 1 \leq r, s \leq d^2 .$$

3. Производится совместная диагонализация набора $N^e = \{\hat{\lambda}_r, \hat{M}_r | 1 \leq r \leq N\}$ единичной матрицей \hat{U} , такой, что для всех r выполняется $\Lambda = \hat{U} Q_z(M_r) \hat{U}^T$, где Λ – диагональная матрица. Эта операция может быть произведена с помощью метода Якоби.
4. Оценка сигналов вычисляется как $\hat{\mathbf{s}}(n) = \mathbf{U}^H \mathbf{Z} x(n)$

²² Joint Approximate Diagonalization of Eigen-matrices

2.3.4 Метод EFICA²³

EFICA является улучшенной версией алгоритма FastICA, позволяющей существенно увеличить скорость оценки независимости компонент [56, 112]. В алгоритме FastICA разделение смеси сигналов на независимые компоненты происходит по результатам оценки отрицательной энтропии (J).

Первый шаг эквивалентен алгоритму классического симметричного FastICA.

Для оценки i -го сигнала $\hat{s}_i(n) = \mathbf{w}_i^T \mathbf{y}(n)$, ищется максимум функции $J(w)$

$$\mathbf{J}(\mathbf{w}) = \left[M \{G(\mathbf{w}^T \mathbf{y})\} - M \{G(\mathbf{v})\} \right]^2 \quad (2.40)$$

где w – P -мерный вектор, такой, что $M \left\{ (w^T y)^2 \right\} = 1$;

y – вектор отсчетов на выходе алгоритма;

G – контрастная функция;

v – вектор с нулевым средним и Гауссовским распределением.

Во вторых, решается задача минимизации взаимной корреляции найденных компонент. То есть необходимо решать оптимизационную задачу максимизации

функции $\sum_{i=1}^n J(w_i)$ при ограничении $E \left\{ (w_k^T y) \cdot (w_j^T y) \right\} = \delta_{jk}$, где δ_{jk} – допустимая подобность информации.

Каждый вектор w_i , $i = 1 \dots N$, является одной из строк матрицы W , по которой происходит разделение информации по источникам $s(n) = Wy(n)$.

Максимумы $J(w)$ обычно располагаются в точках оптимума $M \left\{ G(w^T y) \right\}$.

Оптимумы $M \left\{ G(w^T y) \right\}$ при ограничении $M \left\{ (w^T y)^2 \right\} = 1$ располагаются в точках:

$$E \left\{ yg(w^T y) \right\} - \beta w = 0, \quad (2.41)$$

где β – является константой, которая оценивается как:

²³ Fast Independent Component Analysis

$$\beta = E\{w_0^T y g(w_0^T y)\},$$

где w_0 – значение w в точке оптимума.

Уравнение решается методом Ньютона. Обозначив левую часть уравнения как F , мы получаем его якобиан

$$JF(w) = E\{yy^T g'(w^T y)\} - \beta I. \quad (2.42)$$

При «обеленных» данных справедливо приближение

$$E\{yy^T g'(w^T y)\} \approx E\{g'(w^T y)\} I.$$

Таким образом, якобиан становится диагональным и может быть легко инвертирован. Оценку β можно получить, используя текущее значение w , вместо w_0 . Таким образом, мы получаем следующую итеративную процедуру:

$$w^+ = w - \frac{[E\{yg(w^T x)\} - \beta w]}{E(g'(w^T y)) - \beta}, \quad (2.43)$$

$$w^* = \frac{w^+}{\|w^+\|},$$

где w^* – обозначает новое значение w ;

$$\beta = E\{w^T y g(w^T y)\}.$$

Для «необеленных» данных алгоритм имеет следующий вид

$$w^+ = C^{-1} E\{yg(w^T y)\} - E\{g'(w^T y)\} w, \quad (2.44)$$

$$w^* = \frac{w^+}{\sqrt{(w^+)^T C w^+}},$$

где $C = E(yy^T)$ – матрица ковариации данных.

При реализации описываемого алгоритма, как правило, используются следующие контрастные функции

$$G_1(u) = \frac{1}{a_1} \log \cosh(a_1 u),$$

$$g_1(u) = \tanh(a_1 u),$$

$$G_2(u) = -\frac{1}{a_2} \exp\left(-\frac{a_2 u^2}{2}\right),$$

$$g_2(u) = u \exp\left(-\frac{a_2 u^2}{2}\right),$$

$$G_3(u) = \frac{1}{4} u^4,$$

$$g_3(u) = u^3,$$

где G и g – контрастная функция и ее производная соответственно, $1 \leq a_1 \leq 2$, $a_2 \approx 1$.

Функция G_1 является наиболее универсальной функцией, G_2 - используется когда независимые компоненты являются «сильно» Гауссовскими, и требуется высокая ошибкоустойчивость.

2.4 Анализ методов слепой идентификации

Рассмотренные в предыдущих пунктах методы относились к эквалайзерам с прямой структурой. Рассмотрим теперь случай косвенной структуры и относящиеся к ней методы слепой идентификации канала.

Пусть отсчеты на выходе антенной решетки будут описываться вектором \mathbf{x} :

$$\mathbf{x} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{s} + \mathbf{v}, \quad (2.45)$$

где \mathbf{x} - вектор отсчетов на выходе антенной решетки, имеющий вид:

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T \quad \mathbf{x}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{x}_M^T]^T$$

$$\mathbf{x}_i = [\mathbf{x}_i(0) \quad \mathbf{x}_i(1) \quad \dots \quad \mathbf{x}_i(T-1)]^T$$

T - число отсчетов.

\mathbf{v} - вектор отсчетов шума

\mathbf{s} - вектор отсчетов информационного сигнала $\mathbf{s} = [s(-L) \quad s(-(L-1)) \quad \dots \quad s(N-1)]^T$

L -длина импульсной характеристики канала.

Матрица \mathbf{H} является обобщенной матрицей Сильвестра :

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1 \\ \mathbf{H}_2 \\ \dots \\ \mathbf{H}_M \end{bmatrix}, \quad (2.46)$$

где H_i - матрица Сильвестра размерностью $N \times (N+L)$ составленная из отсчетов импульсной характеристики i -го канала.

2.4.1 Метод взаимных отношений

В отличие от большинства известных статистических методов слепой идентификации [31], метод взаимных отношений является весьма эффективным для небольших выборок при большом отношении сигнал-шум.

Этот алгоритм основан на свойстве взаимной симметрии выходных сигналов каналов [99], на входе которых присутствует одна и та же информационная последовательность, т.е.

$$x_i(k) * \mathbf{h}_j = x_j(k) * \mathbf{h}_i \quad . \quad (2.47)$$

Тогда вектор $\hat{\mathbf{h}}$ - оценки импульсной характеристики является решением уравнения:

$$\mathbf{X}_p \cdot \hat{\mathbf{h}} = 0, \quad (2.48)$$

где \mathbf{x}_p - матрица, составленная из отсчетов на выходе канала.

Для случая $P=2$ матрица имеет вид:

$$\mathbf{X}_2 = \begin{bmatrix} X_{(2)} - X_{(1)} \end{bmatrix}, \quad (2.49)$$

$$\text{где } \mathbf{x}_{(i)} = \begin{bmatrix} x_i(L) & \dots & x_i(0) \\ x_i(N-1) & \dots & x_i(N-L-1) \end{bmatrix}$$

Оценка канала $\hat{\mathbf{h}}$ (решение уравнения (2.46)) может быть получена методом наименьших квадратов, в соответствии с которым:

$$\hat{\mathbf{h}} = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|=1} (\mathbf{h}^* X_M^* X_M \cdot \mathbf{h}), \quad (2.50)$$

где $\|\cdot\|$ - евклидова векторная норма

Вектор $\hat{\mathbf{h}}$ имеет следующую структуру:

$$\mathbf{h} = [\mathbf{h}_1^T \quad \mathbf{h}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{h}_M^T]^T, \quad (2.51)$$

где $\mathbf{h}_i = [\mathbf{h}_i(0) \quad \mathbf{h}_i(1) \quad \dots \quad \mathbf{h}_i(N-1)]^T$

Главные недостатки алгоритма, это необходимость точного знания длины импульсной характеристики канала L , а также необходимость работы с разреженными матрицами большого размера.

2.4.2 Метод максимального правдоподобия

В предыдущем разделе, адаптируя метод взаимных отношений для случая наличия в наблюдаемых данных аддитивного шума, мы использовали стратегию наименьших квадратов, которая не требует знания статистических характеристик шума. В данном разделе мы рассмотрим идентификацию системы на фоне аддитивного шума, статистика которого нам известна.

В соответствии с [3] алгоритм максимального правдоподобия (МП) эквивалентен следующей последовательности шагов:

13. На первом шаге вычисляется:

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|=1} (\mathbf{h}^* \cdot \mathbf{X}_p^* \cdot \mathbf{X}_p \cdot \mathbf{h}) \quad . \quad (2.52)$$

14. На втором шаге вычисляется:

$$\hat{\mathbf{h}}_2 = \arg \min_{\|\mathbf{h}\|=1} (\mathbf{h}^* \cdot \mathbf{X}_p^* \cdot \mathbf{X}_p \cdot (\mathbf{G}_p^* \cdot \mathbf{G}_p) \cdot \mathbf{h}) \quad , \quad (2.53)$$

где \mathbf{G} - матрица, созданная из оценок импульсных характеристик, полученных на шаге 1 и являющаяся матрицей ортогональных дополнений матрицы \mathbf{H} .

$$\mathbf{G}_2^* = [-\mathbf{H}_2 \mathbf{H}_1]$$

$$\mathbf{G}_q^* = \left[\begin{array}{c|c} \mathbf{G}_{q-1}^* & 0 \\ \hline -\mathbf{H}_q & \mathbf{H}_1 \\ & \mathbf{M} \\ & -\mathbf{H}_q \quad \mathbf{H}_{q-1} \end{array} \right],$$

$$\mathbf{X}_{(i)} = \left[\begin{array}{ccc} x_i(L) & \dots & x_i(0) \\ \hline x_i(N-1) & \dots & x_i(N-L-1) \end{array} \right]$$

$$Y_2 = [Y_{(2)} - Y_{(1)}]$$

$$Y_q = \left[\begin{array}{c|c} Y_{q-1} & 0 \\ \hline Y_{(q)} & -Y_{(1)} \\ & M \\ & Y_{(q)} \\ & -Y_{(q-1)} \end{array} \right].$$

$$Y_{(i)} = \left[\begin{array}{ccc} y_i(L) & \Lambda & y_i(0) \\ M & & M \\ y_i(N-1) & \Lambda & y_i(N-L-1) \end{array} \right].$$

Стоит отметить, что первый шаг этого алгоритма эквивалентен алгоритму взаимных отношений.

Как и в предыдущем разделе, минимизация правых частей (2.49) и (2.50) заключается в нахождении собственных векторов, соответствующих минимальным собственным значениям матриц $\mathbf{X}_p^* \cdot \mathbf{X}_p$ и $\mathbf{X}_p^* \cdot \mathbf{X}_p \cdot (\mathbf{G}_p^* \cdot \mathbf{G}_p)$ соответственно.

2.4.3 Метод канального подпространства

Метод канального подпространства основан на свойствах матрицы \mathbf{H} [86].

Модель системы в данном случае записывается в виде (2.44), так что:

$$\mathbf{x} = [\mathbf{x}_1^T \quad \mathbf{x}_2^T \quad \dots \quad \mathbf{x}_M^T]^T$$

$$\mathbf{x}_i = [\mathbf{x}_i(0) \quad \mathbf{x}_i(1) \quad \dots \quad \mathbf{x}_i(N-1)]^T$$

$$\mathbf{s} = [s(0) \quad s(1) \quad \dots \quad s(2L-2)]^T.$$

Сформируем ковариационную матрицу R_x в следующем виде:

$$\mathbf{R}_x = M \{ \mathbf{x} \mathbf{x}^* \} = \mathbf{H} \mathbf{R}_s \mathbf{H}^* + \mathbf{R}_w \quad (2.54)$$

Пусть \mathbf{U} - матрица собственных векторов матрицы $\mathbf{R}_x - \mathbf{R}_w$ соответствующая нулевым собственным значениям.

Тогда система $ML - 2L - 1$ линейных однородных уравнений для ML неизвестных имеет ровно $2L - 1$ нетривиальных решений, которые можно записать в виде:

$$\mathbf{U}^* \cdot \mathbf{H} = 0 \quad (2.55)$$

Поскольку матрица $\mathbf{R}_x - \mathbf{R}_v$ формируется как выборочная ковариация, то для оценки канала мы можем использовать метод наименьших квадратов, т.е.:

$$\hat{\mathbf{h}}_1 = \min_{\|\mathbf{h}\|=1} \|\mathbf{U}^* \cdot \mathbf{H}\| \quad (2.56)$$

Алгоритм канального подпространства, также как и другие рассмотренные алгоритмы слепой идентификации, требует априорного знания длины канала

2.5 Сравнительный анализ методов построения «слепых» эквалайзеров

Для классических эквалайзеров качество их работы оценивается по установившемуся значению средней квадратической ошибки (СКО) на его выходе, однако в случае слепых эквалайзеров качество подавления взаимной интерференции оценивается с помощью глобальной матрицы смешивания $\mathbf{G}(z) = \mathbf{W}(z)\mathbf{H}(z)$.

Значение уровня взаимной интерференции M_{isi} можно оценить как:

$$M_{isi} = \sum_{l=1}^N \frac{\sum_j \sum_p |g_{pij}|}{\max_{p,j} |g_{pij}|} - 1 + \sum_{j=1}^N \frac{\sum_i \sum_p |g_{pij}|}{\max_{p,i} |g_{pij}|} - 1 \quad , \quad (2.57)$$

где g_{pij} элемент глобальной матрицы смешивания $\mathbf{G}(z)$

Еще одним параметром, применяемым для оценки эффективности работы эквалайзера, а именно оценивающим качество разделения, является отношение сигнал/помеха (SIR) на выходе алгоритма разделения [69], а также оценка SIR для каждой строки матрицы смешивания \mathbf{H} . В последнем случае, для оценки одного из компонентов матрицы используется выражение

$$\mathbf{y}_i(n) = \mathbf{w}_i^T \mathbf{x}(n) = (\mathbf{w}_i^T \mathbf{h}) \mathbf{s}_j(n) = \mathbf{g}_{ij} \mathbf{s}_j(n) \quad , \quad (2.58)$$

где $\mathbf{y}_i(n)$ и $\mathbf{s}_j(n)$ оценки отсчетов сигнала i -того источника ИРИ и истинные значения отсчетов j -того источника ИРИ, соответственно. \mathbf{w}_i^T вектор-строка разделяющей матрицы \mathbf{W} , \mathbf{g}_i - нормированный вектор-строка вида $[0 \ 0 \ g_{ij} \ 0 \ 0]$ глобальной матрицы смешивания \mathbf{G} .

Оценка и разделение будут успешны тогда и только тогда, если вектор \mathbf{g}_i будет подобен единичному вектору \mathbf{u}_j вида $[0 \ 0 \ \dots \ 1 \ \dots \ 0]$. Чем более отличны строки матрицы \mathbf{G} от соответствующих строк оценки матрицы \mathbf{H} , тем слабее выделяемый сигнал на выходе блока разделения.

Тогда выражение SIR сигнала s , определяющее успешность выделения этого сигнала из смеси, будет иметь вид:

$$\mathbf{SIR}_{\mathbf{g}} = -10 \log_{10} \left(\|\mathbf{g}_i - \mathbf{u}_j\|^2 \right) . \quad (2.59)$$

Для каждой пары векторов (y_i, s_j) отношение SIR будет определяться выражением:

$$\mathbf{SIR}_{s_{ij}} = -10 \log_{10} \left(\frac{\|y_i - s_j\|^2}{\|s_j\|^2} \right) . \quad (2.60)$$

Среди параметров, влияющих на работу эквалайзера, в качестве основных были выделены следующие:

- вид модуляции сигналов от ИРИ;
- число антенных элементов антенно-фидерного устройства P ;
- число коэффициентов эквалайзера.

Для проведения сравнения была смоделирована система передачи по ионосферному каналу с N источниками ИРИ и P приемными элементами. Матрица смешивания (матрица импульсных характеристик каналов \mathbf{H}) полагалась случайной.

При моделировании считалось, что параметры приемных трактов фиксированные, а сами они идеальные, т.е. вносимые ими эффекты не анализировались.

В таблицах 2.1-2.4 приведены значения отношения SIR, усредненные по результатам анализа Монте-Карло. Анализ состоял из 111 испытаний, в каждом из которых случайным образом менялись элементы матрицы смешивания. На антенны поступала смесь двух сигналов с различными видами модуляции, используемыми в системах ионосферной связи. Длина выборки 5000 отсчетов.

Для анализа методов слепого разделения на базе АНК использовалось дополнение для MATLAB ICALAB [48].

В таблице 2.1. приведены величины средних значений SIR для смеси сигналов с BPSK и QPSK модуляцией. Модель смешивания (2.31). Также приведены значения SIR при добавлении к смеси отсчетов шума. Модель шума представляет с собой гауссовский случайный процесс с нулевым математическим ожиданием и дисперсией равной 1.

Таблица 2.1 – Средние значения SIR для смеси сигналов с BPSK и QPSK модуляцией

Alгоритм \ Eb/No (дБ)	Без шума	Eb/No = 20дБ	Eb/No = 10дБ	Eb/No = 5дБ
AMUSE	30	25	20.4	18.1
SOBI	36.4	27	23.04	18.5
JADE	7.42	6.89	5.10	4.45
EFICA	37	27.59	23.7267	16.95

В таблице 2.2 приведены величины средних значений SIR для смеси сигналов с BPSK и DPSK модуляцией. Также приведены значения SIR при добавлении к смеси отсчетов шума. Модель шума представляет с собой гауссовский случайный процесс.

Таблица 2.2 – Средние значения SIR для смеси сигналов с BPSK и 8-PSK модуляцией

Alгоритм \ Eb/No (дБ)	Без шума	Eb/No = 20 дБ	Eb/No = 10дБ	Eb/No = 5дБ
AMUSE	27.58	21.92	15.59	10.03
SOBI	30.80	26.91	20.01	11.29
JADE	8.28	7.055	5.1612	4.447
EFICA	34	28.67	20.75	10.76

В таблице 2.3 приведены величины средних значений SIR для смеси сигналов с 8-PSK и QPSK модуляцией. Также приведены значения SIR при добавлении к смеси отсчетов шума. Модель шума представляет с собой гауссовский случайный процесс.

Таблица 2.3 – Средние значения SIR для смеси сигналов с 8-PSK и QPSK модуляцией

Alгоритм \ Eb/No (дБ)	Без шума	Eb/No = 20 дБ	Eb/No = 10дБ	Eb/No = 5дБ
AMUSE	28.58	22.92	18.59	11.03
SOBI	30.6	26.91	19.01	12.29
JADE	8.4	7.055	5.1612	4.447
EFICA	33	27.68	20.05	10.06

В таблице 2.4 приведены величины средних значений SIR для смеси сигналов с BPSK и QPSK модуляцией при использовании модели смешивания (2.1). Также приведены значения SIR при добавлении к смеси отсчетов шума. Модель шума представляет с собой гауссовский случайный процесс с нулевым математическим ожиданием и дисперсией равной 1.

Таблица 2.4 – Средние значения SIR для смеси сигналов с BPSK и QPSK модуляцией

Alгоритм \ Eb/No (дБ)	Без шума	Eb/No = 20 дБ	Eb/No = 10дБ	Eb/No = 5дБ
СМА	27.58	21.92	15.59	10.03
Энтропийный метод	28.28	27.055	25.1612	24.447
Алгоритм на основе кумулянтов четвертого порядка	34	28.67	20.75	10.76

Как видно из значений, представленных в таблицах, наиболее эффективным из алгоритмов АНК оказывается алгоритм EFICA. Максимальное значение SIR, полученное при использовании алгоритма EFICA составляет 37 дБ и получено при разделении смеси сигналов BPSK и QPSK модуляцией. Минимальное значение SIR получено при использовании алгоритма JADE и составляет 4.447 дБ. Однако энтропийный метод (NG), при использовании модели (2.1), дает лучшие результаты для малых отношений E_b/N_0 .

На рисунке 2.5 представлена зависимость уровня взаимной интерференции M_{isi} от номера итерации n для рассмотренных выше алгоритмов.

Каждое значение M_{isi} является усредненным по результатам 111-ти испытаний. Число коэффициентов эквалайзера: $L=32$

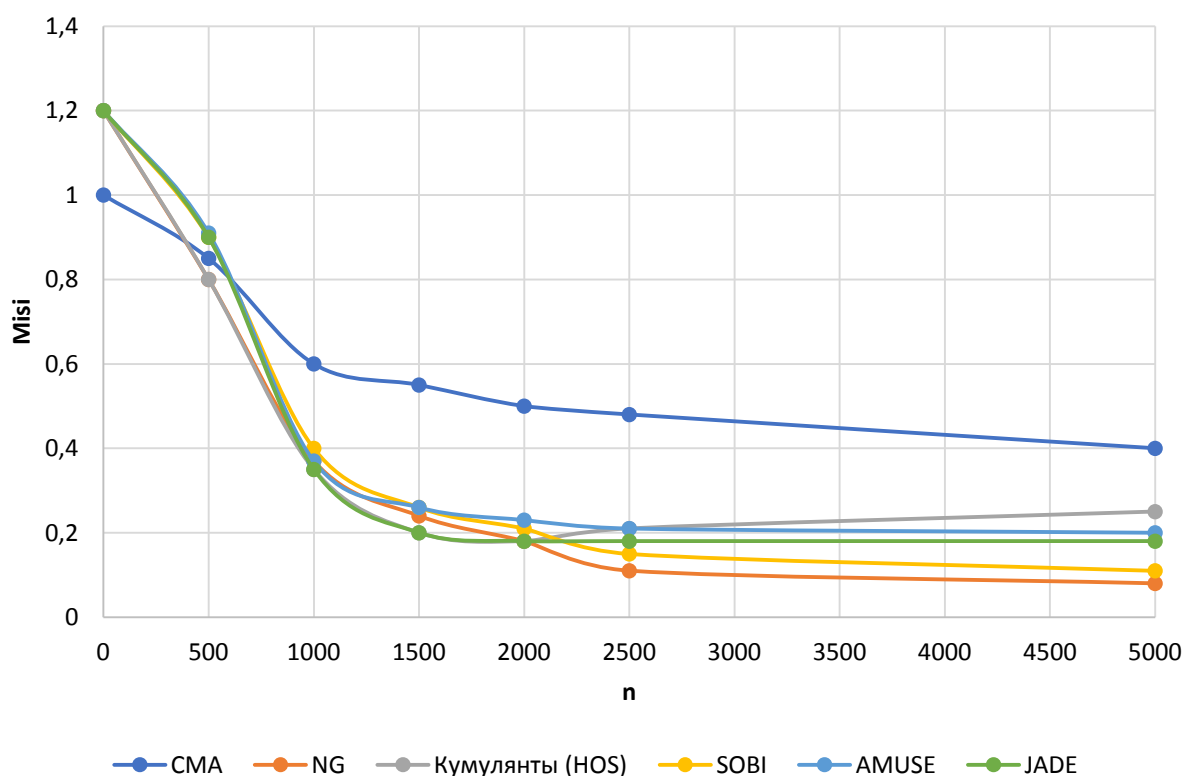


Рисунок 2.5 – Зависимость уровня взаимной интерференции M_{isi} для различных методов построения слепых эквалайзеров

Из приведенного на рисунке 2.5 сравнения алгоритмов можно отметить, что наименьший уровень межсимвольной интерференции дает использование энтропийного метода (алгоритма натурального градиента, NG).

На рисунке 2.6 представлены аналогичные зависимости для случая косвенной структуры эквалайзера. Каждое значение M_{isi} является усредненным по результатам 111-ти испытаний. Число коэффициентов эквалайзера: $L=32$.

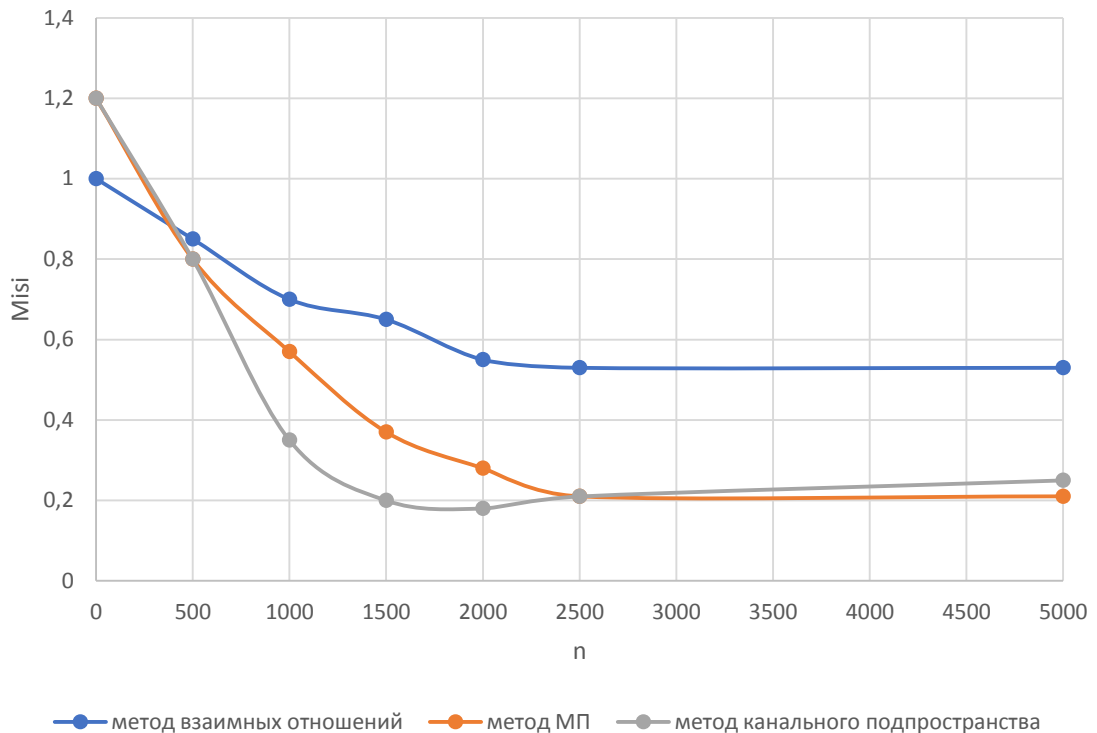


Рисунок 2.6 – Зависимость уровня взаимной интерференции M_{isi} для различных методов построения слепых эквалайзеров с косвенной структурой

Из сравнения графиков 2.5 и 2.6 видно, что в случае использования слепых методов, косвенная структура эквалайзера дает худший результат по величине установившейся межсимвольной интерференции, чем прямая структура. Кроме того, такая реализация обладает медленной сходимостью.

Оценка влияния длины эквалайзера на величину установившегося значения M_{isi} приведена на рисунке 2.7.

Сравнение было проведено для случая передачи двух сигналов с QPSK и 8-PSK модуляцией. Анализировалась прямая структура эквалайзера. Порядок смешивающего фильтра $K=30$

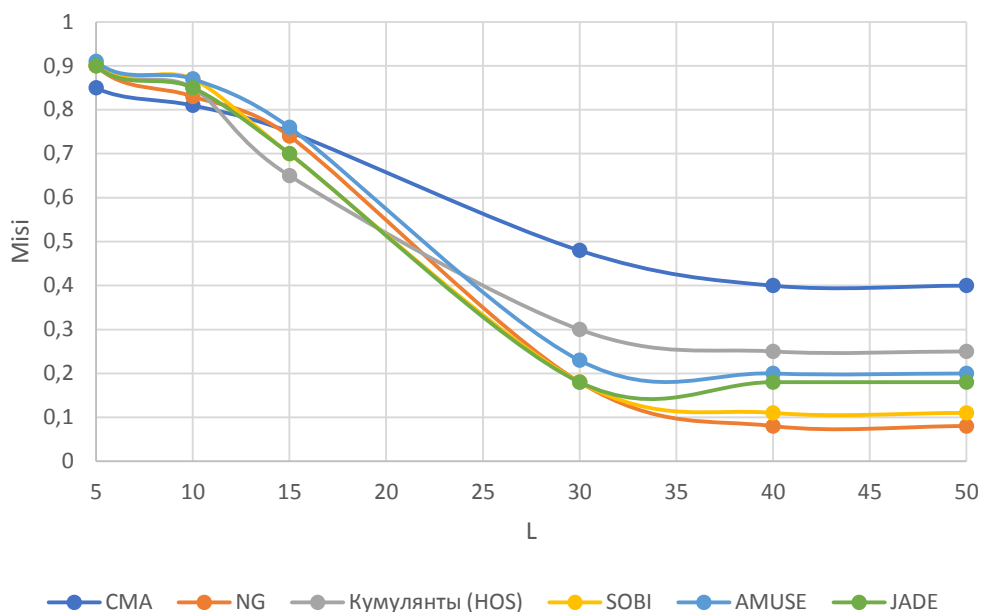


Рисунок 2.7 - Влияние числа коэффициентов эквалайзера на величину M_{isi} для случая прямой структуры.

Из графиков, представленных на рисунке 2.7 видно, что достаточный уровень величины межсимвольной интерференции достигается при числе коэффициентов эквалайзера равном или большем числу коэффициентов КИХ фильтра, моделирующего канал, т.е. число коэффициентов должно выбираться из соображения $L \geq K$. Стоит отметить, что увеличение числа коэффициентов эквалайзера выше значения $L = K$ не приводит к существенному улучшению величины M_{isi} .

Влияние числа элементов ЛЭАР на величину SIR представлено на рисунке 2.8. Сравнение было проведено для случая передачи двух сигналов с QPSK и 8-PSK модуляцией. Анализировалась прямая структура эквалайзера. Порядок смешивающего фильтра $K=30$.

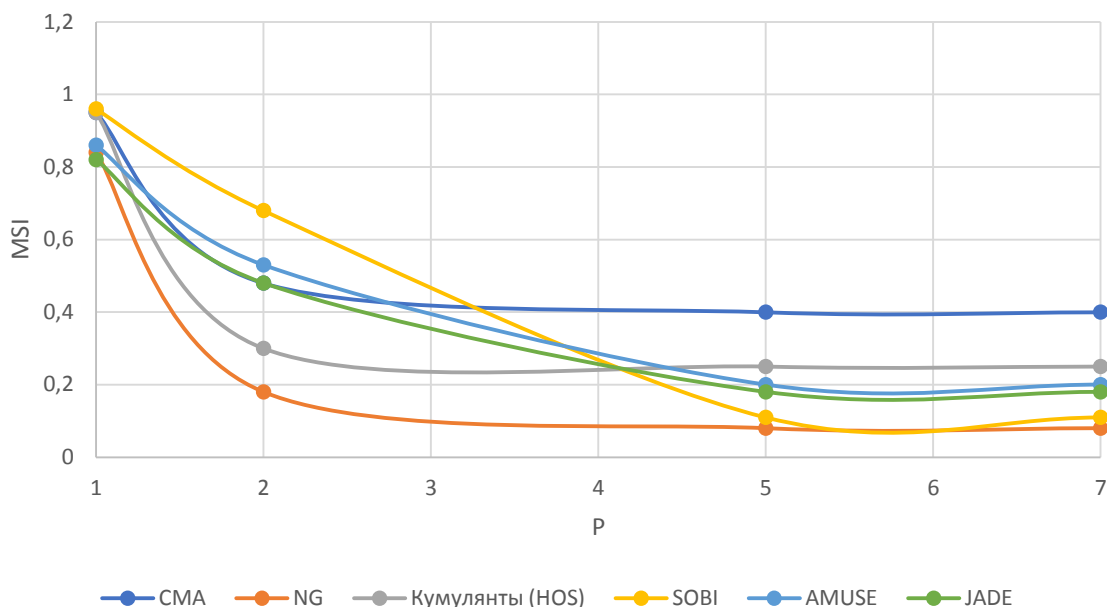


Рисунок 2.8 – Влияние числа элементов ЛЭАР на MSE

Из представленных на рисунке 2.8 графиков видно, что эквалайзер будет обеспечивать достаточный уровень интерференции при значении числа элементов ЛЭАР $P \geq N$. Стоит отметить, что для случая алгоритмов слепого разделения АНК значение N включает в себя число лучей каждого из каналов. В рассматриваемом случае, когда канал моделировался как двухлучевой, при передаче двух сигналов число разделяемых компонент равно 4. Для случая алгоритмов, работающих по сверточной модели $N=2$.

Из приведенных рисунков можно сделать вывод, что наиболее подходящим для реализации слепых эквалайзеров для ионосферных систем связи является эквалайзер, использующий алгоритм натурального градиента (NG)

Для проверки работоспособности этого алгоритма в условиях нестационарного канала был проведен эксперимент с использованием модели ионосферного канала МСЭ F.1487 для средних широт в умеренном состоянии.

На рисунке 2.9 представлены зависимости средней квадратической ошибки на выходе эквалайзера от номера итерации при работе модели с использованием эквалайзеров, работающих по тренировочной последовательности и при работе с слепым эквалайзером, работающим по алгоритму натурального градиента. В

качестве эквалайзеров, работающих по тренировочной последовательности взяты эквалайзеры, работающие по алгоритмам RLS, LMS и SignLMS.

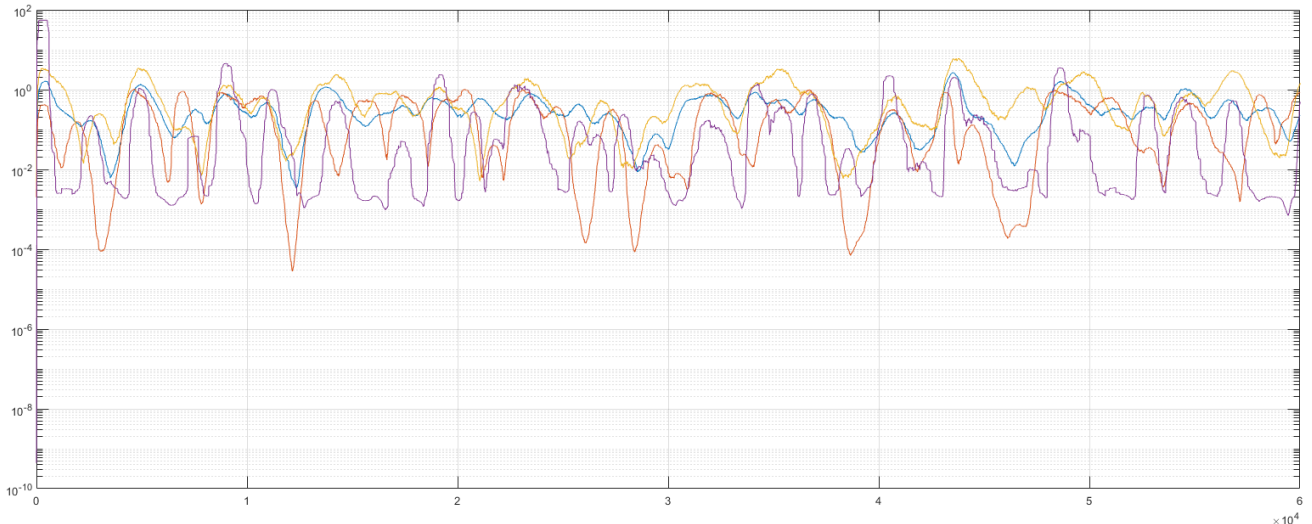


Рисунок 2.9 – Зависимости средней квадратической ошибки от номера итерации при работе модели с использованием эквалайзеров, работающих по тренировочной последовательности и при работе с слепым эквалайзером, работающим по алгоритму натурального градиента(желтый)

Из рисунка 2.9 видно, что среднеквадратическая ошибка на выходе алгоритма натурального градиента сравнима, а в некоторых случаях хуже, чем даваемая алгоритмом LMS. Отсюда можно сделать вывод о том, что в условиях нестационарного канала существующие методы построения слепых эквалайзеров не могут непосредственно использоваться для построения эквалайзера когнитивной ионосферной связи, а значит для решения задачи требуется их усовершенствование.

2.6 Выводы по разделу 2

В разделе был проведен анализ существующих методов построения слепых эквалайзеров и рассмотрен вопрос их применимости для решения задачи построения слепого эквалайзера для когнитивных ионосферных систем связи.

1. Было рассмотрено два типа структуры эквалайзера: прямая и косвенная. Для случая прямой структуры были рассмотрены как методы, основанные на непосредственном использовании сверточной модели смешивания, так и методы в основе которых лежат алгоритмы, использующие АНК. Для случая косвенной структуры были проанализированы различные алгоритмы слепой идентификации.

2. В качестве параметра оценки эффективности работы эквалайзера были приняты величина межсимвольной интерференции и отношение сигнал/помеха на выходе эквалайзера. Проведена оценка зависимости этих параметров от числа коэффициентов эквалайзера и числа элементов ЛЭАР.

Одним из недостатков рассмотренных в главе методов, затрудняющим решение поставленной задачи является то, что для работы этих методов необходимо точное знание общего количества принимаемых сигналов. То есть на приеме необходимо производить оценку этого числа. В том случае, если предполагаемое число сигналов меньше фактического, наблюдается значительное ухудшение результирующего значения SIR. Вторая трудность сопряжена с нестабильностью работы этих алгоритмов в условиях нестационарного канала, особенно при наличии быстрых замираний.

По результатам проведенного анализа с использованием модели нестационарного ионосферного канала, можно сделать вывод, что существующие методы не могут непосредственно использоваться для построения эквалайзера когнитивной ионосферной связи, а значит для решения задачи требуется их усовершенствование.

3 РАЗРАБОТКА МЕТОДА ПОСТРОЕНИЯ АДАПТИВНОГО СЛЕПОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА ДЛЯ КОГНИТИВНЫХ СИСТЕМ ИОНОСФЕРНОЙ СВЯЗИ

Данный раздел посвящен разработке метода построения адаптивного слепого эквалайзера для когнитивных систем ионосферной связи.

3.1 Выбор целевой функции

Рассмотрим слепой эквалайзер с коэффициентами в виде КИХ фильтров. Сигнал на выходе эквалайзера, так же, как и в разделе 2.2, будет описываться выражением:

$$y(n) = \sum_{p=0}^L W_p(n)x(n-p) \quad , \quad (3.1)$$

где $W_p(n)$ p -я матрица коэффициентов фильтров на n -й итерации

Соответствующая матрица передаточных функций будет определяться выражением:

$$W(z, n) = \sum_{p=0}^L W_p(n)z^{-p} \quad . \quad (3.2)$$

Зададим два вектора из T отсчетов принятых антенной сигналов: $\{x_i(n)\}$, и $\{y_i(n)\}$

$$\bar{x} = [x_1(1), \dots, x_N(1), \dots, x_1(T), \dots, x_N(T)]^T$$

$$\bar{y} = [y_1(1), \dots, y_N(1), \dots, y_1(T), \dots, y_N(T)]^T$$

где $i = 1 \dots N$; N - количество сигналов от ИРИ.

Первым шагом для построения слепого эквалайзера требуется определить целевую функцию для оптимизации.

По результатам сравнения существующих методов построения эквалайзеров, проведенного в разделе 2, наиболее эффективным по величине межсимвольной интерференции и скорости сходимости оказался подход с использованием энтропийного метода (алгоритма натурального градиента). Поэтому целесообразно использовать для разработки метода построения слепого эквалайзера аналогичный математический аппарат теории информации и выбрать

в качестве целевой функции дивергенцию Кульбака-Лейблера. Задача построения слепого эквалайзера, таким образом, будет сводиться к минимизации дивергенции Кульбака-Лейблера

Для этого сначала запишем совместную функцию плотности распределения по вектору $\bar{\mathbf{y}}$

$$p(\bar{\mathbf{y}}) = \prod_{i=1}^N \prod_{n=0}^T r_i(y_i(n)) \quad , \quad (3.3)$$

где $r_i(y_i(n))$ -функция плотности распределения сигналов от ИРИ.

Тогда, с учетом выражения для дивергенции Кульбака-Лейблера, функция риска примет вид:

$$R(\mathbf{W}(z, l)) = \frac{1}{T} \int p(\bar{\mathbf{y}}) \log \frac{p(\bar{\mathbf{y}})}{\prod_{i=1}^N \prod_{n=0}^T q_i(y_i(n))} \quad , \quad (3.4)$$

где $q_i(\cdot)$ - предполагаемая функция плотности распределения сигналов от ИРИ, так как истинная функция $r_i(\cdot)$ неизвестна.

Соотношение между входом и выходом эквалайзера, записанных в виде векторов $\bar{\mathbf{y}}$ и $\bar{\mathbf{x}}$ в этом случае описывается уравнением:

$$\bar{\mathbf{y}} = \Phi \bar{\mathbf{x}}, \quad (3.5)$$

где матрица Φ определяется как

$$\Phi = \begin{bmatrix} \mathbf{W}_0 & 0 & \dots & 0 \\ \mathbf{W}_1 & \mathbf{W}_0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \mathbf{W}_{T-1} & \mathbf{W}_{T-2} & \dots & \mathbf{W}_0 \end{bmatrix}.$$

Так как порядок фильтров эквалайзера L много меньше T , то соответствующие матрицы $\mathbf{W}_{T-1} = \dots = \mathbf{W}_{L+1} = 0$

В результате из формулы (3.3) получаем следующее соотношения между плотностями вероятностей

$$p(\bar{\mathbf{y}}) = \frac{p(\bar{\mathbf{x}})}{|\det \mathbf{W}_0^T|} \quad (3.6)$$

Тогда с учетом соотношения (3.4) искомая целевая функция принимает вид:

$$J(\mathbf{W}(z, l)) = -\log |\det \mathbf{W}_0| - \sum_{i=1}^N \langle \log (q_i(y_i(n))) \rangle \quad . \quad (3.7)$$

3.2 Выбор нелинейности, оценочной функции

Оптимальный выбор для функции нелинейности $f_i(y_i)$ в формуле (2.27) задается исходя из функции распределения передаваемых сигналов и в общем виде записывается как:

$$f_i(y_i) = -\frac{d \log q_i(y_i)}{dy_i(n)} = \frac{q'_i(y_i)}{q_i(y_i)}, \quad (3.8)$$

где $q_i(y_i)$ - аппроксимированная модель функции плотности вероятности сигнала S_i .

Выбор оптимальных функций исследовался в работах [8] и [13]. Так, для распределений с положительным коэффициентом эксцесса предложены функции вида:

$$f_i(y_i) = \tanh(\gamma_i y_i), \quad (3.9)$$

$$\gamma_i = \frac{1}{\sigma_{y_i}^2}. \quad (3.10)$$

Для распределений с отрицательным коэффициентом эксцесса:

$$f_i(y_i) = y_i^3. \quad (3.11)$$

Для смеси сигналов с обоими типами распределений нелинейная функция может быть выбрана исходя из значения коэффициента эксцесса, если использовать понятие обобщенного гауссовского распределения.

Функция плотности вероятности для обобщенного гауссовского распределения записывается в виде:

$$q_i(y_i) = \frac{r_i}{2\sigma_i \Gamma\left(\frac{1}{r_i}\right)} \exp\left(-\frac{1}{r_i} \left|\frac{y_i}{\sigma_i}\right|^{r_i}\right), \quad (3.12)$$

где $r_i > 0$ – положительная константа; $\Gamma(r) = \int_0^{\infty} y^{r-1} \exp(-y) dy$ -гамма-функция; σ_i – дисперсия случайной величины y_i .

В случае $r_i = 1$ получаем распределение Лапласа

В случае $r_i = 2$ получаем нормальное Гауссовское распределение

В случае $r_i = \infty$ получаем равномерное распределение

На рисунке 3.1 представлены функции плотности распределения вероятностей для обобщенного гауссовского распределения для разных значений

параметра r (а) и соответствующие им функции нелинейности (б). Дисперсия σ_i во всех случаях принята равной 1.

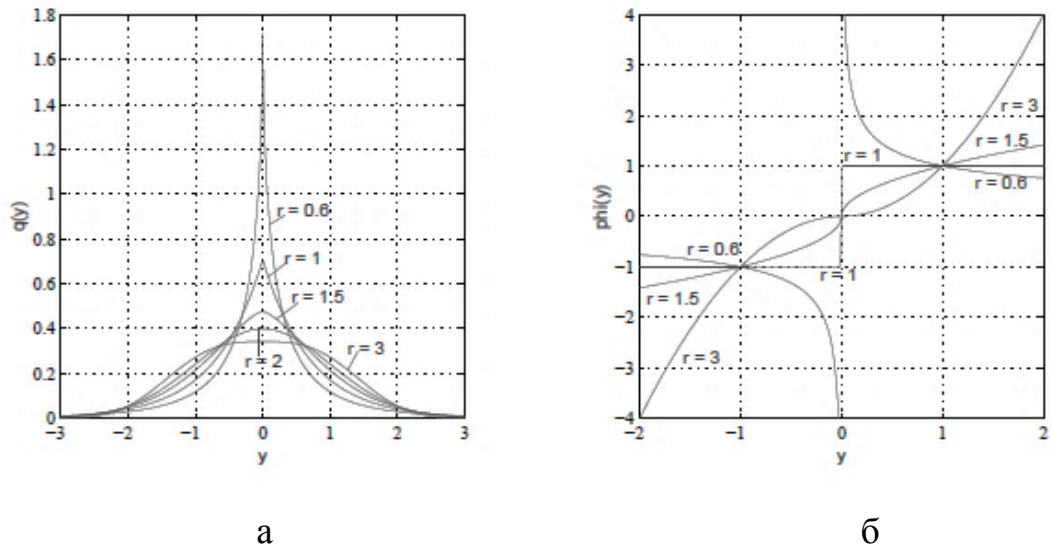


Рисунок 3.1 – Функции плотности распределения вероятностей для обобщенного гауссовского распределения для разных значений параметра r (а) и соответствующие им функции нелинейности (б)

Таким образом, согласно формуле (3.8) получаем выражение для функции нелинейности:

$$f_i(y_i) = -\frac{d \log(q_i(y_i))}{dy_i} = |y_i|^{r_i-1} \text{sign}(y_i) \text{ при } r_i \geq 1 \quad (3.13)$$

С учетом $\text{sign}(y_i) = \frac{y_i}{|y_i|}$, формула (3.13) примет вид:

$$f_i(y_i) = \frac{y_i}{|y_i|^{2-r_i}} \quad (3.14)$$

В случае импульсных сигналов, параметр r_i может изменяться от 0 до 1, и в этом случае выражение (3.14) примет вид:

$$f_i(y_i) = \frac{y_i}{|y_i|^{2-r_i+\epsilon}} \quad , \quad 0 \leq r_i < 1 \quad (3.15)$$

где ϵ – малая положительная константа (обычно равная 10^{-4}), добавленная чтобы избежать деления на ноль в случае $y_i=0$

В случае неголомомных ограничений, следует использовать отмасштабированную версию функции:

$$\hat{f}_i(y_i) = \frac{|y_i|^{r_i-1} \text{sign}(y_i)}{|\sigma_{y_i}|^{r_i}}, \quad (3.16)$$

где σ_{y_i} - оценка дисперсии сигнала y_i

Мерой островершинности и отличия от гауссовского распределения является коэффициент эксцесса²⁴, который равен

$$\gamma_2 = \frac{m_4}{m_2^2} - 3 \quad (3.17)$$

где m_4 - четвертый центральный момент; m_2 - дисперсия, или второй центральный момент.

Вычитание 3-ки в конце формулы введено для того, чтобы коэффициент эксцесса нормального распределения был равен 0.

Коэффициент эксцесса положителен, если пик распределения около математического ожидания острый и отрицателен, если пик очень плоский.

Для обобщенного Гауссовского распределения коэффициент эксцесса может быть выражен через параметр r следующим образом:

$$\gamma_2 = \frac{\Gamma(\frac{5}{r})\Gamma(\frac{1}{r})}{\Gamma(\frac{3}{r})^2} - 3 \quad (3.18)$$

Зависимость значения коэффициента эксцесса от значения параметра r приведена на рисунке 3.2.

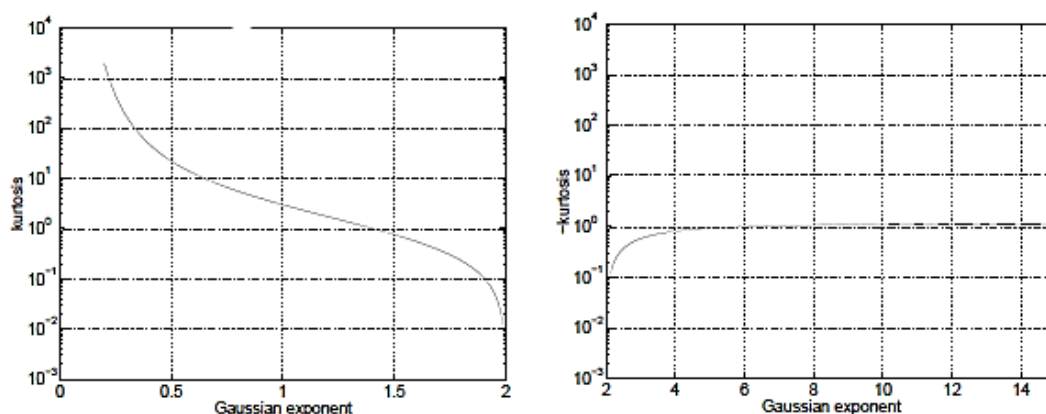


Рисунок 3.2 – Зависимость значения коэффициента эксцесса от значения параметра r (гауссовской экспоненты) для положительного значения коэффициента эксцесса (а) и отрицательного значения коэффициента эксцесса (б)

²⁴ Коэффициент эксцесса в зарубежной литературе носит название куртозиса (kurtosis)

Оценка коэффициента эксцесса на k -той итерации алгоритма работы эквалайзера может быть произведена следующим образом:

$$\gamma_2(k) = \frac{m_{4i}(k)}{m_{2i}(k)^2} - 3, \quad (3.19)$$

, где $m_{4i}(k) = (1 - \mu)m_{4i}(k - 1) + \mu|y_i(k)|^4$

$m_{2i}(k) = (1 - \mu)m_{2i}(k - 1) + \mu|y_i(k)|^2$

μ – малая константа шага.

3.3 Выбор метода оптимизации

Анализ, проведенный в главе 2 показал, что наиболее эффективным из рассмотренных методов является энтропийный метод с применением натурального градиента. Этот алгоритм, предложенный С.Амари в работе [22], рассмотрен в разделе 2.2.5.

Использование натурального градиента мотивировано реализацией наискорейшего спуска в пространстве распределений (распределений, соответствующих определенному набору параметров) вместо пространства самих параметров. В этом пространстве расстояние (разница) между распределениями оценивается Римановой метрикой. Эта метрика зависит от свойств функций распределений, а не от их параметров и определяется так, что ее можно аппроксимировать корнем из дивергенции Кульбака-Лейблера в малой окрестности.

С точки зрения этой интерпретации, натуральный градиент инвариантен любому «размытию» и инвертируемости параметров целевой функции, в отличие от классического градиента очень чувствительного к параметрам.

Как правило, вычисление натурального градиента требует много меньше итераций по сравнению с алгоритмом классического градиента.

Однако на практике, алгоритм натурального градиента осуществляет вычисления внутри заранее определённого пространства параметров. Он вычисляет направления в пространстве распределений и затем пересчитывает его

в заранее заданное пространство параметров перед тем как перейти к последующей итерации.

Вторым недостатком является то, что для систем с большим числом параметров (например, крупных нейронных сетей) вычисление натурального градиента непрактично из-за большой размерности матрицы Фишера.

Эта проблема может быть решена с использованием аппроксимации матрицы Фишера.

Главная проблема в том, что непосредственное применение натурального градиента, подобно подходу, использованному в [22], предполагает, что натуральный градиент является наилучшим (кратчайшим) и в пространстве параметров, что зачастую не выполняется при больших величинах шага. Прямой (кратчайший) путь в пространстве параметров не является кратчайшим в пространстве распределений.

3.4 Разработка метода

В разделе 3.3 сказано, что значительного улучшения скорости сходимости алгоритма работы слепого эквалайзера можно достигнуть, если использовать Риманову метрику вместо классической Евклидовой. Решению задачи построения слепого эквалайзера с использованием метрики для Риманова многообразия посвящена работа [22]. Однако решение оптимизационной задачи производится там с помощью натурального градиента. Для разработки более эффективного по сходимости алгоритма целесообразно рассмотреть использование для решения ньютоновские и квазиньютоновские методы, применив к ним метрику Риманова многообразия. Ньютоновские методы обладают высокой скоростью сходимости, однако их реализация в Римановом пространстве сопряжена с слишком большим количеством операций.

Для решения задачи оптимизации используем квазиньютоновский метод, алгоритм BFGS²⁵. В отличие от классического, полного метода Ньютона в

²⁵ Broyden-Fletcher-Goldfarb-Shanno

квазиньютоновских методах используется аппроксимация инверсии матрицы Гессе \mathbf{G}^{-1} с помощью градиента $\nabla J(\mathbf{W}_p)$.

Рассмотрим сначала классический алгоритм BFGS для Евклидового многообразия.

Итеративный алгоритм оптимизации BFGS можно записать в виде:

$$\mathbf{W}_p(n+1) = \mathbf{W}_p(n) - \mu \mathbf{Q}(n) \nabla J(\mathbf{W}_p(n)), \quad (3.20)$$

где $\mathbf{Q}(n)$ - Эрмитова матрица являющаяся аппроксимацией \mathbf{G}^{-1}

Таким образом, направление поиска минимума определяется значением $\mathbf{Q}(n) \nabla J(\mathbf{W}_p(n))$

Введем матрицу $\mathbf{P}(n)$ (также являющуюся Эрмитовой) как аппроксимацию матрицы Гессе \mathbf{G} .

Используя формулу алгоритма BFGS, получим следующую итеративную процедуру оценки матрицы $\mathbf{P}(n)$:

$$\mathbf{P}(n) = \mathbf{P}(n) + \frac{\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)}{\alpha \mathbf{s}^H(n)\mathbf{r}(n+1)} - \frac{\mathbf{P}(n)\mathbf{m}(n+1)(\mathbf{P}(n)\mathbf{m}(n+1))^H}{(\mathbf{P}(n)\mathbf{m}(n+1))^H \mathbf{m}(n+1)} \quad (3.21)$$

$$\mathbf{s}(n+1) = \nabla J(\mathbf{W}_p(n+1)) - \nabla J(\mathbf{W}_p(n))$$

$$\mathbf{m}(n+1) = \mathbf{W}_p(n+1) - \mathbf{W}_p(n)$$

$$\alpha = \begin{cases} 1, & \text{для действительных } \mathbf{W}_p \\ 1/2, & \text{для комплексных } \mathbf{W}_p \end{cases}$$

Для перехода к выражению для матрицы, преобразуем формулу (3.21) в виде

$$\mathbf{P}(n) = \mathbf{R} - \frac{\mathbf{P}(n)\mathbf{m}(n+1)(\mathbf{P}(n)\mathbf{m}(n+1))^H}{(\mathbf{P}(n)\mathbf{m}(n+1))^H \mathbf{m}(n+1)}, \quad (3.22)$$

где $\mathbf{R} = \mathbf{P}(n) + \frac{\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)}{\alpha \mathbf{s}^H(n)\mathbf{m}(n+1)}$.

Применив условия Вудбари к формулам (3.22) получим:

$$\mathbf{Q}(n+1) = \mathbf{R}^{-1} - \frac{\mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}(n)\mathbf{m}(n+1)(\mathbf{P}(n)\mathbf{m}(n+1))^H \mathbf{R}^{-1}}{(\mathbf{P}(n)\mathbf{m}(n+1))^H \mathbf{r}(n+1) - (\mathbf{P}(n)\mathbf{m}(n+1))^H \mathbf{R}^{-1}\mathbf{P}(n)\mathbf{m}(n+1)}, \quad (3.23)$$

где $\mathbf{R}^{-1} = \mathbf{Q}(n) + \frac{\mathbf{Q}(n)\mathbf{s}(n)\mathbf{s}^H(n)\mathbf{Q}(n)}{\alpha \mathbf{s}^H(n)\mathbf{m}(n+1) + \mathbf{s}^H(n)\mathbf{Q}(n)\mathbf{s}(n+1)}$.

Подставив (3.22) в (3.23) получим

$$\mathbf{Q}(n+1) = \mathbf{Q}(n) - \frac{1}{r^H(n+1)s(n+1)} \{(\alpha + \beta(n))r(n+1)r^H(n+1) - rn+1sHn+1\mathbf{Q}n - \mathbf{Q}(n)sn+1rHn+1\}, \quad (3.24)$$

где $\beta(n) = \frac{s(n+1)Q(n)s^H(n+1)}{s^H(n+1)r(n+1)}$

Для действительных \mathbf{W}_p

$$\mathbf{W}_p(n+1) = \mathbf{W}_p(n) - \mu \mathbf{Q}(n) \frac{\partial J(\mathbf{W}_p)}{\partial \mathbf{W}_p} \quad (3.25)$$

И выражение (3.24) принимает вид

$$\mathbf{Q}(n+1) = \mathbf{Q}(n) - \frac{\{(1+\beta(n))m(n+1)m^T(n+1) - m(n+1)s^T(n+1)\mathbf{Q}(n) - \mathbf{Q}(n)s(n+1)m^T(n+1)\}}{m^T(n+1)s(n+1)} \quad (3.26)$$

В случае комплексного аргумента векторы $\mathbf{m}(n+1)$ и $s(n+1)$ принимают вид:

$$\mathbf{m}(n+1) = [\tilde{\mathbf{m}}^T(n+1), \tilde{\mathbf{m}}^H(n+1)]^T, \quad (3.27)$$

$$\mathbf{s}(n+1) = [\tilde{\mathbf{s}}^T(n+1), \tilde{\mathbf{s}}^H(n+1)]^T, \quad (3.28)$$

где $\tilde{\mathbf{s}}(n+1) = \nabla J(\mathbf{W}_p^*(n+1)) - \nabla J(\mathbf{W}_p^*(n))$;

$$\tilde{\mathbf{m}}(n+1) = \mathbf{W}_p(n+1) - \mathbf{W}_p(n)$$

Матрица $\mathbf{Q}(n)$ принимает вид:

$$\mathbf{Q}(n) = \begin{bmatrix} \mathbf{Q}_A(n) & \mathbf{Q}_B(n) \\ \mathbf{Q}_B(n)^* & \mathbf{Q}_A(n)^* \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

В этом случае алгоритм принимает вид:

$$\mathbf{W}_p(n+1) = \mathbf{W}_p(n) - \mu \left\{ \mathbf{Q}_A(n) \frac{\partial J(\mathbf{W}_p)}{\partial \mathbf{W}_p^*} + \mathbf{Q}_B(n) \frac{\partial J(\mathbf{W}_p)}{\partial \mathbf{W}_p} \right\} \quad (3.30)$$

$$\mathbf{Q}_A(n+1) = \mathbf{Q}_A(n) - \frac{1}{2\text{Re}(\tilde{\mathbf{m}}^H(n+1)\tilde{\mathbf{s}}(n+1))} \{(\alpha + \beta(n))\tilde{\mathbf{m}}(n+1)\tilde{\mathbf{m}}^H(n+1) - mn+1sHn+1\mathbf{Q}_A(n) - \mathbf{Q}_A(n)mn+1mHn+1 - mn+1sTn+1\mathbf{Q}^*B(n) - \mathbf{Q}_B(n)m^*n+1mHn+1\} \quad (3.31)$$

$$\mathbf{Q}_B(n+1) = \mathbf{Q}_B(n) - \frac{1}{2\text{Re}\{\tilde{\mathbf{m}}^H(n+1)\tilde{\mathbf{m}}(n+1)\}} \{(\alpha + \beta(n))\tilde{\mathbf{m}}(n+1)\tilde{\mathbf{m}}^T(n+1) -$$

$$sn+1sTn+1QA(n)-QA(n)mn+1sTn+1-mn+1sHn+1QB(n)-QB(n)s*n+1mTn+$$

$$1 \quad (3.32)$$

$$\beta(n) = \frac{\text{Re}\{s^H(n+1)Q_A(n)\tilde{\mathbf{s}}(n)+s^H(n+1)Q_B(n)\tilde{\mathbf{m}}^*(n+1)\}}{\text{Re}\{s^H(n+1)\tilde{\mathbf{m}}(n+1)\}} \quad (3.33)$$

Таким образом, для действительных отсчетов рассмотренный алгоритм сводится к следующей последовательности шагов:

3. Задать: целевую функцию $J(\mathbf{W}_p)$, начальные значения параметров $\mathbf{W}_p(\mathbf{0})$, начальный шаг α , точность ε , начальные значения матриц аппроксимации Гесса $Q(o) = I$

4. Положить $i=0$

5. Do until $\|\nabla J(\mathbf{W}_p) < \varepsilon\|$:

3.1 $\mathbf{p}(i) = -\mu(i)\mathbf{Q}(i)\nabla J(\mathbf{W}_p(i))$;

3.2 $\mu(i) = \text{linemin}(J, \mathbf{W}_p(i), \mathbf{p}(i))$;

3.3 $\mathbf{m}(i) = \mu(i)\mathbf{p}(i)$;

3.4 $\mathbf{W}_p(i+1) = \mathbf{W}_p(i) + \mathbf{m}(i)$;

3.5 $\mathbf{s}(i) = \nabla J(\mathbf{W}_p(i+1)) - \nabla J(\mathbf{W}_p(i))$;

3.6 $\beta(i) = \frac{s(i)Q(i)s^H(i)}{s^H(i)m(i)}$;

3.7 $\mathbf{Q}(i+1) = \mathbf{Q}(i) + \frac{\{(1+\beta(i))m(i)m^T(i)\}}{m^T(i)s(i)} - \frac{\{m(i)s^T(i)Q(n)\}}{m^T(i)s(i)} - \frac{\{Q(i)s(i)m^T(i)\}}{m^T(i)s(i)}$;

4. End.

В случае реализации алгоритма для комплексных чисел, аппроксимация обратного Гесса в пункте 3.7 ведется по формулам (3.31), (3.32).

Для построения алгоритма пригодного для использования в Римановом многообразии, требуется преобразовать формулу аппроксимации обратного Гессиана.

Вектора $\mathbf{m}(i)$ и $\mathbf{s}(i)$ в Римановом многообразии являются векторами касательного пространства $T_{W(i)}M$. Внутреннее произведение векторов касательного пространства определяется выбранной Римановой метрикой.

В Евклидовом многообразии Гессиан может быть описан симметричной матрицей, в Римановом многообразии он определяется как симметричная билинейная форма. Это значит, что может быть применена лемма Лакса-Мильграма, и матрицу Гессиана можно рассматривать как линейную функцию.

Таким образом, с учетом Римановой метрики получаем следующее выражение для итеративной аппроксимации Гессиана:

$$\mathbf{Q}(i+1)\theta = \tilde{\mathbf{Q}}(i)\theta + \frac{\{\mathbf{m}(i)\theta\mathbf{m}^H(i)\}}{m^H(i)s(i)} + \frac{\{\theta\mathbf{s}^H(i)\tilde{\mathbf{Q}}(i)\mathbf{m}^H(i)\}}{m^H(i)s(i)} - \frac{\{\theta\mathbf{s}^H(i)\tilde{\mathbf{Q}}(i)\mathbf{m}(i)\}}{m^H(i)s(i)} - \frac{\{\tilde{\mathbf{Q}}(i)\theta\mathbf{m}^H(i)\mathbf{s}(i)\}}{m^H(i)s(i)}, \quad (3.34)$$

где $\tilde{\mathbf{Q}}(i) = \Gamma_{W(i)}^{W(i+1)} \circ \mathbf{Q}(i) \Gamma_{W(i)}^{W(i+1)} \circ \left(\Gamma_{W(i)}^{W(i+1)}\right)^{-1}$

$\Gamma_{W(i)}^{W(i+1)}$ - оператор векторного переноса, для вычисления нового направления поиска в касательном пространстве $T_{W(i+1)}M$.

В результате, обобщенный алгоритм для Риманова многообразия примет вид:

1. Задать: целевую функцию $J(\mathbf{W}_p)$, начальные значения параметров $\mathbf{W}_p(\mathbf{0})$, начальный шаг α , точность ε , начальные значения матриц аппроксимации Гессиана $\mathbf{Q}(o) = I$, определить Римановское пространство, выбрав метрику, векторный транспорт $\Gamma_{W(i)}^{W(i+1)}$.

2. Положить $i=0$

3. Do until $\|\nabla J(\mathbf{W}_p) < \varepsilon\|$:

3.1 $\mathbf{p}(i) = -\mu(i)\mathbf{Q}(i)\nabla J(\mathbf{W}_p(i))$;

3.2 $\mu(i) = \text{linemin}(J, \mathbf{W}_p(i), \mathbf{p}(i))$;

$$3.3 \mathbf{m}(i) = \Gamma_{W(i)}^{W(i+1)} \mu(i) \mathbf{p}(i);$$

$$3.4 \mathbf{W}_p(i+1) = \mathbf{W}_p(i) + \mathbf{m}(i);$$

$$3.5 \mathbf{s}(i) = \nabla J(\mathbf{W}_p(i+1)) - \Gamma_{W(i)}^{W(i+1)} \nabla J(\mathbf{W}_p(i));$$

$$3.6 \quad \mathbf{Q}(i+1)\theta = \tilde{\mathbf{Q}}(i)\theta + \frac{\{m(i)\theta m^H(i)\}}{m^H(i)s(i)} + \frac{\{\theta s^H(i)\tilde{\mathbf{Q}}(i)^H m^H(i)\}}{m^H(i)s(i)} - \frac{\{\theta s^H(i)\tilde{\mathbf{Q}}(i)m(i)\}}{m^H(i)s(i)} - \frac{\{\tilde{\mathbf{Q}}(i)\theta m^H(i)s(i)\}}{m^H(i)s(i)},$$

$$\text{где } \tilde{\mathbf{Q}}(i) = \Gamma_{W(i)}^{W(i+1)} \circ \mathbf{Q}(i) \Gamma_{W(i)}^{W(i+1)} \circ \left(\Gamma_{W(i)}^{W(i+1)}\right)^{-1}$$

4. End.

3.5 Анализ характеристик работы метода

В результате объединения результатов пунктов 3.3, 3.4 итоговый алгоритм адаптации коэффициентов эквалайзера принял вид:

$$\mathbf{W}_p(n+1) = \mathbf{W}_p(n) - \mu \left\{ \mathbf{Q}_A(n) \frac{\partial J(\mathbf{W}_p)}{\partial \mathbf{W}_p^*} + \mathbf{Q}_B(n) \frac{\partial J(\mathbf{W}_p)}{\partial \mathbf{W}_p} \right\},$$

$$\mathbf{W}_p(n+1) = \mathbf{W}_p(n) - \mu \left\{ \mathbf{Q}_A(n) \sum_{q=0}^p \left(\Lambda(n) \delta_{0q} - \mathbf{R}_{fy}(n, q) \right) \mathbf{W}_{p-q}(n) + \mathbf{Q}_B(n) \sum_{q=0}^p \Lambda(n) \delta_{0q} - \mathbf{R}_{fy}(n, q) \mathbf{W}_{p-q}(n) \right\}, \quad (3.35)$$

где $\mathbf{R}_{fy}(n, q) = (1 - \mu_0) \mathbf{R}_{fy}(n-1, q) + \mu_0 f(y(n)) y^T(n-q)$, $q = 0, 1, \dots, L$

$$\Lambda(n) = (1 - \mu_0) \Lambda(n-1) + \mu_0 \text{diag}\{f(y(n)) g^T(y(n))\},$$

где $f(y(n))$ - вектор из компонентов $f_i(y_i(n))$, такой, что

$$f_i(y_i(n)) = - \frac{d \log q_i(y_i(n))}{dy_i(n)}$$

Функция $q_i(y_i(n))$ зависит от предположения о распределении передаваемых сигналов и как показали приведенные в диссертации исследования,

ее выбор является критичным для стабильности работы алгоритма и его быстрой сходимости. Для возможности работы с различными типами распределений в алгоритме предусмотрен адаптивный выбор функций $f_i(y_i)$ и $g_i(y_i)$ в зависимости от оценки функции эксцесса.

$$f_i(y_i) = \begin{cases} \frac{y_i}{\hat{\sigma}_i^{2-r_i}} & \text{если } \kappa_4(y_i) > \delta_0 \\ y_i & \end{cases} \quad (3.36)$$

$$g_i(y_i) = \begin{cases} y_i & \text{если } \kappa_4(y_i) > -\delta_0 \\ \frac{y_i}{\hat{\sigma}_i^{2-r_i}} & \text{в ином случае} \end{cases} \quad (3.37)$$

$\kappa_4(y_i) = \frac{M\{y^4\}}{M^2\{y^2\}} - 3$ - нормированный коэффициент эксцесса, δ_0 – положительная малая константа.

Сравнение разработанного метода построения слепого эквалайзера с существующими методами построения слепых эквалайзеров, как и в главе 2, произведем по величине межсимвольной интерференции:

$$Misi = \sum_{l=1}^N \frac{\sum_j \sum_p |G_{pij}|}{\max_{p,j} |G_{pij}|} - 1 + \sum_{j=1}^N \frac{\sum_i \sum_p |G_{pij}|}{\max_{p,i} |G_{pij}|} - 1 \quad . \quad (3.38)$$

На рисунке 3.3 представлена характеристика изменения величины $Misi$ от номера итерации для алгоритмов, использующих метод классического стохастического градиента, натурального градиента и предложенного метода построения слепого эквалайзера.

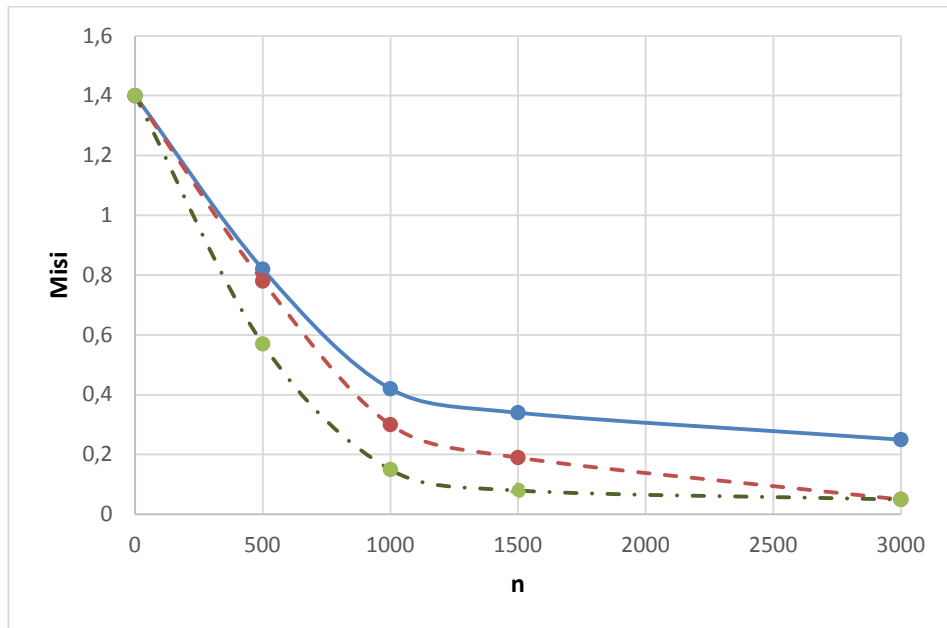
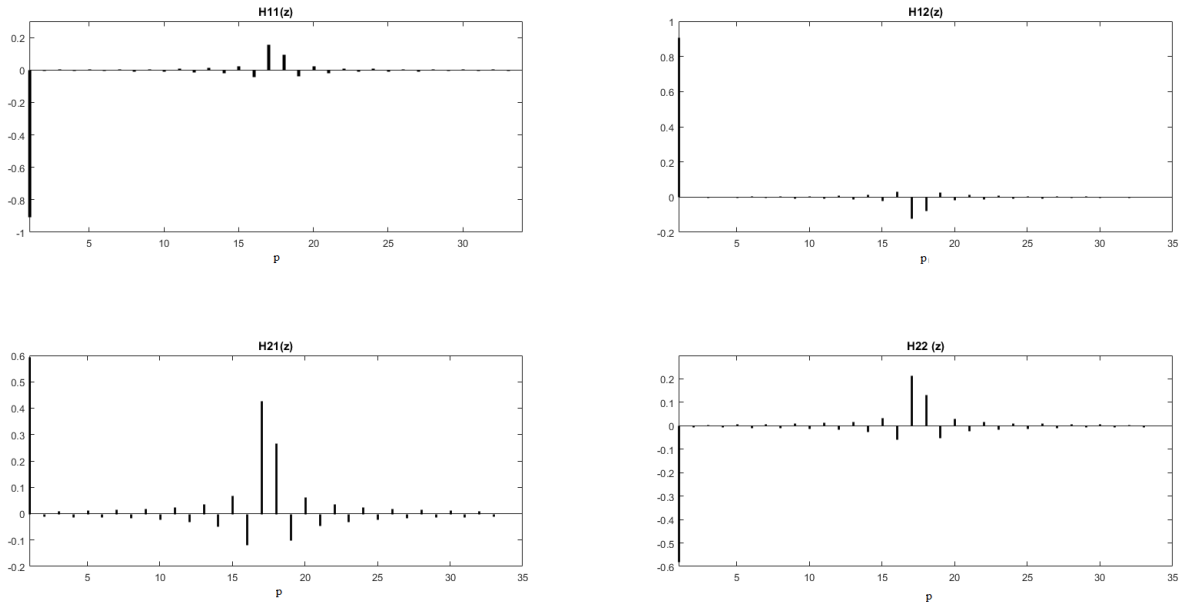


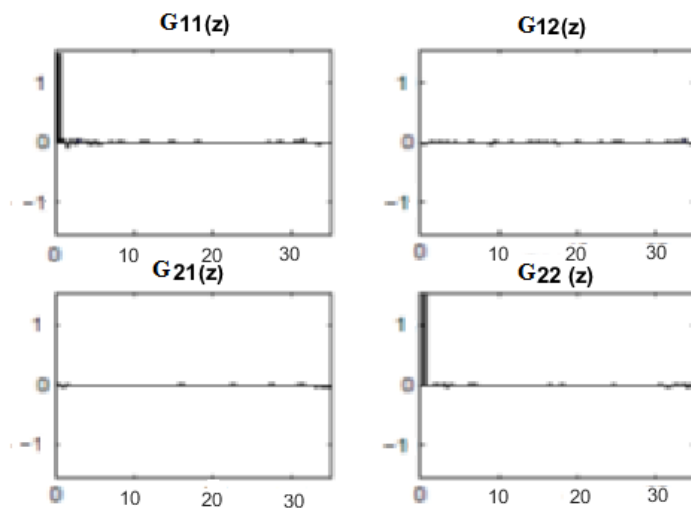
Рисунок 3.3 – Характеристика изменения Misi при использовании для оптимизации алгоритма стохастического градиента (сплошная линия), натурального градиента (пунктирная линия) и предложенного алгоритма построения слепого эквалайзера (штрихпунктирная линия).

Как видно из рисунка 3.3, для достижения значения $Misi < 0.2$ при использовании классического алгоритма стохастического градиента потребуется порядка 8000 тысяч итераций, в случае алгоритма натурального градиента порядка 2000 итераций, в случае предложенного алгоритма, порядка 900 итераций.

На рисунке 3.4 представлены коэффициенты матрицы смешивания H и коэффициенты глобальной матрицы смешивания, полученные после 900 итераций алгоритма.



а) Коэффициенты матрицы смешивания



б) Коэффициенты глобальной матрицы смешивания после 900 итераций

Рисунок 3.4 – Коэффициенты матрицы смешивания H (а) и глобальной матрицы смешивания G (б) после 900 итераций

Из рисунка 3.4 видно, что как только алгоритм сходится, в каждой строке матрицы G остается по одному компоненту близкому 1, что соответствует условию разделения (2.17).

На рисунке 3.5 приведены сигнальные созвездия на выходе алгоритма при смешивании трех сигналов с модуляцией 8-PSK.

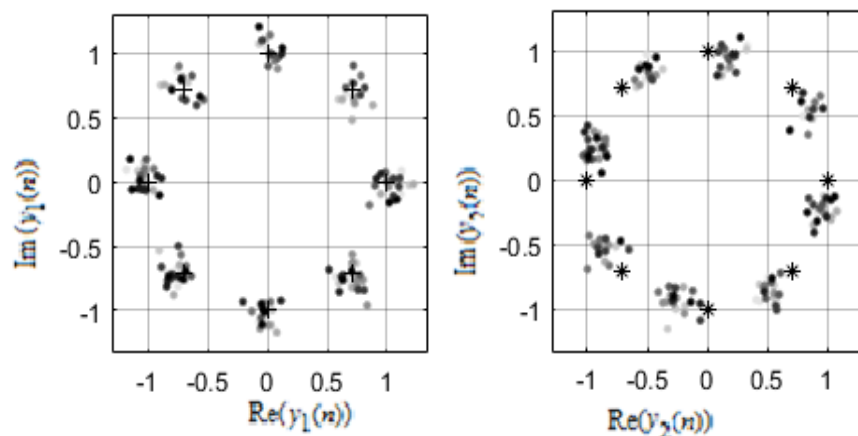


Рисунок 3.5 – Сигнальные созвездия на выходе эквалайзера

Также целесообразно сравнить полученный метод построения слепого эквалайзера с эквалайзерами, работающими с использованием тренировочной последовательности и используемыми в существующих системах декаметровый ионосферной радиосвязи.

На рисунке 3.6 приведены зависимости частоты ошибок (BER) от отношения E_b/N_0 для систем, использующих эквалайзер с настройкой по тренировочной последовательности и предлагаемый слепой эквалайзер. В качестве эквалайзера, использующего тренировочную последовательность, выбран линейный эквалайзер с адаптацией LMS алгоритмом и RLS алгоритмом.

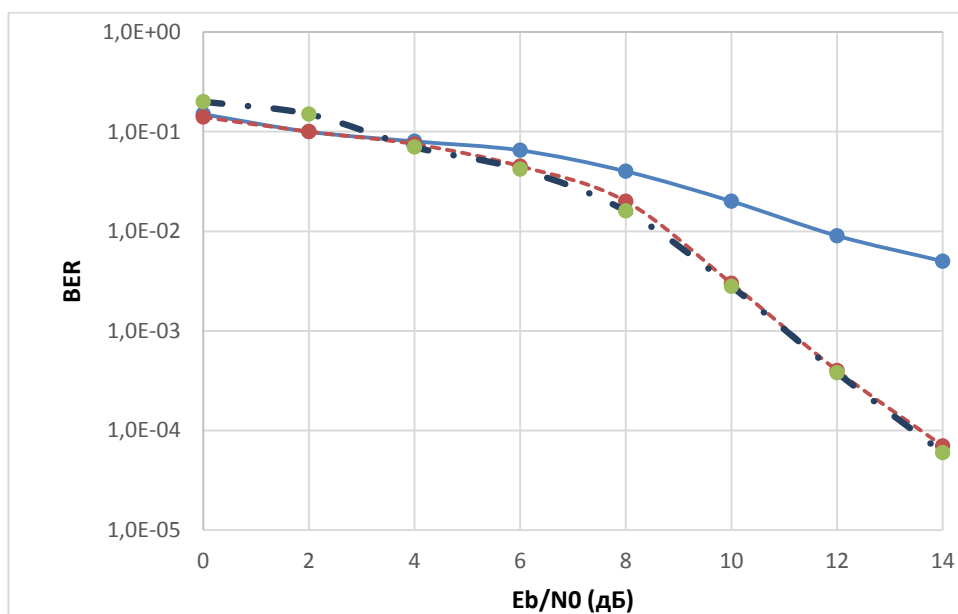


Рисунок 3.6 – Зависимости частоты ошибок (BER) от отношения E_b/N_0 для систем, использующих линейный эквалайзер, с адаптацией LMS алгоритмом (сплошная линия) и RLS алгоритмом (пунктирная линия), а так же разработанный слепой эквалайзер (штрихпунктирная линия).

Как видно из сравнения графиков, представленных на рисунке 3.6, система с разработанным слепым эквалайзером сравнима по помехоустойчивости с эквалайзером, работающим по алгоритму RLS, однако системы со слепым эквалайзером позволяют реализовать большие скорости передачи за счет отсутствия тренировочной последовательности.

3.6 Выводы по разделу 3

Раздел был посвящен разработке метода построения слепого эквалайзера для использования в когнитивных ионосферных системах связи. Разработка метода включала в себя:

- выбор структуры эквалайзера;
- выбор целевой функции;
- выбор алгоритма оптимизации.

По результатам анализа, приведенного в разделе 2, была выбрана прямая структура эквалайзера.

В качестве целевой функции была выбрана дивергенция Кульбака-Лейблера, так как из рассмотренных в разделе 2 методов, энтропийный метод на основе минимизации дивергенции Кульбака-Лейблера (алгоритм натурального градиента) показал наилучший результат по величине межсимвольной интерференции.

В качестве алгоритма оптимизации был выбран квазиньютоновский метод оптимизации, BFGS с применением Римановой метрики. Переход к оптимизации в Римановом многообразии позволяет значительно повысить скорость сходимости алгоритма.

Результаты моделирования для случая передачи двух сигналов с 8-PSK модуляцией показали, что разработанный метод позволяет успешно различать принятые сигналы без использования тренировочной последовательности, т.е. без априорного знания параметров полезных сигналов и канала.

Анализ скорости сходимости разработанного метода показал, что при использовании предложенного алгоритма, для достижения величины межсимвольной интерференции равной 0,2 потребуется порядка 900 итераций, в то время как при использовании классического алгоритма стохастического градиента потребуется порядка 8000 тысяч итераций, в случае алгоритма натурального градиента порядка 2000 итераций.

Также показано, что системы с эквалайзером, работающем по тренировочным последовательностям выигрывают по помехоустойчивости, однако системы со слепым эквалайзером позволяют реализовать большие скорости передачи за счет отсутствия тренировочной последовательности.

4 АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ РАЗРАБОТАННОГО МЕТОДА ПОСТРОЕНИЯ СЛЕПОГО ЭКВАЛАЙЗЕРА

Раздел посвящен анализу эффективности разработанного метода построения «слепого» эквалайзера. Полученные результаты представлены в работах [8], [13], [15].

4.1 Имитационное моделирование разработанного метода построения слепого эквалайзера с использованием имитатора ионосферного канала

Для исследования системы ионосферной связи с разработанным слепым эквалайзером была создана имитационная модель с использованием имитатора ионосферного канала по рекомендации МСЭ-Р.

4.1.1 Структурная схема имитационной модели

Общая структурная схема эксперимента представлена на рисунке 4.1.

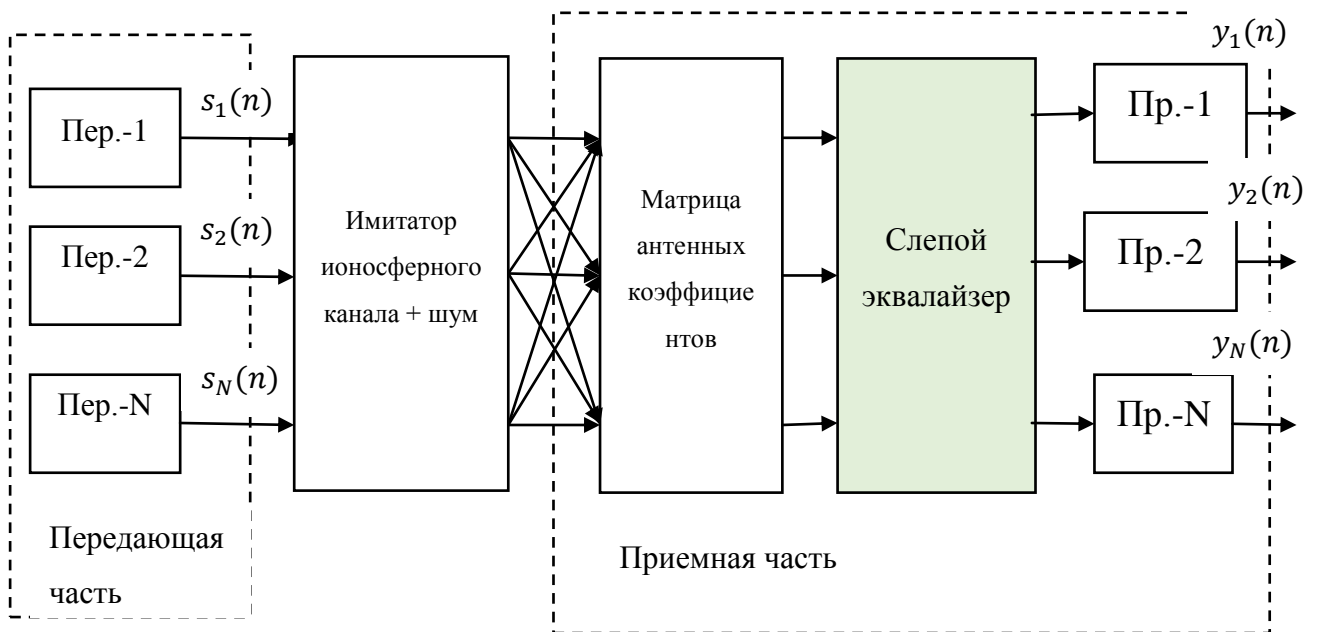
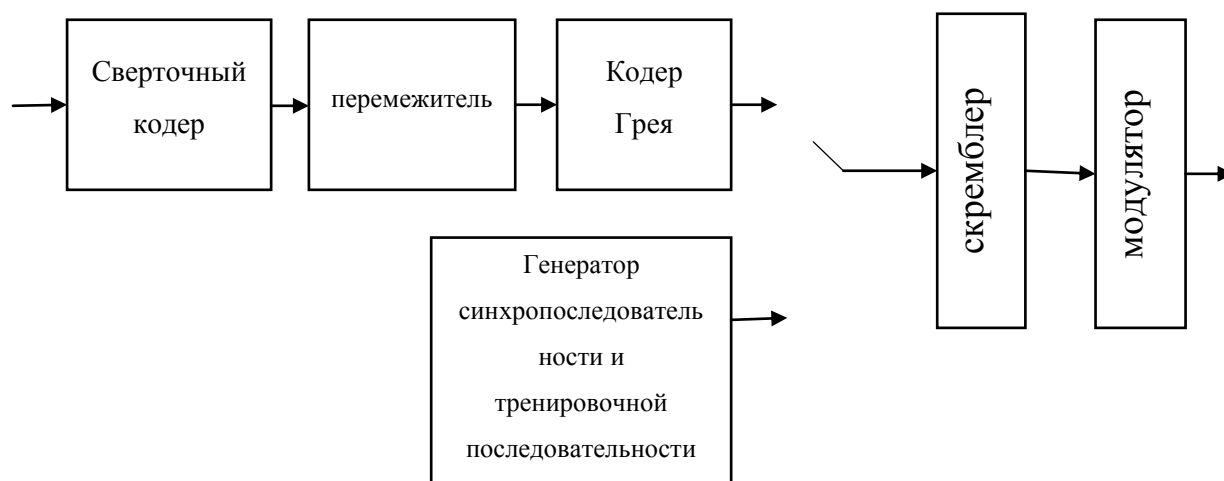


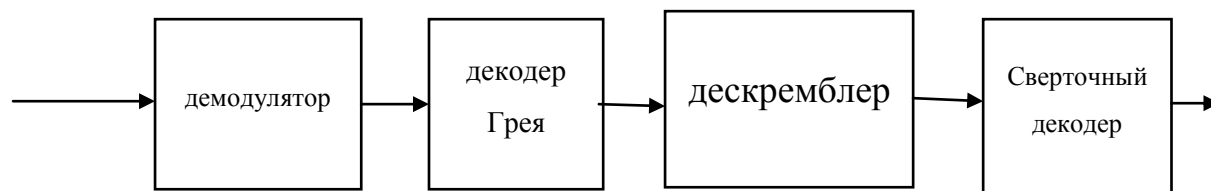
Рисунок 4.1 – Структурная схема имитационной модели.

Структурная схема состоит из N передатчиков (источников ИРИ), имитатора ионосферного канала, для имитации прохождения каждого из сигналов по ионосферному каналу и P приемников (элементов ЛЭАР). Для учета углов прихода сигналов введена матрица коэффициентов антенной решетки. Затем отсчеты с выхода антенной решетки поступают на вход эквалайзера а с его выхода, оценки отсчетов каждого из N сигналов подвергаются дальнейшей обработке (демодуляции, декодированию).

Структура каждого из передатчиков и приемников представлена на рисунке 4.2. Для сравнения разработанной системы с уже существующими, структура передатчика и приемника соответствует стандарту MIL-STD-188-110C.



а)



б)

Рисунок 4.2 – Структурная схема передающей (а) и приемной частей (б) системы ионосферной связи согласно стандарту MIL-STD-188-110C

Задача кодера Грея, стоящего после перемежителя, гарантировать ошибку только в одном бите, в случае если на приеме произошла ошибка с символах со смежной фазой.

В таблице 4.1 приведены параметры блоков передающей части системы для реализации различных скоростей передачи

Таблица 4.1 – Характеристики блоков передающей части системы для разных скоростей передачи

Скорость передачи (бит/с)	Сверточное кодирование	Тип модуляции	Соотношение тренировочных и информационных бит на фрейм
9600	$\frac{3}{4}$	QAM-64	8/9
8000	$\frac{3}{4}$	QAM-32	8/9
6400	$\frac{3}{4}$	QAM-16	8/9
2400	$\frac{1}{2}$	8-PSK	2/3
1200	$\frac{1}{2}$	QPSK	2/3
600	$\frac{1}{2}$	BPSK	1/2
300	$\frac{1}{4}$	BPSK	1/2
150	1/8	BPSK	1/2
75	$\frac{1}{2}$	QPSK	Все неизвестны

4.1.2 Модель канала

Согласно рекомендации рекомендацией МСЭ F.1487 имитатором ионосферного канала является линия задержки с отводами, представленная на рисунке 4.3.

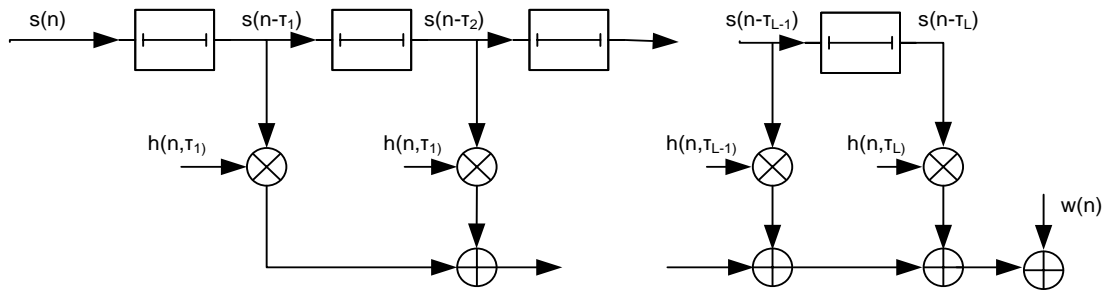


Рисунок 4.3 – Имитационная модель многолучевого канала

Коэффициенты линии отводов $h(n, \tau_l)$ представляют собой коэффициенты передачи лучей многолучевого канала.

В случае канала не инвариантного ко времени коэффициенты линии отводов $h(n, \tau_l)$ меняются со временем. Для генерации изменяющихся значений коэффициентов линии отводов применяется следующая схема, представленная на рисунке 4.4:

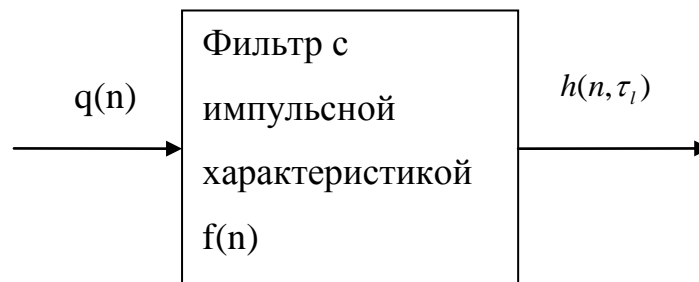


Рисунок 4.4 – Процесс формирования отсчетов коэффициентов линии отводов.

Дискретный Гауссовский процесс $q(n)$ с нулевым математическим ожиданием проходит через фильтр с полосой пропускания равной ширине формируемого Доплеровского спектра так, что отсчеты на выходе фильтра можно записать как:

$$h(n, \tau_l) = \sum_{l=-\infty}^{\infty} q(n) f(n-l) \quad (4.1)$$

Частотная характеристика этого фильтра определяется как:

$$F(f) = T \sum_{n=-\infty}^{\infty} f(n) e^{-j2\pi f n T},$$

$$f < \frac{1}{T_f}, \quad (4.2)$$

где T_f - частота дискретизации фильтра формирующего коэффициенты линии отводов

Чтобы математическое ожидание формируемого процесса $h(n, \tau_i)$ совпадало с $q(n)$, фильтр должен иметь нормированный относительно единицы амплитудный спектр.

Формируемый Допплеровский спектр определяется формулой

$$S_k(f, \tau_i) = \frac{E_k(\tau_i)}{T} |F(f)|. \quad (4.3)$$

Теоретический Допплеровский спектр определяемый моделью Вотерсона описывается формулой:

$$S_k(\nu) = \sqrt{\frac{2}{\pi f_d^2}} e^{\frac{-2f^2}{f_d^2}}. \quad (4.4)$$

Таким образом, амплитуды отсчетов на выходе фильтра распределены по Релеевскому закону, а их фазы распределены равномерно на отрезке $[0, 2\pi]$

В идеале характеристика фильтра должна описываться формулой:

$$f(n) = \sqrt[4]{2\pi f_d^2 T_f^2} e^{-(\pi v_d n T_f)^2}, \quad n \in \{-\infty, \dots, -1, 0, 1, \dots, \infty\} \quad (4.5)$$

На практике такой фильтр может быть реализован с использованием КИХ фильтра высокого порядка либо с использованием БИХ фильтра более низких порядков.

Как показали расчеты, для формирования Допплеровского спектра близкого теоретическому, определяемому формулой (3.3), требуется КИХ фильтр 43 порядка, работающий с частотой дискретизации равной: $\frac{1}{T_f} \leq 32 f_d$

На рисунке 4.5 приведено сравнение с теоретическим спектром, характеристик полученных при использовании в качестве формирующего фильтра КИХ фильтра 43 порядка, и БИХ фильтров Баттерворта 2 и 4-го порядков соответственно.

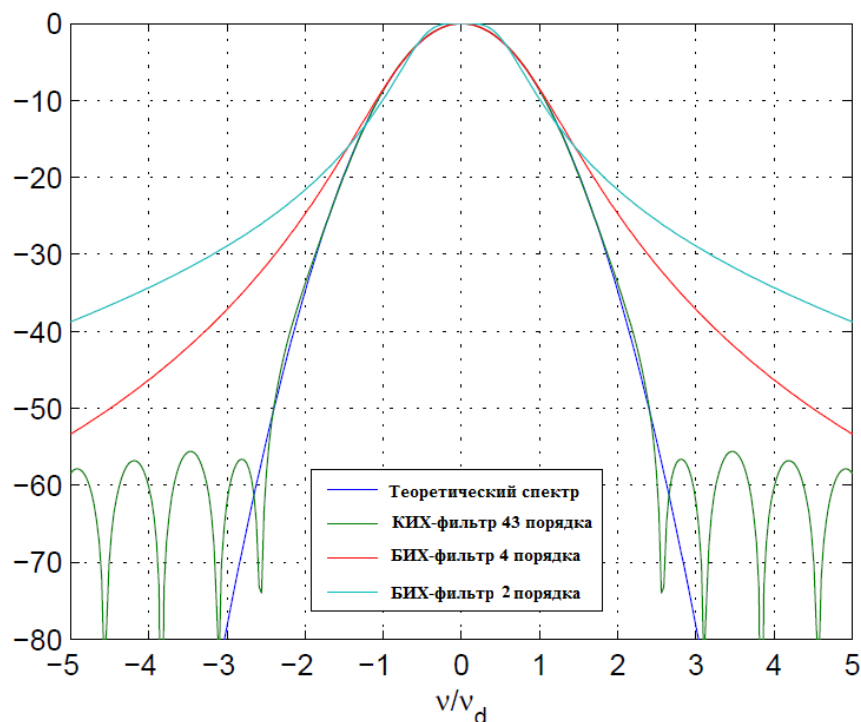


Рисунок 4.5 – Сравнение с теоретическим спектром, характеристик полученных при использовании в качестве формирующего фильтра КИХ фильтр 43 порядка, и БИХ фильтры Баттерворта 2 и 4-го порядков соответственно.

Из рисунка 4.5 видно, что БИХ фильтры дают менее крутой спад характеристики, чем характеристика, полученная с использованием КИХ фильтра.

Модели каналов для тестирования радиомодемов для ионосферной связи описываются рекомендацией МСЭ F.1487 [50]. Эта рекомендация определяет 10 различных состояний каналов, представленных в таблице 4.2.

Согласно рекомендации МСЭ F.1487 все узкополосные ионосферные каналы моделируются как двухлучевые Релеевские каналы с задержкой τ_m и доплеровским сдвигом f_d . Характеристики каналов приведены в таблице 4.2.

Таблица 4.2 – Параметры имитатора ионосферного канала, определенные рекомендацией МСЭ F.1487

Канал	Задержка τ_m (мс)	Допплеровский сдвиг f_d (Гц)
Низкие широты, спокойное состояние	0.5	0.5
Низкие широты, умеренное состояние	2	1.5
Низкие широты, возмущенное состояние	6	10
Средние широты, спокойное состояние	0.5	0.1
Средние широты, умеренное состояние	1	0.5
Средние широты, возмущенное состояние	2	1
Средние широты, возмущенное состояние	7	1
Высокие широты, спокойное состояние	1	0.5
Высокие широты, умеренное состояние	3	10
Высокие широты, возмущенное состояние	7	30

На рисунке 4.6 представлена импульсная характеристика смоделированного канала между первым передатчиком и первым антенным элементом. Использована модель для средних широт, спокойного состояния ионосферы.

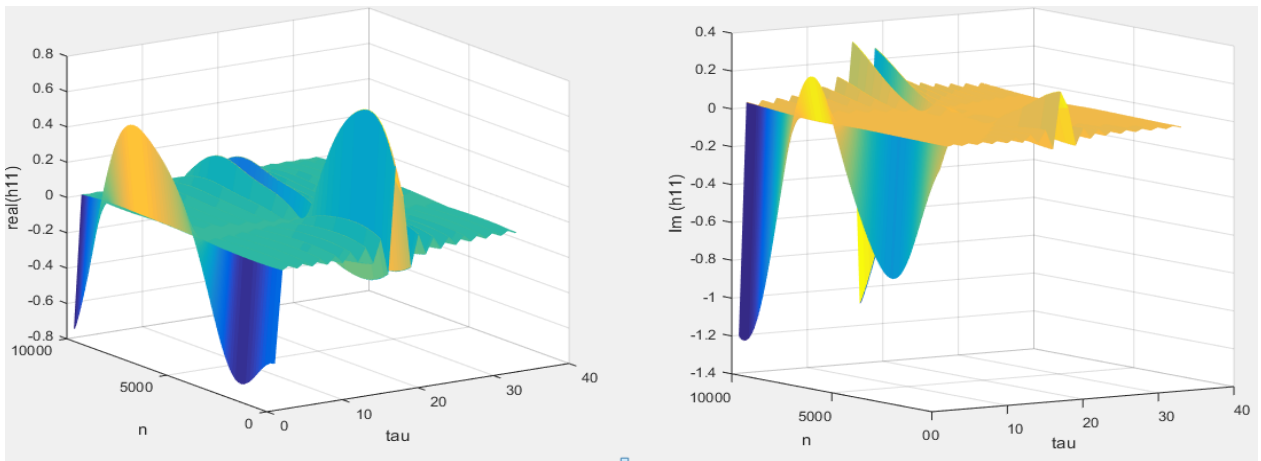


Рисунок 4.6 – Импульсная характеристика канала между первым передатчиком и первым антенным элементом. а) действительная часть б) мнимая часть

По осям на рисунке 4.6 отложены значения задержек τ_m , выраженные числом отсчетов, и времени, также выраженного числом переданных отсчетов.

4.1.3 Результаты работы модели

На рисунке 4.7 представлены сигнальные созвездия на входе и выходе предложенного эквалайзера для случая передачи двух QAM-4 сигналов. Использована модель для средних широт, спокойного состояния ионосферы.

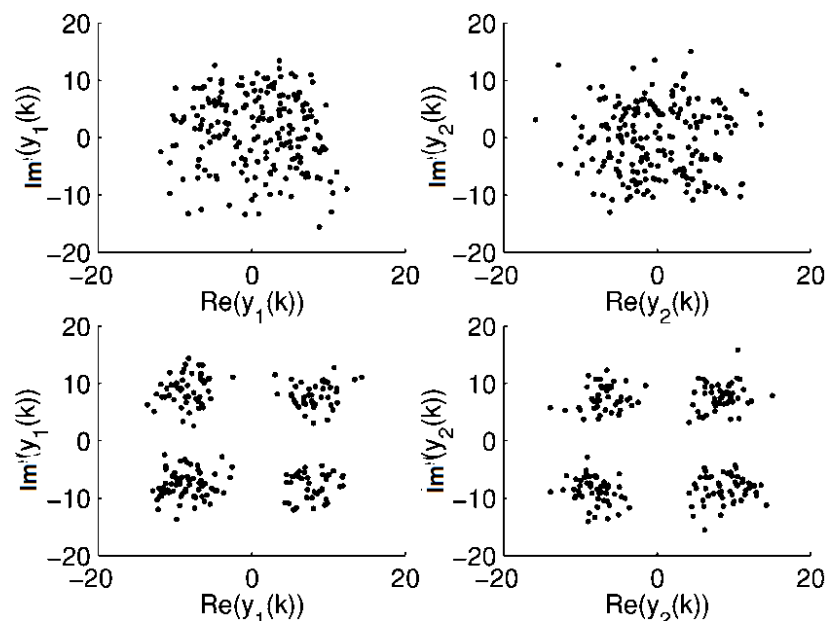
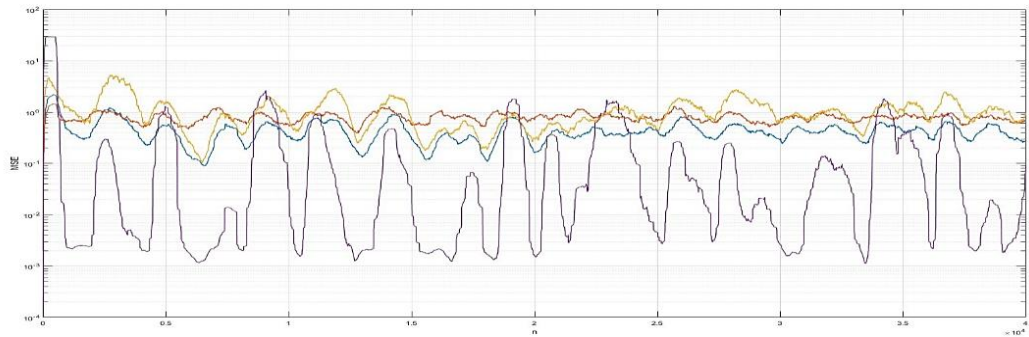


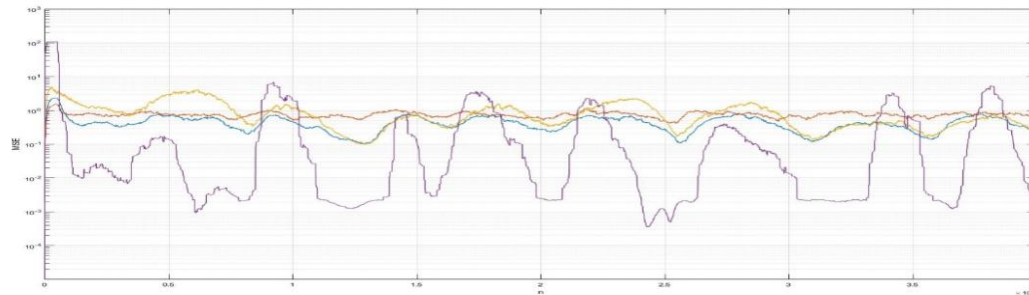
Рисунок 4.7 – Сигнальные созвездия на входе и на выходе эквалайзера для случая передачи двух QAM-4 сигналов

На рисунке 4.8 представлены зависимости средней квадратической ошибки от номера итерации при работе модели с использованием эквалайзеров, работающих по тренировочной последовательности и при работе с предложенным слепым эквалайзером. В качестве эквалайзеров, работающих по тренировочной последовательности взяты эквалайзеры, работающие по алгоритмам RLS, LMS и SignLMS.

Рассматривалось два случая: модель канала для средних широт в умеренном состоянии (рисунок 4.8 а) и модель канала для средних широт в возмущенном состоянии (рисунок 4.8 б).



а)



б)

Рисунок 4.8 – Зависимости средней квадратической ошибки от номера итерации при работе модели с использованием эквалайзеров, работающих по тренировочной последовательности и при работе с предложенным слепым эквалайзером (синий)

Из рисунка 4.8 видно, что предложенный эквалайзер способен эффективно отслеживать изменения ИХ канала с ошибкой меньшей, чем при использовании классических LMS эквалайзеров даже в возмущенном канале.

Рекомендацией МСЭ-Р F.1487 определены правила сравнения модемов ионосферных радиолиний. Для каждого сочетания относительной задержки между лучами и доплеровского сдвига определяется (измеряется) отношение сигнал/шум требуемое для достижения фиксированной частоты ошибок (BER).

В таблице 4.3 приведен шаг изменения величин доплеровского сдвига и относительной задержки в различных диапазонах значений этих величин.

Таблица 4.3 – Шаг изменения величин доплеровского сдвига и относительной задержки

Параметры	Диапазон	Шаг
Относительная задержка (мс)	0-4	0.5
	4-12	1.0
	12-20	2.0
Доплеровский сдвиг (Гц)	0.1	-
	0.5-4.0	0.5
	4-20	2
	20-40	4
Отношение сигнал/шум (дБ)	-10 до 50	1
Допустимое значение частоты ошибок BER	$2 \cdot 10^{-3}$ до $0.5 \cdot 10^{-3}$	

Длительность теста по измерению характеристики для различных значений доплеровского сдвига и допустимой вероятности ошибки различается.

Согласно рекомендациям длительность теста лучше всего выбирать примерно в 3000 раз больше величины доплеровского сдвига, либо из соотношения $100/(BER \cdot Rbit)$

Значения рекомендуемых длительностей теста сведены в таблицу 4.4.

Таблица 4.4 – Длительность теста по измерению характеристики для различных значений доплеровского сдвига и допустимой вероятности ошибки

Допплеровский сдвиг (Гц)	$3000/f_d$ (с)	BER	Скорость передачи (бит/с)	$100/(BER \cdot R_{bit})$ (с)	Выбранная длительность теста
0.5	6000	$1 \cdot 10^{-3}$	600	167	6000
2	1500	$1 \cdot 10^{-3}$	600	167	1500
5	600	$1 \cdot 10^{-3}$	600	167	600
10	300	$1 \cdot 10^{-3}$	600	167	300
20	150	$1 \cdot 10^{-3}$	600	167	150

Результатом измерений является характеристика работоспособности модема. На рисунке 4.9 представлена такая характеристика, построенная на выходе модели для модема стандарта MIL-STD-188-110, работающего со скоростью 1200 бит/с с 8-PSK модуляцией. Эквалайзер работает с использованием RLS алгоритма.

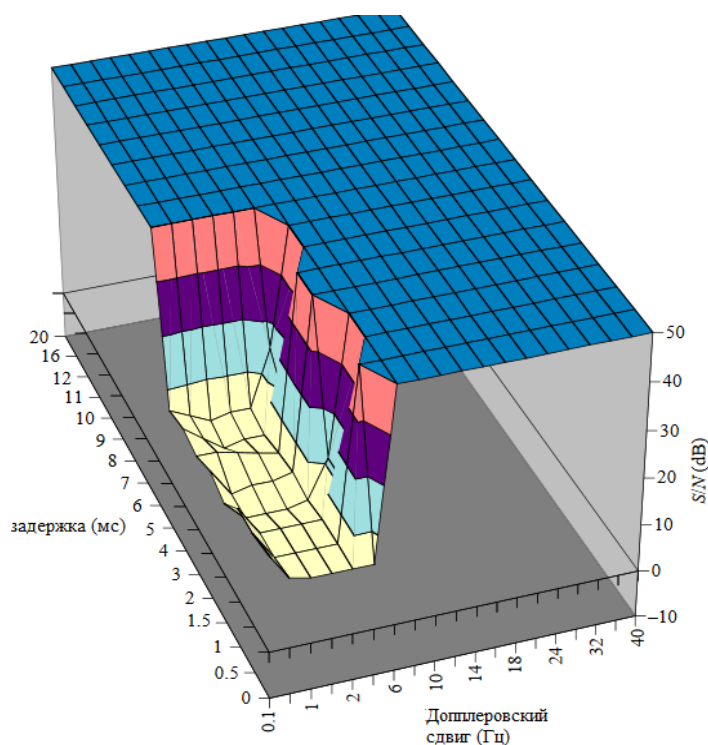


Рисунок 4.9 – Характеристика работоспособности модема для скорости передачи 2400 бит/с , модуляция 8-PSK [50]

На основании полученных данных можно определить границы работоспособности модема (допустимые значения доплеровского сдвига и задержки), для разных скоростей передачи. Эти требования сведены в таблицу 4.5.

Таблица 4.5 – Требования к параметрам канала для обеспечения работоспособности модема для разных скоростей передачи для достижения величины BER равной 10^{-3}

Скорость Передачи (бит/с)	SNR (дБ)	Допплеровский сдвиг (Гц)	Задержка между лучами (мс)
2400	>14	< 4	< 5
1200	>7	< 8	< 5
600	>3	< 12	< 5
300	>0	< 16	< 5
150	>-3	< 10	< 5

В таблице 4.6 приведены аналогичные данные допустимых значений доплеровского сдвига и задержки при работе модели со слепым эквалайзером. Расширение области допустимых значений обозначено жирным цветом.

Таблица 4.6 – Требования к параметрам канала для обеспечения работоспособности модема, использующего слепой эквалайзер, для разных скоростей передачи для достижения величины BER равной 10^{-3}

Скорость Передачи (бит/с)	SNR (дБ)	Допплеровский сдвиг (Гц)	Задержка между лучами (мс)
2400	> 12	< 5	< 5
1200	> 6	< 9	< 7
600	>3	< 14	< 5
300	>0	< 16	< 5

150	>-3	< 10	< 5
-----	-----	------	-----

Изменение границ работоспособности модема, с учетом обязательного для когнитивных систем переключения между скоростями передачи, приведено в таблице 4.7.

Таблица 4.7 – Требования к параметрам канала для обеспечения работоспособности модема при условии возможности переключения скоростей передачи

Число скоростей передачи	SNR (дБ)	Допплеровский сдвиг (Гц)	Задержка между лучами (мс)
5	>-3	< 16	< 7

4.2 Результаты работы алгоритма на реальном канале

Помимо проверки работоспособности на имитационной модели был проведен анализ доступности для случая передачи по реальному каналу. Для анализа были использованы данные натурных испытаний. Отсчеты сигналов для эксперимента получены с выхода триортогональной антенной решетки. На антенну поступала смесь из трех сигналов с разными видами модуляции.

В течение десятиминутных интервалов производилась передача сигналов с различными типами модуляции на частотах от 2.8 до 21.9 МГц. Зондирующий сигнал использовался для оценки состояния канала (величины доплеровского смещения и максимальной задержки).

Доступность заданной скорости передачи определялась как:

$$A = \frac{N_c}{N},$$

где: N - общее число 10-х интервалов за время проведения измерений (в том числе в течении которых связь была недоступна);

N_c - число десятиминутных интервалов в течении которых была возможна передача на заданной скорости, то есть значения SNR, доплеровского сдвига и задержки были в пределах указанных в таблице 4.6.

Полученные данные были разделены по времени дня, из-за изменения характеристик ионосферы в ночное время.

Для анализа зависимостей доступности передачи на заданной скорости анализ был проведен при фиксированном значении требований по одному из параметров: SNR, доплеровский сдвиг, задержка в то время как два остальных изменялись.

На рисунке 4.10 а, б, в представлены полученные зависимости для скорости передачи 1200 бит/с. Модуляция 8-PSK.

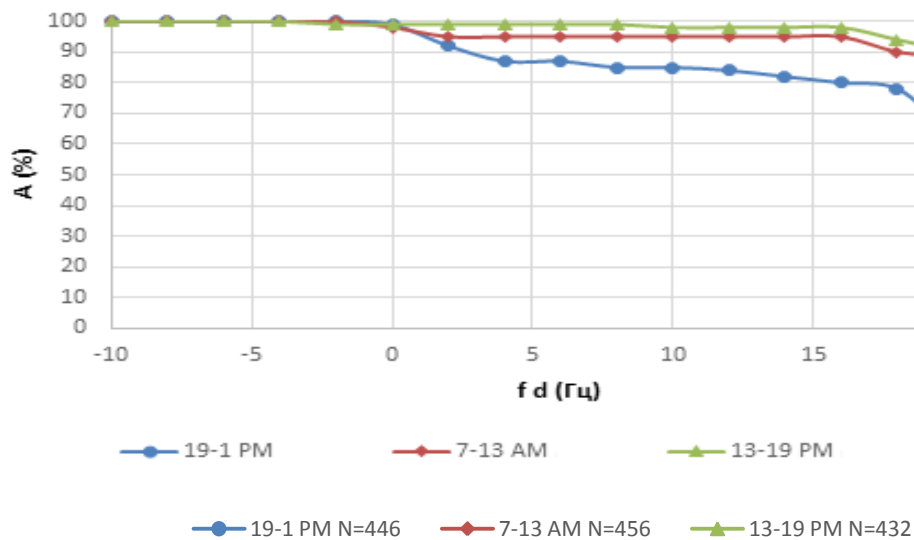


Рисунок 4.10 а – Зависимость величины доступности от допустимого значения доплеровского сдвига

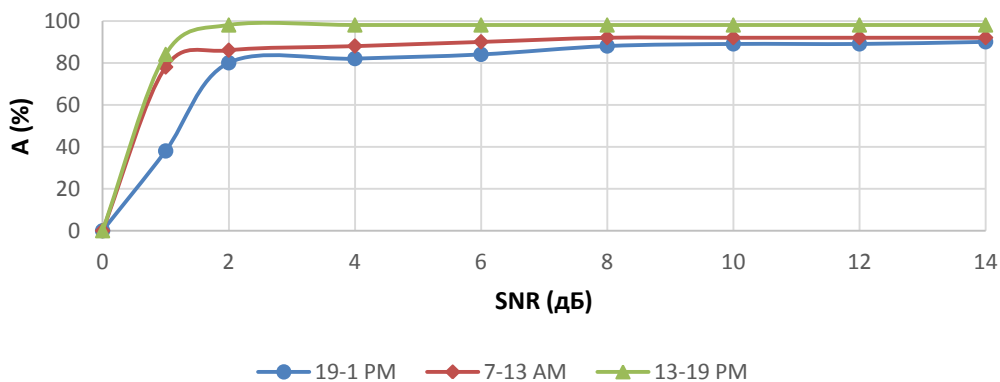


Рисунок 4.10 б – Зависимость величины доступности от допустимого значения отношения сигнал/шум (SNR)

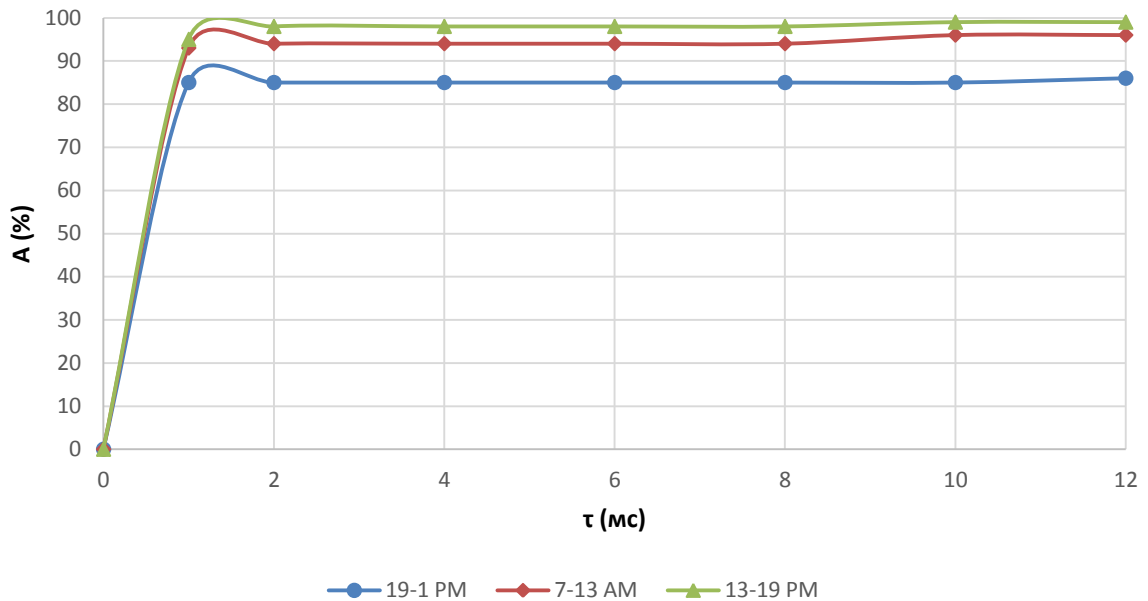


Рисунок 4.10. в – Зависимость величины доступности от допустимого значения задержки

Из графиков на рисунке 4.10 можно сделать следующие выводы:

- наиболее высокая доступность в ночное время;
- при SNR 10-15 дБ доступность выше 80 % в любое время дня;
- значения задержки в 1-2 мс достаточно для обеспечения работы со скоростью 1200 бит/с;
- доплеровского смещения меньше 4 Гц достаточно для обеспечения работы со скоростью 1200 Гц за исключением ночного времени. В ночное время для обеспечения доступности 64 % требуется значение доплеровского смещения 8 Гц , при значении 4 Гц получаем доступность только 58%;
- при низкой доступности заданной скорости передачи наибольшее улучшение достигается при увеличении допустимых значений SNR, чем от увеличения допустимых границ доплеровского сдвига и задержки. В среднем улучшение доступности, при увеличении допустимого значения SNR на 1 дБ может достигать 20%.

4.3 Выводы по разделу 4

В разделе были рассмотрены результаты тестирования разработанного метода на имитационной модели с использованием имитатора ионосферного канала согласно рекомендации МСЭ-Р F.1487 и при работе алгоритма при использовании записей реального ионосферного канала.

Эксперименты на имитационной модели показали, что предложенный метод построения слепого эквалайзера способен эффективно адаптироваться к изменениям в нестационарном канале при средней квадратической ошибке меньше чем при использовании LMS эквалайзера.

Для характеристики устойчивости работы системы было введено понятие доступности связи, характеризующей возможность приема с требуемой вероятностью ошибки.

Были получены следующие результаты:

- наиболее высокая доступность в ночное время;
- при SNR 10-15 дБ доступность выше 80 % в любое время дня;
- значения задержки в 1-2 мс достаточно для обеспечения работы со скоростью 1200 бит/с;
- доплеровского смещения меньше 4 Гц достаточно для обеспечения работы со скоростью 1200 Гц за исключением ночного времени. В ночное время для обеспечения доступности 64 % требуется значение доплеровского смещения 8 Гц, при значении 4 Гц получаем доступность только 58%;
- при низкой доступности заданной скорости передачи наибольшее улучшение достигается при увеличении допустимых значений SNR, чем от увеличения допустимых границ доплеровского сдвига и задержки. В среднем улучшение доступности, при увеличении допустимого значения SNR на 1 дБ может достигать 20%.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Целью диссертационной работы являлось повышение эффективности систем ионосферной связи за счет применения слепых эквалайзеров для оперативной компенсации искажений, обусловленных МСИ в условиях априорной неопределенности характеристик ионосферного канала и параметров принимаемых сигналов.

Повышение эффективности систем ионосферной радиосвязи может быть достигнуто за счет адаптации параметров используемых радиосигналов (вида модуляции, кодирования, скорости передачи информации) и адаптации рабочих частот в зависимости от состояния нестационарного ионосферного канала.

Такая адаптация может быть достигнута за счет разработки управления параметрами радиосвязи на основе технологии когнитивного радио. Технология когнитивного радио предполагает постоянный мониторинг спектра и характеристик канала и принцип динамического доступа к спектру при априорной неопределенности параметров передаваемых сигналов. В существующих системах ионосферной связи мониторинг спектра производится с помощью зондирования канала, а адаптация параметров влечет за собой смену формата передаваемого кадра, так как меняется длина тренировочной последовательности для оценки канала и настройки эквалайзера. Для реализации высоких скоростей передачи тренировочная последовательность может занимать до 50 % длины кадра, тем самым ограничивая максимально доступную скорость передачи информации. Использование аппарата слепой обработки сигналов позволит не передавать тренировочную последовательность для оценки канала и настройки эквалайзера и тем самым не тратить время на перестройку передаваемого кадра, при смене условий в канале.

Основные результаты, полученные в диссертации, следующие:

1. Проведенный анализ существующих методов построения систем адаптивной ионосферной связи показал, что их характеристики могут быть

улучшены при использовании технологий когнитивного радио. Анализ показал, что современные системы ионосферной связи обладают свойствами «когнитивности», а, следовательно, вопрос повышения эффективности этих систем за счет более гибкой адаптации к окружающим условиям можно рассматривать как вопрос когнитивного радио.

2. Проведенный анализ существующих методов построения систем адаптивной ионосферной связи также показал, что для перехода к когнитивным системам ионосферной связи требуется на физическом уровне организовать адаптивный контроль состояния канала связи для чего предложено использовать слепой эквалайзер.

3. Проведенный анализ известных методов построения слепых эквалайзеров показал, что они не могут стать альтернативой классическим эквалайзерам, применяемым в системах ионосферной связи, и требуют улучшения по параметрам скорости сходимости и стабильности работы.

4. Разработанный метод построения слепых эквалайзеров для систем ионосферной связи способен работать в условиях априорной неопределенности параметров полезных сигналов, характеристик канала и геометрии антенной решетки.

5. Разработанный вычислительный алгоритм построения слепых эквалайзеров для систем ионосферной связи способен работать в условиях априорной неопределенности параметров полезных сигналов, характеристик канала и геометрии антенной решетки. Оптимизация квазиьютоновским BFGS алгоритмом позволила добиться большей скорости сходимости алгоритма.

6. Проведенный анализ работоспособности разработанного метода как на симуляторе ионосферного канала, так и в условиях реального ионосферного канала показал, что разработанный метод дает возможность увеличить скорость передачи по ионосферному каналу до 50% и увеличить доступность каналов ионосферной связи до 20 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Аджемов, С. С. Слепое разделение сигналов на основе сдвиговых статистик / С. С. Аджемов, А. А. Кучумов, Д. В. Савостьянов // Т-Comm - Телекоммуникации и транспорт. – 2009. — № 11. – С. 16-19.
2. Березовский, В.А. Современная декаметровая радиосвязь: оборудование, системы и комплексы /В.А. Березовский, И.В.Дункельт, О.К.Савицкий — М. : Радиотехника, 2011. – 444 с.
3. Горячкин, О. В. Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи/ О. В. Горячкин. — М. : Радиоисвязь, 2003. — 230 с.
4. Джиган, В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В.И. Джиган — М. : Техносфера, 2013. – 528 с.
5. Лучин, Д. В. Системы ДКМВ радиосвязи: разработка, производство и перспективные решения / Д. В. Лучин, М. Ю. Сподобаев // Вестник Самарского аэрокосмического университета. – 2014. — № 2. – С. 74-79.
6. Мирошникова, Н.Е. Анализ эффективности алгоритмов слепой идентификации ионосферных каналов /Н.Е.Мирошникова // Научные технологии в космических исследованиях Земли. –2016. –Т. 8. – № 3. –С. 30-34.
7. Мирошникова, Н.Е. Влияние ошибок синхронизации на прием цифровых сигналов /Н.Е.Мирошникова // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. –2013. –Т.7. – № 9. –С. 112-114.
8. Мирошникова, Н.Е. Методы слепой обработки в системах ионосферной связи /Н.Е.Мирошникова // Материалы 18-й международной конференции «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях (СИНХРОИНФО-2016)» (ПГУТИ, 1-2 июля 2016 г.) – Самара, 2016. – Том 1. – С. 126-131.

9. Мирошникова, Н.Е. Обзор систем когнитивного радио /Н.Е.Мирошникова // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. –2013. –Т.7. – № 9. –С. 108-111.
10. Мирошникова, Н.Е. Применение адаптивной фильтрации в задаче оценки ионосферного канала /Н.Е.Мирошникова // Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. –2016. –Т. 10. – № 9. –С. 24-29.
11. Мирошникова, Н.Е. Анализ эффективности алгоритмов слепого разделения сигналов/Н.Е.Мирошникова// Радиотехника. – 2016. – № 3. – С. 37-42.
12. Мирошникова, Н.Е. Применение адаптивной фильтрации в задаче слепой оценки ионосферного канала /Н.Е.Мирошникова //Материалы X Международной отраслевой научно-технической конференции «Технологии информационного общества» –Москва, 2016. –С. 147-148.
13. Мирошникова, Н.Е. Применение адаптивной фильтрации в задаче слепой оценки ионосферного канала /Н.Е.Мирошникова // Материалы 18-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2016)» (ИПУ РАН им. В.А. Трапезникова, 31 марта-1 апреля 2016 г.) – Москва, 2016. – Том 1. – С. 126-131.
14. Мирошникова, Н.Е. Эффективность использования алгоритмов слепой обработки для разделения сигналов с различными типами модуляции /Н.Е.Мирошникова, А.А. Кучумов// Т-Comm: Телекоммуникации и транспорт. – 2016. –Т. 10. – № 5. –С. 17-20.
15. Мирошникова, Н.Е. Метод построения слепого эквалайзера для ионосферных декаметровых систем связи/ Н.Е.Мирошникова // Электросвязь. – 2018.– №5. –С. 39-43.
16. МСЭ-R SM.2152 отчет. Определения системы радиосвязи с программируемыми параметрами (SDR) и системы когнитивного радио (CRS) .– Женева, 2009.-2 с.
17. Припутин, В.С. Метод слепого разделения сигналов на базе статистик второго порядка в задаче пространственно-поляризационной селекции/ В.С Припутин // Т-comm – Телекоммуникации и транспорт. – 2014. – № 6. – С. 36-39.

18. Припутин, В.С. Сравнительный анализ методов слепого разделения сигналов /В.С. Припутин // Тезисы докладов отраслевой научной конференции-форума «Технологии информационного общества», ФГОБУ ВПО МТУСИ, Москва. – 2014. – С. 21-21.
19. Пути построения адаптивных систем коротковолновой радиосвязи/ В. В. Егоров, Мингалев А. Н. и др.// Научно-методический электронный журнал «Концепт». – 2014. – Т. 20. – С. 2831–2835.
20. Создание, поддержка и обновление электронных открытых ресурсов кафедры радиотехнических систем: отчет по ГБНИР «Радиотехника» (промежуточный): МТУСИ; рук. Шинаков Ю.С.; исполн. Мирошникова Н. Е. [и др.]. – М., 2015. – 180 с. (авторский вклад – 13 с.)
21. Создание, поддержка и обновление электронных открытых ресурсов кафедры радиотехнических систем: отчет по ГБНИР «Радиотехника» (заключительный): МТУСИ; рук. Шинаков Ю.С.; исполн. Мирошникова Н. Е. [и др.]. – М., 2017. – 87 с. (авторский вклад – 13 с.)
22. Amary, S. A new learning algorithm for blind signal separation/ S.Amary, A. Cichocki, H.H.Jang// Advances in Neural Information Processing Systems, Vol.2: Blind deconvolution, MA, Cambridge : MIT Press.— 1996. — Vol. 8.— P. 757-763
23. Amary, S. Multichannel blind deconvolution and equalization using the natural gradient/ S.Amary, S.C. Douglas, A. Cichocki// in Proc. IEEE Workshop on Signal Processing And Advances in Wireless Communications, Paris, France–1997. — P.101-104
24. Amary, S. Natural gradient works efficiently in learning/S.Amary //Neural Computation. — 1999. — Vol. 10. — P. 271-276
25. Amary, S. Non-holonomic constraints in learning algorithms for blind source separation/ S.Amary, J A. Cichocki , T.-P. Chen// Neural Computation. — 2000. — Vol. 12. — P. 1463-1484
26. Amary, S. Novel on-line adaptive learning algorithms for blind deconvolution using natural gradient approach/ S.Amary, S.C. Douglas, A. Cichocki,

H.H. Yang// in Proc. 11th IFAC Symposium for blind deconvolution, Kytakyushu City, Japan–1997. — Vol.3. — P.1057-1062

27. Amary, S. Stability analysis of adaptive blind source separation/ S.Amary, J A. Cichocki , T.-P. Chen//Neural Networks. — 1997. — Vol. 10. — No8. — P. 1345-1351

28. Amary, S. Unsupervised Adaptive Filtering, chapter Blind Signal Separation and Extraction/ S.Amary, A. Cichocki, H.H.Jang//Neural and Information Theoretic Approaches, New York, US : John Wiley and Sons, Inc., 1999. — P.1131

29. Anand, K. Blind separation of multiple co-channel BPSK signals arriving at an antenna array /K. Anand ,G. Mathew , V. U. Reddy //IEEE Signal Processing Letters. — 1995. — Vol. 2 — No 9. — P. 176 – 178

30. Belouchrani, A. Second-order blind separation of temporally correlated sources / A. Belouchrani, K. Abed-Meraim, J.F. Cardoso, and E. Moulines// in Proc. Int. Conf. on Digital Sig. Proc., Cyprus. — 1993. — P. 346-351

31. Bora, S.S. IIR deconvolution from noisy observations using Kalman filtering /Siddharth Sankar Bora ,Yepuganti Karuna , Ravindra Dhuli , Brejesh Lall // in Proc. of International Conference on Signal and Image Processing, Chennai, India. — 2010.— P. 339 – 342

32. Cardoso, J.-F. Equivariant adaptive source separation/ J.-F. Cardoso, B.H.Laheld// IEEE Trans. Signal Processing. — 1996. — Vol. 44. — No12. — P. 3017-3030

33. Cardoso, J.-F. Blind beamforming for non-Gaussian signals / J.-F. Cardoso, A.Souloumiac // IEEE Proceedings-F. — 1993. — vol. 140. — No 6. — P. 362-370

34. Casey, R.B. Blind Equalization of 8-Psk Signals Aired in the High-Frequency Band/ Ryan B. Casey , Tanja Karp // in Proc. of IEEE 12th Digital Signal Processing Workshop & 4th IEEE Signal Processing Education Workshop, Teton National Park, WY, USA. — 2006. —P. 88 – 93

35. Chen, Y. Recursive least squares constant modulus algorithm for blind adaptive array/Yuxin Chen , T. Le-Ngoc , B. Champagne , Changjiang Xu //IEEE Transactions on Signal Processing. — 2004. — Vol. 52. — No 5. — P. 1452 – 1456
36. Cichocki, A. Self-adaptive neural networks for blind separation of sources/ A. Cichocki , S. Amari , M. Adachi , W. Kasprzak // in Proc. of 1996 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. Circuits and Systems Connecting the World. ISCAS 96, Atlanta, GA, USA. — 1996. — Vol.2. — P. 157 – 160
37. Comon, P. Independent Component Analysis, a New Concept? / P. Comon // IEEE Transactions on Signal Processing. – 1994. – Vol. 36. – № 6. – P. 287-314.
38. Coskun, A. All-Adaptive Blind Matched Filtering for the Equalization and Identification of Multipath Channels—A Practical Approach /Adem Coskun ; Izzet Kale //IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. — 2013. — Vol. 60. — No 1. — P. 232 - 242
39. Das, N. A constrained least squares algorithm for fast Blind Source Separation in a non-stationary mixing environment /Niva Das , Aurobinda Routray, Pradipta Kishore Dash // in Proc. Of International Conference on Energy, Automation and Signal, Bhubaneswar, Odisha, India. — 2011.— P. 1- 6
40. Desmezieres, A. On performance study of blind identification of a multipath channel /A. Desmezieres , P. Costa , P. Larzabal // Proceedings of the IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop.(Cat. No.00EX410), Cambridge, MA, USA. — 2000.— P. 281 - 285
41. Douglas, S.C. Fast-convergence filtered-regressor algorithms for blind equalization/ S.C. Douglas, A. Cichocki, S.Amary//Electronics Letters. — 1996. — Vol. 32. — No23. — P. 2114-2115
42. Douglas, S.C. On the relationship between blind deconvolution and blind source separation / S.C. Douglas, S.Haykin // in Proc. 31th Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers, Pacific Grove, CA–1997. — Vol.2. — P.1591-1595

43. Douglas, S.C. Relationship between blind deconvolution and blind source separation / S.C. Douglas, In S.Haykin, editor, — Unsupervised Adaptive Filtering, Vol.2: Blind deconvolution, New York, US : John Wiley and Sons, Inc., 2000. — P.113-145
44. Douglas, S.C. Self-whitening algorithms for adaptive equalization and deconvolution/ S.C. Douglas, A. Cichocki, S.Amary//IEEE Trans. Signal Processing. — 1999. — Vol. 47. — No14. — P. 1161-1165
45. Elgenedy, M.A. Iterative Bi-directional Kalman-DFE equalizer for the high data rate HF waveforms in the HF channel/ Mahmoud A. Elgenedy ; Essam Sourour ; Magdy Fikri // in Proc. of 1st International Conference on Communications, Signal Processing, and their Applications (ICCSPA), Sharjah, United Arab Emirates. — 2013. —P. 1 - 6
46. Erhel, Y Experimental source separation in the H.F. band (3-30 MHz) : comparison between a blind and a parametric method/Y. Erhel , C. Le Meins , L. Bertel , F. Marie // in Proc. of the 2000 IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop. SAM 2000 (Cat. No.00EX410), Cambridge, MA, USA. — 2000.— P.347 - 350
47. Erhel, Y. A SIMO System of Digital Transmission Through the Ionospheric Channel/Y. Erhel , C. Perrine , D. Lemur , A. Bourdillon // in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, Melbourne, Vic., Australia. — 2006.— P. 1 - 5
48. Erhel, Y. Evaluation of Ionospheric HF MIMO Channels: Two complementary circular polarizations reduce correlation./Yvon Erhel , Dominique Lemur , Martial Oger ,Jerome Le Masson ,Francois Marie //IEEE Antennas and Propagation Magazine. — 2016. — Vol. 58. — No 6. — P. 1475-1488
49. Fabrizio, G. A. Exploiting multipath for blind source separation with sensor arrays /Giuseppe A. Fabrizio , Alfonso Farina // in Proc. Of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP), Prague, Czech Republic. — 2011.— P. 2536 - 2539
50. Farhang-Boroujeny, B. Channel equalization via channel identification for rapidly fading HF channels/B. Farhang-Boroujeny // in Proc. of IEEE International

Conference on Information Engineering '93, Singapore, Singapore. — 1993. —Vol.2. — P. 563 – 567

51. Farhang-Boroujeny , B. Channel equalization via channel identification: algorithms and simulation results for rapidly fading HF channels /B. Farhang-Boroujeny //IEEE Transactions on Communications. — 1996. — Vol. 44 — No 11. — P. 1409 - 1412

52. Ferreol, A. Second-order blind separation of first- and second-order cyclostationary sources-application to AM, FSK, CPFSK, and deterministic sources/A. Ferreol , P. Chevalier , L. Albera //IEEE Transactions on Signal Processing. — 2004. — Vol. 52 — No 4. — P. 845 - 861

53. Gao , F Design of Learning-Based MIMO Cognitive Radio Systems /Feifei Gao , Rui Zhang , Ying-Chang Liang , Xiaodong Wang//IEEE Transactions on Vehicular Technology— 2010. — Vol. 59. — No4. — P. 1707-1720

54. Garth, L.M. A dynamic convergence analysis of blind equalization algorithms /L. M. Garth //IEEE Transactions on Communications. — 2001. — Vol. 49 — No 4. — P. 624 – 634

55. Ge, F. Cognitive Radio: From Spectrum Sharing to Adaptive Learning and Reconfiguration/Feng Ge , Qinqin Chen , Ying Wang , Charles W. Bostian , Thomas W. Rondeau , Bin Le // in Proc. of IEEE Aerospace Conference, Big Sky, MT, USA. — 2008.— P. 1 – 10

56. Godard, D.N. Self-recovering equalization and carrier tracking in twodimensional data communication systems / D.N. Godard // IEEE Transactions on Communications — 1980. — Vol. 28. — No11. — P. 1867-1875

57. Gu, F. Blind Equalization of Complex I/Q Independent Sources with Phase Recovery/ Fanglin Gu , Hang Zhang , Desheng Zhu ,Yi Xiao // in Proc. of 8th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing, Shanghai, China .— 2012. — P.1-5

58. Gu, F. Kalman filtering algorithm for blind separation of convolutive mixtures/Fanglin Gu , Hang Zhang , Yi Xiao // in Proc. Of 11th International

Conference on Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA), Montreal, QC, Canada. — 2012.— P. 1045 - 1049

59. Gursoy, M.C. On the Interplay between Channel Sensing and Estimation in Cognitive Radio Systems/ Mustafa Cenk Gursoy , Sinan Gezici // in Proc. Of IEEE Global Telecommunications Conference - GLOBECOM 2011, Kathmandu, Nepal. — 2011. — P.1-5

60. Habets, E. A. P. An online quasi-Newton algorithm for blind SIMO identification/ Emanuël A. P. Habets , Patrick A. Naylor // in Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing, Dallas, TX, USA.— 2010. — P. 2662 – 2665

61. Haghghat, A. ICA-Based Signal Equalization for Digital Receivers /Afshin Haghghat / in Proc. Of the IEEE Vehicular Technology Conference, Melbourne, Vic., Australia. — 2006.— P. 1 - 5

62. Haykin , S. (Ed) Unsupervised Adaptive Filtering, Vol.2: Blind deconvolution / S.Haykin — New York, US : John Wiley and Sons, Inc., 2000. — P.1131

63. Hidekazu, F. A method to solve the permutation problem in blind source deconvolution for audio signals based on phase linearity estimation/ Hidekazu Fukai // in IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), Rio de Janeiro, Brazil. — 2016. — P.1-4

64. Hu, Z. A blind source separation method based on Kalman filtering/Zhihui Hu , Jiuchao Feng // in Proc. Of International Conference on Communications, Circuits and Systems, Milpitas, CA, USA. — 2009.— P. 473 - 476

65. Huang, Y. Optimal step size of the adaptive multichannel LMS algorithm for blind SIMO identification/Yiteng Huang , J. Benesty , Jingdong Chen //IEEE Signal Processing Letters. — 2005. — Vol. 12. — No 3. — P. 173 – 176

66. Hyvarinen, A. Fast and Robust Fixed-Point Algorithms for Independent Component Analysis / A. Hyvarinen // IEEE Transactions on Neural Networks. –1999. – Vol. 10. – No 2. – P. 626-634.

67. ICALAB Toolboxes for Signal Processing [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <http://www.bsp.brain.riken.jp/ICALAB/ICALABSignalProc>. – Заглавие с экрана. – (Дата обращения: 10.12.2014).
68. ITU -R Recommendation F.1110-3 Adaptive radio systems for frequencies below about 30 MHz. – Geneva, 2010. –6 p.
69. ITU -R Recommendation F.1487 Testing of HF modems with bandwidths of up to about 12 kHz using ionospheric channel simulators. – Geneva, 2010. –11 p.
70. ITU -R Recommendation F.1778-1 Channel access requirements for HF adaptive systems in the fixed and land mobile services . – Geneva, 2016. –6 p.
71. ITU -R Recommendation F.763-5 Data transmission over HF circuits using phase shift keying or quadrature amplitude modulation. – Geneva, 2005. –52 p.
72. Jianxi, Y. Rapid joint semi-blind estimation algorithm for carrier phase and timing parameter /Yang Jianxi ; Wang Yuan ; Chu Liang // in Proc. 5th International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices Amman, Jordan. — 2008.— P. 1 – 4
73. Kawamoto, M. A deflation algorithm for the blind deconvolution of MIMO-FIR channels driven by fourth-order colored signals/Mitsuru Kawamoto , Yujiro Inouye , Ali Mansour , Ruey-wen Liu // in Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Orlando, FL, USA. — 2002.— P. 1653 – 1656
74. Khames, M. Input sequence estimation and blind channel identification in HF communication/M. Khames ,B. H. Miled , O. Arikan // in Proc. of the IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (Cat. No.00CH37100), Istanbul, Turkey, Turkey. — 2000.— P. 2705 – 2708
75. Koldovský, Z. Efficient Variant of Algorithm FastICA for Independent Component Analysis Attaining the Cramér-Rao Lower Bound/ Z. Koldovský, P. Tichavský , E. Oja, // IEEE Trans. on Neural Networks, vol. 17, no. 5, pp. 1265- 1277, September 2006.

76. Lambert, R.H. A new method for source separation/ R.H. Lambert // in Int. Conference on Acoustics Speech and Signal Processing, Detroit, MI–1995. —P.2116-2119
77. Li , Y. Channel Estimation Based on a Reweighted Least-Mean Mixed-Norm Adaptive Filter Algorithm/ Y. Li, Y. Wang, F. Albu // in Proc. of Eusipco, Budapest, Hungary – 2016. – P. 2380-2384
78. Li, R. Adaptive Semiblind Signal Separation Approach Using Temporal Structure of Sources /Rui Li ; Fasong Wang / in Proc. Of IEEE International Workshop on Anti-Counterfeiting, Security and Identification (ASID), Xiamen, Fujian, China. — 2007.— P. 315 – 318
79. Liu,Y Distributed blind equalization in networked systems / Ying Liu ; Yunlong Cai // in Proc. 2017 IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP) , New Orleans, LA, USA. — 2017. — P.4296-4300
80. Lucky, R.W. The adaptive equalizer/ R.W. Lucky// IEEE Signal Processing Magazine. — 2006. — Vol. 23. — No3. — P. 104
81. Lv, Q. A new RLS algorithm for blind separation of convolutive mixture /Qi Lv , Xian-Da Zhang , Ying Jia // in Proc. Of Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop , Barcelona, Spain. — 2004.— P. 422 - 426
82. Lynch,S.D. Ionosphere characterization using received HF communications/S. D. Lynch , E. Bertot ,K. Bales // in Proc. of IEEE-APS Topical Conference on Antennas and Propagation in Wireless Communications (APWC), Cairns, QLD, Australia. — 2016.— P. 278 - 281
83. Miroshnikova, N.E. Adaptive blind equalizer for HF channels// Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO) (3-4 July 2017 г.) – Kazan, 2017. – P. 1-5.
84. Moussa, A. Performance of a blind equalization algorithm for Rayleigh and Rician channels / A. Moussa ; M. Frikel ; M. Pouliquen ; S. Bedoui ; K. Abderrahim ; M. M'Saad // in 17th International Conference on Sciences and Techniques of

Automatic Control and Computer Engineering (STA), Monastir, Tunisia,—2016. — P.685-690

85. Moussa, A. Recursive blind equalization for the bounded noise case under different modulations/ A. Moussa , M. Pouliquen , M. Frikel , S. Bedoui , K. Abderrahim , M. M'Saad // in Proc. 25th Mediterranean Conference on Control and Automation (MED) , Valletta, Malta . — 2017. — P.1339-1344

86. Moulines, E. Subspace Methods for the Blind Identification of Multichannel FIR Filters / E. Moulines, P. Duhamel // IEEE transactions on signal processing. — 1995. — Vol. 43 — No 2. — P. 516 – 525

87. Nevat, I. Blind spectrum sensing in cognitive radio over fading channels and frequency offsets /Ido Nevat , Gareth W. Peters , Jinhong Yuan // in Proc. of the IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), Shanghai, China. — 2012.— P. 1039 - 1043

88. Nordhausen, K. On the performance indices of ICA and blind source separation /Klaus Nordhausen , Esa Ollila , Hannu Oja // in Proc. of the 12th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, an Francisco, CA, USA. — 2011.— P. 486 – 490

89. Nose-Filho, K Adaptive sparse linear prediction: A promising tool for blind deconvolution/ Kenji Nose-Filho , João M. T. Romano // in Proc. of IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop (SAM), Rio de Janerio, Brazil. — 2016. — P.1-5

90. Perros-Meilhac, L. Blind identification of multipath channels: a parametric subspace approach/L. Perros-Meilhac , E. Moulines , K. Abed-Meraim , P. Chevalier ; P. Duhamel //IEEE Transactions on Signal Processing. — 2001. — Vol. 49 — No 7. — P. 1468 – 1480

91. Radenkovic, M.S. Blind Adaptive Equalization of MIMO Systems: New Recursive Algorithms and Convergence Analysis/Miloje S. Radenkovic , Tamal Bose , Barathram. Ramkumar //IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. — 2010. — Vol. 57. — No 7. — P. 1475-1488

92. Ramkumar, B Combined Blind Equalization and Automatic Modulation Classification for Cognitive Radios/ Barathram Ramkumar , Tamal Bose , Miloje S. Radenkovic // in Proc. of 13th Digital Signal Processing Workshop and 5th IEEE Signal Processing Education Workshop, Marco Island, FL, USA.— 2009. — P.172-177
93. Rao, P. V. Evaluation of higher-order techniques for blind adaptive channel estimation on impulse radio channels /P. V. Rao , R. J. Barton // in Conference Record of the Thirty-Third Asilomar Conference on Signals, Systems, and Computers (Cat. No.CH37020), Pacific Grove, CA, USA. — 1999.— P. 1164 - 1170
94. Rebeiz, E. Energy-Efficient Processor for Blind Signal Classification in Cognitive Radio Networks/Eric Rebeiz , Fang-Li Yuan , Paulo Urriza , Dejan Marković , Danijela Cabric //IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. — 2014. — Vol. 61 — No 2. — P. 587 – 599
95. Ribeiro, F.C. Sparsity-aware direct decision-feedback equalization of ionospheric HF channels/ Francisco C. Ribeiro , Elaine C. Marques , Nilson M. Paiva , Juraci F. Galdino // in Proc. of IEEE Military Communications Conference (MILCOM), Tampa, FL, USA. — 2015. —P. 1467 - 1472
96. Sabala, I. Relationship between instantaneous blind source separation and multichannel blind deconvolution/ I. Sabala, S.Amary, A. Cichocki, // in Int. Joint Conference on Neural Networks, Alaska, USA—1998. —P.148-152
97. Sayed , A.H. Adaptive filters / A.H. Sayed— Hoboken, NewJersey, US : John Wiley and Sons, Inc., 2008. — 785 p.
98. Silva, M. T. M. A robust algorithm for blind space-time equalization /M. T. M. Silva , M. D. Miranda , A. N. Jr. Licciardi // in Proc. of IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing, Montreal, Que., Canada. — 2004.— Vol.4. — P. 857-860
99. Smaragdis, P.J Information Theoretic Approaches to Source Separation: master of science / P. J. Smaragdis. —Massachusetts, USA, 1997.— pp 88.

100. Talwar , S. Blind estimation of multiple co-channel digital signals using an antenna array/S. Talwar , M. Viberg , A. Paulraj //IEEE Signal Processing Letters. — 1994. — Vol. 1 — No 2. — P. 29 - 31
101. Theis, F. J. On the use of joint diagonalization in blind signal processing /F. J. Theis , Y. Inouye / in Proc. Of IEEE International Symposium on Circuits and Systems, Island of Kos, Greece. — 2006.— P. 3585 – 3589
102. Thielecke, J. A soft-decision state-space equalizer for FIR channels/J. Thielecke //IEEE Transactions on Communications. — 1997. — Vol. 45. — No 10. — P. 1208 - 1217
103. Tong, L. AMUSE: a new blind identification algorithm/L. Tong , V. C. Soon , Y. F. Huang , R. Liu // in Proc. IEEE International Symposium on Circuits and Systems, New Orleans, LA, USA. — 1990.— P. 1784 - 1787
104. Tong, L. Blind identification and equalization of multipath channels/L. Tong , G. Xu , T. Kailath // in Proc. IEEE International Conference on Of Communications, ICC '92, Discovering a New World of Communications, Chicago, IL,USA. — 1992.— P. 1513 - 1517
105. Tugnait, J. K. Blind estimation of digital communication channel impulse response /J. K. Tugnait //IEEE Transactions on Communications. — 1994. — Vol. 42. — No 23. — P. 1606 – 1616
106. Tugnait, J. K. On blind identification of S.I.M.O. time-varying channels using second-order statistics /J. K. Tugnait , Weilin Luo // in Conference Record of Thirty-Fifth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (Cat.No.01CH37256), Pacific Grove, CA, USA, USA. — 2001.— P. 747 – 752
107. Tugnait, J.-K. Second-order statistics-based blind equalization of IIR single-input multiple-output channels with common zeros /J. K. Tugnait ; Bin Huang //IEEE Trans. On Signal Processing. — 1999. — Vol. 47. — No1. — P. 147-157
108. Vanninen, T. Cognitive HF — New perspectives to use the high frequency band /Teemu Vanninen , Toni Linden , Matti Raustia , Harri Saarnisaari / Proceedings of the 9th International Conference on Cognitive Radio Oriented Wireless Networks and Communications (CROWNCOM), Oulu, Finland. — 2014.— P. 108 - 113

109. Welden, D. Parametric Versus Nonparametric Data-Aided Channel Estimation in a Multipath Fading Environment /D. Van Welden , M. Moeneclaey , H. Steendam // in Proc. IEEE International Symposium on Communications and Vehicular Technology , Liege, Belgium. — 2006.— P. 25 - 28
110. Wu, Z Computationally efficient Toeplitz-constrained blind equalization based on independence / Zhengwei Wu ; Saleem A. Kassam // in Annual Conference on Information Science and Systems (CISS), Princeton, NJ, USA.—2016. —P.484-489
111. Yellin, D. Multichannel signal separation: methods and analysis/ D. Yellin , E. Weinstein //IEEE Transactions on Signal Processing. — 1996. — Vol. 44 — No14. — P. 106 - 118
112. Zarzoso , V. Optimal Step-Size Constant Modulus Algorithm /Vicente Zarzoso , Pierre Comon //IEEE Transactions on Communications. — 2008. — Vol. 56 — No 1. — P. 10 - 13
113. Zhang, L. -Q. Kalman filter and state-space approach to blind deconvolution /L. -Q. Zhang , A. Cichocki , S. Amari // in Proc. Of IEEE Signal Processing Society Workshop (Cat. No.00TH8501), Sydney, NSW, Australia. — 2000.— P. 425 - 434
114. Zhang, L.-Q. Adaptive multichannel blind deconvolution using state-space models/A. Cichocki , L. Zhang // in Proc. Of IEEE Signal Processing Workshop on Higher-Order Statistics, Caesarea, Israel. — 1999.— P. 296 – 299
115. Zhang, L.-Q. Blind deconvolution/equalization using state-space models/A. Cichocki , L. Zhang // in Proc. Of IEEE Signal Processing Workshop on Neural Networks for Signal Processing (Cat. No.98TH8378), Cambridge, UK. — 1998.— P. 123 - 131

Приложение А. Акты использования результатов диссертации

УТВЕРЖДАЮ

Начальник НИИЧ МТУСИ,

« » _____ 2018 г.

 Т.А. Чадов


АКТ

об использовании результатов диссертационной работы Н.Е. Мирошниковой на тему: «Исследование методов построения слепых эквалайзеров для систем когнитивной ионосферной радиосвязи» в опытно-конструкторских работах МТУСИ

Результаты диссертационной работы Мирошниковой Н.Е. использовались в СЧ ОКР, проведенных МТУСИ в соответствии со следующей таблицей:

Результат диссертационной работы	Где используется
Структура слепого эквалайзера для систем когнитивной ионосферной связи, способного работать в условиях априорной неопределенности параметров полезных сигналов, характеристик канала и геометрии антенной решетки;	при выполнении СЧ ОКР «Вавилон-М» (Заказчик – Минпромторг РФ)
Алгоритм построения слепых эквалайзеров для систем когнитивной ионосферной связи, способный работать в условиях априорной неопределенности параметров полезных сигналов, характеристик канала и геометрии антенной решетки;	при выполнении СЧ ОКР «Векша –М», (Заказчик – Минпромторг РФ)

Акт выдан для предоставления по месту защиты диссертации

Главный конструктор СЧ ОКР,
 д.т.н., проф.



С.С.Аджемов



АКТ

**об использовании результатов диссертационной работы Н.Е. Мирошниковой на
 тему: «Исследование методов построения слепых эквалайзеров для систем
 когнитивной ионосферной радиосвязи» в научно-исследовательских работах
 МТУСИ**

Результаты диссертационной работы Мирошниковой Н.Е. использовались в НИР, проведенных МТУСИ в соответствии со следующей таблицей:

Результат диссертационной работы	Где используется
Метод построения слепых эквалайзеров для систем когнитивной ионосферной связи, способный работать в условиях априорной неопределенности параметров полезных сигналов, характеристик канала и геометрии антенной решетки;	при выполнении НИР «Творчество», «Толерантность» (заказчик – Министерство обороны РФ)

Акт выдан для предоставления по месту защиты диссертации

Научный руководитель работ,

Д.т.н., проф.

С.С.Аджемов

УТВЕРЖДАЮ



Проректор по учебной работе
МТУСИ
Е.В.Титов

2018 г.

АКТ

Об использовании результатов диссертационной работы Н.Е. Мирошниковой на тему: «Исследование методов построения слепых эквалайзеров для систем когнитивной ионосферной радиосвязи» в учебном процессе кафедры РТС МТУСИ

Комиссия в составе директора Департамента организации и управления учебным процессом Н.Д.Карпушиной, заведующей центром планирования и сопровождения учебного процесса Е.К. Патенченковой, заведующего кафедрой Радиотехнических систем д.т.н., проф. Шинакова Ю.С., рассмотрев материалы диссертационной работы Н.Е. Мирошниковой, составила настоящий акт о том, что материалы диссертационной работы используются в учебном процессе кафедры РТС МТУСИ.

Форма внедрения – практикум для магистров направления 11.04.02, опубликованный в промежуточном (МТУСИ, г. Москва, 2015 г., глава 3, стр. 66-78,) и заключительном (МТУСИ, г. Москва, 2017 г., глава 4, стр. 57-69) отчетах по госбюджетной научно-исследовательской работе по проблемам высшей школы на тему «Создание, поддержка и обновление открытых электронных ресурсов кафедры радиотехнических систем» и запланированных к использованию при проведении практических занятий по дисциплине «Перспективные технологии мобильной связи и радиодоступа» (направление магистерской подготовки 11.04.02).

Это позволило включить в учебный процесс кафедры РТС университета новейшие достижения технологий систем радиосвязи.

Директор Департамента организации
и управления учебным процессом

Н.Д.Карпушина

Заведующая центром планирования
и сопровождения учебного процесса

Е.К. Патенченковой

Заведующий кафедрой РТС,
Д.т.н., проф.

Ю.С.Шинаков