



«Прошло *более полувека* с того далекого времени, когда был образован первый и единственный на просторах от Урала до Тихого океана специализированный вуз, перед которым ставилась задача подготовки инженеров для бурно развивавшейся радиоэлектронной промышленности страны.

Томский институт радиоэлектроники и электронной техники за эти годы превратился в один из ведущих технических университетов России.

История университета — это история его кадров. ... Десятки, сотни замечательных, умных и красивых людей проходят перед нами. Это они создали Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники, это их способности, энергия и самоотверженный труд воплощены в том, что кадровую основу радиоэлектронной промышленности Сибири, Дальнего Востока, Средней Азии образовали именно выпускники ТУСУРа.

Немного осталось тех, кто в 1962 году принял эстафету радиотехнического факультета Томского политехнического института. Пришли новые люди с новыми ценностями и устремлениями. С трудом вспоминаются многие имена из тех, кто в свое время внес существенный вклад в развитие университета. Иногда мы забываем, что наши сегодняшние успехи основаны на достижениях предыдущих поколений.»



*«Кто есть кто в истории ТУСУРа» 2009 г.
(иллюстрированный очерк о роли личностей в истории первого и единственного вуза радиоэлектронного профиля на территории Азиатской части России и СССР)
(составители Подлипенский В.В., Шарьгин Г.С.
под общей редакцией Г.С. Шарьгина)
(заменив в ней буквально одно слово)*



28—30 сентября

| РТС | ТУСУР

ШАРЫГИНСКИЕ ЧТЕНИЯ 2022

**ЧЕТВЕРТАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ
НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ВЕДУЩИХ
НАУЧНЫХ ШКОЛ В ОБЛАСТИ РАДИОЛОКАЦИИ,
РАДИОНАВИГАЦИИ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ
СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ**

ШАРЫГИНСКИЕ ЧТЕНИЯ-2022. ЧЕТВЕРТАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ

Министерство науки и высшего образования Российской Федерации
Томский государственный университет систем управления
и радиоэлектроники

ШАРЫГИНСКИЕ ЧТЕНИЯ

ЧЕТВЕРТАЯ МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ ВЕДУЩИХ НАУЧНЫХ ШКОЛ В ОБЛАСТИ РАДИОЛОКАЦИИ, РАДИОНАВИГАЦИИ И РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Томск, 28 – 30 сентября 2022 г.

Материалы конференции

Томск
Издательство ТУСУРа
2022

ББК 32.84
Ш269

Организационный комитет конференции

Рулевский В.М. – председатель программного комитета, ректор ТУСУРа,
д-р техн. наук, доцент;
Лоцилов А.Г. – заместитель председателя программного комитета,
проректор по научной работе и инновациям ТУСУРа, зав. каф. КУДР,
канд. техн. наук, доцент;
Медовник А.В. – начальник научного управления ТУСУРа, доцент каф. физики,
канд. техн. наук;
Захаров Ф.Н. – ст. науч. сотр., доцент каф. РТС ТУСУРа, канд. техн. наук;
Коротина Т.Ю. – заведующая аспирантурой и докторантурой ТУСУРа,
канд. техн. наук;
Ноздреватых Д.О. – ст. преподаватель каф. РТС ТУСУРа;
Юрченкова Е.А., вед. инженер ОАиД ТУСУРа, канд. хим. наук.

Программный комитет

Рулевский В.М., д-р техн. наук; Лоцилов А.Г., канд. техн. наук;
Сенченко П.В., канд. техн. наук; Абдрахманова М.В.;
Акулиничев Ю.П., д-р техн. наук; Аникин А.С., канд. техн. наук;
Geringer V., PhD, Ravensburg, Germany; Голиков А.М., канд. техн. наук;
Громов В.А., канд. техн. наук; Денисов В.П., д-р техн. наук;
Захаров Ф.Н., канд. техн. наук; Ильчук А.Р., зам. директора по научной работе
АО «НПП «Исток» имени А.И. Шокина», г. Фрязино, д-р техн. наук, проф.;
Киселев О.Н., д-р техн. наук; Красненко Н.П., д-р физ.-мат. наук;
Kruglov R., PhD, Germany; Куприц В.Ю., канд. техн. наук;
Лебедев В.Ю., канд. техн. наук; Майстренко В.А., д-р техн. наук, проф., г. Омск;
Матвиенко Г.Г., д-р физ.-мат. наук; Медовник А.В., канд. техн. наук;
Мещеряков А.А., канд. техн. наук; Мелихов С.В., д-р техн. наук, проф.;
Тисленко В.И., д-р техн. наук.

Шарыгинские чтения. Четвертая международная научная конференция ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации, 28–30 сентября 2022 г., г. Томск : материалы конференции. – Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2022. – 260 с.

ISBN 978-5-86889-984-3

Конференция приурочена ко дню рождения Германа Сергеевича Шарыгина. В ней приняли участие ученые и специалисты предприятий и организаций, преподаватели, научные сотрудники, аспиранты и студенты высших учебных заведений России. Обсуждались вопросы по трём направлениям: радиофизика и распространение радиоволн; радиотехнические системы; взаимодействие вузов с предприятиями ОПК.

ББК 32.84

ISBN 978-5-86889-984-3

© Томск. гос. ун-т систем упр.
и радиоэлектроники, 2022

*Посвящается памяти
профессора Томского государственного
университета систем управления
и радиоэлектроники академика
Германа Сергеевича Шарыгина*

Уважаемые участники и гости IV международной научной конференции ведущих научных школ в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации «Шарыгинские чтения»!

Научная конференция посвящена серьезной юбилейной дате – в 2022 году исполняется 60 лет Томскому государственному университету систем управления и радиоэлектроники!

Во все времена университеты символизировали высокий уровень культуры, науки и согласованных социальных взаимодействий, выполняли просветительскую функцию.

Данная конференция предоставляет широкую площадку для обмена мнениями и знаниями по многим актуальным вопросам и проблемам науки и образования и является важной для сближения позиций участников, методического и методологического обмена, формирования общественно востребованных заданий на теоретические и практические разработки.

Хорошей традицией стало то, что в работе конференции принимают участие ведущие российские и зарубежные исследователи, подводятся итоги научной работы и определяются цели развития на ближайшую перспективу.

Хотелось бы отметить, что с каждым годом интерес к конференции возрастает и со стороны студенческой молодёжи.

Уверен, что в ходе работы конференции мы услышим немало качественных докладов, посвященных актуальным проблемам развития и совершенствования систем радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи информации.

В год знаменательного мероприятия желаю всем участникам конференции плодотворной работы и выработки новых ориентиров, способствующих повышению эффективности научных исследований.

Всего вам наилучшего, удачи и новых свершений!

*Мещеряков Александр Алексеевич,
зав. каф. РТС, канд. техн. наук, доцент*

Секция 1. РАДИОФИЗИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

УДК 53.06+57.084.2

Н.П. Красненко, А.Е. Кухта, А.С. Раков

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ОРНИТОЛОГИЧЕСКОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ И ТЕРРИТОРИЙ

Обсуждаются проблемы обеспечения орнитологической безопасности аэропортов и линий электропередачи. Приводится краткий обзор методов защиты от птиц и факторов, влияющих на эффективность отпугивания. На примере аэропорта г. Томска рассматривается использование биоакустических отпугивателей птиц направленного действия с системой технического зрения. Формулируются задачи создания эффективных орнитологических средств отпугивания с применением элементов искусственного интеллекта для обнаружения птиц, распознавания их вида, формирования необходимого воздействующего излучения.

Ключевые слова: орнитологическая безопасность, биоакустический отпугиватель, система видеонаблюдения птиц, искусственный интеллект

Под орнитологической безопасностью понимается как защита объектов и территорий от птиц, так и защита самих птиц. К сожалению, бывают ситуации, когда птицы наносят ущерб хозяйственной деятельности людей, техническим объектам и сооружениям, приводят к гибели людей и гибнут сами.

Остановимся на двух проблемах обеспечения орнитологической безопасности, которые актуальны и требуют практического решения. Первая из них связана с авиационной безопасностью, вторая – с высоковольтными линиями электропередачи. Существуют и применяются разнообразные методы и средства для решения указанных проблем, однако радикальных способов нет и в течение десятилетий эти проблемы постоянно напоминают о себе.

Согласно статистическим данным [1–3] столкновения самолётов с птицами на территории России и в мире происходят регулярно на протяжении всех времен года и являются основным повреждающим фактором биологического происхождения. Анализ материалов расследований и производственных происшествий показывает, что

опасность, создаваемая птицами, вносит существенный вклад в общую статистику происшествий (рисунок 1) [4]. Ежегодно прослеживается тенденция увеличения случаев столкновений, что обусловлено ростом интенсивности авиаперевозок, снижением шумности двигателей самолетов, привыканием птиц к окружающей обстановке. Основное количество столкновений с птицами происходит на высотах до 300 м, преимущественно на этапах снижения или набора высоты воздушным судном, то есть на территории аэродрома и вблизи его. Установлено, что при всём богатстве орнитофауны в столкновениях с воздушными судами участвует определённый спектр видов, более-менее специфичный для каждой местности. Сосредоточив усилия на работе с этими видами, можно существенно снизить опасность, создаваемую птицами для воздушных судов. В каждом большом аэропорту существует орнитологическая служба, разрабатываются и реализуются мероприятия по снижению вероятности столкновений воздушных судов с птицами.

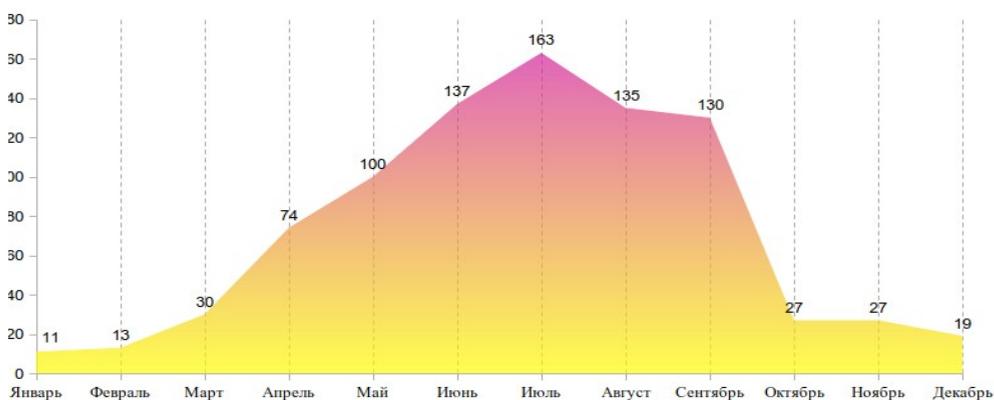


Рисунок 1 – Среднее в году количество столкновений (угроз столкновений) воздушных судов с птицами в России за период 2015–2021 гг.

Применяются различные типы отпугивателей птиц. К техническим средствам, использующим радиофизический подход к проблеме, относятся биоакустические установки, реализующие методы акустического отпугивания. Они широко применяются для обеспечения орнитологической безопасности аэропортов, при охране садов, складов зерновых культур и в прочих местах нежелательного скопления птиц [5–12]. Для оснащения российских аэропортов в последние годы чаще всего применяется биоакустическое оборудование, разработанное отечественными компаниями «Два крыла» и «Авиасветотехника» [7, 8], а также акустические отпугиватели птиц американской компании BirdGard [9]. Данные устройства состоят из аппаратуры, воспроизво-

дащей звуковые отпугивающие сигналы в заданном режиме. В качестве таких сигналов используются записи естественных криков «бедствия» и «тревоги» различных видов птиц, звуков хищников, выстрелов из охотничьих ружей, сирен и др. Их недостатком, на наш взгляд, является ненаправленное звуковое излучение, приводящее одновременно к нежелательному воздействию на окружающую среду (на людей и другие биообъекты), а также привыкание птиц к звукам отпугивания. Это обусловлено длительным непрерывным или непрерывно-циклическим режимом излучения звуковых сигналов во все стороны вне зависимости от присутствия птиц, а также отсутствием реальной угрозы для птиц со стороны хищников, чьи звуки транслируются. Указанные недостатки только частично можно минимизировать, используя дистанционный контроль за орнитологической обстановкой на защищаемой территории и управление работой акустического излучателя, но это требует постоянного наличия оператора на пункте дистанционного мониторинга [8].

Наиболее продвинутыми являются технологии, реализованные в системе предотвращения столкновений самолетов с птицами над взлетно-посадочной полосой аэродрома компании Volacom [10] на основе патента США [11]. Система включает множество станций, расположенных вдоль взлетно-посадочной полосы аэродрома и соединённых двухсторонней линией связи с удаленным пунктом контроля и управления ими. Каждая станция состоит из взаимосвязанных, расположенных отдельно модулей (блоков), осуществляющих функции наблюдения, обнаружения, распознавания, отпугивания, дистанционный мониторинг и регистрацию данных. Функции обнаружения реализуются на основе данных камер видеонаблюдения (тепловизионных и дневных стереокамер), которые постоянно сканируют окружающую среду над охраняемой территорией на предмет входящих в неё летающих объектов. Эти данные через блок управления передаются в центр дистанционного мониторинга, где обрабатываются, анализируются и принимается решение. Как только летающий объект обнаружен и распознан как птица, в его направлении оператор посредством электропривода ориентирует акустический модуль отпугивания, который излучает звуковой сигнал, пугающий птицу, чтобы она изменила курс и покинула контролируемую зону. Однако система обнаруживает и распознает только летающих птиц, в то время как они могут находиться на земле и представлять наибольшую опасность.

Цель наших разработок для аэропортов заключается в создании автоматической адаптивной установки акустического отпугивания птиц, определяющей их наличие в заданной зоне и выборочно воздействующей на конкретный вид птиц. Это должно повысить эффективность работы акустических отпугивателей птиц вследствие их

избирательности, а также уменьшить нежелательное воздействие звуком на окружающих.

В аэропорту г. Томска за период 2016–2017 гг. произошли три столкновения самолётов с серыми воронами, одно из которых привело к серьёзному повреждению двигателя воздушного судна и значительным финансовым издержкам аэропорта. Потребовалось улучшение орнитологической безопасности аэропорта. К этому времени авторы имели определенный опыт и задел в разработке мощных акустических антенных решеток [12, 13], которые и было предложено использовать для отпугивания птиц. Антенная решетка обеспечивает высокую направленность и большую мощность излучения, соответственно большую дальность и эффективность воздействия на птиц. С лета 2017 г. на территории аэропорта г. Томска проводятся испытания, отработка выполнения задач и опытная эксплуатация различных установок для отпугивания птиц (рисунок 2). Эффект влияния направленного излучения на птиц в аэропорту вначале был продемонстрирован с помощью 21-элементной антенной решетки (рисунок 2,а). Затем были разработаны и испытаны 2 типа биоакустических установок на 25-элементной антенной решетке с различными видами преобразователей и опор (рисунки 2,б,в). Последняя включала в себя встраиваемый микрокомпьютер с архивом сигналов и управлением режимом работы. Для видеофиксации орнитологической обстановки в заданном секторе углов наблюдения биоакустическая установка дополнительно оснащается видеокамерой (рисунок 2,г). Введение в состав установки цифровой видеокамеры и микрокомпьютера на четырехъядерном процессоре Intel Pentium со специализированным программным обеспечением [14–16] позволяет решить задачу идентификации наличия и вида птицы, а также выбора излучаемого сигнала для отпугивания. Программа создана в среде разработки Qt Creator на языке C++ с использованием библиотеки OpenCV [17]. В библиотеке OpenCV данный метод реализован в виде классификатора. Для обучения классификатора составлялась база изображений птиц, которые должны определяться в видеопотоке данных видеокамеры. При поступлении на вход классификатора изображений на его выходе выдётся решение: либо на изображении есть искомый объект (птица), либо искомого объекта нет. Зафиксированные цифровой видеокамерой изображения сохраняются на SSD-накопителе компьютера для последующей проверки. Чтобы составить статистику обнаружения орнитологической ситуации, проведена проверка отвергнутых изображений птиц путем очередной подачи всех изображений на классификатор библиотеки OpenCV и вычислено соотношение отвергнутых изображений к общему количеству. Опытная эксплуатация биоакустической установки отпугивания птиц на территории аэропорта г. Томска показала, что программа по обнаружению и идентификации птиц работает в целом

правильно по летящим птицам. Алгоритм работы программы биоакустической установки приведен на рисунке 3.

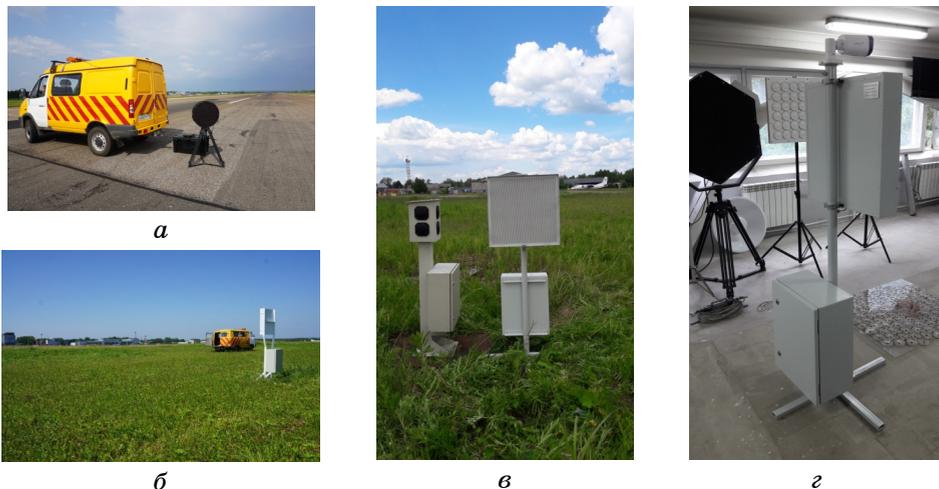


Рисунок 2 – Акустические излучатели: *а* – на 21-элементной антенной решетке; *б* – на 25-элементной антенной решетке; *в* – компании «Два крыла» (слева) и на 25-элементной антенной решетке; *г* – на антенных решетках и с видеокамерой (справа)

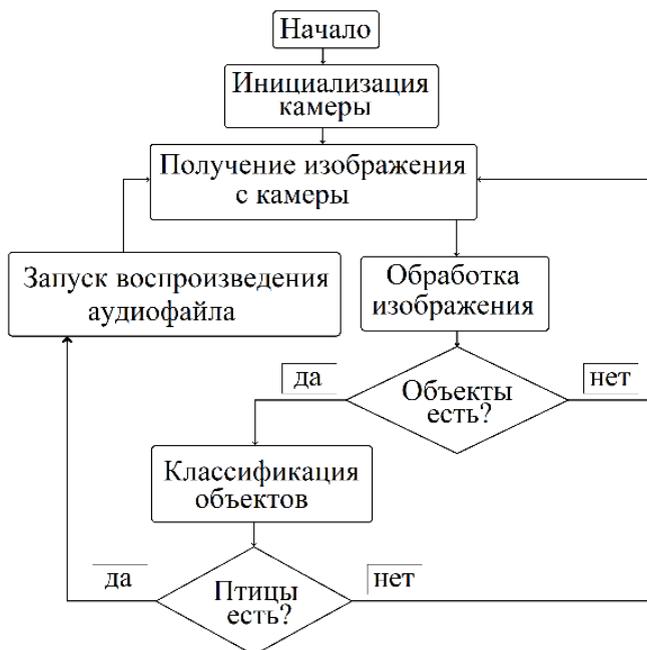


Рисунок 3 – Алгоритм работы программы

Таким образом, созданный автономный автоматизированный акустический излучатель направленного избирательного действия, оснащенный системой технического зрения с элементами искусственного интеллекта и возможностью отслеживания орнитологической обстановки, идентификации вида птицы в заданной зоне и выбора воздействующего сигнала из архива заложенной фонотеки повышает эффективность отпугивания птиц.

В результате проведенных мероприятий с 2018 года в аэропорту г. Томска не зафиксировано ни одного столкновения воздушного судна с птицами.

Вторая проблема орнитологической безопасности, требующая решения, связана с высоковольтными линиями электропередачи (ЛЭП). Экологи указывают, что ЛЭП наносят существенный урон популяции пернатых, в том числе краснокнижных [18–20]. Утверждается, что из-за нарушений при установке и эксплуатации ЛЭП от ударов тока ежегодно гибнут миллионы птиц, десятки тысяч из которых занесены в Красную книгу РФ. Эксплуатация ЛЭП без оснащения специальными птицевозащитными (птицеотпугивающими) устройствами создает угрозу уничтожения генофонда редких и исчезающих видов птиц России. Особую тревогу вызывает размещение таких ЛЭП на территории заповедников, национальных парков и на других особо охраняемых природных территориях. От ЛЭП страдают практически все пернатые, но у экологов есть список наиболее уязвимых птиц, где перечислено более ста видов. Больше всего погибает врановых, так как это самое распространенное в России семейство. Гибель птиц зависит от местности. Если ЛЭП проходит через поля, то столбы (мачты) являются идеальной присадой для хищных птиц и сов, здесь их гибнет значительно больше. В 2012 году Минприроды РФ установило нормативы стоимости птиц, по которым суд определяет сумму штрафа за ущерб для живой природы (таблица 1).

Разработка птицевозащитных (птицеотпугивающих) устройств ведется с 1980 г., однако они лишь ухудшили ситуацию. Такие устройства изготавливали из металла, который проводит электричество. Из-за этого погибало еще больше птиц. Современные птицевозащитные устройства изготавливаются из пластика – это кожух, который закрывает места крепления провода к опоре ЛЭП [21].

Однако, чтобы полностью решить эту проблему, необходимо прежде всего внести изменения в конструкцию ЛЭП и переходить на специальные изолированные провода, которые стоят дороже обычных. Без законодательных мер ситуация не изменится к лучшему. Сейчас в России птицевозащитные устройства устанавливаются ежегодно на 5 тыс. км ЛЭП. Но примерно столько же строится новых без каких-либо устройств безопасности. Делаются попытки применять на ЛЭП отпугиватели птиц.

Таблица 1 – Штрафы за гибель птицы

Вид	Стоимость, руб.
Ястреб-тетеревятник	5000
Ястреб-бургомстер	25000
Черный гриф	50000
Степной орел	50000
Орел-бвгильник	100000
Орлан-белохвост	100000
Беркут	100000
Дальневосточный аист	150000
Черный аист	200000
Японский журавль	200000
Сокол-балобан	600000
Сокол-сапсан	600000
Сокол-кречет	1100000

Таким образом, для орнитологической безопасности ЛЭП необходима разработка эффективных отпугивателей птиц с использованием радиофизических методов и элементов искусственного интеллекта.

Работа выполнена за счет гранта
Российского научного фонда № 22-29-00750
(<https://rscf.ru/project/22-29-00750/>) на ИМКЭС СО РАН

Список использованной литературы

1. Федеральное агентство воздушного транспорта, Росавиация. Статистика столкновений с птицами и другими животными. URL: <https://favt.gov.ru/dejatelnost-bezopasnost-poletov-stolknoveniya-ptici-stat/> (дата обращения: 21.05.2022).

2. Международная организация гражданской авиации, электронный бюллетень. Анализ столкновений с дикими животными (IBIS) за 2008–2015 годы. URL: [https://www.icao.int/safety/IBIS/2008%20-%202015%20Wildlife%20Strike%20Analyses%20\(IBIS\)%20-%20RU.pdf](https://www.icao.int/safety/IBIS/2008%20-%202015%20Wildlife%20Strike%20Analyses%20(IBIS)%20-%20RU.pdf) (дата обращения: 19.04.2022).

3. Министерство транспорта Российской Федерации. Динамика статистических показателей воздушного транспорта Российской Федерации в области столкновений с птицами. URL: <https://favt.gov.ru/dejatelnost-bezopasnost-poletov-stolknoveniya-ptici/> (дата обращения: 20.12.2021).

4. Министерство транспорта Российской Федерации. Архив материалов расследования инцидентов и производственных происшествий Росавиации (АМРИПП Росавиации). URL: <https://favt.gov.ru/>

dejatelnost-bezopasnost-poletov-amripp/?ysclid=14sdzuygqf991243339
(дата обращения: 21.05.2022).

5. Мацюра А.В., Яковлев Р.В., Уланов П.Н. Обзор акустических средств для отпугивания птиц // *Acta Biologica Sibirica*. 2016. Vol. 2(4). Doi: <https://doi.org/10.14258/abs.v2i4.1724> (дата обращения: 21.02.2020).

6. Рогачев А.И., Лебедев А.М. Орнитологическое обеспечение безопасности полетов. М. : Транспорт, 1984.

7. Отраслевая группа авиационной орнитологии. Отпугивание птиц биоакустическим методом. Проект «Универсал-Акустик». URL: <http://www.otpugivanie.narod.ru/means-control/Universal-Acoustic.html> (дата обращения: 21.02.2020).

8. Биоакустическое оборудование для отпугивания птиц (БАСОП). URL: <https://aviasvet.ru/push-birds/> (дата обращения: 21.02.2020).

9. BirdGard. URL: <https://www.birdgard.com/product-page-for-international-customers/> (дата обращения: 21.02.2020).

10. Bird collision avoidance system. URL: <https://www.volacom.com/bird-collision-avoidance-system> (дата обращения: 21.02.2020).

11. Patent US 8,598,998 B2. December 3, 2013 // Vassilev V.M., Vassileva L.I., Karsch M.A., Petkov K.P., Petkov P.K., Larre J.C. Animal collision avoidance system.

12. Красненко Н.П. Установки направленного акустического воздействия для отпугивания птиц в аэропортах. URL: <http://aviasafety.ru/11244/> (дата обращения: 21.08.2022).

13. Красненко Н.П., Раков А.С., Раков Д.С. Мощные акустические антенные решетки для атмосферных приложений // *Научное приборостроение*. 2018. Т. 28, № 4. С. 90–97.

14. Власов Е.В., Кузьмин А.А., Раков А.С. Биоакустический комплекс обнаружения и отпугивания птиц в аэропортах // *Сб. избранных ст. научной сессии ТУСУРа по материалам междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2019»*, 22–24 мая 2019 г. Томск : В-Спектр. 2019. Ч. 1. С. 22–24.

15. Аппаратно-программный комплекс для обеспечения орнитологической безопасности аэропорта / Е.В. Власов, Н.П. Красненко, А.А. Кузьмин [и др.] ; под ред. М.В. Кабанова // *Тринадцатое Сибирское совещание и школа молодых ученых по климатоэкологическому мониторингу : тез. докл. российской конф. 15–19 октября 2019*. Томск : Аграф-Пресс. 2019. С. 253–254.

16. Свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ № 2021612566 от 19.02.2021. Программа идентификации птиц в видеопотоке и воспроизведения звуковых сигналов (программа для ЭВМ) / Кузьмин А.А., Власов Е.В., Красненко Н.П.

17. Справочник по OpenCV. URL: <https://opencv-tutorial.ru> (дата обращения: 01.10.2018).

18. Редких птиц требуют сделать беспроводными. Минприроды обвинило линии электропередачи в гибели миллионов пернатых. URL: <https://www.kommersant.ru/doc/2664296> (дата обращения: 21.08.2022).

19. Салтыков А.В., Гугуева Е.В. Руководство по обеспечению орнитологической безопасности электросетевых объектов средней мощности на примере Волгоградской области : метод. пособие. Волгоград : «Издательство Крутон», 2017. 76 с.

20. Кухта А.Е., Москвитин. Использование линий электропередачи птицами // Вестн. Тувинского гос. ун-та. Сер. Естественные и сельскохозяйственные науки. 2015. № 2. С. 81–87.

21. Комплексные решения в области птицевозащитных устройств для линий электропередачи. URL: <https://mzva.ru/images/katalog/catalog-pticezahita-.pdf> (дата обращения: 21.08.2022).

Красненко Николай Петрович – д-р физ.-мат. наук, проф., каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40; гл. науч. сотрудник, Институт мониторинга климатических и экологических систем СО РАН, 634055, г. Томск, пр. Академический, 10/3, e-mail: krasnenko@imces.ru.

Кухта Артем Евгеньевич – канд. биол. наук, вед. инженер, Институт мониторинга климатических и экологических систем СО РАН, 634055, г. Томск, пр. Академический, 10/3; инженер по орнитологическому обеспечению безопасности полётов в аэропорту «Томск», ООО «Аэропорт Томск», г. Томск, e-mail: artkuh@mail.tomsknet.ru.

Раков Александр Сергеевич – мл. науч. сотрудник, Институт мониторинга климатических и экологических систем СО РАН, 634055, г. Томск, пр. Академический, 10/3, e-mail: rakob@ngs.ru.

RADIO PHYSICAL METHODS OF ENSURING ORNITHOLOGICAL SAFETY OF OBJECTS AND TERRITORIES

Problems of ensuring ornithological safety of airports and transmission lines are discussed. A short review of methods of protection against birds and factors influencing the efficiency of their scaring away are presented with emphasis on acoustic scaring away. On the example of the Tomsk airport, the use of bioacoustic bird scarers of directional action equipped with a system of technical vision is considered. Problems of the development of effective ornithological means of scaring away with application of artificial intelligence elements for bird detection, recognition of their species, formation of required influencing radiation, etc. are formulated.

Keywords: *ornithological safety, bioacoustic bird scarer, system of video detection of birds, artificial intelligence*

Krasnenko Nikolay Petrovich – Doctor of Physics and Mathematics, Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, Lenin Ave., Tomsk 634050, Russia; Chief Researcher, Department of Geophysical Research, Institute of Monitoring of Climatic and Ecological Systems SB RAS, 10/3, Akademicheskii Ave., Tomsk 634055, Russia, e-mail: krasnenko@imces.ru.

Kukhta Artem Evgenievich – Candidate of Biological Sciences, Leading Engineer, Department of Geophysical Research, Institute of Monitoring of Climatic and Ecological Systems SB RAS, 10/3, Akademicheskii Ave., Tomsk 634055, Russia; Engineer, LLC «Tomsk Airport», Tomsk Region, Tomsk District, Settlement Airport, 634011, Russia, e-mail: artkuh@mail.tomsknet.ru.

Rakov Alexander Sergeevich – Junior Researcher, Department of Geophysical Research, Institute of Monitoring of Climatic and Ecological Systems SB RAS, 10/3, Akademicheskii Ave., Tomsk 634055, Russia, e-mail: rakob@ngs.ru.

УДК 005, 004.021, 004.932 : 621.391 + 519.876.5

В.Е. Герингер, Д.В. Дубинин, А.И. Кочегуров

**МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ
ОПТИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ОДНОУРОВНЕВЫМ
ТОЧЕЧНЫМ ПОТОКОМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ**

Описывается механизм моделирования оптического потока в виде случайного векторного поля – замкнутых областей на плоскости изображения с определенной яркостью и динамикой изменения векторного поля. Оптический поток формируется в результате однородного трехмерного процесса обновления точек. Характеристики векторного поля на плоскости изображения результирующего оптического потока взаимосвязаны формулами Пальма. Тип составляющих элементов векторного поля выбирается случайным образом. Предлагаемый подход позволит создавать различные типы взаимосвязанных цифровых последовательностей изображений, эффективно и гибко анализировать движение цифровых видеопоследовательностей, использовать вероятностный фактор при исследовании алгоритмов обработки изображений.

Ключевые слова: стохастическое моделирование, процесс восстановления, оптический поток, сравнение алгоритмов, обработка изображений

С развитием цифровой вычислительной техники появилась возможность создавать высокоэффективные системы, предназначенные для анализа, обработки и передачи оптической информации. Опубликовано много работ по созданию новых алгоритмов обработки изображений. Одним из основных недостатков при тестировании алгоритмов является использование в качестве эталонных изображений реальных снимков. С одной стороны, это позволяет провести настройку создаваемых алгоритмов на ту или иную предметную область, с другой стороны, такой подход затрудняет объективную оценку качества работы алгоритма.

Выходом из сложившейся ситуации является создание математического аппарата для анализа исследуемого алгоритма в определённых, строго контролируемых условиях и предпосылок для проведения факторного анализа. При этом необходимо построение случайных многомерных динамических векторных полей (температурных, претерпевающих изменения, яркостных полей земли, атмосферы, океана и т.п.), которые и составляют основу имитационного моделирования. Таким образом будет внесён вероятностный фактор в процесс моделирования, что позволит объективно оценить качество работы алгоритма.

При проведении стохастического моделирования большое значение имеет выбор адекватной математической модели, синтез на её основе имитационной (численной) модели эксперимента, подготовка и контроль исходных данных, необходимых для проведения исследования. Другими словами, требуется создать предпосылки для проведения эффективной подготовки направленного эксперимента, целью которого является сохранение статистической достоверности результатов и достижение максимальной точности оценок исследования при минимальном количестве проведённых имитационных итераций.

Известно достаточно много методов имитации случайных полей. В данной работе рассматривается механизм получения оптического потока как случайного векторного поля – замкнутых областей на плоскости изображения с определёнными уровнями яркости и динамики изменения векторного поля от одного кадра к другому. Формирование последовательности изображений на плоскости, что будем в последующем называть оптическим потоком, происходит посредством выбора составных трехмерных элементов векторного поля. Причём характеристики векторного поля на плоскости изображения связаны между собой формулами Пальма [1, 2], а выбор составных элементов векторного поля (алфавита) и частоты их появления

определяет априорно морфологию поля на плоскости изображения. Иначе говоря, оптический поток формируется однородным, одноуровневым точечным потоком восстановления [3]. Это позволяет управлять характеристиками генерируемого поля на плоскости изображения: его морфологией, вероятностными и спектральными свойствами [4]. Предлагаемый подход обобщает работы по моделированию мозаичных эталонных изображений [3–6]. Прежние подходы к построению оптических потоков не позволяли производить построение морфологий контурного рисунка с различными типами элементов, что приводило к ограниченности моделируемых яркостных полей и возможных областей применения математических механизмов генерации.

Рассмотрим ряд требований и необходимых условий создания оптического потока как случайного векторного поля в плоскости изображения, аппроксимированного трёхмерным точечным потоком восстановления.

В процессе моделирования необходимо получить $I(x, y, t)$ – случайную скалярную кусочно-постоянную функцию яркостного поля двух переменных, зависящую от дискретного времени t . X – конечное подмножество на плоскости изображений, на котором определена функция $I(x, y, t): S(t) = \{S_1(t), S_2(t), \dots, S_K(t)\}$, где $K = |S(t)|$ – количество подмножеств для определённого дискретного времени; $S(t) = \{S_1(t), S_2(t), \dots, S_K(t)\}$ имеет смысл K связанных, кусочно-линейных подмножеств на плоскости изображений $Z'(t)$, сформированных на основе случайного векторного поля. Кусочно-линейные подмножества $S(t)$ обладают определёнными свойствами и заполнены случайными яркостями, исходя из предиката однородности LP.

Кроме того, должны выполняться четыре основных требования.

1. Векторное поле, определяющее границы кусочно-линейных подмножеств $S(t) = \{S_1(t), S_2(t), \dots, S_K(t)\}$, строится на основе трёхмерного точечного потока восстановления, который в свою очередь гарантирует введение вероятностного фактора и замкнутость границ областей на плоскости изображений.

2. Каждая точка на плоскости изображений относится к определённой области $Z'(t) = \bigcup_{i=1}^K S_i(t)$.

3. Получаемая совокупность кусочно-линейных подмножеств на плоскости изображения $S(t) = \{S_1(t), S_2(t), \dots, S_K(t)\}$ должна быть связной и отвечать условию $S_i(t) \cap S_j(t) = \{\emptyset\} \forall i \neq j$.

4. С точки зрения предиката однородности LP отдельно взятое подмножество должно быть однородно: $LP(S_i(t)) = \text{true} \quad \forall i$.

Анализ изображений, полученных реальными системами на основе пространственных датчиков с использованием дискретизации по времени в каналах телекоммуникаций, показал, что они содержат контурные линии, которые на достаточно малых фрагментах могут считаться прямолинейными. Поэтому при формировании эталонных последовательностей изображений в многомерных пространственно-временных сетках границы объектов можно представлять отрезками прямых, ориентированных в горизонтальном, вертикальном и диагональном направлении по отношению к решётке отсчётов.

За основу модели границ объектов, их векторного описания взята однородный одноуровневый трёхмерный точечный поток восстановления. Это позволило внести вероятностный фактор в условия проведения эксперимента и получить устойчивый механизм при создании векторного описания контурной структуры последовательности эталонных изображений, построении оптического потока. Непрерывность получаемых границ областей на плоскости изображений $Z'(t)$ и изменение позиции векторного описания структуры областей $S(t)$ при $Z'(t) \rightarrow Z'(t+1)$ не больше чем на одну точку разрешения решётки отсчётов гарантированы марковским свойством потока восстановления.

Рассматривая трёхмерную (3D) окрестность Z (рисунок 1), отметим, что границы областей в общем случае могут быть образованы лучами в направлениях $(a_2, b_2, c_2, d_2, e_2, f_2, g_2, h_2, z_2; a_3, b_3, c_3, d_3, e_3, f_3, g_3, h_3, z_3; a_6, b_6, c_6, d_6, e_6, f_6, g_6, h_6, z_6)$, исходящих от центра окрестности Z . Индекс определяет сторону 3D-окрестности и заимствован у традиционного игрального кубика (кости), построенного по классической схеме «1-2-3-4-5-6», где сумма чисел на диаметрально противоположных сторонах равна 7.

Как видно на рисунке 1, геометрию формирования оптического потока несложно выразить через трёхмерную левостороннюю декартову систему координат. Плоскость изображения оптического потока соответствует общепринятой ориентации координатных осей (ось Y направлена вниз), используемой для представления и обработки изображений. Ось Z в нашем случае описывает временную составляющую оптического потока и в последующем будет обозначаться буквой T .

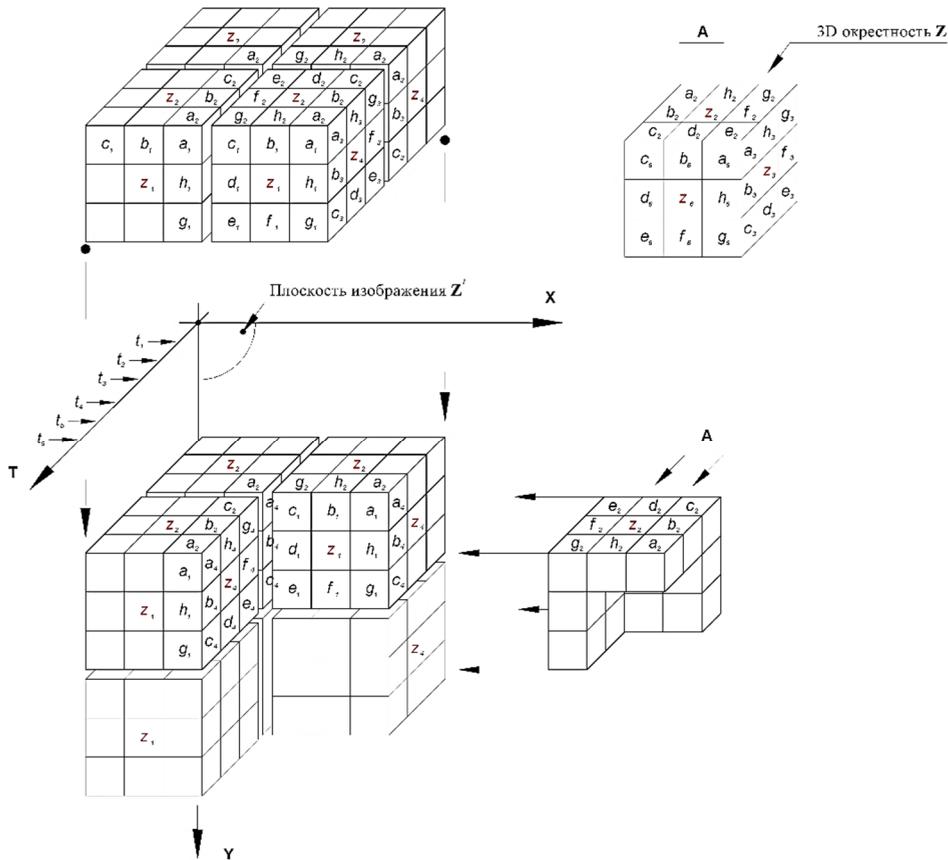


Рисунок 1 – Описание 3D-фрагмента окрестности точечного восстановления

Величины $a_i, b_i, c_i, d_i, e_i, f_i, g_i, h_i$ при $i = 2, 3, 6$ принимают значения «0» или «1», то есть отсутствие или наличие соответствующего контурного луча.

Для простоты демонстрации механизма формирования контурной структуры можно использовать алфавит, состоящий из 32 элементов, часть которых изображена на рисунке 2.

Отдельные литеры алфавита характеризуются последовательностью трёх значений десятичного кода. Например, $\{0; 0; 0\}$ описывает литеру с отсутствием контурных лучей внутри области (рисунок 3). Каждое значение десятичного кода описывает значение окрестности 3×3 в плоскости изображения, а литера обобщает три таких значения. В свою очередь значение десятичного кода определяется по формуле

$$N_j = a_i \cdot 2^0 + b_i \cdot 2^1 + c_i \cdot 2^2 + d_i \cdot 2^3 + e_i \cdot 2^4 + f_i \cdot 2^5 + g_i \cdot 2^6 + h_i \cdot 2^7,$$

где j описывает номер сечения в 3D-окрестности литеры алфавита.

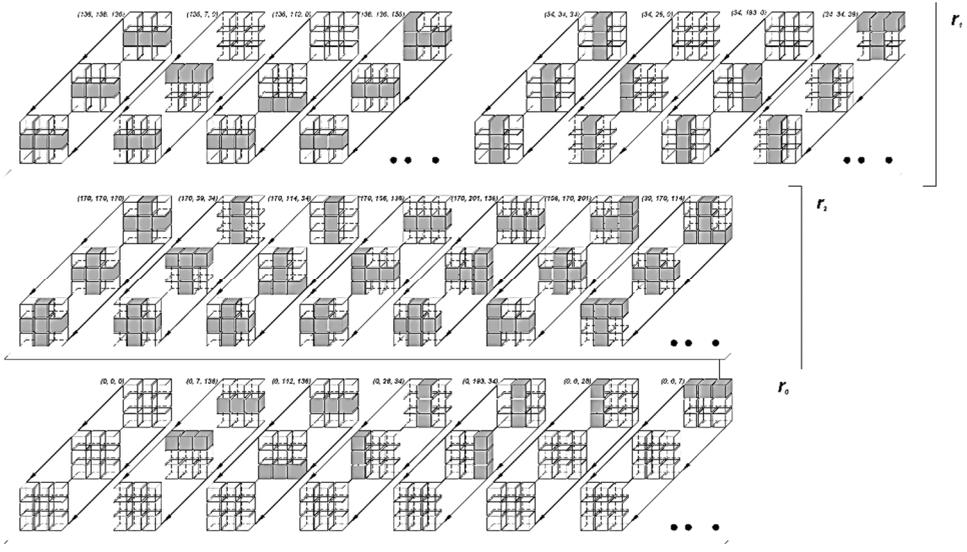


Рисунок 2 – Построение части элементов алфавита

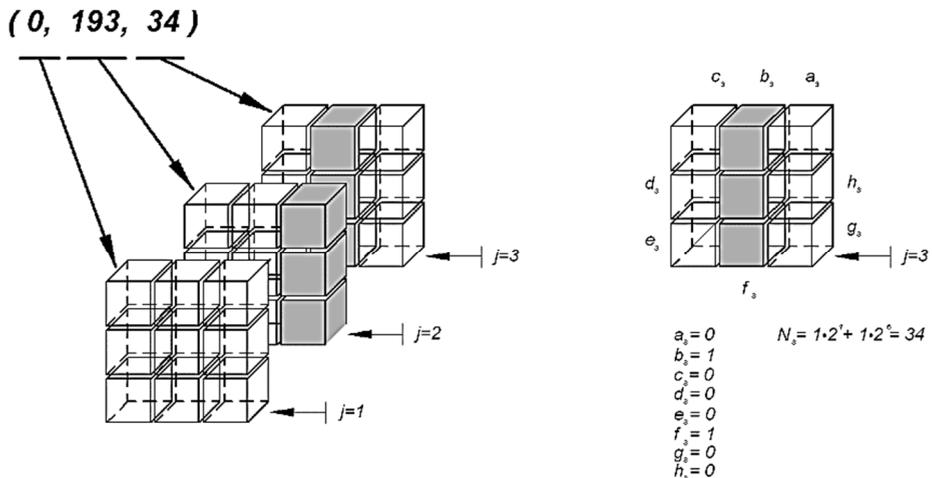


Рисунок 3 – Структура описания окрестности отдельной литеры алфавита

Совокупность литер базового алфавита, используемого для построения случайного оптического потока, имеет вид $L_1 = [(136, 136, 136), \{136, 7, 0\}, \{136, 112, 0\}, \{136, 136, 201\}, \{136, 136, 156\}, \{112, 136, 7\}, \{7, 136, 112\}, \{34, 34, 34\}, \{34, 28, 0\}, \{34, 193, 0\}, \{34, 34, 114\}, \{34, 34, 39\}, \{28, 34, 193\}, \{193, 34, 28\}, \{170, 170, 170\}, \{170, 39, 34\}, \{170, 114, 34\}, \{170, 156, 136\}, \{170, 201, 136\}, \{156, 170, 201\}, \{39, 170, 114\}, \{201, 170, 156\}, \{114, 170, 39\}, \{0, 0, 0\}, \{0, 7,$

136}, \{0, 112, 136\}, \{0, 28, 34\}, \{0, 193, 34\}, \{0, 0, 28\}, \{0, 0, 7\}, \{0, 0, 193\}, \{0, 0, 112\}]. Построение контуров проводилось со значениями финальных вероятностей $r_0 = 0,49$, $r_1 = 0,42$, $r_2 = 0,09$.

При построении контуров используются условные вероятности $P(\vec{v}_1 / \vec{v}_2)$, полученные из формулы полной вероятности [1]:

$$P(\vec{v}_1 / \vec{v}_2) = \frac{P(\vec{v}_1 \parallel \vec{v}_2)}{\sum_{v_1} P(\vec{v}_1 \parallel \vec{v}_2)},$$

где вектор \vec{v}_1 определён через $[f_1 g_1 h_1 z_1 d_4 z_4 z_5]$, а вектор \vec{v}_2 определён как $[a_2 b_2 c_2 d_2 e_2 f_2 g_2 h_2 z_2 b_3 c_3 d_3 e_3 f_3 z_3 d_6 e_6 f_6 z_6]$.

Заключение

Предлагаемая методика моделирования случайных оптических потоков, аппроксимированных однородным одноуровневым 3D-точечным потоком восстановления, может применяться для проверки и доработки методов обработки изображений, послужит основой получения качественных алгоритмов поиска и локализации границ объектов, алгоритмов сегментации и скелетизации изображений, алгоритмов отслеживания поведения объектов на изображениях. Она представляет особый интерес при создании новой, объективной системы оценки работоспособности систем обработки и передачи оптической информации в целом. Формирование случайного оптического потока позволит производить поиск оптимальных условий при выборе значимых факторов, оценку и уточнение констант теоретических моделей и алгоритмов. Методика даст возможность устранить или уменьшить систематические ошибки и их смещение, допущенное при проведении натуральных исследований, провести оценку не только дисперсии изучаемых параметров, но и сопутствующих эксперименту параметров среды.

Список использованной литературы

1. Буймов А.Г. К статистике пальмовских полей // Автометрия. 1981. № 6. С. 13–18.
2. Kaufman L., Rousseeuw P.J. Finding Groups in Data: An Introduction to Cluster Analysis. New York : John Wiley & Sons, 2009. 344 p.
3. Ein stochastischer Algorithmus zur Bildgenerierung durch einen zweidimensionalen Markoff-Erneuerungsprozess / D. Dubinin, V. Geringer, A. Kocheurov [et al.] // Automatisierungstechnik. Oldenbourg Wissenschaftsverlag, 2014. Band 62 (Heft 1). Pp. 57–64.

4. Дубинин Д.В., Кочегуров А.И., Лаевский В.Е. (Geringer V.). К статистике морфологии случайных пространственно-временных сигналов, сформированных двумерным точечным потоком восстановления // Изв. Том. политехн. ун-та: Томск : Изд-во Том. политехн. ун-та. 2012. Т. 321, № 5. С. 194–198.

5. Bundled Software for Simulation Modeling / V. Geringer, D. Dubinin, A. Kochegurov [et al.] // Proceedings of the International Symposium on Signals, Circuits and Systems (ISSCS 2013). Romania, Iasi: ISSCS Press, 2013. IEEE Catalog Number: CFP13816-CDR. Pp. 1–4.

6. An efficient method to evaluate the performance of edge detection techniques by a two-dimensional Semi-Markov model / D.V. Dubinin, V.E. Geringer, A.I. Kochegurov [et al.] // IEEE Symposium Series on Computational Intelligence – 4 IEEE Symposium on Computational Intelligence in Control and Automation (SSCI – CICA 2014) : Proceedings. 2014. № 7013248. Pp. 1–7.

Герингер Виктор Евгеньевич – канд. техн. наук, зав. лабораторией инженерного факультета Государственного объединённого университета Баден-Вюртемберга, г. Фридрихсхафен, Германия, e-mail: geringer@DHBW-Ravensburg.de.

Дубинин Дмитрий Владимирович – канд. техн. наук, доцент, каф. радиоэлектроники и систем связи, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: dmitrii.v.dubinin@tusur.ru.

Кочегуров Александр Иванович – канд. техн. наук, доцент, отделение информационных технологий Инженерной школы информационных технологий и робототехники, Том. политехн. ун-т, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30, e-mail: kaicc@tpu.ru.

MODELING A SSEQUENCE OF OPTICAL IMAGES BY A ONE-DIMENSIONAL POINT RENEWAL PROCESS

The paper describes a mechanism for modeling an optical flow as a random vector field – closed areas on the image plane with certain brightness and dynamics of changes in the vector field. The optical flow is formed by a homogeneous, three-dimensional point renewal process. The characteristics of the vector field on the image plane of the resulting optical flow are interconnected by the Palm’s formulas. The type of the constituent elements of the vector field (the alphabet, which determines the morphology of the field on the image plane) is chosen randomly. The proposed approach will produce various types of interconnected digital sequences of images with horizontal, vertical and diagonal elements; create the prerequisites for efficient and flexible motion analysis on digital video sequences; make it possible to use the

probabilistic factor in researching image processing algorithms and comparing the algorithms based on a detailed factor analysis.

Keywords: *Stochastic Modeling, Renewal Process, Optical Flow, Comparison of Algorithms, Image Processing*

УДК 534.6.08

А. Халил, Д.Я. Суханов

МОДЕЛИРОВАНИЕ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ТОМОГРАФИИ РАССЕИВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ СОГЛАСОВАННОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Представлены результаты моделирования ультразвуковой томографической системы на основе множества излучателей и множества приемников, равномерно распределенных по окружности в одной плоскости. Восстановлено изображение ряда рассеивателей в воде. Обратная задача решается с помощью метода согласованной фильтрации. Результаты моделирования показывают, что этот метод можно использовать для восстановления томографических изображений с относительно высоким быстродействием в приближении, что фоновая среда однородна.

Ключевые слова: *томография, прямая задача, обратная задача, согласованная фильтрация*

Введение

Томография на основе ультразвуковых и радиоволн представляет большой интерес во многих приложениях, таких как неразрушающий контроль, медицинская диагностика и визуализация скрытых объектов через преграды [1–3]. Она позволяет оценивать внутренние характеристики материалов неразрушающим методом путем восстановления изображения распределения неоднородностей в материалах или интересующей области (ИО) [4–6].

Некоторые системы визуализации используют решётки с множеством излучателей и множеством приёмников (МИМП) (Multiple Input and Multiple Output – МИМО). Важность концепции решётки МИМП состоит в том, что используется несколько передатчиков и несколько приемников последовательно или одновременно. Учёт совместного влияния передающей и приёмной решеток позволяет получать оптимальные размещения элементов для обеих разреженных решеток.

Прямая и обратная задачи ультразвуковой томографии

Передатчики и приемники распределены по окружности D в плоскости Ω , все они направлены внутрь окружности, где находится

область исследования (рисунок 1). Передатчики излучают волны внутри контура, а приемники регистрируют рассеянные и отраженные волны.

Так как источники являются точками, прямую задачу можно записать с использованием волнового уравнения во временной области с соответствующими начальными и граничными условиями:

$$\frac{1}{v^2(r)} \frac{\partial^2}{\partial t^2} P(r, t) - \Delta P(r, t) = \delta(r - r_n) S(t);$$

$$P(r, t = 0) = \frac{\partial}{\partial t} P(r, t = 0) = 0;$$

$$P(r, t) \Big|_{r=r_m} = U_m(t),$$

где $P(r, t)$ – поле акустического давления внутри ИО; $r_n = (x_n, y_n)$ – координата n -го источника; $v(r)$ – скорость звука; $S(t)$ – импульсная функция, генерируемая источниками; $U_m(t)$ – поле, измеренное m -м приемником в момент t , $0 \leq t \leq T$; $r_m = (x_m, y_m)$ – точка, где находится m -й приемник; Δ – оператор Лапласа относительно $r = (x, y)$.

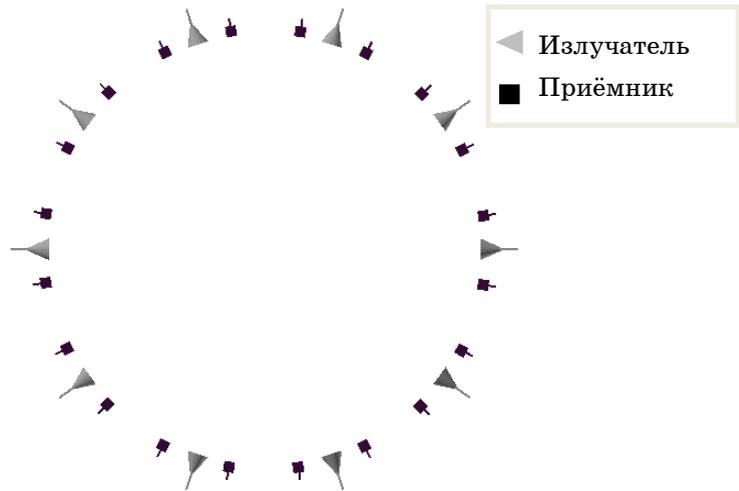


Рисунок 1 – Размещение излучателей и приемников

Задачу восстановления изображения рассеивающих объектов предлагается решить с помощью метода согласованной фильтрации. В качестве обнаруживаемого сигнала служит сигнал точечного рассеивателя в заданной точке. Восстанавливаемое изображение запишем в виде [7]

$$O(r) = \int_{\omega} \sum_n \sum_m U_{n,m}(\omega) \exp(-ik[|r_n - r| + |r_m - r|]) d\omega, \quad (1)$$

где $U_{n,m}(\omega)$ – комплексная амплитуда поля в m -м приёмнике при работе на передачу n -го излучателя; $k = \omega/v$ – волновое число; $|r_n - r| = \sqrt{(x_n - x)^2 + (y_n - y)^2}$ – расстояние между излучателем и исследуемым объектом; $|r_m - r| = \sqrt{(x_m - x)^2 + (y_m - y)^2}$ – расстояние между приёмником и исследуемым объектом; $O(r)$ – функция, описывающая распределение рассеивающих неоднородностей.

Моделирование прямой и обратной задач

Рассматриваются 32 излучающих элемента и 64 приёмных элемента, расположенных, как показано на рисунке 1, радиус окружности 20 см. Средой является вода, скорость звука в которой $v = 1440$ м/с, рабочие частоты $f = 50$ – 500 кГц. Рассеиватели расположены внутри исследуемой области, как показано на рисунке 2.

По формуле (1) восстановлено изображение объектов (рисунок 3), на котором наблюдаются артефакты и шумы, вызванные разреженным пространственным распределением излучателей и приёмников, а также эффектами преломления в неоднородностях, которые не учитывались в решении обратной задачи.

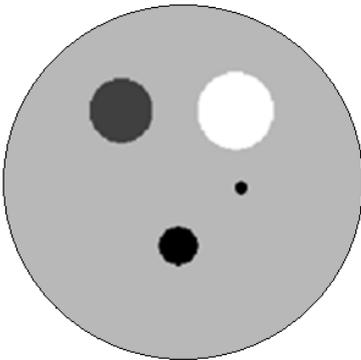


Рисунок 2 – Распределение рассеивателей внутри исследуемой области

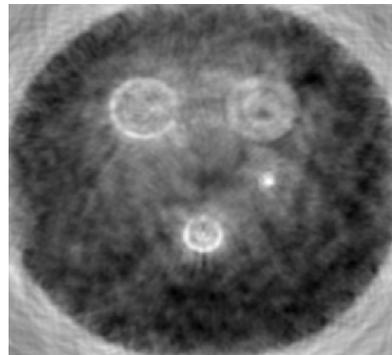


Рисунок 3 – Восстановленное изображение рассеивателей

Заключение

Проведено моделирование системы ультразвуковой томографии в воде на основе множества излучателей и множества приёмников с обработкой методом согласованной фильтрации. Излучатели и прием-

ники в системе равномерно распределены по окружности. Количество излучателей 32, приемников 64. Результаты моделирования показывают, что изображения рассеяния в исследуемой среде хорошо восстанавливаются, однако присутствуют артефакты из-за разреженности решёток и эффектов рефракции.

Список использованной литературы

1. Velichko A., Wilcox P.D. An analytical comparison of ultrasonic array imaging algorithms // The Journal of the Acoustical Society of America. 2010. Vol. 127, No 4. P. 2377–2384. URL: <https://doi.org/10.1121/1.3308470>.

2. Самокрутов А.А., Шевалдыкин В.Г. Оценка дефектов при ультразвуковом контроле методом цифровой фокусировки апертуры. Условия, возможности, границы применимости // Контроль. Диагностика. 2017, сентябрь. С. 6–18. DOI: 10.14489/td.2017.09.pp.006-018.

3. Wang Q.H., Ivanov T., Aarabi P. Acoustic robot navigation using distributed microphone arrays // Information Fusion. 2004. Vol. 5, No 2. P. 131–140. DOI:10.1016/j.inffus.2003.10.002.

4. Maev R.G., Green R.E. Jr. & Siddiolo A.M. Review of Advanced Acoustical Imaging Techniques for Nondestructive Evaluation of Art Objects // Research in Nondestructive Evaluation. 2006. Vol. 17. No 4. P. 191–204. DOI: 10.1080/09349840600981088.

5. Sambath S., Nagaraj P., Selvakumar N. Automatic defect classification in ultrasonic NDT using artificial intelligence // J. Nondestruct. Eval. 2011. No 30. P. 20–28.

6. Williams R.A., Beck M.S. Process Tomography: Principles, Techniques, and Applications // Butterworth-Heinemann Ltd. Oxford, 1995.

7. Суханов Д.Я., Калашникова М.А. Дистанционная ультразвуковая дефектоскопия звукоизлучающих объектов через воздух // Акустический журнал. 2014. № 60. С. 279–283.

Амун Халил – аспирант, каф. радиофизики, Национ. исследоват. Томск. гос. ун-т. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36, e-mail: amoon.khalil16@gmail.com.

Суханов Дмитрий Яковлевич – д-р физ.-мат. наук, проф., каф. радиофизики, Национ. исследоват. Томск. гос. ун-т. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 36, e-mail: sdy@mail.tsu.ru.

SIMULATION OF ULTRASONIC TOMOGRAPHY OF SCATTERERS BASED ON MATCHED FILTERING

The results of modeling an ultrasonic tomographic system based on multiple transmitters and multiple receivers uniformly distributed along a circle in one plane are presented. The image of a number of scatterers in the water has been restored. The inverse problem is solved using the matched filtering method. The simulation results show that this method can be used to restore tomographic images with relatively high speed in the approximation that the background environment is homogeneous.

Key words: tomography, forward problem, inverse problem, matched filtering

Amoon Khalil – Postgraduate student, Department of Radiophysics, National Research Tomsk State University, 36, Lenin ave., Tomsk, Russia, 634050. E-mail: amoon.khalil16@gmail.com.

Dmitry Y. Sukhanov – Doctor of physical and mathematical Sciences, Professor, Department of Radiophysics, National Research Tomsk State University, 36, Lenin ave., Tomsk, Russia, 634050. E-mail: Sdy@mail.tsu.ru.

УДК 621.396

К.Ш. Ашымканов, Ж. Шабает

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АТМОСФЕРЫ ПЕРЕВАЛА КАЛМАК-АШУ И ГОРОДА БАЛЫКЧЫ

Приведены результаты исследований радиофизических характеристик атмосферы перевала Калмак-Ашу и города Балыкчы. Представлены угловые, временные и сезонные зависимости излучения и поглощения атмосферы этих пунктов наблюдений. Проведен анализ корреляционной связи между излучением атмосферы перевала и показателем преломления. Также исследованы взаимосвязи между радиояркостной температурой атмосферы и количеством водяного пара.

Ключевые слова: радиоизлучение, атмосфера, показатель преломления атмосферы, водяной пар

В последние годы в России и за рубежом накоплен большой экспериментальный материал по распространению миллиметровых волн (ММВ) в атмосфере. Он предназначен для определения оптимальных технических характеристик аппаратуры сетей 5G. Однако эти данные

носят все же ограниченный характер, поскольку условия распространения ММВ определяются в значительной мере географическими условиями [1, 2]. На дальность связи в миллиметровом диапазоне сильно влияет атмосферное затухание, связанное с поглощением энергии радиоволн молекулами различных веществ, в первую очередь воды и кислорода (рисунок 1).

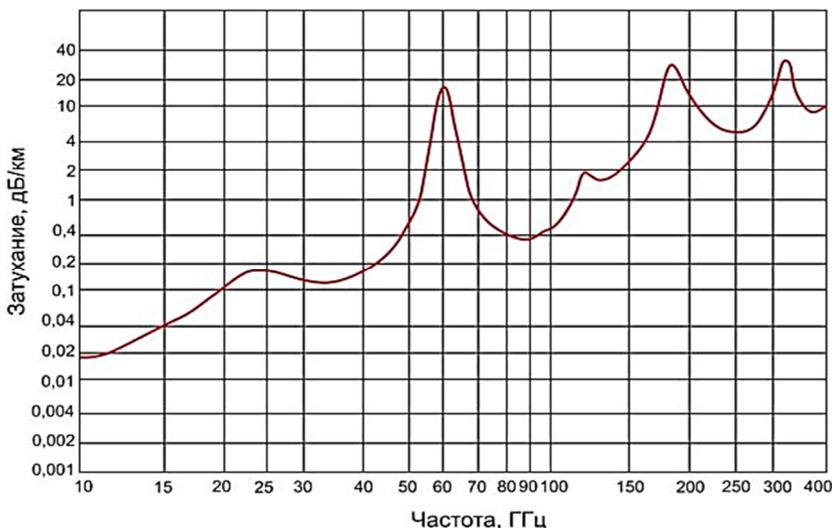


Рисунок 1 – Поглощение миллиметровых радиоволн в атмосфере

Пыль, туман, дым и иные мелкодисперсные взвеси с размером частиц значительно меньше 3 мм не являются препятствием для волн миллиметрового диапазона (длина волны 3 мм соответствует верхней частотной границе выделенных в настоящее время поддиапазонов). В этом состоит одно из основных отличий радиорелейных линий миллиметрового диапазона от атмосферных оптических систем связи, обеспечивающих сравнимые скорости передачи данных. Основной проблемой для радиотрасс миллиметрового диапазона являются интенсивные атмосферные осадки. Наибольшее затухание вносят взвешенные частицы, размеры которых сравнимы с длиной волны (единицы миллиметров), что характерно для сильных ливней и снегопадов. В настоящее время основные мобильные системы связи работают на частотах до 3 ГГц. Системы связи 4G ограничиваются рабочей частотой 2665 МГц (LTE-сети). При этом обеспечивается скорость передачи данных до 100 Мбит/с. Данные показатели очень хороши для современного пользователя, однако потребности растут с каждым годом и в ближайшем будущем этого может не хватить для удовлетворения спроса. Следовательно, потребуются системы связи миллиметрового диапазона. Особенности миллиметровых радиоволн определяют их широкое применение в системах радиолокации, дистанционного

зондирования, навигации и связи. Наиболее перспективным является использование радиоволн миллиметрового диапазона для создания сверхвысокоскоростных беспроводных транспортных сетей мобильного трафика. Такие сети уже сейчас способны обеспечить скорость передачи данных до 10 Гбит/с, используя при этом более простые методы модуляции без применения дополнительных алгоритмов кодирования.

В настоящей работе изложены результаты исследований распространения излучения на волне 8 мм в сильнопересеченной местности, какими являются окрестности перевала Калмак-Ашу. Кроме того, вблизи этого перевала работает радиорелейная станция «Восточная», где размещается передающее устройство для исследования влияния атмосферы на уровень радиосигнала. Получены угловые, временные и сезонные зависимости излучения и поглощения атмосферы на волне 8 мм. Найдены средние значения радиофизических характеристик атмосферы для определения корреляционных связей между ее радиофизическими и метеопараметрами.

Напряжение на выходе приемного устройства (уровень сигнала) зависит от параметров применяемой аппаратуры, профиля трассы, расположения антенн, характера подстилающей поверхности и метеорологической обстановки в районе трассы. Изменения этих факторов вызывают непостоянство уровня принимаемого сигнала. Статистическая обработка большого числа данных о мгновенных значениях уровня сигнала и их усреднение за соответствующий интервал времени позволяют получить средние значения уровня сигнала. Эти средние значения подвержены относительно медленным изменениям и обычно обладают заметной суточной и сезонной повторяемостью. Таким образом, данные о среднем значении уровня сигнала важны главным образом с точки зрения проверки основных положений теории распространения радиоволн и методов расчета напряженности поля. Наличие таких сведений позволяет рационально выбрать параметры аппаратуры и правильно расположить ее на местности. В результате исследований найдены временные изменения излучения и поглощения атмосферы для лета и зимы. В качестве примера на рисунке 2 показаны изменения радиояркостной температуры атмосферы перевала Калмак-Ашу на волне 8 мм для января и июля.

Как видно, летом (верхняя кривая) изменения излучения выражены сильнее, чем зимой (нижняя кривая). Летом радиояркостная температура на перевале Калмак-Ашу изменяется от 6,2 до 7,3 К при среднем значении 6,8 К. Зимой изменения слабые: от 4,5 до 4,7 К при среднем значении 4,6 К. Разница яркостных температур атмосферы перевала между средними летними и зимними значениями составляет 2,2 К. На обеих кривых показаны прямые линии – тренды, которые указывают на средние значения для каждого дня месяца.

На рисунке 3 представлены временные изменения поглощения радиоволн атмосферой перевала Калмак-Ашу на этой же длине волны.

Видно, что летом (верхняя кривая) изменения также выражены сильнее, чем зимой (нижняя кривая). На рисунке также показаны линии тренда. Летом вариации поглощения радиоволн определяются величинами от 0,10 до 0,14 дБ при среднем значении 0,12 дБ. Зимой вариации слабые: от 0,09 до 0,096 дБ при среднем значении 0,093 дБ. Такие результаты излучения и поглощения радиоволн атмосферой для зимних условий можно объяснить низким влагосодержанием тропосферы.

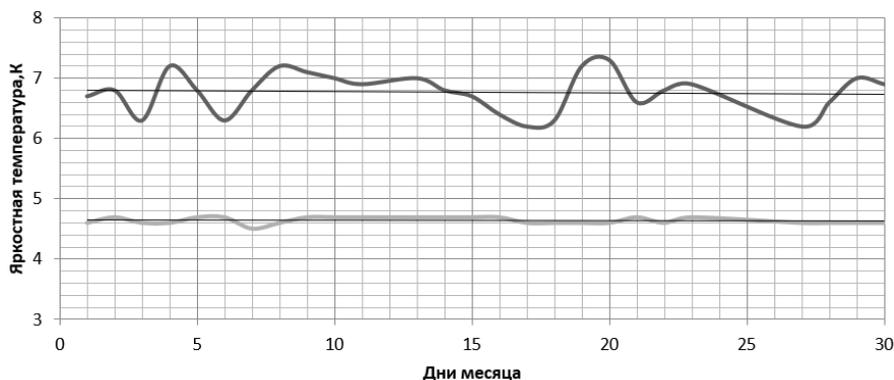


Рисунок 2 – Временные изменения радиояркой температуры атмосферы перевала Калмак-Ашу на волне 8 мм

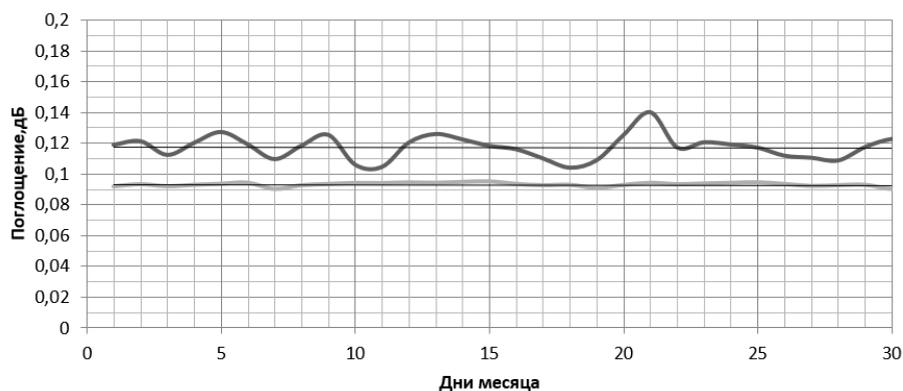


Рисунок 3 – Временные изменения поглощения радиоволн атмосферой перевала Калмак-Ашу

Исследованы взаимосвязи между радиофизическими и метеопараметрами атмосферы, а именно зависимости радиояркой температуры атмосферы от показателя преломления. Показатели преломления атмосферы на высоте 3800 м над уровнем моря (местоположение

РРС «Восточная») для летних и зимних условий погоды вычислялись по радиозондовым данным Кыргызгидромета по формуле

$$N = \frac{77,6}{T} \left(P + \frac{4810f}{T} \right), \quad (1)$$

где P – давление, мбар; T – температура, К; f – абсолютная влажность воздуха, г/м³.

На рисунках 4 и 5 показаны вариации показателя преломления для двух пунктов наблюдения – города Балыкчы и РРС «Восточная».

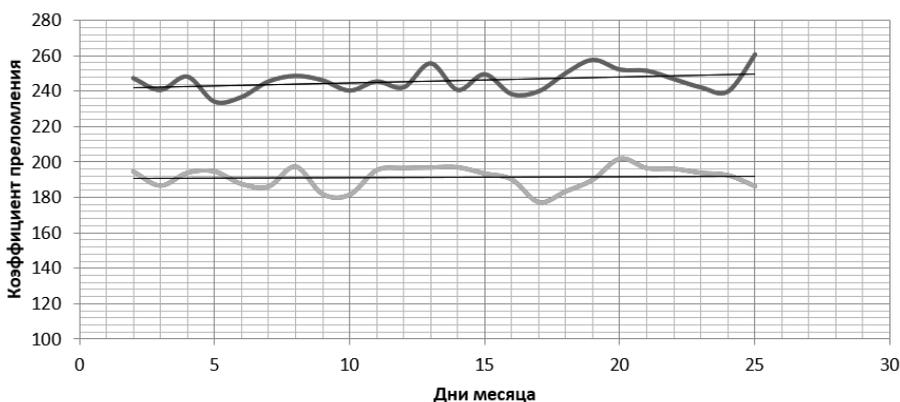


Рисунок 4 – Временные изменения коэффициента преломления атмосферы для лета (город Балыкчы – верхняя кривая, РРС «Восточная» – нижняя)

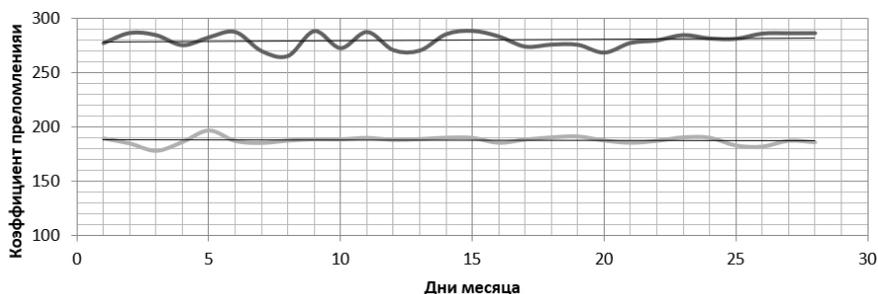


Рисунок 5 – Временные изменения коэффициента преломления атмосферы для зимы (город Балыкчы – верхняя кривая, РРС «Восточная» – нижняя)

Как видно, летом коэффициент преломления на высоте 1660 м над уровнем моря (город Балыкчы) изменяется от 265,4 до 288,8 при среднем значении 277,1. На РРС «Восточная» (высота 3800 м над уровнем моря) коэффициент преломления варьирует от 177,4 до 201,8 при среднем значении 189,1. Разница между средними значениями

коэффициента преломления на указанных пунктах равна 88,2. Прямые линии на рисунке – это линии тренда.

На рисунке 5 видно, что зимой коэффициент преломления на высоте 1660 м над уровнем моря (город Балыкчы) изменяется от 234,2 до 260,7 при среднем значении 247,3. На РРС «Восточная» (высота 3800 м над уровнем моря) коэффициент преломления варьирует от 177,4 до 201,8 при среднем значении 189,1. Здесь также показаны линии тренда. Разница между средними значениями коэффициента преломления в указанных пунктах составляет 58,2.

Исследованы взаимосвязи между влажностью воздуха и яркостной температурой атмосферы для лета и зимы [3–5]. Влажностью воздуха называют содержание водяного пара в атмосфере. Водяной пар является одной из важнейших составных частей земной атмосферы. Наибольшее количество водяного пара содержится в нижних слоях воздуха, непосредственно прилегающих к испаряющей поверхности. В вышележащие слои водяной пар проникает в результате турбулентной диффузии. Значения абсолютной влажности воздуха на высоте 3800 м рассчитывались по формуле

$$f = 13,25 \frac{U \cdot 10^{\frac{7,63t}{241,9+t}}}{273,15 + t}, \quad (2)$$

где U – относительная влажность, %; t – температура, °С; f – абсолютная влажность воздуха, г/м³.

По данным абсолютной влажности определяли количество осажденной воды путем суммирования в вертикальном столбе воздуха, выраженное толщиной слоя воды в миллиметрах. В качестве примера на рисунке 6 представлены временные вариации яркостной температуры атмосферы (верхняя кривая) и осажденной воды (нижняя кривая) для лета.

Видно, что яркостная температура летом изменяется от 6,2 до 7,3 К при среднем значении 6,8 К, а количество осажденной воды – от 4,33 до 10,68 мм, среднее значение 7,16 мм. Зимой в этом пункте значения обоих параметров уменьшились (рисунок 7).

Как видно, яркостная температура зимой изменяется от 4,6 до 4,7 К при среднем значении 4,65 К, а количество осажденной воды – от 1,08 до 3,99 мм, среднее значение 2,536 мм.

Определены коэффициенты корреляции между яркостной температурой атмосферы и коэффициентом преломления на высоте 3800 м для лета 0,56 и зимы 0,25; между яркостной температурой атмосферы и ее влагозапасом на высоте 3800 м для лета 0,53 и зимы 0,21. Таким образом, можно утверждать, что связи между радиофизическими и метеопараметрами атмосферы на этой высоте есть, но не тесные.

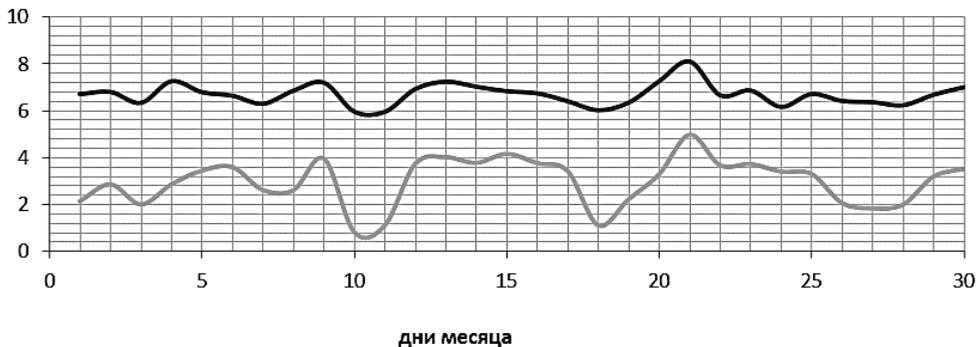


Рисунок 6 – Временные изменения яркостной температуры атмосферы (верхняя кривая) и ее влагозапаса (нижняя кривая) на перевале Калмак-Ашу (лето)

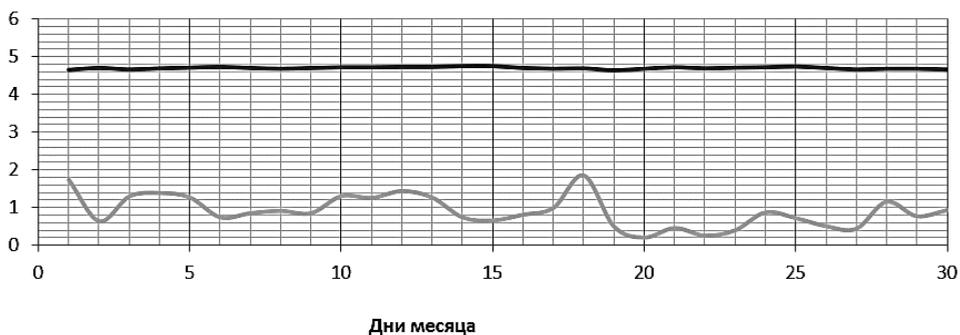


Рисунок 7 – Временные изменения яркостной температуры атмосферы и ее влагозапаса на перевале Калмак-Ашу (зима)

Список использованной литературы

1. Рентюк В. 5G и миллиметровые волны // СВЧ-электроника. 2019. № 4.
2. Куракова Т.П. Имитация радиоканалов миллиметрового диапазона поколения 5G: дис. ... канд. техн. наук. М. : Научно-исследовательский институт радио, 2017. 132 с.
3. Радиотеплокация в метеорологии / В.Д. Степаненко [и др.]. Л. : Гидрометиздат, 1987. 284 с.
4. Ашымканов К.Ш. Радиои兹лучение атмосферы Северного Кыргызстана в КВЧ-диапазоне : моногр. Бишкек, Илим, 2011. 155 с.
5. Ашымканов К.Ш. Корреляция вариаций радиои兹лучения атмосферы и его индекса преломления // Физика, ИФ НАН КР. 2013. № 1.

Ашымканов Кочкун Шамиевич – канд. физ.-мат. наук, ст. науч. сотрудник, зав. лабораторией радиофизики и атмосферных процессов Института физики им. акад. Ж. Жеенбаева Национальной академии наук Кыргызской Республики, 720071, г. Бишкек, проспект Чуй, 265а, e-mail: ashymkan@mail.ru.

Шабаетов Жолдубай – инженер лаборатории радиофизики и атмосферных процессов Института физики им. акад. Ж. Жеенбаева Национальной академии наук Кыргызской Республики, 720071, г. Бишкек, проспект Чуй, 265а.

RADIOPHYSICAL CHARACTERISTICS OF THE ATMOSPHERE OF KALMAK-ASHU PASS AND BALYKCHY TAUN

The results of studies of the radiophysical characteristics of the atmosphere of the Kalmak-Ashu pass and Balykchy taun are presented. Submitted angular, temporal and seasonal dependence of the emission and absorption of the atmosphere in the points of observation. The correlation between the radiation of the pass atmosphere and the refractive index is analyzed. The interrelationship between the brightness temperature of the atmosphere and the amount of water vapor is also investigated.

Keywords: *radio emission, atmosphere, refractive index of the atmosphere, water vapor*

Ashymkanov K.Sh. – Candidate of Physical and Mathematical Sciences, Senior Researcher, Head of the Laboratory of Radiophysics and Atmospheric Processes Institute of physics of national Academy of Sciences, 720071, Bishkek, Chui Avenue, 265a, e-mail: ashymkan@mail.ru.

Shabaev J. – Engineer of the Laboratory of Radiophysics and Atmospheric Processes Institute of physics of national Academy of Sciences, 720071, Bishkek, Chui Avenue, 265a.

Д.В. Ткачев, Д.Ю. Черников, А.В. Александров, Н.С. Зеленков

**СПОСОБ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НЕОБХОДИМОЙ ЭНЕРГЕТИКИ
В КОСМИЧЕСКИХ РАДИОЛИНИЯХ «ВВЕРХ» С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ
БОРТОВЫХ АНТЕНН СО СКАНИРУЮЩИМ ЛУЧОМ**

Рассмотрен способ достижения требуемых отношений энергии информационного бита к спектральной плотности мощности шума на входах приёмных устройств полезной нагрузки космического аппарата за счёт применения антенн с остронаправленными сканирующими диаграммами. Предложен вариант построения космической радиолинии «вверх» при отсутствии синхронизации абонентского терминала и полезной нагрузки космического аппарата.

Ключевые слова: шумовая добротность, синхронизация, сканирующий луч, космическая радиолиния

Общей тенденцией развития систем связи, в том числе спутниковых (ССС), является увеличение пропускной способности и одновременное уменьшение вероятности ошибки на бит (bit error rate – BER). В системах цифровой связи обычно оперируют понятием отношения энергии информационного бита к односторонней спектральной плотности мощности шума на входе демодулятора приёмного устройства E_b/N_0 , которое определяет величину BER. Известно, что величина BER находится в нелинейной обратной пропорции с E_b/N_0 [1]. Следовательно, для снижения BER требуется повысить отношение E_b/N_0 . Одним из путей достижения требуемого значения E_b/N_0 в радиолинии является повышение шумовой добротности бортового приёмника (БП) G/T . G/T – интегральная величина, поэтому её повышения можно добиться двумя путями: снижением эквивалентной шумовой температуры БП и увеличением коэффициента усиления бортовой антенны. Шумовая температура БП в основном определяется шумами входных каскадов [2, 3], которые зависят от элементной базы и схемы резервирования трактов бортового приемника. В связи с этим существенное повышение G/T за счёт уменьшения шумов бортового приемника невозможно. Очевидно, что для увеличения G/T требуется применять остронаправленные антенны. Повышение коэффициента усиления бортовых антенн достигается увеличением размеров их апертур и ограничено в основном бюджетом массы и требованиями к габаритам полезной нагрузки (ПН) космического аппарата (КА) [4], поэтому является перспективным путём повышения E_b/N_0

в космической радиолинии. Применение остронаправленных антенн входит в противоречие с требованием к размерам зоны обслуживания (ЗО), преодолеть которое можно, используя антенны со сканирующим лучом [5]. Если во всей ЗО необходимо обеспечить связь в одном диапазоне частот, то в составе многолучевых антенн потребуется N идентичных элементов для формирования N локальных ЗО, образующих заданную ЗО [2, 4–6]. Антенны со сканирующим лучом требуют синхронизации интервалов времени работы абонентского терминала (АТ) на передачу и освещения локальной ЗО, в которой расположен АТ, лучом бортовой антенны (рисунок 1).

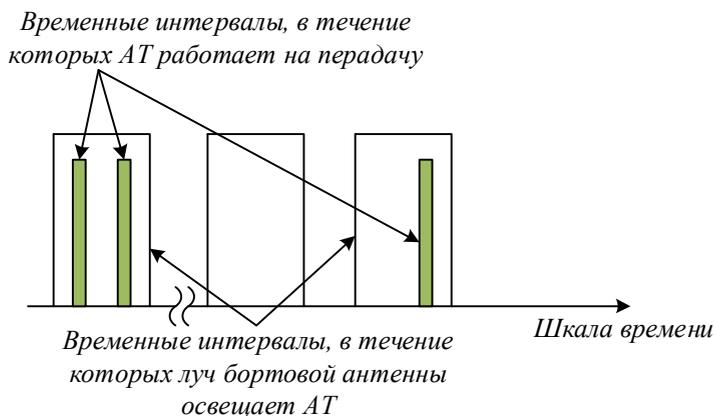


Рисунок 1 – Синхронизация работы абонентского терминала на передачу и сканирования лучом бортовой антенны космического аппарата

Требование синхронизации является обычным для ССС, однако неизбежно ведёт к ее усложнению, а следовательно, удорожанию. Любая система создаётся при ограничении временных, финансовых и трудовых ресурсов, поэтому важна её оптимизация при сохранении выходного эффекта. Необходимость синхронизации интервалов времени работы АТ на передачу и освещения нужной локальной зоны снижает потенциальную пропускную способность ССС и накладывает ограничения на оперативность работы и доступность канала связи. В связи с этим предлагается рассмотреть построение ССС, которое не требует вышеописанной синхронизации.

Известно, что сигнал может быть восстановлен, если он представлен дискретной последовательностью мгновенных значений в моменты времени, интервал которых определён как половина периода гармонического колебания с частотой, совпадающей с верхней частотой представляемого сигнала. Следовательно, для демодуляции сигнала, передаваемого абонентом, требуется наблюдать его на входе

бортового приемника с частотой, в два и более раза большей его верхней частоты. Это возможно, если в течение интервала времени передачи n -го символа АТ сканирующий луч антенны бортового приемника несколько раз осветит локальную ЗО, в которой располагается АТ (рисунок 2,а).

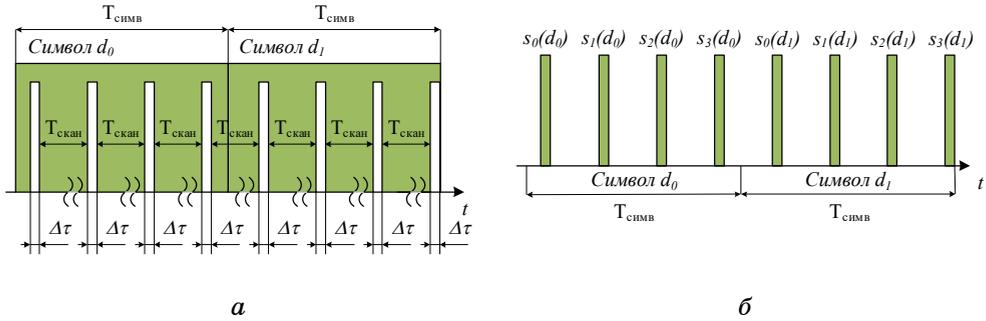


Рисунок 2 – Дискретизация сигнала абонента сканирующим лучом бортовой антенны: *а* – соответствие временных интервалов работы абонента и сканирования лучом; *б* – представление сигнала абонента на входе бортового приемника

На шкале времени t изображена передача АТ двух символов, обозначенных как d_0 и d_1 . Временные интервалы, в течение которых передаются символы d_0 и d_1 , равны между собой и равны величине $T_{\text{симв}}$, а также выделены темным цветом. Области, выделенные белым цветом, соответствуют временным окнам с длительностями $\Delta\tau$, в пределах границ которых приёмный луч бортовой антенны КА освещает локальную ЗО, где расположен АТ. Период сканирования лучом бортовой антенны равен величине $T_{\text{скан}}$. Пусть на каждый символ приходится четыре неполных периода сканирования луча. Тогда каждый символ будет наблюдаться на входе бортового приемника не менее 3 раз. Сигнал на входе бортового приемника примет вид, показанный на рисунке 2,б. Выборка $[s_0(d_0), \dots, s_3(d_0)]$ соответствует дискретному представлению символа d_0 , выборка $[s_0(d_1), \dots, s_3(d_1)]$ – дискретному представлению символа d_1 . При этом должна осуществляться привязка моментов времени, в которые взяты отсчёты, к текущему положению луча бортовой антенны. Дальнейшая обработка сигнала АТ представляет собой общеизвестные алгоритмы [7]. Далее определяются требования к быстродействию бортовой антенны и БП. Для получения выборки отсчётов сигнала АТ, формируемой за счёт многократного

сканирования локальной ЗО, восстановление которой возможно, требуется, чтобы выполнялось нестрогое неравенство

$$V_{\text{скан}} \geq 2nR_{\text{АТ}}, \quad (1)$$

где $V_{\text{скан}}$ – скорость сканирования ЗО лучом бортового приемника, позиций/с; n – количество дискретных позиций сканирующего луча; $R_{\text{АТ}}$ – символьная скорость сигнала АТ, симв/с.

С учётом инерционности реальных систем выражение (1) можно записать как

$$V_{\text{скан}} \gg 2nR_{\text{АТ}}. \quad (2)$$

Неравенство (2) является требованием к скорости сканирования ЗО лучом бортового приемника КА для исключения синхронизации в радиолинии «вверх». Быстродействие БП должно позволять обрабатывать поступающие на его вход сигналы с достаточным качеством, то есть

$$f_{\text{д}} \geq 2f_{\text{АТ верх}}, \quad (3)$$

где $f_{\text{д}}$ – частота дискретизации ПРМ, Гц; $f_{\text{АТ верх}}$ – верхняя частота сигнала АТ.

Таким образом, показаны возможные приёмы обеспечения достаточной энергетики в космической радиолинии «вверх», выбран и обоснован наиболее оптимальный из них, а также предложен способ построения ССС, при котором не требуется выполнять условие временной синхронизации работы АТ и ПН КА, определены основные требования к быстродействию бортовой приёмной антенны и бортового приемника.

Список использованной литературы

1. Sklar B. Digital communications: fundamentals and applications. 2 ed. Upper Saddle River, New Jersey : John Wiley & Sons, Inc., 2004. 1099 p.
2. Braun T.M. Satellite communications payload and systems. New Jersey : John Wiley & Sons, Inc., 2012. 401 p.
3. Проектирование радиоприёмных устройств : учеб. пособие для вузов / А.П. Сиверс, С.М. Клич, А.С. Кривенко [и др.]. М. : Сов. радио, 1967. 486 с.
4. Орлов А.Г., Севастьянов Н.Н. Бортовой ретрансляционный комплекс спутника связи. Принципы работы, построение, параметры : моногр. / под общ. ред. В.Н. Бранеца. Томск : Издательский дом Томск. гос. ун-та, 2014. 206 с.

5. Balanis C.A. Antenna theory. Analysis and design: modern antenna handbook. New Jersey : John Wiley & Sons, Inc., 2016. 1072 p.

6. Пономарев Л.И., Вечтомов В.А., Милосердов А.С. Бортовые цифровые многолучевые антенные решётки для систем спутниковой связи : моногр. / под общ. ред. Л.И. Пономарёва. 2-е изд. М. : Издательство МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2018. 197 с.

7. Ричард Лайонс. Цифровая обработка сигналов : пер. с англ. 2-е изд. М. : ООО Бином-Пресс, 2006. 656 с.

Ткачев Денис Вадимович – инженер 2-й категории, отдел общего проектирования, интеграции и испытаний полезных нагрузок, акционерное общество «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва», 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52, e-mail: tkachevdu@iss-reshetnev.ru.

Черников Дмитрий Юрьевич – канд. техн. наук, доцент, зав. каф. «Инфокоммуникации», Институт инженерной физики и радиоэлектроники, Сибирский Федеральный университет, 660041, г. Красноярск, пр. Свободный, 79, e-mail: dchernikov@sfu-kras.ru.

Александров Александр Владимирович – начальник группы, отдел общего проектирования, интеграции и испытаний полезных нагрузок, акционерное общество «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнёва», 662972, г. Железногорск Красноярского края, ул. Ленина, 52, e-mail: aleksandrovav@iss-reshetnev.ru.

Зеленков Николай Сергеевич – ведущий инженер по радиоизмерениям, техническая дирекция Красноярского отделения, публичное акционерное общество «Вымпел-Коммуникации», 660138, г. Красноярск, ул. Взлётная, 3, e-mail: nikolauzelenkov007@gmail.com.

A METHOD OF PROVIDING APPROPRIATE LINK BUDGET FOR SPACE UP-LINKS VIA ON-BOARD SCANNING BEAM ANTENNAS

The article observes a method of providing appropriate energy per bit to noise power spectral density ratio at spacecraft payload receiver input by using high-gain scanning beam antennas and describes a way of building a satellite communication system without any synchronizations between spacecraft payload and user terminal.

Keywords: *gain-to-noise-temperature, synchronization, scanning beam, space link*

Tkachev Denis Vadimovich – 2nd Rank Engineer, Payload General Design, Integration and Testing Department, Joint-stock Company «Information Satellite Systems» named after academician M.F. Reshetnev»,

662972, Zheleznogorsk, Krasnoyarsk region, Lenin st., 52, e-mail: tkachevdu@iss-reshetnev.ru.

Chernikov Dmitry Yurievich – Candidate of Technical Sciences, Associate professor, head of the department «Infocommunications», Institute of Engineering Physics and Radio Electronics, Siberian Federal University, 660041, Krasnoyarsk, Svobodny ave., 79, e-mail: dchernikov@sfu-kras.ru.

Aleksandrov Aleksandr Vladimirovich – Chef Engineer, Payload General Design, Integration and Testing Department, Joint-stock Company «Information Satellite Systems» named after academician M.F. Reshetnev», 662972, Zheleznogorsk, Krasnoyarsk region, Lenin st., 52, e-mail: aleksandrovav@iss-reshetnev.ru.

Zelenkov Nikolay Sergeevich – Radio Measurement Chef Engineer, Krasnoyarsk Unit Technical Department, Public Joint-Stock Company «Vimpel-Communications», 660138, Krasnoyarsk, Vzlyetnaya st., 3, e-mail: nikolayzelenkov007@gmail.com.

УДК 621.396.1

К.Д. Зайков, А.С. Аникин, К.А. Ярков

РАСЧЁТ НАКЛОННОЙ ДАЛЬНОСТИ РАДИОЛИНИИ «КОСМИЧЕСКИЙ АППАРАТ – НАЗЕМНЫЙ ПУНКТ»

Рассматриваются два способа расчёта наклонной дальности на линии «космический аппарат – наземный пункт». Описываются способы на основе теоремы косинусов и теоремы синусов. Приведены типовые ошибки операторов при расчёте наклонной дальности.

Ключевые слова: *наклонная дальность, теорема синусов, теорема косинусов, бюджет радиолинии*

При разработке систем навигации и связи на космическом аппарате необходимо рассчитывать бюджет радиолинии. Расчёт бюджета является одним из ключевых навыков выпускников технических специальностей. Расчёт начинается с поиска наибольшего ослабления в бюджете радиолинии.

Наибольшее ослабление в радиолинии вызывает сферическое расхождение радиоволны при ее распространении от космического аппарата до приёмного пункта. Чтобы учесть ослабление, необходимо рассчитать наклонную дальность.

В литературе чаще всего рассматривают наклонную дальность между космическим аппаратом и приёмным пунктом с заданными координатами обеих точек [1–3]. При расчёте бюджета радиолинии данная информация является излишней. Следует рассматривать наихудший случай, который обусловлен диаграммой направленности приёмной антенны космического аппарата. Наибольшая наклонная дальность для ширины диаграммы направленности $\theta_{0,5}$ по уровню половинной мощности будет под углом $\alpha = 0,5\theta_{0,5}$ относительно подспутниковой точки (рисунок 1).

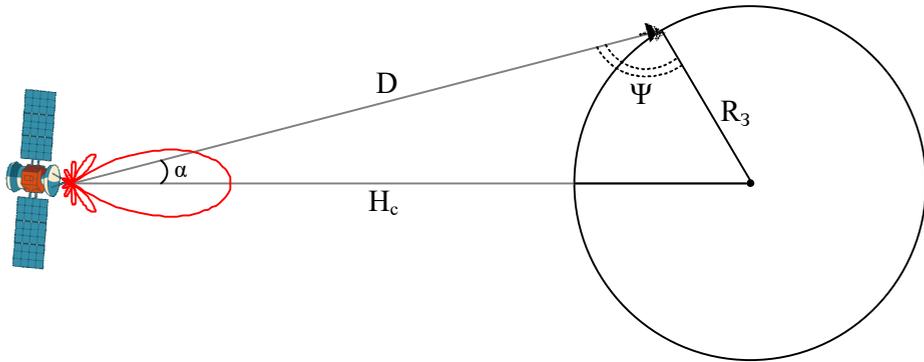


Рисунок 1 – Геометрические соотношения при расчёте наклонной дальности

В результате будет достаточно решить простую систему из тригонометрических уравнений. В общем случае решение данной задачи возможно с помощью теоремы косинусов и теоремы синусов.

Решение 1. По теореме косинусов указанные на рисунке 1 величины связаны соотношением

$$R_3^2 = D^2 + (H_C + R_3)^2 - 2D(H_C + R_3)\cos(0,5\theta_{0,5}), \quad (1)$$

решая которое относительно D , получаем два ответа:

$$D = (H_C + R_3)\cos(0,5\theta_{0,5}) \pm \sqrt{[(H_C + R_3)\cos(0,5\theta_{0,5})]^2 - [H_C^2 + 2R_3H_C]}. \quad (2)$$

Для того чтобы выбрать правильное решение, необходимо рассмотреть критический случай, когда угол $\Psi = 90^\circ$. В данном случае выражение (1) будет упрощено:

$$D = \sqrt{H_C^2 + 2R_3H_C}.$$

В результате правильное решение будет со знаком минус:

$$D = (H_C + R_3) \cos(0,5 \theta_{0,5}) - \sqrt{\left[(H_C + R_3) \cos(0,5 \theta_{0,5}) \right]^2 - \left[H_C^2 + 2R_3 H_C \right]}. \quad (3)$$

Данное решение не подходит для быстрых расчетов, поскольку выводить из уравнения (1) уравнение (2) студенту или инженеру в письменном виде трудозатратно, а использовать САПР для расчёта дальности не всегда возможно.

Поэтому чаще всего используется другое решение.

Решение 2 на основе теоремы синусов:

$$\frac{R_3}{\sin \alpha} = \frac{H_C + R_3}{\sin \psi} = \frac{D}{\sin(\pi - \psi - \alpha)}. \quad (4)$$

В выражении (4) для нахождения наклонной дальности D известны все параметры, кроме угла Ψ . Поскольку уравнение (4) решается пропорцией, то оно является более приоритетным, чем уравнение (1).

Решение уравнения (4) имеет вид

$$\begin{cases} D = \frac{R_3}{\sin \alpha} \sin(\pi - \psi - \alpha), \\ \psi = \arcsin\left(\frac{H_C + R_3}{R_3} \sin \alpha\right). \end{cases} \quad (5)$$

Очевидно, что угол Ψ при геометрическом расчёте для приёма сигнала на поверхности Земли не может быть меньше 90° . Если находить значение угла Ψ по формуле (5), то данное условие не выполняется, так как функция \arcsin не имеет однозначного решения. В результате дальность, найденная по формуле (5), окажется неверной.

Правильная запись системы (5) будет иметь следующий вид:

$$\begin{cases} D = \frac{R_3}{\sin \alpha} \sin(\pi - \psi - \alpha), \\ \psi = \pi - \arcsin\left(\frac{H_C + R_3}{R_3} \sin \alpha\right). \end{cases} \quad (6)$$

Таким образом, показана ключевая ошибка при расчёте наклонной дальности и заполнен пробел в литературе по методу ее определения.

Неверный расчёт наклонной дальности может привести к большому запасу мощности на космическом аппарате, а следовательно, к увеличению его массы, изменению платформы аппарата. Кроме того, это повлечет чрезмерно мощное излучение в открытое пространство, что может помешать работе окружающих космических систем.

Список использованной литературы

1. Определение параметров системы спутникового телерадиовещания: метод. указанная по выполнению лабораторных работ по курсу «Системы спутникового телерадиовещания» / сост. А.Е. Севрюков. Курск : Юго-Зап. гос. ун-т, 2021. 24 с.
2. Основные характеристики негеостационарной орбитальной группировки. XServer.ru – бесплатная виртуальная электронная интернет-библиотека онлайн. URL: <http://www.xserver.ru/computer/nets/razn/103/>.
3. Геометрия расположения земной станции и спутника. Вунивере.ру – учеб. материалы для студентов. URL: <https://vunivere.ru/work22144>.

Зайков Кирилл Денисович – мл. науч. сотрудник Научно-исследовательского института радиотехнических систем, студент гр. 126-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kirill.d.zailov@tusur.ru.

Аникин Алексей Сергеевич – канд. техн. наук, доцент каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634034, г. Томск, ул. Вершинина, 74, e-mail: rrb86@inbox.ru.

Ярков Кирилл Алексеевич – аспирант, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kgetn00@gmail.com.

CALCULATION OF THE SLANT RANGE OF THE RADIOLINE SPACECRAFT – GROUND POINT

The article considers two methods for calculating the slant range on the line between a spacecraft and a ground station. Methods based on the cosine theorem and the sine theorem are considered and given. Typical errors of operators (students, researchers) that occur when calculating the slant range are given.

Keywords: *slant range, sine theorem, cosine theorem, link budget*

Zaikov Kirill Denisovich – Junior Researcher, Tomsk State University of Control Systems and Radio- 94 electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zaykov.k.126- 2@e.tusur.ru.

Anikin Alexey Sergeevich – Scientific Leader, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher of RTS Research Institute, Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Con-

trol Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, etc. Lenin, 40, e-mail: anikinAS@main.tusur.ru.

Yarkov Kirill Alekseevich – post-graduate student, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kgepn00@gmail.com.

УДК 621.371.3

К.Д. Зайков, А.С. Аникин, К.А. Ярко

**АНАЛИЗ КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН
ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ИССЛЕДОВАНИЮ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ
НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ ПОТРЕБИТЕЛЯ**

Представлен результат анализа канала распространения радиоволн для трассы «космический аппарат – наземный потребитель» применительно к исследованию помехоустойчивости навигационной аппаратуры потребителя с точки зрения точности оценки местоположения. Отмечаются наиболее значимые эффекты каналов распространения радиоволн и радиосигналов.

Ключевые слова: *помехоустойчивость, канал распространения радиоволны, искажение формы навигационного сигнала*

Под помехоустойчивостью навигационной аппаратуры понимают ее способность обеспечить необходимую точность оценки координат потребителя и выполнять заданные функции в условиях воздействия внешних помех [1]. При условии, что обеспечивается требуемое отношение сигнал/шум на входе аппаратуры потребителя, искажение формы и появление смещения частоты радиосигнала в результате воздействия помех приводит к ухудшению точности навигационного решения и, как следствие, снижению помехоустойчивости.

В процессе распространения радиоволн в свободном пространстве происходят следующие явления:

- ослабление радиоволн за счёт сферической расходимости;
- затухание радиоволн в ионосфере и тропосфере;
- фарадеевское вращение в ионосфере;
- деполяризация в гидрометеорах тропосферы;
- частотная дисперсия радиоволн в ионосфере;
- рефракция радиоволн в ионосфере и тропосфере;
- мерцание;
- доплеровское смещение частоты;

- рассеяние радиоволн мелкомасштабными неоднородностями тропосферы и ионосферы;
- многолучевое распространение в результате отражений радиоволн элементами рельефа местности.

Ослабление радиоволн за счёт сферической расходимости, затухание в ионосфере и тропосфере, дополнительное затухание за счёт эффекта фарадеевского вращения и деполяризации в гидрометеорах, рефракция радиоволн в ионосфере и тропосфере не приводят к искажению формы, изменению частоты полезного радиосигнала, поэтому перечисленные явления не влияют на помехоустойчивость.

Согласно рекомендации МСЭ-R P.531-12 [2] дифференциальная задержка прямо пропорциональна ширине спектра сигнала. Например, в диапазоне частот приёма навигационных сигналов прямоугольный радиоимпульс длительностью около 100 нс расширяется не более чем на 4 нс. Таким образом, если дифференциальная задержка не превышает 5 %, то явлениями частотной дисперсии в канале распространения за счёт ионосферы можно пренебречь.

Модель канала, описывающая эффект мерцания радиоволн в атмосфере, приведена в МСЭ-R P.531-12 [2]. Согласно этой модели мерцания заметно проявляются в сигналах длительностью более 10 с. Период радиосигналов существенно меньше времени характерного изменения коэффициента передачи канала, поэтому влиянием мерцания можно пренебречь.

Эффект доплеровского смещения частоты вследствие движения космических аппаратов группировки и потребителя приводит к изменению частоты полезного принимаемого сигнала относительно номинальной. При обработке радиосигнала с доплеровским смещением частоты в корреляторе, настроенном на номинальную частоту, наблюдается снижение отношения уровня боковых лепестков корреляционной функции и, как следствие, снижение помехоустойчивости. Поэтому целесообразен учёт в канале распространения доплеровского смещения частоты.

Частотно-селективные искажения наиболее существенно проявляются в радиосигналах с шириной спектра, соизмеримой или превышающей интервал частотной корреляции канала [3]. Экспериментальная оценка интервала частотной корреляции атмосферного канала в зависимости от центральной частоты излучения показывает, что данный интервал для частот диапазона 1–2 ГГц составляет около 30–50 МГц, то есть значительно больше ширины спектра типовых радиосигналов ГНСС [4]. Поэтому влиянием частотно-селективных замираний можно пренебречь.

Модель канала для учёта явления многолучевого распространения обычно представляют в виде трансверсального цифрового фильтра с переменными (в общем случае) коэффициентами и задержками

[5, 6]. В многочисленных публикациях, например [7, 8], сообщается, что многолучевое распространение приводит к значительному снижению точности навигационного решения и помехоустойчивости в результате искажения формы радиосигнала его задержанными копиями относительно времени прихода прямого сигнала.

Результат обзора и анализа эффектов в канале распространения радионавигационных сигналов, которые оказывают существенное влияние на помехоустойчивость потребителя, представлен в таблице 1.

Таблица 1 – Наиболее значимые эффекты в канале распространения радиосигналов

Эффекты	Значимость эффекта (да/нет)
Ослабление за счёт сферической расходимости	Нет
Задержка распространения сигнала	Нет
Доплеровское смещение частоты	Да
Затухание в ионосфере	Нет
Фарадеевское вращение	Нет
Частотная дисперсия	Нет
Мерцания	Нет
Частотно-селективные замирания	Нет
Затухание в тропосфере	Нет
Деполаризация в гидрометеорах	Нет
Многолучевое распространение	Да

Из таблицы видно, что на помехоустойчивость потребителя влияют явления многолучевости распространения радиосигнала и доплеровского сдвига частоты в канале РРВ.

Список использованной литературы

1. Тяпкин В.Н., Дмитриев Д.Д., Мошкина Т.Г. Потенциальная помехоустойчивость навигационной аппаратуры потребителей спутниковых радионавигационных систем // Сибирский журнал науки и технологий. 2012. № 3 (43). С. 113–119.

2. МСЭ-R P.531-12 Данные об ионосферном распространении радиоволн и методы прогнозирования, необходимые для проектирования спутниковых служб и систем [сайт]. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.531-12-201309-S!!PDF-R.pdf (дата обращения: 03.06.2022).

3. Влияние ионосферы на обнаружение сигналов в системах космической связи / В.П. Папинцев, Л.В. Колосов, С.А. Тишкин [и др.] // Радиотехника и электроника. 1999. Т. 44, № 2. С. 143–150.

4. Ivanov D., Kislitsin A., Ryabova M. Method of diagnosing frequency dispersion parameters for transionospheric propagation of wide-band signals using GLONASS/GPS technologies // ITM Web of Conferences. EDP Sciences, 2019. Vol. 30. P. 15–20.

5. Михайлов С. Влияние многолучевости распространения радиоволн от навигационного космического аппарата на точность определения координат GPS-приемника // Беспроводные технологии. 2006. № 2. С. 60–71.

6. МСЭ-R P.1407-5 Многолучевое распространение и параметризация его характеристик [сайт]. URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.1407-5-201309-S!!PDF-R.pdf (дата обращения: 06.06.2022).

7. Дейнеко В.М. Разработка метода оценки погрешности многолучевости распространения сигналов радиотехнических систем спутниковой навигации GPS/Глонасс // Системы обробки інформації. 2009. № 4. С. 39–42.

8. Multipath error reduction in signal processing / A. Zhdanov [et al.] // Proceedings of the 12th International Technical Meeting of the Satellite Division of the Institute of Navigation (ION GPS 1999). 1999. P. 1217–1224.

Зайков Кирилл Денисович – мл. науч. сотрудник Научно-исследовательского института радиотехнических систем, студент гр. 126-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kirill.d.zailov@tusur.ru.

Аникин Алексей Сергеевич – канд. техн. наук, доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634034, г. Томск, ул. Вершинина, 74, e-mail: rrb86@inbox.ru.

Ярков Кирилл Алексеевич – аспирант, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kgetn00@gmail.com.

ANALYSIS OF THE RADIO WAVE PROPAGATION CHANNEL IN RELATION TO THE STUDY OF THE NOISE IMMUNITY OF CONSUMER NAVIGATION EQUIPMENT

Within the framework of the report, the result of the analysis of the radio wave propagation channel for the path between the spacecraft and the ground consumer is presented in relation to the study of the noise immunity of the consumer's navigation equipment from the point of view of the position estimation accuracy. The most significant effects of the propagation channels of radio waves and radio signals are noted.

Keywords: *noise immunity, radio wave propagation channel, navigation signal shape distortion*

Kirill Denisovich Zaikov – Junior Researcher, Tomsk State University of Control Systems and Radio- 94 electronics, 634050, Tomsk, Lenina Ave., 40, e-mail: kirill.d.zailov@tusur.ru.

Anikin Alexey Sergeevich – Scientific Leader, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher of RTS Research Institute, Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: anikinAS@main.tusur.ru.

Yarkov Kirill Alekseevich – post-graduate student, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kgemn00@gmail.com.

Секция 2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

УДК 621.396.967

Г.А. Калашников, Д.Д. Зайков, Ф.Н. Захаров

РАСЧЁТ ЛИНИИ СВЯЗИ МЕЖДУ СИСТЕМОЙ АЗН-В И ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ

Приводится расчёт космической линии связи между летательным аппаратом и приемником АЗН-В в рамках проекта «Марафон-ЮТ». Рассмотрен вопрос о целесообразности использования системы АЗН-В на космических аппаратах. Представлены результаты оценки линии радиосвязи, которые показали, что обеспечить качественный прием сигнала возможно, но не во всем секторе рабочих углов.

Ключевые слова: АЗН-В, бюджет радиолинии, отношение сигнал/шум

В рамках проекта «Марафон-ЮТ» был предложен модуль приёмника АЗН-В, который устанавливается на космический летательный аппарат. При этом возникает вопрос о целесообразности использования приёмника АЗН-В на столь больших расстояниях.

При создании космических аппаратов необходимо обеспечить качественный канал связи на сотни километров в условиях ограниченный по энергии и массогабаритным параметрам.

Приёмник АЗН-В устанавливают на космические аппараты для дистанционного управления полетами самолетов над сложными участками рельефа земли, где для наземных станций самолеты невидимы. Для этого необходима надёжная передача данных по линии радиосвязи между любыми аппаратами, на которых установлены приёмники АЗН-В.

Для расчёта линии связи использовались исходные данные, представленные в таблице 1.

Космический аппарат оснащается антенной решеткой, которая имеет угловой раскрыт 120° по уровню -3 дБ. Расстояние 1952 км является максимальной наклонной дальностью на границе рассматриваемого сектора (рисунок 1).

Необходимо рассчитать линию связи между системой АЗН-В и летательными аппаратами, а также оценить целесообразность установки приёмника АЗН-В на космическом аппарате (КА) «Марафон-

IoT». Под расчётом линии связи между системой АЗН-В и самолетом понимается расчёт бюджета радиолинии.

Таблица 1 – Исходные данные для расчета линии связи

Параметр	Обозначение	Величина
Мощность передатчика	$P_{и}$	125–500 Вт
Несущая частота	f	1090 МГц
Коэффициент усиления приемной антенны	$G_{пр}$	6 дБ
Коэффициент усиления передающей антенны	$G_{перед}$	1 дБ
Расстояние до цели	R	750–1952 км
Коэффициент шума	$k_{ш}$	4 дБ
Длина волны	λ	0,275 м

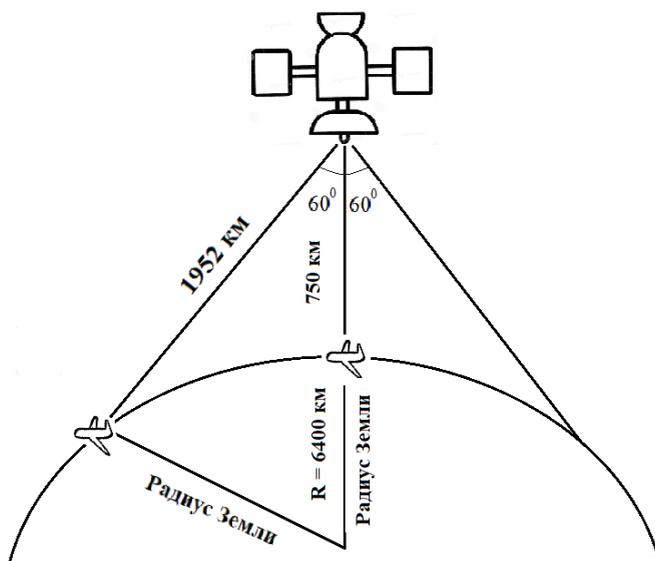


Рисунок 1 – Графическое представление рассчитываемой линии связи

Сначала вычисляется максимальное расстояние, на котором может осуществляться прием сигнала, далее рассчитывается минимальная необходимая мощность сигнала на входе приемника. Следующим шагом рассчитывается шумовая температура и мощность собственного шума приемника. Результатом расчёта будет отношение сигнал/шум.

Минимальная мощность приемника на удалении R рассчитывается по формуле [1]

$$P_{\text{пр min}} = \frac{P_{\text{и}} G_{\text{пр}} S_{\text{а}}}{4\pi R^2}, \quad (1)$$

где $S_{\text{а}}$ – эффективная площадь приемной антенны, определяемая как

$$S_{\text{а}} = \frac{G\lambda^2}{4\pi}. \quad (2)$$

Мощность собственного шума приемника [1]

$$P_{\text{ш}} = k_{\text{ш}} k T \Delta f,$$

где $k_{\text{ш}}$ – коэффициент шума приемника, равный 4 дБ; k – постоянная Больцмана; T – температура приемника, рассчитываемая по формуле [2]

$$T = T_{\text{А}} + (L + k_{\text{ш}} - 1) \cdot 290,$$

где $T_{\text{А}}$ – температура антенны, которая принята равной 290 К; L – коэффициент потери мощности, равный 2 дБ.

Отношение сигнал/шум вычисляется по формуле

$$\text{SNR} = 10 \log_{10} \frac{P_{\text{пр min}}}{P_{\text{ш}}}.$$

Расчёт производился для максимального и минимального расстояния, максимальной и минимальной мощности излучения (таблица 2).

Таблица 2 – Результаты расчёта линии связи

$P_{\text{и}}, \text{Вт}$	125		500	
	750	1952	750	1952
$R, \text{км}$	750	1952	750	1952
$\text{SNR}, \text{дБ}$	5	-3,2	11	2,8
$P_{\text{пр min}} \cdot 10^{14}, \text{Вт}$	63,96	9,442	255,8	37,77

Для качественной передачи информации по линии связи между системой АЗН-В и летательным аппаратом (ЛА) требуется обеспечить SNR не менее 7 дБ. В таблице 3 приведены зависимости мощности приемника от максимального расстояния, при котором обеспечивается требуемое отношение сигнал/шум. Также вычислена величина рабочего сектора углов и площадь покрытия спутника земной поверхностью, при которой обеспечивается отношение сигнал/шум 7 дБ.

Таблица 3 – Оценка расчёта линии связи

$P_{и}$, Вт	500	250	125
R_{max} (SNR = 7 дБ), км	1200	850	600
α (SNR = 7 дБ)	94°	52°	Не обеспечивается
$S_{пятна}$ (SNR = 7 дБ), млн км ²	2,7	0,5	

Из таблицы 3 видно, что качественная связь между КА и ЛА обеспечивается не для всех типов передатчиков, а именно с мощностью излучения 125 Вт. Если на борту ЛА установлен более мощный передатчик, то приём качественного сигнала будет осуществляться, но не во всем секторе рабочих углов.

Таким образом, расположение приемника АЗН-В на КА «Марфон-IoT» можно считать целесообразным, поскольку 75 % ЛА оснащены передатчиками с мощностью излучения больше 125 Вт.

Список использованной литературы

1. Дудко Б.П., Денисов В.П. Радиотехнические системы : учеб. пособие. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроника, 2012. 334 с. URL: <https://edu.tusur.ru/publications/1664>.
2. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение / пер. с англ. Е.Г. Грозы, В.В. Марченко, А.В. Назаренко. М. : Вильямс, 2007. 1104 с.

Калашников Герман Алексеевич – студент гр. 129, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kalashnikov.g.129@e.tusur.ru.

Зайков Данила Денисович – студент гр. 129, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zaykov.d.129@e.tusur.ru.

Захаров Федор Николаевич – доцент каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

CALCULATION OF THE COMMUNICATION LINE BETWEEN THE ADS-B SYSTEM AND AIRCRAFT

The article calculates the space communication line between the aircraft and the ADS-B receiver within the framework of the IOT Marathon project. The analysis of literary sources is carried out and the question of the expediency of using ADS-B system on spacecraft is considered. The results of

the evaluation of the radio communication line are presented, which showed that it is possible to provide high-quality signal reception, but not in the entire sector of working angles.

Keywords: ADS-B, radio line budget, signal-to-noise ratio.

Kalashnikov German Alekseevich – student gr. 129, palm. radio technical systems, Tomsk. state un-t system of control and radio electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kalashnikov.g.129@e.tusur.ru.

Zaykov Danila Denisovich – student gr. 129, Department of Radio Technical Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zaykov.d.129@e.tusur.ru.

Zakharov Fedor Nikolaevich – Associate Professor of the Department. radio engineering systems, Tomsk. state un-t control systems. and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40.

УДК 621.396

Д.Д. Зайков, Г.А. Калашников, Ф.Н. Захаров

РАЗРАБОТКА ПРОГРАМНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ ИМИТАЦИИ СИГНАЛОВ АЗН-В

Рассмотрены типы сигналов АЗН-В, которые вещают воздушные суда. Представлена программа в среде Matlab (студенческая версия), которая имитирует сигналы типа АЗН-В, для проверки корректной работы приемников АЗН-В.

Ключевые слова: АЗН-В, имитатор, преамбула, сигнал, информационные данные, манчестерское кодирование

АЗН-В – автоматическое зависимое наблюдение-вещание (от англ. ADS-B – Automatic dependent surveillance-broadcast) – технология наблюдения за воздушным судном, позволяющая пилотам в кабине самолёта и диспетчерам на наземном пункте наблюдать с большой точностью траекторию движения самолёта и получать аэронавигационную информацию в соответствии с 1090ES [1]. Воздушное судно (ВС), оборудованное системой АЗН-В, каждую секунду передаёт свои координаты, скорость, высоту, номер рейса и курс при помощи радиосигналов. Такая система наблюдения дает возможность в реальном масштабе времени отслеживать его местоположение пилотам других самолётов, диспетчерам систем управления воздушным

движением. Система АЗН-В делает полёт более безопасным и позволяет эффективно использовать воздушное пространство.

Целью данной работы является создание в среде Matlab (студенческая версия) имитатора сигнала АЗН-В для тестирования приемников АЗН-В при их проектировании.

Сигнал системы АЗН-В представляет собой пакет данных длиной 64 или 120 мкс, передающихся на частоте 1090 МГц и состоящих из преамбулы и блока данных размером 56 или 112 бит.

Сигнал АЗН-В моделируется с помощью двоичной фазовой модуляции (BPSK). Именно этот вид модуляции чаще всего используется в области телеметрии дальнего космоса [1]. Ее можно осуществить двумя способами: когда фаза несущего колебания принимает значения 0 и 180 градусов и когда фазовая модуляция рассматривается как вариант амплитудной модуляции с активной паузой, где сигнал амплитуды принимает значения -1 и $+1$. Такое изменение значения амплитуды эквивалентно изменению фазы на 180 градусов [2]. На рисунке 1 представлена полярная диаграмма сигнала модуляции BPSK.

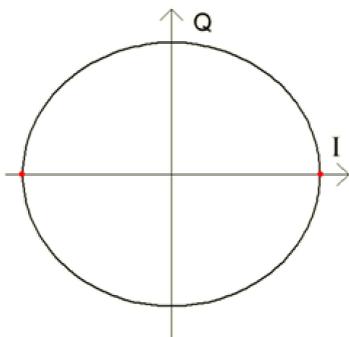


Рисунок 1 – Полярная диаграмма сигнала двоичной фазовой модуляции (BPSK)

Формат пакета данных (рисунок 2), помимо блока данных (112 бит), содержит преамбулу (8 бит), которая представляет собой последовательность из четырех импульсов. Блок данных – это последовательность с двоичной фазово-импульсной модуляцией с частотой изменения данных 1 Мбит/с [3].

Структура сигналов АЗН-В представлена на рисунке 3.

АЗН-В базируется на системе GPS для определения точных координат воздушного судна в пространстве. Эта информация о положении ВС комбинируется с другой информацией и затем ширококестельно передается, примерно, каждую секунду. На земле или на другом ВС требуется только принять информацию, обработать её и отобразить данные [4].

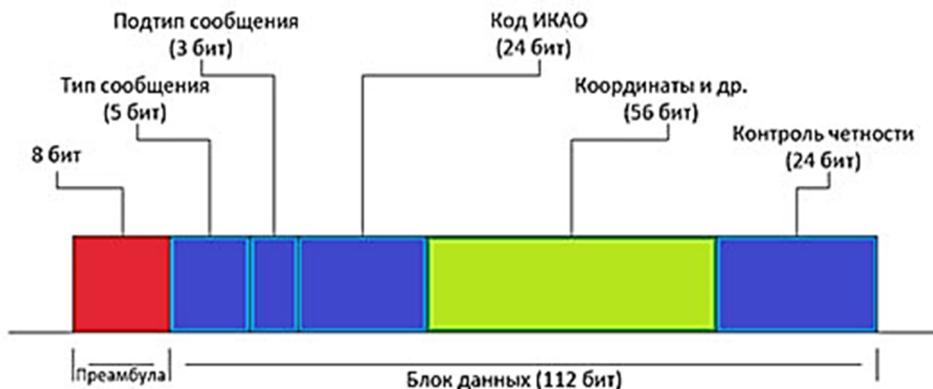


Рисунок 2 – Формат пакета данных

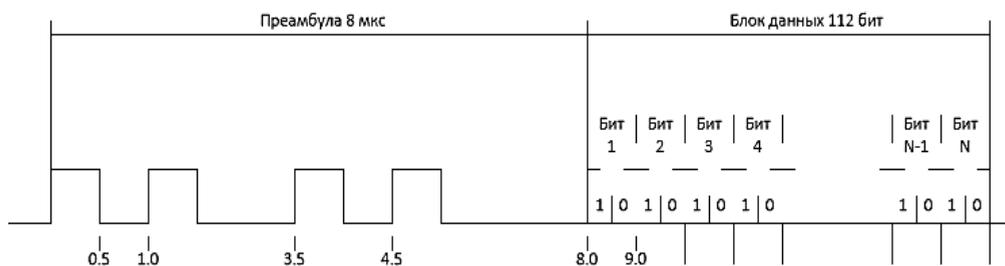


Рисунок 3 – Структура сигналов АЗН-В

Структурная схема имитатора сигнала представлена на рисунке 4.

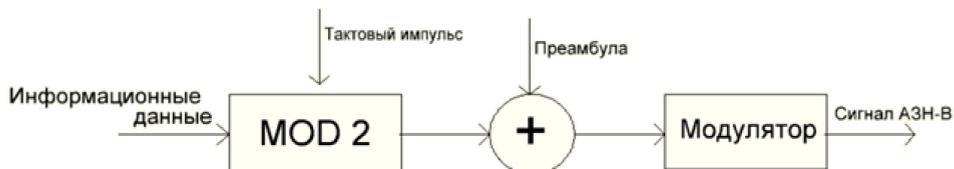


Рисунок 4 – Структурная схема имитатора сигнала

В качестве исходных данных используется информационная последовательность длиной 112 бит.

Кодирование информационных данных производится с помощью манчестерского метода (рисунок 5), который представляет собой способ кодирования исходного двоичного кода двоичным же цифровым сигналом.

Таким образом, при кодировании манчестерским методом на входе нули и единицы, на выходе тоже нули и единицы, но с измененной последовательностью.

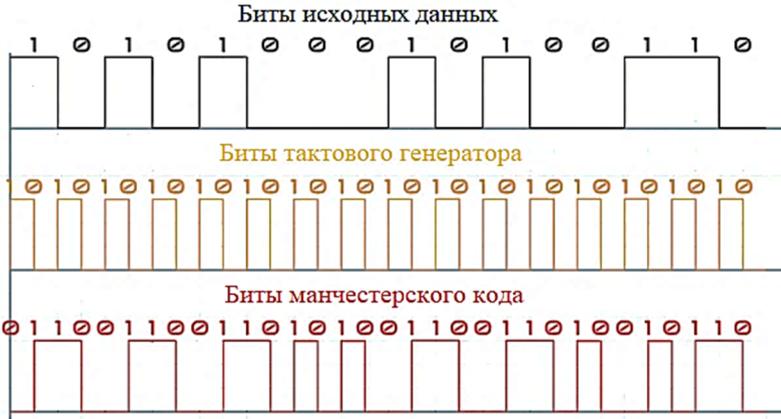


Рисунок 5 – Принцип манчестерского кодирования

В процессе моделирования преамбула получила вид, представленный на рисунке 6.

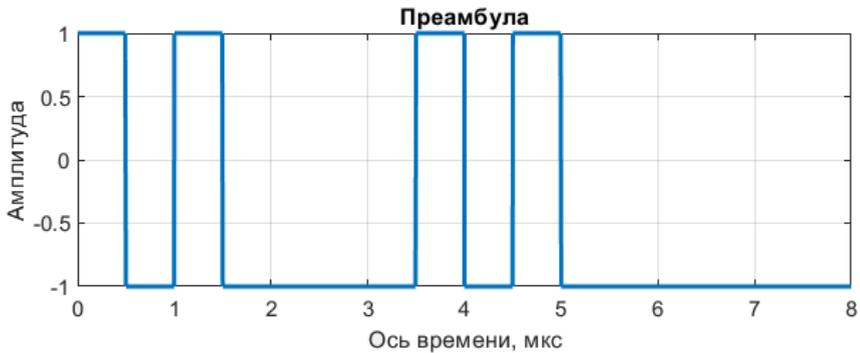


Рисунок 6 – Преамбула

Информационные данные формируются с помощью встроенной функции *randi* (рисунок 7).

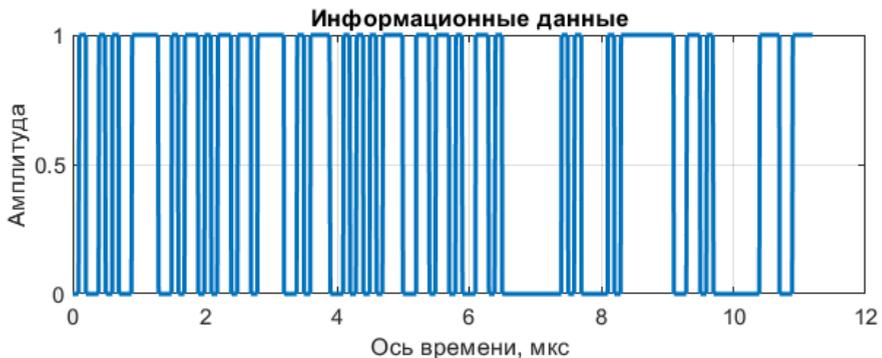


Рисунок 7 – Информационные данные

С помощью цикла реализуется манчестерское кодирование информационных данных, после чего к закодированным данным присоединяется преамбула. В результате кодирования сигнал АЗН-В преобразуется в видеоимпульс (рисунок 8).

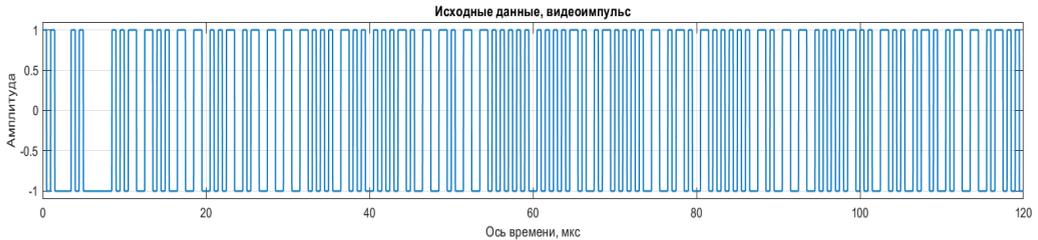


Рисунок 8 – Сигнал АЗН-В, преобразованный в видеоимпульс

После формирования информационных данных сигнал моделируется с помощью BPSK-модуляции (рисунок 9).

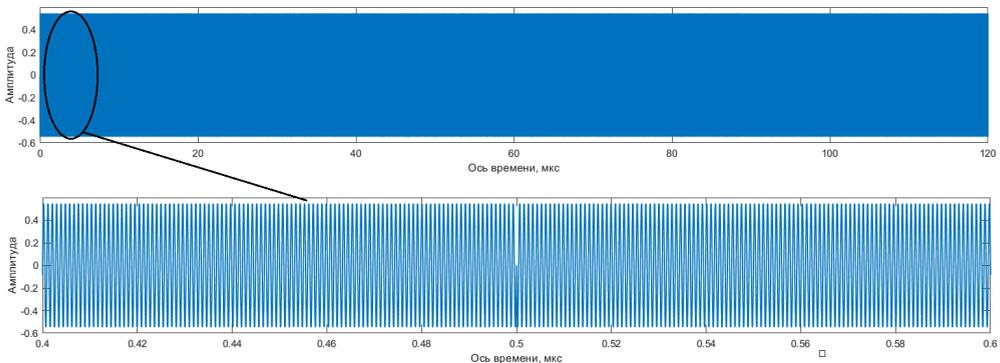


Рисунок 9 – Промоделированный сигнал АЗН-В

На рисунке 9 видно, как происходит изменение фазы.

Список использованной литературы

1. Леонидов В.В. Модуляция и демодуляция цифровых сигналов // Цифровая обработка сигналов : конспект лекций.
2. Микушин А.В. Двухпозиционная фазовая модуляция (BPSK) // Устройства генерирования и формирования сигналов в системах подвижной связи. 2010. П. 2. Ч. 7.
3. Лежакин В.В., Межетов М.А, Туринцев С.В. Демодуляция сигналов канала вторичной радиолокации в системе // Системы авиационной радиосвязи, радиолокации, радионавигации и методы их эксплуатации. 2018. № 1. С. 32–44.

4. Скороходов Я.А., Малышев Д.В. Анализ энергетической доступности сигналов системы АЗН-В для низкоорбитальных космических аппаратов с использованием статистического моделирования // Информация и космос. 2017. № 4.

Калашников Герман Алексеевич – студент гр. 129, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: qxamer@gmail.com.

Зайков Данила Денисович – студент гр. 129, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: Z_DanilA_01@mail.ru.

Захаров Федор Николаевич – доцент каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

DEVELOPMENT OF SOFTWARE TO SIMULATE THE SIGNALS OF THE AZN-B

The types of AZN-B signals that are broadcast by aircraft (VS) are considered. As part of group-project training, a program was written in the Matlab environment (student version), which simulates signals of the AZN-B type, to check the correct operability of the AZN-B receivers.

Keywords: *AZN-V, simulator, preamble, signal, information data, Manchester coding*

Kalashnikov German Alekseevich – student gr. 129, palm. radio technical systems, Tomsk. state un-t system of control and radio electronics, 634050, Tomsk, P. R. Lenin, 40, e-mail: qxamer@gmail.com.

Zaykov Danila Denisovich – student gr. 129, Department of Radio Technical Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: Z_DanilA_01@mail.ru.

Zakharov Fedor Nikolaevich – Associate Professor of the Department. radio engineering systems, Tomsk. state un-t control systems. and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40.

Д.Д. Зайков, Г.А. Калашников

МОДЕЛИРОВАНИЕ КИХ-ФИЛЬТРА МИКРОСХЕМЫ 1288ХК1Т

Разработана программа на языке программирования python, которая имитирует цифровой КИХ-фильтр. Приведен результат моделирования реализации цифрового КИХ-фильтра, импульсная характеристика и амплитудно-частотная характеристика.

Ключевые слова: КИХ-фильтр, микросхема 1288ХК1Т, свертка сигналов, импульсная характеристика, амплитудно-частотная характеристика

Введение

В настоящее время цифровая фильтрация является одним из самых мощных средств цифровой обработки сигналов. Цифровые фильтры обладают такими параметрами, достичь которых крайне сложно или даже невозможно в аналоговой версии. Кроме того, характеристики цифрового фильтра можно без проблем изменять программно.

Вот почему так свободно используются цифровые приемники, где большая часть обработки сигнала происходит в цифровой области. Цифровая обработка сигналов на промежуточной частоте снижает требования к аналоговому тракту, упрощает реализацию и повышает производительность системы в целом [1].

Цифровой приемник можно изготовить на отечественном чипе 1288ХК1Т.

Интегрированная микросхема 1288ХК1Т представляет собой четырехканальный цифровой приемник, который предназначен для построения приемных трактов систем радиосвязи и радиолокации.

1288ХК1Т реализует функцию преобразования входного сигнала с промежуточной частоты (IF) на низкую частоту (LF), его последующую фильтрацию и децимацию [2].

Цифровой приемник 1288ХК1Т содержит четыре идентичных канала, которые выполняют функции гетеродинирования, децимации и канальной фильтрации входного сигнала. Тактовая частота этого чипа составляет 100 МГц.

Особенности фильтра в составе микросхемы

В составе микросхемы 1288ХК1Т КИХ-фильтр в первую очередь специализирован для фильтрации суммарной составляющей с выхода смесителя.

КИХ-фильтр имеет следующие параметры [2]:

- максимальный порядок 64;

- импульсная характеристика симметрична или антисимметрична;
- разрядность коэффициентов 16 бит.
- коэффициент децимации от 1 до 16.

Скорость поступления входных данных должна быть согласована с порядком фильтра и меньше тактовой частоты в два и более раза.

При тактовой частоте 100 МГц частота дискретизации сигнала на выходе КИХ-фильтра 64-го порядка составляет более 3 МГц и может быть увеличена за счет уменьшения порядка фильтра.

КИХ-фильтр имеет возможность изменять задержку старта процесса обработки (вычисления первого выходного отсчета фильтра). При нулевом значении поля КИХ-фильтра процесс вычисления начинается с первым пришедшим входным отсчетом, в противном случае процесс вычисления начинается с задержкой на величину содержимого поля. Эта особенность обеспечивает реализацию полифазных фильтров, обладающих большей пропускной способностью, и активно используется при режимах с объединением ресурсов каналов [1].

Моделирование КИХ-фильтра

Проектирование КИХ-фильтров базируется на том, что частотная характеристика фильтра определяется импульсной характеристикой, а коэффициенты фильтра определяются его квантованной импульсной характеристикой (рисунок 1) [2].

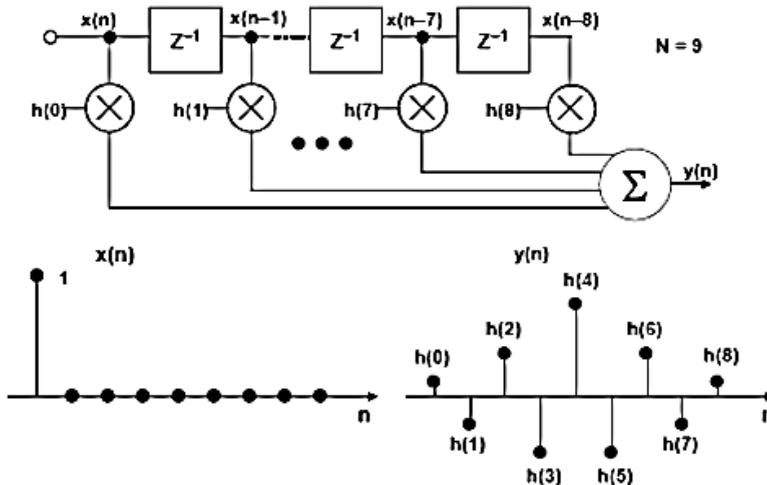


Рисунок 1 – Импульсная характеристика КИХ-фильтра

Уравнение, которое описывает сигнал на выходе КИХ-фильтра, представляет собой свертку его импульсной характеристики и входного сигнала [3]:

$$y(n) = h(k) * x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} h(k) \cdot x(n - k),$$

где $h(k)$ – массив коэффициентов фильтра; $x(n)$ – входной массив данных фильтра; N – число звеньев фильтра.

При моделировании КИХ-фильтра нижних частот примем следующие параметры:

- частота среза $F_c = 0,9$ кГц;
- полоса заграждения 1,8 кГц;
- ослабление сигнала в полосе заграждения не менее 30 дБ.

В результате проектирования получены амплитудно-частотная характеристика фильтра (рисунок 2) и импульсная характеристика (рисунок 3).

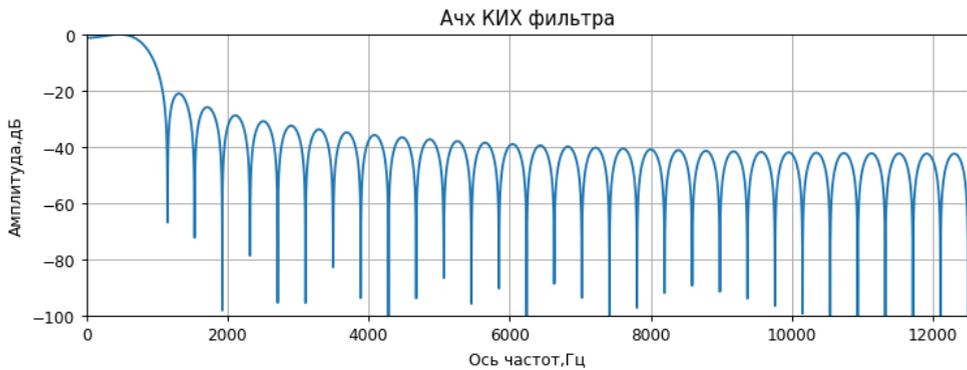


Рисунок 2 – Амплитудно-частотная характеристика КИХ-фильтра

Анализ рисунка 1 показывает, что заданные параметры фильтра выполняются.

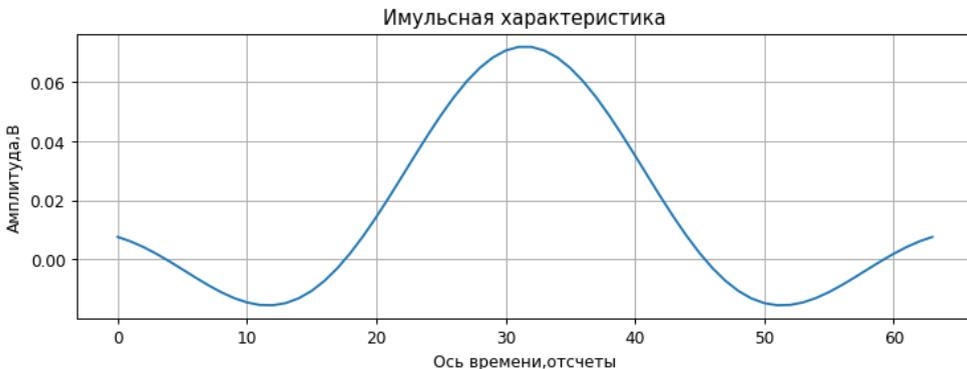


Рисунок 3 – Импульсная характеристика

Также в результате моделирования произведена децимация входного сигнала, который имеет следующий вид:

$$x = A \sin(2\pi Ft),$$

где A – амплитуда сигнала; f – несущая частота сигнала.

Параметры сигнала:

$A = 1$ В – амплитуда сигнала;

$F = 1$ кГц – частота сигнала;

$R = 10$ – коэффициент децимации.

На рисунке 4 представлена модель входного сигнала.

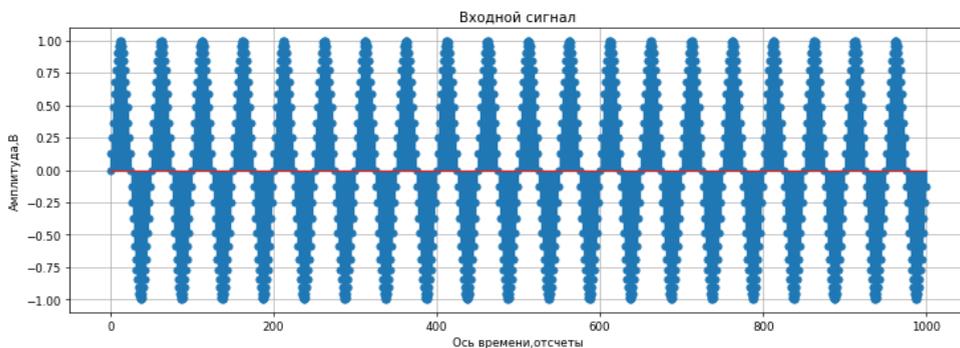


Рисунок 4 – Модель синусоидального сигнала

КИХ-фильтр позволяет понизить частоту дискретизации в 16 раз. В данном случае коэффициент децимации равен 10.

На рисунке 5 представлен сигнал после фильтрации и децимации.

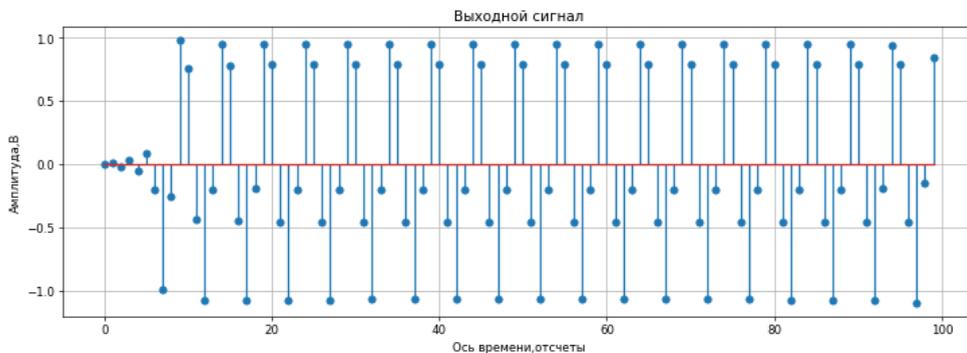


Рисунок 5 – Выходной сигнал

Заклучение

Таким образом, в результате моделирования создана программа имитации КИХ-фильтра микросхемы 1288ХК1Т на языке python, которая обеспечивает управление порядком фильтра и коэффициентом децимации, частотой среза, полосой заграждения и уровнем ослабления в ней, а также визуализацию работы фильтра.

Список использованной литературы

1. Электроника для всех. Простой цифровой приемник. URL: <http://we.easyelectronics.ru/Radio/prostoy-cifrovoy-r> (дата обращения: 15.02.2022).
2. Микросхема интегральная 1288ХК1Т. Техническое описание РАЯЖ.431268.001Д34. 81 с.
3. Лайонс Р. Цифровая обработка сигналов / пер. с англ. под ред. А.А. Бритова. 2-е изд. М. : ООО «Бином-Пресс», 2006. 656 с.

Калашников Герман Алексеевич – студент гр. 129, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kalashnikov.g.129@e.tusur.ru.

Зайков Данила Денисович – студент гр. 129, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zaykov.d.129@e.tusur.ru.

SIMULATION OF THE FIR FILTER OF THE 1288HK1T CHIP

As part of the production practice, a program in the python programming language was obtained that simulates a digital FIR filter. The article presents the result of modeling a certain implementation of a digital FIR filter, the pulse response and the amplitude frequency response (frequency response) are given.

Keywords: *FIR filter, 1288HK1T chip, convolution of signals, pulse response, frequency response*

Kalashnikov German Alekseevich – student gr. 129, palm. radio technical systems, Tomsk. state un-t system of control and radio electronics, 634050, Tomsk, P. R. Lenin, 40, e-mail: kalashnikov.g.129@e.tusur.ru.

Zaykov Danila Denisovich – student gr. 129, Department of Radio Technical Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zaykov.d.129@e.tusur.ru.

Д.Д. Зайков, Г.А. Калашников, В.И. Тисленко

ВЫЧИСЛИТЕЛЬ ДЛЯ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ БОРТОВОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА. Часть 1

Рассмотрен фильтр Калмана, с помощью которого повышается точность оценки высоты летательного аппарата. Представлена написанная в среде Mathcad (студенческая версия) программа, которая имитирует бортовой вычислитель для вторичной обработки сигналов. Приведены результаты вычисления уравнения состояния, уравнения наблюдения и ковариационных матриц (состояния, шума, ошибки).

Ключевые слова: вычислитель, оценки, высотомер, уравнение состояния, уравнение наблюдения, ковариационные матрицы, фильтр Калмана

Введение

В процессе проектирования современных приемников слежения и управления различного назначения большое внимание уделяется точности оценки неизвестных параметров. Такие системы оснащены многочисленными датчиками, которые обеспечивают оценку скрытых (неизвестных) переменных на основе серии измерений. Фильтр Калмана является одним из наиболее лучших и распространенных алгоритмов оценки.

Фильтр Калмана производит оценку скрытых переменных на основе неточных и неопределенных измерений. Кроме того, фильтр Калмана обеспечивает прогнозирование будущего состояния системы на основе прошлых оценок и априорных знаний.

Целью данной работы является создание вычислителя для вторичной обработки сигналов бортового радиовысотомера при заходе на посадку самолета.

На основании априорных сведений о динамике изменения высоты бортовой вычислитель должен по наблюдаемой реализации функции $Z_h(t)$ (данные высотомера) сформировать оценку информативных процессов.

Описание выходных данных высотомера

Данные высотомера содержат случайный компонент, вариации высоты под действием вертикального ветра и ошибки измерения, таким образом, математическую модель сигнала высотомера представим в виде

$$Z_h(t) = h_{\text{рег}}(t) + h_{\text{случ}}(t) + n(t) = at + b + h_{\text{случ}}(t) + n(t),$$

где a – регулярная скорость изменения высоты; b – значение высоты в начальный момент времени; $h_{\text{случ}}(t)$ – вариация высоты под действием вертикального ветра; $h_{\text{рег}}(t)$ – регулярное изменение высоты во времени; $n(t)$ – ошибка измерения (белый гауссовский шум).

Введем вектор состояния

$$\vec{X}(t) = \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \\ X_3(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{\text{рег}}(t) \\ a \\ h_{\text{случ}}(t) \end{bmatrix}.$$

Полезный сигнал $x(t)$ является функцией времени t многокомпонентного параметра (сообщения), представляющего собой векторный случайный процесс.

В основе разработки вычислителя лежит фильтр Калмана ввиду преимущества его алгоритма оценок.

Алгоритм фильтра Калмана состоит из двух повторяющихся фаз: предсказания и корректировки (рисунок 1) [1]. Сначала рассчитывается предсказание состояния в следующий момент времени (с учетом неточности измерений). Затем новая информация с датчика корректирует предсказанное значение с учетом неточности и зашумленности информации.

При решении данной задачи предполагается, что векторы случайных начальных условий и ошибки измерений статистически независимы и подчиняются нормальным законам распределения. Чтобы обеспечить наилучшую работу фильтра, необходимо определить:

- уравнение состояния;
- уравнение наблюдения;
- ковариационные матрицы состояния, шума измерений, ошибки модели.

Неправильный выбор этих параметров может привести к неточностям уже на начальном этапе проектирования вычислителя и низкой эффективности работы в целом.

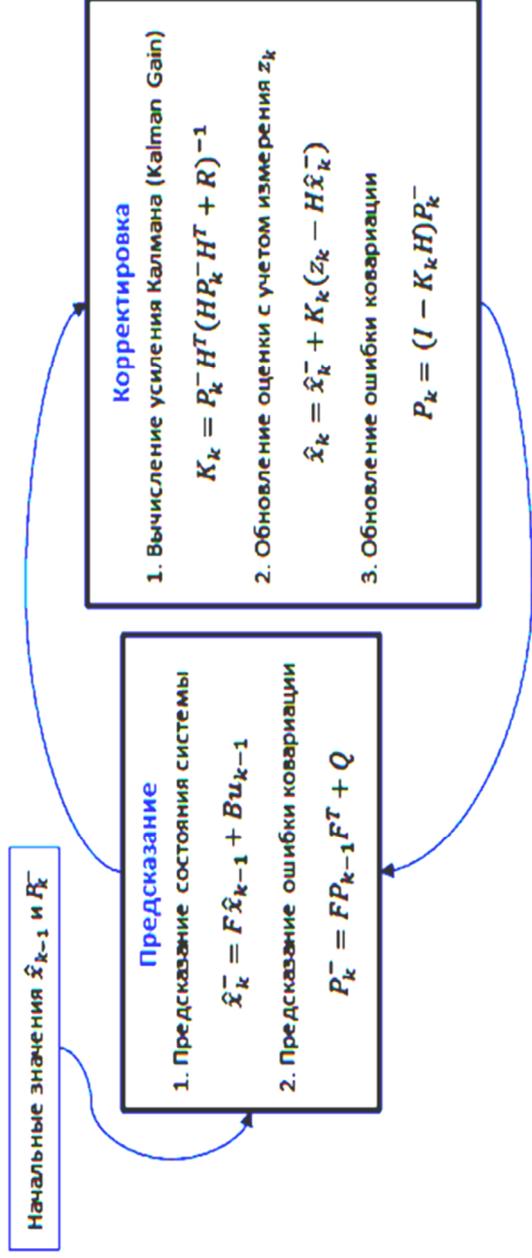


Рисунок 1 – Принцип работы фильтра Калмана

Уравнение состояния

Фильтр Калмана накладывает ограничения на используемые модели – они должны быть дискретными в пространстве состояний.

На каждом шаге вычисляется новое состояние системы по вектору состояния с предыдущего шага. Каждое уравнение системы является линейным и задает новое значение переменной состояния, поэтому модель удобно представить в виде разностного матричного уравнения [2]

$$x_{k+1} = A x_k + B n_k,$$

где n_k – шум системы (распределен по нормальному закону); B – матрица шума системы; A – матрица перехода состояния:

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix}; \quad A = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & a \end{bmatrix}.$$

Разностные уравнения записываются следующим образом:

$$\begin{bmatrix} x1_{k+1} \\ x2_{k+1} \\ x3_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x1_{k+1} + x2_{k+1} \cdot T \\ x2_{k+1} \\ a \cdot x3_{k+1} + b \cdot n_k \end{bmatrix},$$

где T – интервал дискретизации.

В основе векторного описания случайного процесса лежит идея формирующего фильтра. Формирующим будем называть фильтр (рисунок 2), при подаче на вход которого белого шума $n(t)$ с единичной спектральной плотностью на выходе наблюдается случайный процесс $h_{сл}(t)$.

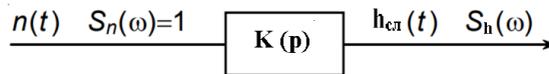


Рисунок 2 – Формирующий фильтр

Корреляционная функция задана в условии задачи и имеет вид

$$K_h(\tau) = \sigma^2 e^{-\alpha|\tau|}.$$

После преобразований получаем данное выражение в разностном виде:

$$h_{k+1} = a h_k + b n_k,$$

где коэффициенты $a = 1 - \alpha T$, $b = \sigma \sqrt{2\alpha T}$, $\alpha = 1/(RC)$ – постоянная времени динамической системы.

Уравнение наблюдения

Модель наблюдения описывает связь между переменными состояния и измеряемыми величинами:

$$Z_k = H x_k + n_k,$$

где Z – вектор измерения/наблюдения; $H x_k$ – модель, связывающая вектор состояния x_k с соответствующими показаниями датчиков; n_k – вектор ошибок измерения.

Строки матрицы H соответствуют переменным в векторе состояния, столбцы – элементам вектора измерений. В нашем случае $H = [1 \ 0 \ 1]$.

Ковариационные матрицы

Ковариационные матрицы состояются из попарных ковариаций элементов одного или двух случайных векторов.

Квадратная ковариационная матрица состояния имеет порядок, равный размеру вектора состояния. В решаемой задаче матрица начального состояния записывается следующим образом [2]:

$$P_0 = \begin{bmatrix} \sigma_{h \text{ рег}}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{\text{скорости}}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{\text{случ. в.}}^2 \end{bmatrix},$$

где $\sigma_{h \text{ рег}}^2$ – дисперсия оценки регулярной высоты; $\sigma_{\text{скорости}}^2$ – дисперсия скорости; $\sigma_{\text{случ. в.}}^2$ – дисперсия случайной высоты.

Эта матрица определяет достоверность фильтра при оценке переменных состояния. Алгоритм обновляет матрицу независимо от времени работы. Однако нам нужно установить начальное состояние вместе с начальным предположением о векторе состояния.

Квадратная ковариационная матрица шума измерений имеет порядок, равный размеру вектора наблюдения (количеству измеряемых параметров) [2]:

$$R = \sigma^2,$$

где σ^2 – дисперсия сенсора наблюдения.

Квадратная ковариационная матрица ошибки модели имеет порядок, равный размеру вектора состояния [2]:

$$Q = B B^T \sigma^2,$$

где B – матрица шума системы; σ^2 – дисперсия сенсора наблюдения.

Каждый раз, когда фильтр предсказывает состояние системы с использованием модели процесса, это увеличивает неопределенность в оценке вектора состояния [2]. Для одномерного случая

$$P_k = P_{k+1} + Q.$$

Если установить очень маленькое значение Q , то этап предсказания будет слабо влиять на неопределенность оценки. Таким образом, разработанная модель точно описывает процесс. Модель может содержать неточности или неучтенные факторы при выборе большого значения Q .

Заключение

В результате выполненной работы получена программа, имитирующая бортовой вычислитель для обработки сигналов радиовысотомера самолета при снижении на посадку. Результаты моделирования при заходе на посадку самолета представлены в части 2.

Список использованной литературы

1. Статьи для начинающих. Основы трейдинга. Зачем нужен фильтр Калмана. URL: <https://quantpro.ru/archives/9007> (дата обращения: 10.12.2021).
2. Тисленко В.И. Статистическая теория радиотехнических систем : учеб. пособие. Томск, 2016. 160 с. URL: <https://edu.tusur.ru/publications/6554> (дата обращения: 10.12.2021).
3. Горяинов В.Т., Журавлев А.Г., Тихонов В.И. Статистическая радиотехника: примеры и задачи : учеб. пособие. М., 1980. 544 с.

Калашников Герман Алексеевич – студент гр. 129, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: qxamer@gmail.com.

Зайков Данила Денисович – студент гр. 129, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: Z_DanilA_01@mail.ru.

DEVELOPMENT OF A COMPUTER FOR SECONDARY SIGNAL PROCESSING OF AN ONBOARD RADIO ALTIMETER. PART 1

As part of the research work, a program was obtained in the Mathcad programming environment, which simulates an on-board computer for secondary processing. Part 1 shows the result of the algorithm for solving the problem in the framework of research work.

Keywords: *equation of state, observation equation, covariance matrices, description of the Kalman filter*

Kalashnikov German Alekseevich – student gr. 129, palm. radio technical systems, Tomsk. state un-t system of control and radio electronics, 634050, Tomsk, P. R. Lenin, 40, e-mail: qxamer@gmail.com.

Zaykov Danila Denisovich – student gr. 129, Department of Radio Technical Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: Z_DanilA_01@mail.ru.

УДК 621.3.088.3

Г.А. Калашников, Д.Д. Зайков, В.И. Тисленко

ВЫЧИСЛИТЕЛЬ ДЛЯ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ БОРТОВОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА. Часть 2

Рассмотрен фильтр Калмана, с помощью которого повышается точность оценки высоты летательного аппарата. Представлена написанная в среде Mathcad (студенческая версия) программа, которая имитирует бортовой вычислитель для вторичной обработки сигналов. Приведены результаты обработки сигналов.

Ключевые слова: *фильтр Калмана, оценки, среднеквадратическая ошибка, ошибка фильтрации*

Введение

Большинство современных систем оснащено многочисленными датчиками, которые обеспечивают оценку скрытых (неизвестных) переменных на основе серии измерений. Одной из проблем систем слежения и управления является достижение точной оценки скрытых переменных при наличии неопределенности. Фильтр Калмана реализует наиболее распространенный алгоритм такой оценки.

Фильтр Калмана производит оценку скрытых переменных на основе неточных и неопределенных измерений. Кроме того, фильтр Калмана обеспечивает прогнозирование будущего состояния системы, используя прошлые оценки.

Рассмотрим применение фильтра Калмана для оценки скрытых переменных (скорости снижения и суммарной высоты) самолета при заходе на посадку без учета ускорения, т.е. когда самолет снижается с постоянной скоростью.

При решении данной задачи предполагается, что на борту самолета имеется бортовой высотомер. На основании априорных сведений о динамике изменения высоты бортовой вычислитель должен по наблюдаемой реализации $Z_h(t)$ (данные высотомера) сформировать оценку информативных процессов.

Для вычисления скрытых оценок с помощью фильтра Калмана требуется составить уравнения наблюдения и состояния, а также ковариационные матрицы (см. часть 1 данной статьи).

Показания высотомера содержат случайный компонент, вариации высоты под действием вертикального ветра и ошибки измерения, таким образом, математическую модель данных высотомера представим в виде

$$Z_h(t) = h_{\text{рег}}(t) + h_{\text{случ}}(t) + n(t) = at + b + h_{\text{случ}}(t) + n(t),$$

где a – регулярная скорость изменения высоты; b – значение высоты в начальный момент времени; $h_{\text{случ}}(t)$ – вариация высоты под действием вертикального ветра; $h_{\text{рег}}(t)$ – регулярное изменение высоты во времени; $n(t)$ – ошибка измерения (белый гауссовский шум).

Полезный сигнал $x(t)$ является функцией времени t многокомпонентного параметра (сообщения), представляющего собой векторный случайный процесс.

Уравнение состояния системы является линейным и задает новое значение переменной состояния, поэтому такую модель удобно представлять в виде разностного матричного уравнения [1]

$$x_{k+1} = A x_k + B n_k,$$

где n_k – шум системы (распределен по нормальному закону); B – матрица шума системы; A – матрица перехода состояния:

$$B = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{bmatrix}; \quad A = \begin{bmatrix} 1 & T & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & a \end{bmatrix}.$$

Разностные уравнения записываются следующим образом:

$$\begin{bmatrix} x1_{k+1} \\ x2_{k+1} \\ x3_{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} x1_{k+1} + x2_{k+1} \cdot T \\ x2_{k+1} \\ a \cdot x3_{k+1} + b \cdot n_k \end{bmatrix},$$

где T – интервал дискретизации.

Модель наблюдения описывает связь между переменными состояния и измеряемыми величинами:

$$Z_k = H x_k + n_k,$$

где Z – вектор измерения/наблюдения; $H x_k$ – модель, связывающая вектор состояния x_k с соответствующими показаниями датчиков; n_k – вектор ошибок измерения.

Строки матрицы соответствуют переменным в векторе состояния, столбцы – элементам вектора измерений: $H = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$.

Далее проведем вычисления скрытых оценок с помощью фильтра Калмана при разных значениях скорости и высоты снижения самолета, а также ошибок фильтрации и среднеквадратической ошибки.

Вычисление скрытых оценок

При помощи созданной программы в среде Mathcad (студенческая версия) получен результат обработки трех вариантов с разными параметрами полета самолета при заходе на посадку (рисунок 1).

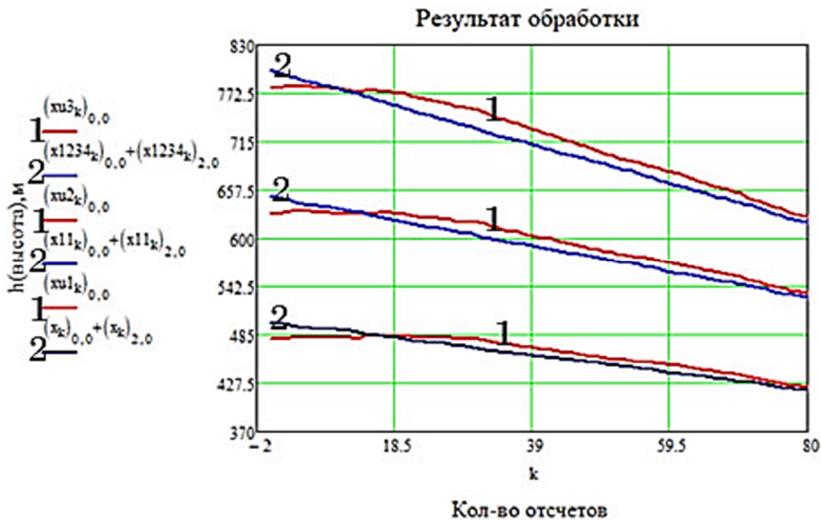


Рисунок 1 – Результат обработки фильтром Калмана (1); истинные координаты самолета (2)

На рисунке 1 представлены реализации истинных координат захода на посадку самолета с разных высот, при разных скоростях и оценки фильтром Калмана. Как можно заметить, после прохождения некоторого времени оценка стремится к истинным значениям параметров посадки самолета. В качестве первой оценки было взято первое наблюдение.

Ошибки фильтрации

Чтобы оценить реализованный фильтр Калмана, построили графики ошибок определения скорости, высоты и случайной высоты.

На рисунке 2 представлен график ошибки высоты.



Рисунок 2 – Ошибки фильтрации по высоте (1 – снижение с 500 м, 2 – снижение с 650 м, 3 – снижение с 800 м)

Как видно, спустя некоторое время ошибка уменьшается. Это происходит по той причине, что каждый раз в алгоритме фильтра Калмана обновляется оценка с учетом измерения Z_k . Кроме того, с увеличением высоты захода на посадку первоначальная ошибка фильтрации возрастает.

На рисунке 3 представлен график ошибки фильтрации измерений скорости.

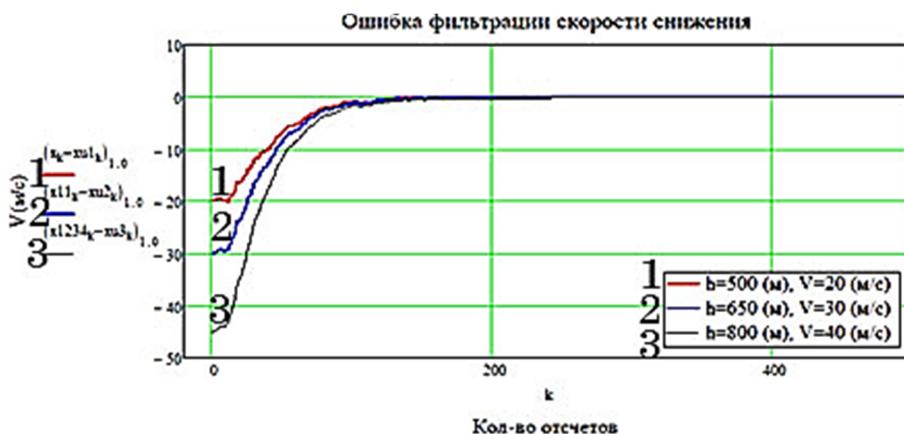


Рисунок 3 – Ошибки фильтрации по скорости (1 – 20 м/с, 2 – 30 м/с, 3 – 45 м/с)

Как можем заметить, с увеличением скорости захода на посадку первоначальная ошибка фильтрации возрастает.

На рисунках 4–6 представлены графики ошибок фильтрации данных случайной высоты.



Рисунок 4 – Ошибки фильтрации случайной высоты 500 м (1 – фильтрация, 2 – истинные значения)



Рисунок 5 – Ошибки фильтрации случайной высоты 650 м (1 – фильтрация, 2 – истинные значения)



Рисунок 6 – Ошибки фильтрации случайной высоты 800 м (1 – фильтрация, 2 – истинные значения)

Видно, что при увеличении высоты и скорости захода на посадку ошибка фильтрации возрастает, в связи с чем требуется больше времени для ее устранения.

На рисунках 7, 8 представлены среднеквадратические ошибки фильтрации значений регулярной высоты и скорости для трех реализаций.

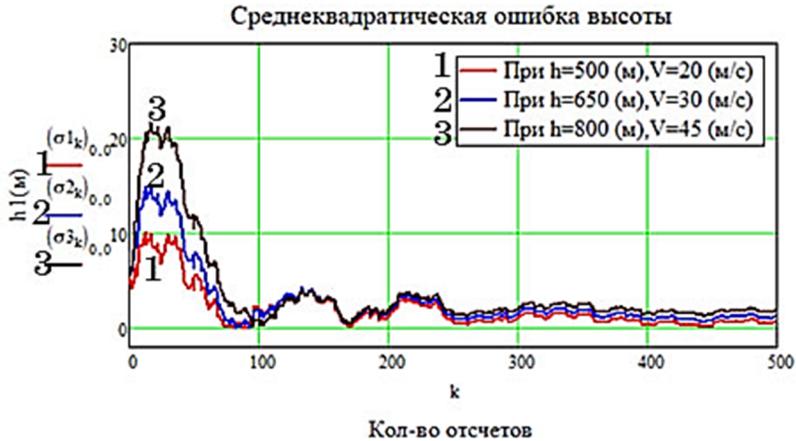


Рисунок 7 – Среднеквадратические ошибки регулярной высоты для ее разных начальных значений

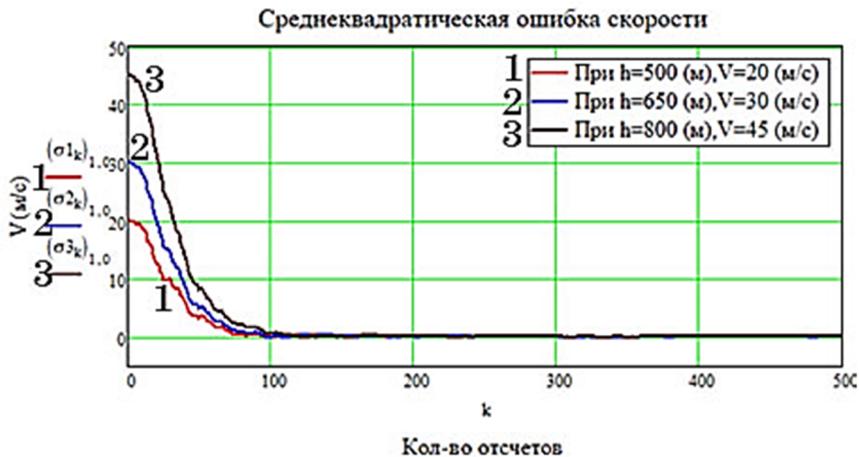


Рисунок 8 – Среднеквадратические ошибки скорости для разных начальных значений высоты

Как можем заметить на рисунках 7, 8, при увеличении высоты и скорости захода на посадку начальная среднеквадратическая ошибка возрастает.

Заключение

С использованием программы, представленной в части 1, промоделированы три реализации захода самолета на посадку с разными параметрами. Показано, что при увеличении начальной скорости и высоты фильтру требуется больше времени для достижения истинных значений. Моделирование выполнено без учета ускорения самолета при заходе на посадку. Если устранить этот недостаток, то фильтр Калмана можно будет применять для решения реальных задач.

Список использованной литературы

1. Тисленко В.И. Статистическая теория радиотехнических систем : учеб. пособие. Томск, 2016. 160 с. URL: <https://edu.tusur.ru/publications/6554>.

Калашников Герман Алексеевич – студент гр. 129, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kalashnikov.g.129@e.tusur.ru.

Зайков Данила Денисович – студент гр. 129, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zaykov.d.129@e.tusur.ru.

DEVELOPMENT OF A COMPUTER FOR SECONDARY SIGNAL PROCESSING OF AN ONBOARD RADIO ALTIMETER. PART 2

The Kalman filter is considered, with the help of which the accuracy of estimates of the height of the aircraft is increased. As part of the research work, a task was received, writing a program in the Mathcad programming environment (student version), which simulates an onboard computer for secondary signal processing. Part 2 shows the results of processing

Keywords: *Kalman filter, estimates, standard error, filtering error*

Kalashnikov German Alekseevich – student gr. 129, palm. radio technical systems, Tomsk. state un-t system of control and radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kalashnikov.g.129@e.tusur.ru.

Zaykov Danila Denisovich – student gr. 129, Department of Radio Technical Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zaykov.d.129@e.tusur.ru.

А.М. Голиков, Д.С. Кирпичников, А.Н. Жариков

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ КООРДИНАТ МАЛОРАЗМЕРНЫХ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ МІМО РЛС БПЛА С ВЕЙВЛЕТ-ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ

Проведено исследование алгоритмов обнаружения малоразмерных наземных объектов (МНО) с использованием вейвлет-фильтрации Хаара и Добеши. Получены зависимости вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум в каналах МІМО 2×2 и МІМО 4×4 с использованием вейвлет-фильтров Хаара и Добеши при разных скоростях беспилотного летательного аппарата (БПЛА). Исследованы алгоритмы оценок ошибок углового положения МНО с использованием вейвлет-фильтров Хаара и Добеши. Получены зависимости оценок ошибок углового положения МНО от отношения сигнал/шум при скоростях БПЛА 20, 40 и 100 м/с для МІМО 2×2 и МІМО 4×4.

Ключевые слова: обнаружение, ошибка определения углового положения, вейвлет-фильтрация Хаара и Добеши, МІМО РЛС

Вейвлет-преобразование похоже на оконное преобразование Фурье, но с иной оценочной функцией. Основное отличие заключается в следующем: преобразование Фурье раскладывает сигнал на составляющие в виде синусов и косинусов, т.е. функций, локализованных в Фурье-пространстве; вейвлет-преобразование использует функции, локализованные как в реальном, так и в Фурье-пространстве [1–3].

Вейвлет Хаара представлен на рисунке 1.

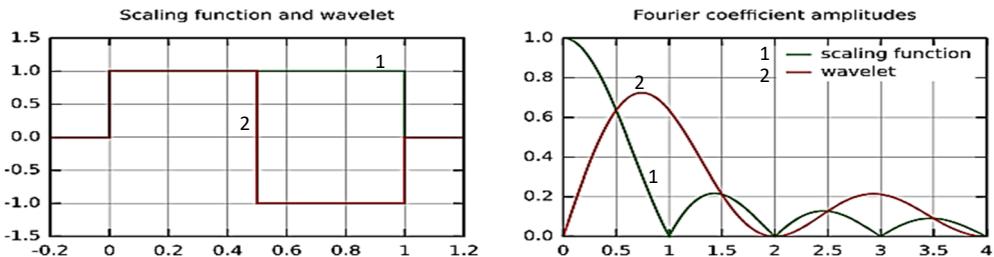


Рисунок 1 – Функция масштабирования Хаара и вейвлет (слева),
их частотные составляющие (справа)

Разработана в среде Simulink MatLab модель радиолокационного (РЛ) канала с аддитивным шумом и доплеровским сдвигом (для

разных скоростей носителя) для передачи/приема сигналов ЛЧМ и ФКМ, а также с имитатором цели, позволяющим оценить дальность до цели в зависимости от ЭПР. В результате моделирования получены сигналы на выходе РЛ-канала с шумом, отфильтрованный сигнал и аддитивный шум в РЛ-канале для вейвлет-фильтров Хаара и Добеши. Разработан программный комплекс, который включает в себя формирователь РЛ-сигналов, модель радиолокационного канала с аддитивным шумом и доплеровским сдвигом, вейвлет-фильтрами Хаара и Добеши и блоком имитации цели для оценки эффективности обнаружения целей (рисунок 2).

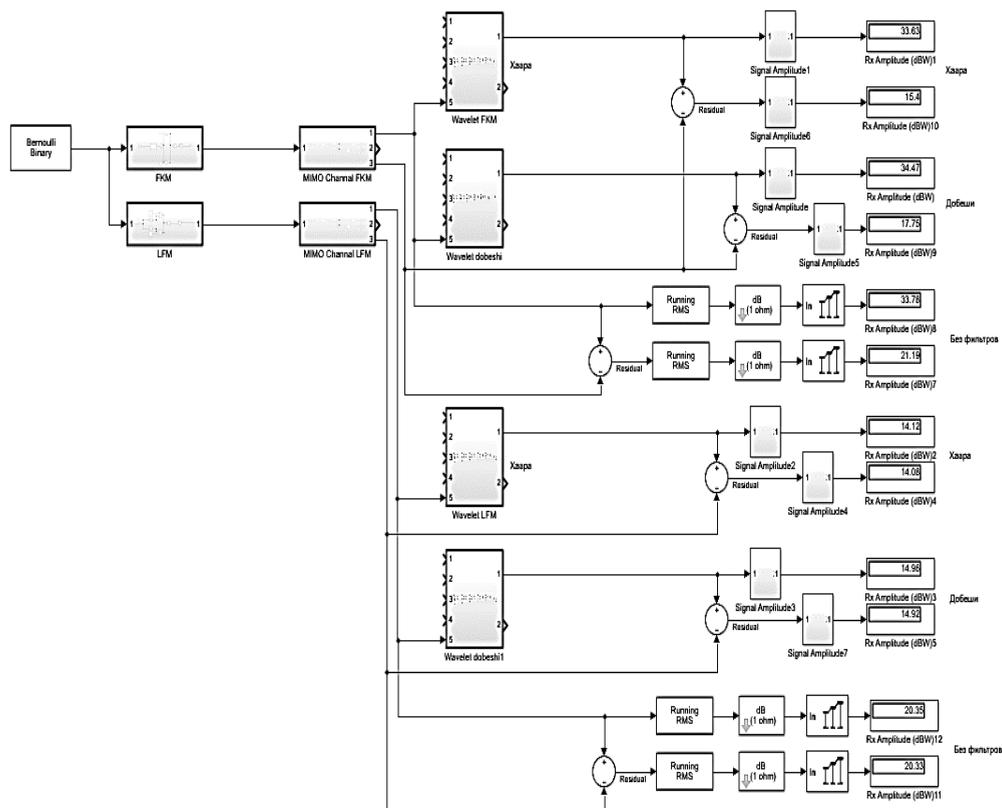


Рисунок 2 – Программный комплекс для оценки эффективности обнаружения целей

Зависимость вероятности правильного обнаружения (при вероятности ложной тревоги 0,0001 и ЭПР 1 кв. м) от отношения сигнал/шум в канале МИМО 4×4 и МИМО 2×2 приведена на рисунке 3.

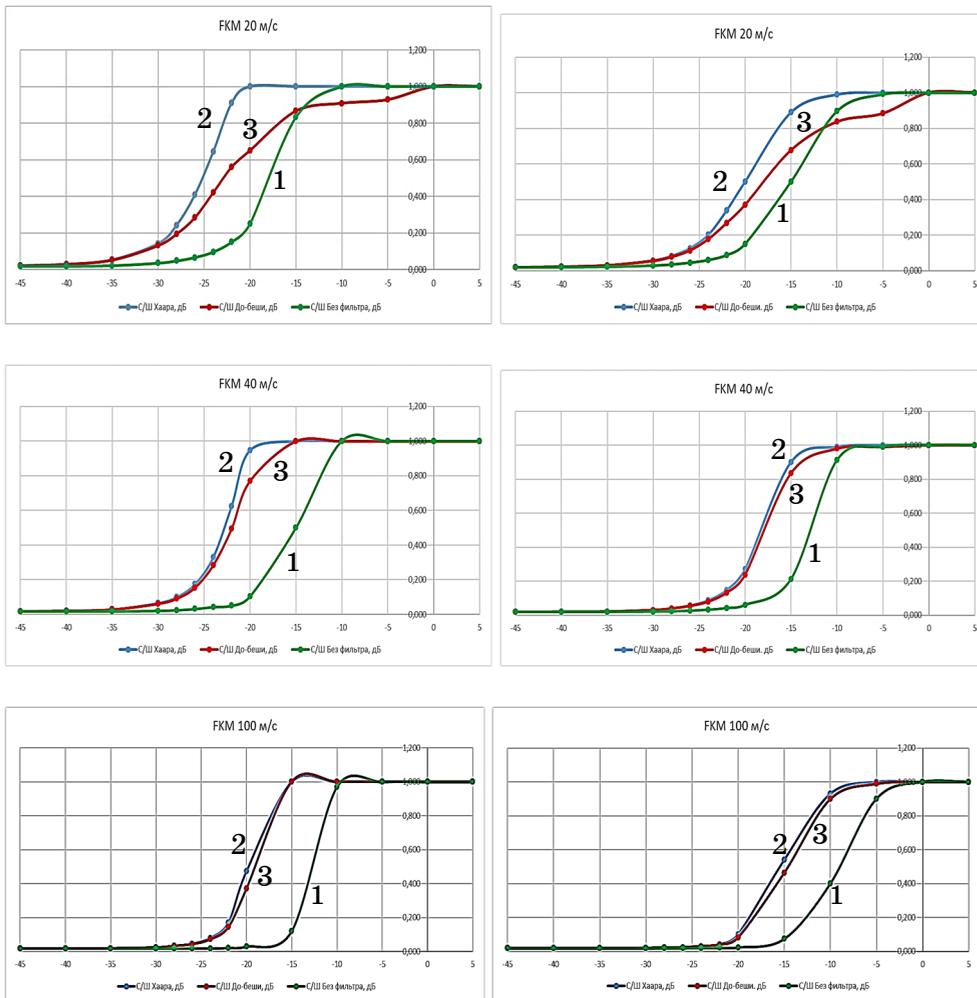


Рисунок 3 – Зависимость вероятности правильного обнаружения от отношения сигнал/шум в канале МИМО 4×4 (слева) и МИМО 2×2 (справа) для скоростей БПЛА 20, 40 и 100 м/с (сверху вниз): 1 – без фильтрации, 2 – фильтр Хаара, 3 – фильтр Добеши

Как следует из результатов моделирования, для радиолокационного канала МИМО 4×4 эффективность вейвлет-фильтрации выше по сравнению с радиолокационным каналом МИМО 2×2. Вероятность правильного обнаружения больше единицы объясняется «фильтрацией» при построении графиков в ПО Excel.

В таблице 1 приведено сравнение вероятностей правильного обнаружения на уровне 0,7 без фильтрации и с вейвлет-фильтрацией Хаара и Добеши при разных скоростях БПЛА.

Таблица 1 – Сравнение эффективности обнаружения

V, м/с	MIMO 4x4		MIMO 2x2	
	Хаара	Добеши	Хаара	Добеши
20	7,5	1,4	5	0,2
40	8,9	7,20	5,1	4,4
100	6,1	5,7	5,8	5,2

Для исследования влияния вейвлет-фильтрации на оценку параметров сигналов в модель добавили каналы оценки ошибки углового положения цели (рисунок 4) [4, 5].

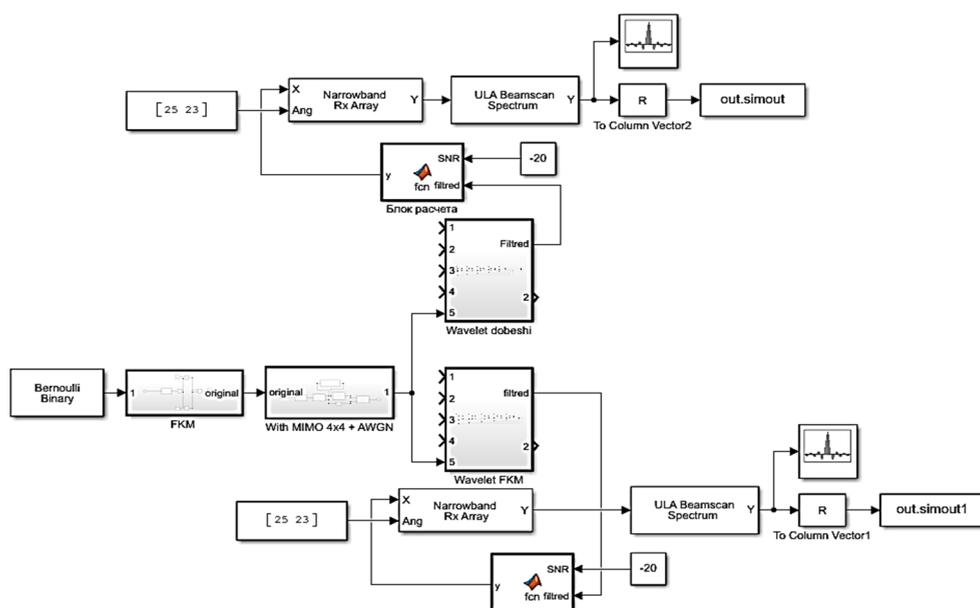


Рисунок 4 – Программный комплекс для исследования влияния вейвлет-фильтрации сигналов на ошибку определения углового положения цели

Зависимости оценок ошибок углового отклонения от отношения сигнал/шум в канале MIMO 4x4 и MIMO 2x2 представлены на рисунке 5.

Из графиков на рисунке 5 видно, что для MIMO 4x4 оценки ошибки углового положения уменьшаются на порядок и более по сравнению с MIMO 2x2. При увеличении скорости носителя оценки ошибок углового положения возрастают.

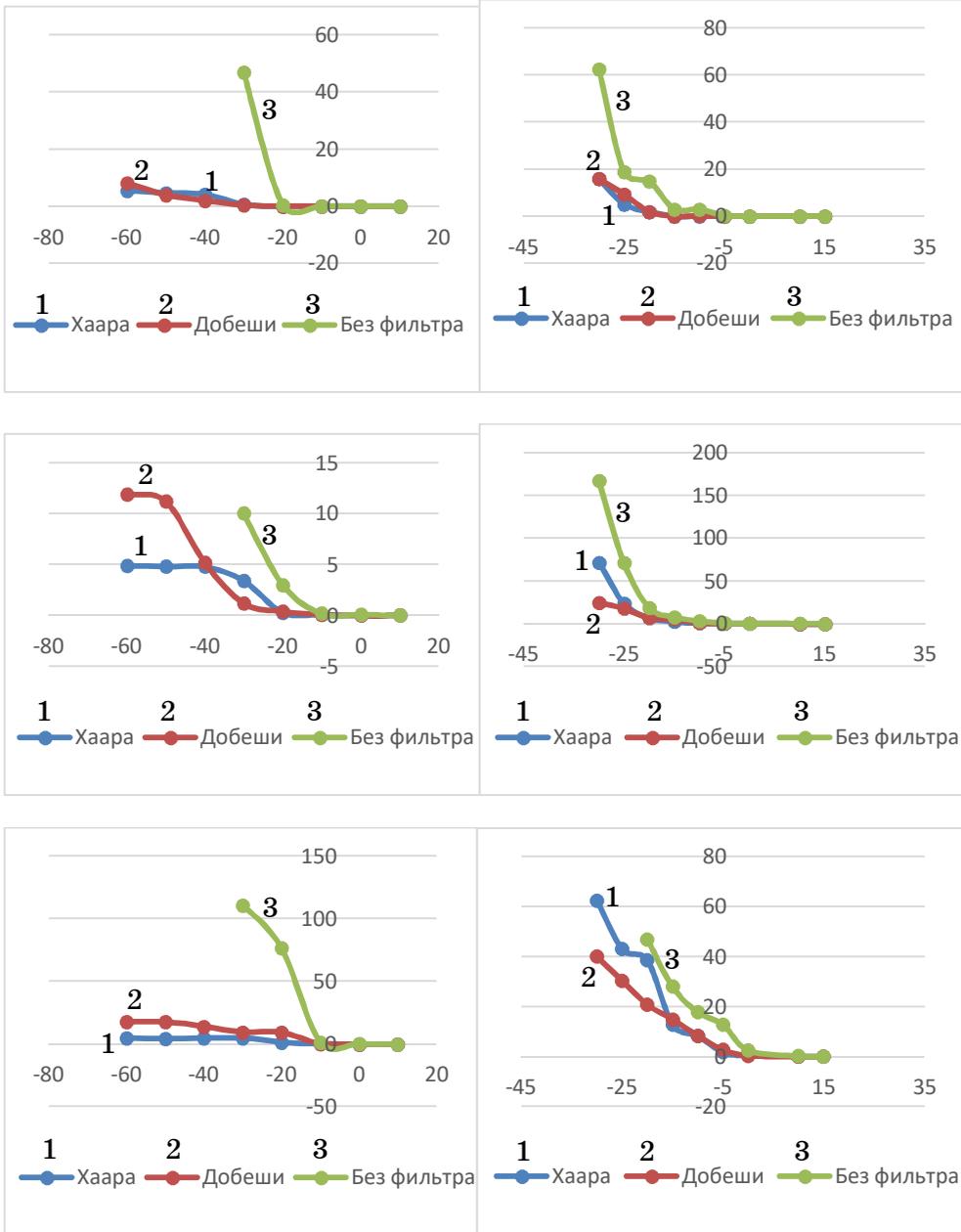


Рисунок 5 – Зависимости оценок ошибок углового отклонения от отношения сигнал/шум в канале МИМО 4×4 (слева) и МИМО 2×2 (справа) для скоростей БПЛА 20, 40 и 100 м/с (сверху вниз): 1 – фильтр Хаара, 2 – фильтр Добеши, 3 – без фильтрации

Таким образом, показано, что для радиолокационного канала ММО 4×4 эффективность обнаружения с использованием вейвлет-фильтрации выше, чем для ММО 2×2.

Для ММО 4×4 оценки ошибки углового положения уменьшаются на порядок и более по сравнению с ММО 2×2. При увеличении скорости носителя оценки ошибок углового положения возрастают.

Выявлено, что возможно снижение отношения сигнал/шум при заданных вероятностях правильного обнаружения и ложной тревоги за счет использования вейвлет-преобразований. Оно может достигать 8,9 дБ.

Показана возможность повышения точности измерения параметров сигналов при использовании вейвлет-преобразований Хаара и Добеши в два и более раза.

Список использованной литературы

1. Голиков А.М. Системы цифровой радиосвязи : учеб. М. : Ай Пи Ар Медиа, 2022. 340 с.
2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений : пер. с англ. 3-е изд., перераб. и доп. М. : Техносфера, 2012. 1104 с.
3. Голиков А.М, Рябинин Е.А, Кузьменко Ю.Д. Экспериментальные исследования и вейвлет-фильтрация сигналов морского радиолокатора на фоне взволнованной морской поверхности // Электронные средства и системы управления : сб. докл. междунар. науч.-практ. конф. 2012. С 49–52.
4. Тейлор Дж. Введение в теорию ошибок : пер. с англ. М. : Мир, 1985. 272 с.
5. Шевченко М.Е. Алгоритмы современного обнаружения и пеленгования в широкой полосе обзора // Радиотехника. 2012. № 7. С. 71–76.

Голиков Александр Михайлович – канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник, доцент каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: rts2_golikov@mail.ru.

Кирпичников Дмитрий Сергеевич – студент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kirpichnikov.d.127-@e.tusur.ru.

Жариков Артем Николаевич – студент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: ar.zharikov2017@yandex.ru.

EFFICIENCY OF DETECTION AND ESTIMATION OF COORDINATES OF SMALL-SIZED GROUND OBJECTS MIMO RADAR UAV WITH WAVELET SIGNAL PROCESSING

In this paper, a study was made of algorithms for detecting small-sized ground objects (LNOs) using the Haar and Daubechies wavelet filtering. Dependences of the correct detection probability on the signal-to-noise ratio in the MIMO 2×2 and MIMO 4×4 channels are obtained using the Haar and Daubechies wavelet filters at different UAV speeds. The study of algorithms for estimating the «errors» of the angular position of the INR using the Haar and Daubechies wavelet filters was carried out. Dependences of estimates of «errors» of the angular position of the MNO on the signal-to-noise ratio at UAV speeds of 20, 40 and 100 m/s for MIMO 2×2 and MIMO 4×4 are obtained.

Keywords: *detection, «error» of determining the angular position, Haar and Daubechies wavelet filtering, MIMO radar*

Golikov Alexander Mikhailovich – Candidate of Technical Sciences, academic title-Senior Researcher, Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: rts2_golikov@mail.ru.

Kirpichnikov Dmitry Sergeevich – student of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kirpichnikov.d.127-@e.tusur.ru.

Zharikov Artem Nikolaevich – student of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: ar.zharikov2017@yandex.ru.

Н.К. Блинковский, В.Л. Гулько, А.А. Мещеряков

**ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ
НАВИГАЦИОННЫХ РАДИООПТИЧЕСКИХ ОТРАЖАТЕЛЕЙ
КРУГОВОГО ДЕЙСТВИЯ В СОСТАВЕ ПЛАВУЧИХ ЗНАКОВ
НАВИГАЦИОННОГО ОГРАЖДЕНИЯ**

Представлены результаты экспериментальных исследований оптической и радиолокационной дальностей видимости радиооптических отражателей кругового действия в составе знаков навигационного ограждения – плавучих буйёв цилиндрической формы. Натурные испытания проводились в Обском бассейне внутренних водных путей – на реках Обь и Томь. Получены сравнительные оценки дальности видимости плавучих буйёв в оптическом и радиолокационном диапазонах длин волн.

Ключевые слова: радиооптический отражатель, плавучий буй, оптическая и радиолокационная дальности видимости

В практической навигации на внутренних водных путях оптическая видимость плавучих знаков навигационного ограждения (буйёв) в тёмное время суток обеспечивается светосигнальными приборами кругового действия [1]. В радиолокационном диапазоне длин волн для увеличения радиолокационной заметности плавучих буйёв используются радиолокационные отражатели кругового действия, обладающие высоким значением эффективной площади рассеяния (ЭПР) [2].

С целью повышения эффективности использования радиолокационных отражателей кругового действия в навигационных задачах и расширения их функциональных возможностей авторами разработаны радиооптические отражатели (РОО) кругового действия нового поколения, функционирующие одновременно не только в радиолокационном диапазоне, но и в оптическом диапазоне длин волн, обеспечивая подачу активных всенаправленных светосигнальных огней в темное время суток [3, 4].

Цель работы – экспериментальная оценка оптической и радиолокационной дальностей видимости РОО кругового действия в составе плавучих знаков навигационного ограждения.

В ходе натурных испытаний РОО кругового действия устанавливались на плавучих буйах цилиндрической формы на реках Обь и Томь. На рисунке 1,а представлен цилиндрический буй со штатным светосигнальным прибором кругового действия ЭСП-90, а на рисунке 1,б – цилиндрический буй, оснащенный РОО кругового действия.

РОО кругового действия состоит из шести трёхгранных уголковых радиолокационных отражателей с треугольными металлизированными отражающими гранями, расположенных по кругу в горизонтальной плоскости. Вершины всех шести трёхгранных уголковых радиолокационных отражателей совпадают и являются их фазовыми центрами рассеяния в радиолокационном диапазоне длин волн. Их электрические оси, в направлении которых ЭПР каждого из шести трёхгранных уголковых отражателей максимальна как в горизонтальной, так и в вертикальной плоскости, совпадают с геометрическими осями и смещены относительно горизонтальной плоскости. Смещение обусловлено тем, что длина рёбер всех трёхгранных уголковых радиолокационных отражателей выбрана одинаковой, поэтому плоскости раскрытов отдельных радиолокационных отражателей, входящих в группу, отклонены в ту или другую сторону от вертикали на угол, определяемый числом отражателей в группе. Это обеспечивает их оптимальную работу в радиолокационном диапазоне волн в условиях качки плавучего буя.

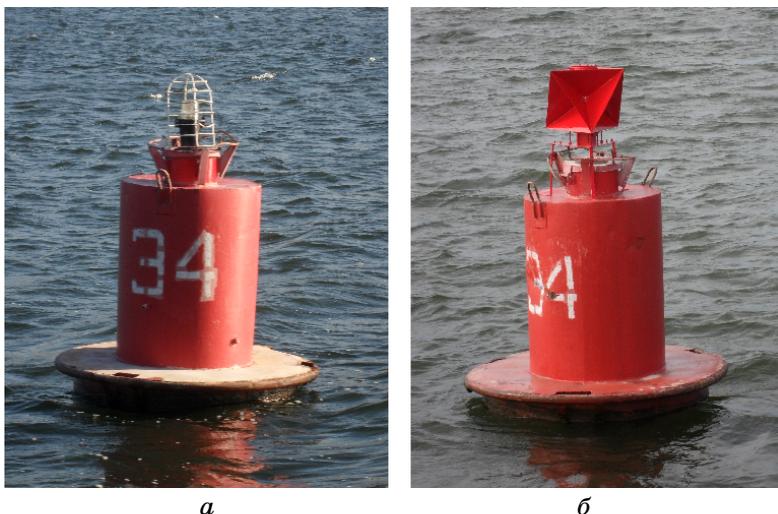


Рисунок 1 – Внешний вид цилиндрического буя:

а – со светосигнальным прибором ЭСП-90;

б – с радиооптическим отражателем кругового действия

Для обеспечения одновременной работы РОО кругового действия в оптическом диапазоне длин волн в фазовые центры рассеяния, находящиеся в вершинах шести трёхгранных уголковых отражателей, установлены источники света, формирующие круговую диаграмму светорассеяния в горизонтальной плоскости. Вершины уголковых отражателей являются их фокусом в оптическом диапазоне длин волн и расположены на оптических осях, совпадающих с геометриче-

скими осями, в направлении которых сила света в горизонтальных и вертикальных плоскостях максимальна. При этом оптические оси совпадают с электрическими осями в этих плоскостях в радиолокационном диапазоне длин волн. Источники света выполнены в виде светоизлучающих полупроводниковых диодов красного, зеленого, желтого или белого цвета свечения сигнального огня. Цвет свечения сигнального огня определяется сложившейся навигационной обстановкой на внутренних водных путях.

Результаты экспериментальных исследований радиолокационной и оптической дальностей видимости плавучего буя

Объектами натуральных испытаний являлись плавучий буй, оборудованный светосигнальным прибором кругового действия ЭСП-90, и плавучий буй, оборудованный РОО кругового действия с максимальной ЭПР 33 м^2 (см. рисунок 1). В качестве источника света РОО кругового действия использовались светоизлучающие полупроводниковые диоды типа LED-011W-0,1C-0,25LM с красным цветом свечения сигнального огня.

Под радиолокационной дальностью видимости понимается наибольшее расстояние, с которого судоводитель отчётливо видит на экране индикатора кругового обзора судовой РЛС яркостную отметку в виде точки или дужки от обнаруживаемого плавучего буя относительно неподвижных меток дальности или оценивает дальность с помощью электронного визира.

Под оптической дальностью видимости в светлое время суток понимается наибольшее расстояние, с которого судоводитель отчётливо различает силуэт плавучего буя и его цвет.

В тёмное время суток под оптической дальностью видимости сигнального огня от РОО кругового действия или от электрического светосигнального фонаря ЭСП-90 понимается наибольшее расстояние, с которого судоводитель отчётливо различает его цвет.

Оценка радиолокационной дальности видимости испытуемых объектов проводилась судовой РЛС типа Р 722-2 со следующими техническими характеристиками: длительность радиоимпульса – 0,2 мкс; мощность излучения в импульсе – 6 кВт; несущая частота – 9430 ± 30 МГц, частота повторения импульсов – 2 кГц; ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости – $1,2^\circ$, в вертикальной плоскости – 25° ; высота расположения антенны над водной поверхностью – 12 м.

На рисунке 2 представлены радиолокационные изображения водного участка реки Томи. Максимальная радиолокационная дальность видимости плавучего буя со светосигнальным прибором ЭСП-90 составила 500 м (рисунок 2,а), а его оптическая дальность видимости в светлое время суток – 2400 м, в тёмное время суток – 2200 м.

Максимальная радиолокационная дальность видимости плавучего буя с РОО кругового действия составила 800 м (рисунок 2,б). Оптическая дальность видимости плавучего буя с РОО кругового действия в светлое время суток составила 2400 м, а в тёмное время суток – 2100 м.

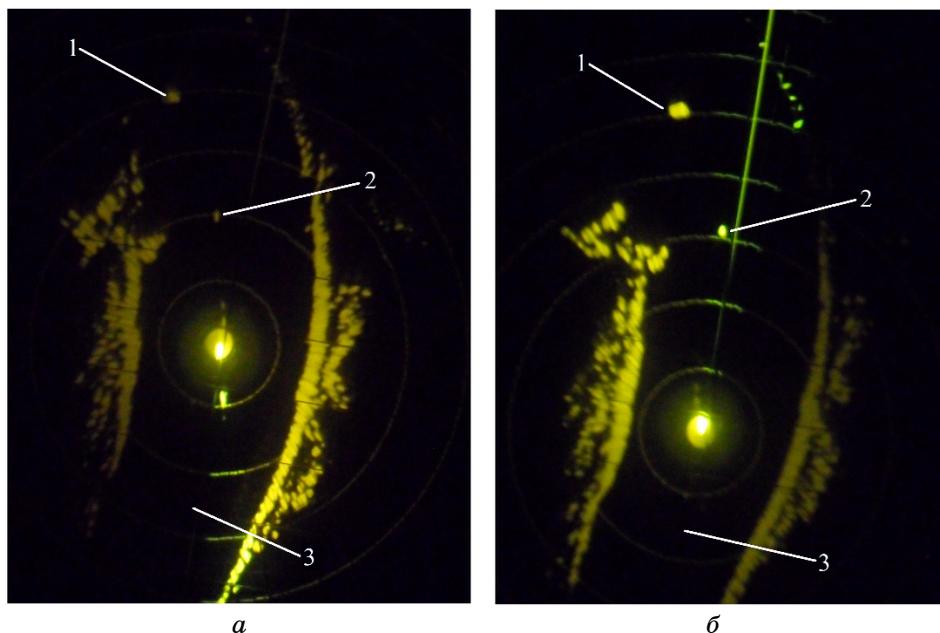


Рисунок 2 – Радиолокационное изображение участка водного пути реки Томь: *а* – буй со светосигнальным прибором ЭСП-90; *б* – буй с РОО кругового действия (1 – плавучий кран; 2 – буй; 3 – река Томь)

На рисунке 3 представлены экспериментальные зависимости радиолокационной заметности цилиндрического буя со светосигнальным прибором кругового действия ЭСП-90 и с РОО кругового действия, полученные с использованием судовой РЛС «Река», имеющей следующие технические характеристики: максимальная выходная мощность передатчика – 1 Вт; диапазон рабочих частот – от 9300 до 9500 МГц; тип излучения – квазинепрерывное с линейной частотной модуляцией; период модуляции – 3,5 мс; ширина диаграммы направленности антенны в горизонтальной плоскости – 1° , в вертикальной плоскости – 30° ; высота расположения антенны над водной поверхностью – 9 м.

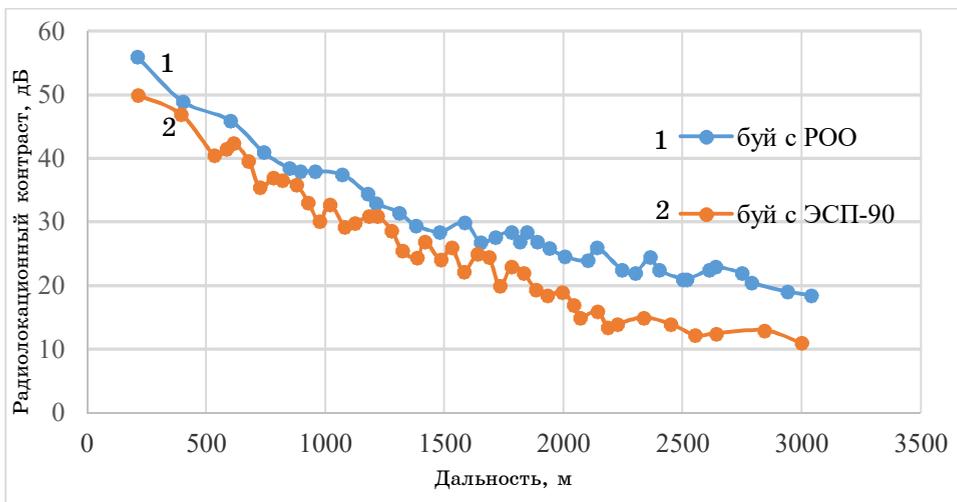


Рисунок 3 – Экспериментальная зависимость радиолокационной заметности цилиндрического буйа от дальности

Заключение

По результатам экспериментальных исследований сделаны следующие выводы:

1) РОО кругового действия в составе плавучего буйа обладает расширенными функциональными возможностями, обусловленными одновременной работой не только в радиолокационном диапазоне длин волн, но и в оптическом диапазоне длин волн, обеспечивая подачу светосигнальных огней в темное время суток;

2) РОО кругового действия с длиной ребер уголкового отражателя 30 см увеличивает радиолокационную дальность видимости плавучего буйа в 1,6 раза. Для судовой РЛС типа Р 722–2 радиолокационная дальность видимости плавучего буйа с РОО кругового действия составила 800 м;

3) использование судовой РЛС «Река» позволяет увеличить радиолокационную дальность видимости плавучего буйа в четыре раза;

4) оптическая дальность видимости буйа с РОО кругового действия сравнима с оптической дальностью видимости плавучего буйа, оборудованного штатным светосигнальным прибором ЭСП-90, и составляет 2100 м.

Список использованной литературы

1. Шмерлинг И.Е. Монтер судоводной обстановки. М. : Транспорт, 1972. 176 с.

2. Yim J.B., Kim W.S. Design of Passive-Type Radar Reflector // International Journal of Navigation and Port Research. Korea, Mokpo, 2003. Vol. 27, No 3. P. 267–272.

3. Пат. 2 617 779 РФ, МПК Н 01 Q 15/18. Навигационный радиооптический групповой отражатель кругового действия / Блинковский Н.К., Гулько В.Л., Крутиков М.В., Мещеряков А.А. № 2015146737 ; заявл. 29.10.15; опубл. 26.04.17, Бюл. № 12.18 с.

4. Пат. 2 667 325 РФ, МПК Н 01 Q 15/18. Навигационный радиооптический групповой отражатель кругового действия со светоотражающими гранями / Блинковский Н.К., Гулько В.Л., Мещеряков А.А. № 2017128049 ; заявл. 04.08.17 ; опубл. 18.09.18, Бюл. № 26.18 с.

Блинковский Николай Константинович – зав. учеб. лабораторией, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: nkblink@yandex.ru.

Гулько Владимир Леонидович – канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник НИИ радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: gulkovl@sibmail.com.

Мещеряков Александр Алексеевич – канд. техн. наук, доцент, каф. радиотехнических систем, вед. науч. сотрудник НИИ радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: msch@rts.tusur.ru.

EXPERIMENTAL STUDIES OF THE SCATTERING CHARACTERISTICS OF NAVIGATION RADIO-OPTICAL REFLECTORS OF CIRCULAR ACTION AS PART OF FLOATING SIGNS OF A NAVIGATION FENCE

The article presents the results of experimental studies of the optical and radar visibility ranges of radio-optical reflectors of circular action as part of the signs of the navigation fence - cylindrical floating buoys. Field tests were carried out in the Ob basin of inland waterways - on the Ob and Tom rivers. Comparative estimates of the visibility range of floating buoys in the optical and radar wavelength ranges have been obtained.

Key words: *radio-optical reflector, floating buoy, optical and radar visibility ranges*

Blinkovsky Nikolai Konstantinovich – Head of the Educational Laboratory, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: nkblink@yandex.ru.

Gulko Vladimir Leonidovich – Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: gulkovl@sibmail.com.

Meshcheryakov Aleksandr Alekseevich – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Leading Researcher, Research Institute of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: msch@rts.tusur.ru.

УДК 621.372

А.В. Коренев, Г.Г. Гошин

**ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ
ОПОРНЫХ ШАЙБ СОЕДИНИТЕЛЕЙ
ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ВЫСОКИХ ТЕМПЕРАТУР**

Приводятся результаты исследования зависимости диэлектрических параметров опорных шайб коаксиальных СВЧ-соединителей из арфлона AR200 и полиэфирэфиркетона от температуры. Описана конструкция оснастки, использованной для проведения измерений.

Ключевые слова: *СВЧ-диэлектрики, коаксиальный соединитель, коаксиальный резонатор*

В настоящее время максимальная рабочая температура большинства серийно выпускаемых коаксиальных соединителей отечественного и иностранного производства не превышает +155 °С [1]. Существуют соединители, работающие при больших температурах окружающей среды [2], но их применение требует наличия специальных технологий монтажа.

Важной практической задачей в технологии производства соединителей, рассчитанных на широкий рабочий температурный диапазон, является измерение диэлектрических параметров опорных шайб.

Измерение диэлектрических параметров шайб может быть осуществлено методом четвертьволнового коаксиального резонатора [3, 4]. Для применения этого метода авторами разработан коаксиальный резонатор для шайб соединителей типа SMA и специальная измерительная оснастка.

Резонатор состоит из корпуса и центрального проводника, который также выполняет функцию возбудителя (рисунок 1). Центральный проводник удерживается в центре резонатора за счет ответного соединителя. Резонатор совместим по присоединительным размерам с соединителем типа «розетка» SMA.

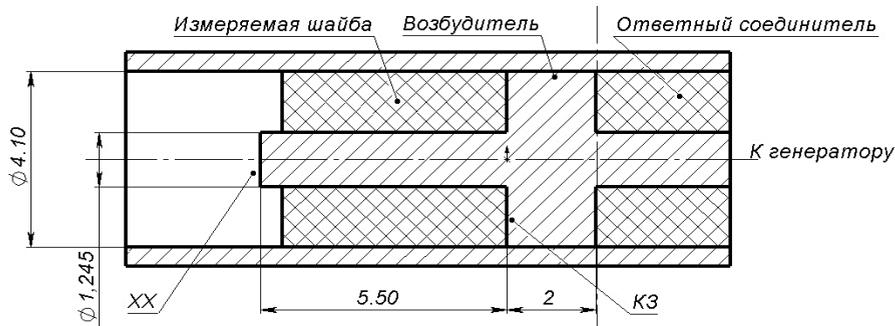


Рисунок 1 – Коаксиальный четвертьволновый резонатор для шайб соединителей типа SMA

В момент измерения резонатор должен находиться в климатической камере при температуре до $+300\text{ }^{\circ}\text{C}$. Толщина стенки камеры составляет 80 мм.

Измерительная оснастка имеет с двух сторон соединители типа «розетка» SMA, которые используются для подключения с одной стороны к резонатору, а с другой – к кабельной сборке с соединителями СР-50-875ИрФД, подключенной к векторному анализатору цепей. Температура на холодном конце оснастки не превышает $+155\text{ }^{\circ}\text{C}$ – максимальной рабочей температуры соединителя СР-50-875ИрФД.

Оснастка состоит из двух переходов SMA типа N и воздушной коаксиальной линии $7/3,04$ мм длиной 130 мм с интерфейсами типа N с двух сторон. Переходы – модифицированные ПК2-18-01Р-13Р и ПК2-18-01-13Р производства НПФ «Микран».

Модификация переходов обусловлена повышением их максимальной рабочей температуры, так как у серийных переходов она составляет $+85\text{ }^{\circ}\text{C}$. Для модификации переходов рассчитаны и изготовлены опорные шайбы (рисунок 2) из полиимида ПИ-ПР-20, обладающего необходимыми электрическими и механическими характеристиками в интересующем температурном диапазоне.

Отсутствие согласующих проточек на боковых поверхностях шайб объясняется сложностью их изготовления из-за формы заготовки из ПИ-ПР-20 – шайбы диаметром 60 мм и высотой 20 мм. Модифицированные соединители имеют более высокий КС по сравнению с оригиналом (рисунок 3), однако он достаточен для проведения измерений.

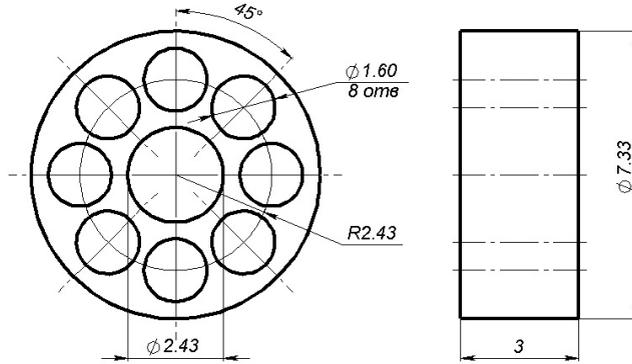


Рисунок 2 – Опорная шайба из ПИ-ПР-20 модифицированных переходов

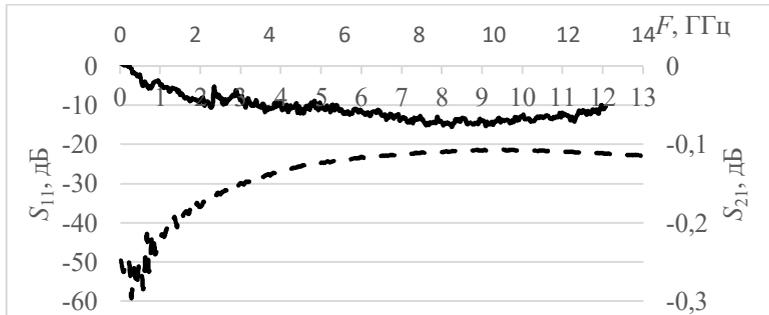


Рисунок 3 – S-параметры модифицированного перехода: сплошная линия – S_{21} , пунктирная – S_{11}

Измерительная оснастка установлена в боковой стенке камеры при помощи двух теплоизолирующих асбоцементных прокладок (рисунок 4).



Рисунок 4 – Внешний вид измерительной установки

Максимальная температура, обеспечиваемая климатической камерой, составляет +300 °С. Во время проведения измерений при помощи термопары контролировалась температура корпуса резонатора, которая при максимальной температуре камеры составляла +275 °С. Разница температур обусловлена охлаждением резонатора через оснастку.

Для расчета диэлектрической проницаемости шайб проведены измерения S -параметров пустого резонатора и с образцами шайб из арфлона AR200 ТУ 2291-003-14502248-2016 и полиэфирэфиркетона ПЭЭК-5Г ТУ 20.16.40-564-00209349-2018. Конструкция шайб аналогична шайбам [3]. Производители материалов не приводят данные о температурной зависимости диэлектрических параметров.

Геометрические размеры шайб, для которых проводился расчет, резонансные частоты и собственные добротности резонаторов с шайбами при температуре +25 °С представлены в таблице 1. Для расчета параметров при температурном воздействии использовались S -параметры пустого резонатора при той же температуре.

Таблица 1 – Геометрические размеры шайб

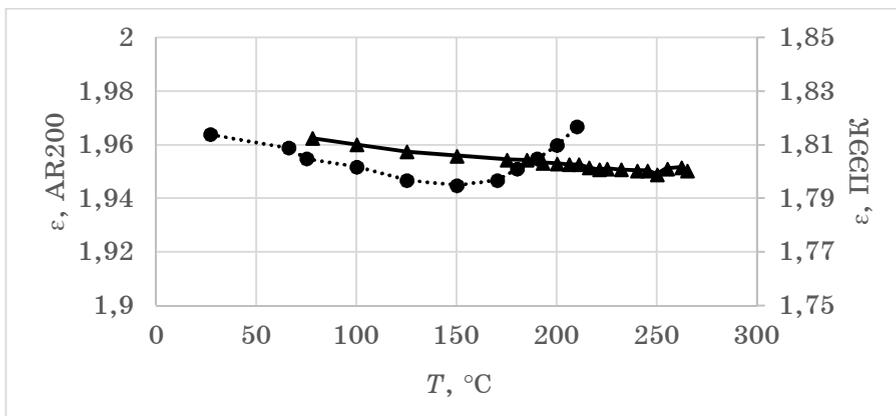
Материал	d , мм	D , мм	L , мм	K_{1E}	F_0 , ГГц	Q_S
ПЭЭК	1,27	4,05	5,1	0,763	9,92	303
Арфлон	1,28	4,06	5,09	0,782	9,71	588

Для измерений использовался векторный анализатор цепей Anritsu MS4644A, калиброванный набором Rohde & Schwarz ZV-Z229 в сечении ответного соединителя резонатора.

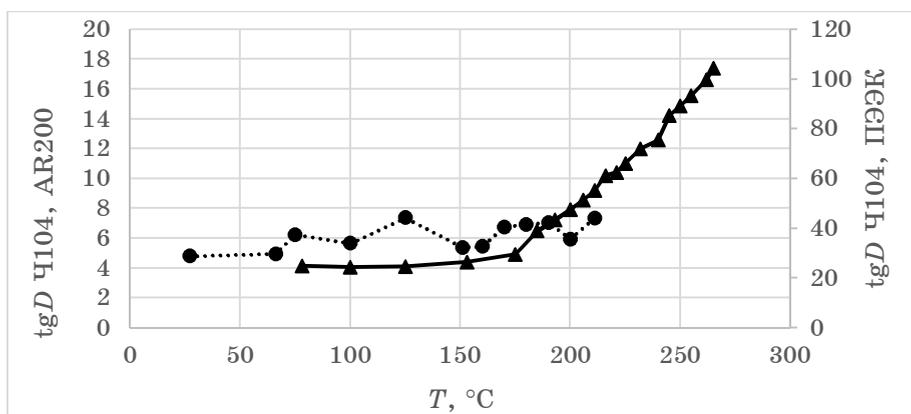
Результаты измерений и расчетов эффективной диэлектрической проницаемости и тангенса угла диэлектрических потерь представлены на рисунке 5 [3].

Согласно полученным данным эффективная диэлектрическая проницаемость шайб из обоих материалов слабо зависит от температуры. Изгиб на зависимости, относящейся к AR200, с высокой долей вероятности является следствием геометрической деформации шайбы под действием температуры. Данный эффект требует дальнейшего исследования.

Низкая добротность резонатора (от 755 при комнатной температуре до 644 при температуре +270 °С) приводит к существенной погрешности при измерении $\text{tg}D$ материала AR200, тем не менее на рисунке видно, что вплоть до температуры +210 °С зависимость $\text{tg}D$ от температуры достаточно линейна и не превышает $1 \cdot 10^{-3}$.



a



б

Рисунок 5 – Зависимость эффективной диэлектрической проницаемости (а) и тангенса угла диэлектрических потерь (б) опорных шайб от температуры: сплошная линия – шайба из ПЭЭК, пунктирная – из арфлона

В результате измерений зависимости эффективного tgD от температуры для шайбы из ПЭЭК выявлено, что после нагрева выше $175\text{ }^{\circ}\text{C}$ рост tgD увеличивается и при температуре $+270\text{ }^{\circ}\text{C}$ его значение превышает $1 \cdot 10^{-2}$. Данный эффект не описан в документации производителя и имеет существенное значение при проектировании СВЧ-соединителей, рассчитанных на температуру выше $+200\text{ }^{\circ}\text{C}$.

Список использованной литературы

1. Джуринский К.Б. Миниатюрные коаксиальные компоненты для микроволновой электроники СВЧ. Изд. 2-е. М. : Техносфера, 2006.

2. Times microwave systems, Silicon Dioxide Coaxial cable assemblies, Times Microwave Systems, 2019.

3. Коренев А.В., Гошин Г.Г. Модифицированная методика измерения электрофизических параметров диэлектрических шайб соединителей методом четвертьволнового резонатора // Ural Radio Engineering Journal. 2022. Т. 6, № 1. С. 67–81. DOI: 10.15826/urej.2022.6.1.003.

4. Коренев А.В., Гошин Г.Г. Учет паразитных эффектов при измерении эффективной диэлектрической проницаемости методом четвертьволнового резонатора // Ural Radio Engineering Journal. 2021. Т. 5, № 3. С. 207–319. С. 272–284.

Коренев Андрей Викторович – аспирант, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40; инженер-электроник АО «Иркутский релейный завод», 664074, г. Иркутск, ул. Байкальская, 239.

Гошин Геннадий Георгиевич – д-р физ.-мат. наук, проф., Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.

THE RESEARCH OF THE IMPACT OF THE TEMPERATURE ON THE DIELECTRIC PARAMETERS OF THE COAXIAL CONNECTORS SUPPORT BEADS

The article discusses the temperature dependence of the dielectric parameters of the coaxial connectors support beads made from the Arflon AR200 and the polyetheretherketone and the construction of the measurement fixtures.

Keywords: *microwave dielectric, coaxial connector, coaxial resonator*

Andrey V. Korenev – Graduate Student, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, prospect Lenin, 634050, Tomsk, Russia; Electronics Engineer, JSC «Irkutskiy Releyniy Zavod», 239, Bajkalskaya Str., 664074, Irkutsk, Russia.

Gennadiy G. Goshin – Doctor of Physical and Mathematical Sciences, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40, prospect Lenin, 634050, Tomsk, Russia.

А. Семенова, И.Е. Сагиева

ЭКРАНИРОВАННАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ С ДВУМЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМИ БОКОВЫМИ ПРОВОДНИКАМИ

Исследуется экранированная микрополосковая линия с двумя дополнительными боковыми проводниками. В системе TALGAT построено поперечное сечение линии и вычислен временной отклик на воздействие сверхкороткого импульса. Показано, что исследуемая линия может использоваться как модальный фильтр. Получено ослабление сверхкороткого импульса более чем в 2 раза.

Ключевые слова: микрополосковая линия, модальный фильтр, сверхкороткий импульс, временной отклик, экранирование

Внедрение радиоэлектронных средств (РЭС) во все области жизнедеятельности приводит к необходимости обеспечивать электромагнитную совместимость (ЭМС) вследствие роста мощности устройств, граничной частоты полезных сигналов и плотности монтажа печатных плат, а значит, восприимчивости РЭС к электромагнитным воздействиям разной природы [1]. Кроме помех, создаваемых полезными сигналами, необходимо уделить внимание преднамеренным электромагнитным помехам, особенно сверхкоротким импульсам (СКИ) [2]. Их влияние может привести к ухудшению функционирования до полного отказа работы системы. Поэтому важной задачей является совершенствование помехозащиты РЭС [3], в том числе создание новых устройств для ее обеспечения. К таким устройствам относится модальный фильтр (МФ), позволяющий за счет применения связанных линий передачи с неоднородным диэлектрическим заполнением делить сверхкороткий импульс на импульсы меньшей амплитуды из-за разности задержек мод. Так, в [4] показаны различные МФ, однако не представлены МФ с экраном. Между тем это важно, поскольку на практике микрополосковые схемы размещают в корпусах, защищающих от внешних электромагнитных и климатических воздействий [5]. Таким образом, актуально выполнить исследование временных откликов (ВО) МФ с экраном. Для этого в качестве основы исследуемой структуры взята структура с двумя дополнительными боковыми проводниками [6] с учетом ее экранирования.

В системе TALGAT [7] построена геометрическая модель поперечного сечения экранированной микрополосковой линии с двумя дополнительными проводниками (рисунок 1) и методом моментов вычислены матрицы погонных коэффициентов электростатической C и электромагнитной L индукции. Параметры поперечного сечения:

ширина сигнального проводника $w = 0,3$ мм, ширина боковых проводников $w1 = 1$ мм, толщина сигнального и боковых проводников $t = 18$ мкм, относительная диэлектрическая проницаемость подложки $\epsilon_r = 4,5$, разнос проводников $s = 0,09$ мм, расстояние от края экрана до проводников $d = 3w$, толщина подложки $h = 0,3$ мм, высота экрана $h1 = 2h$. Совокупность этих параметров определяет матрицы **L** и **C**.

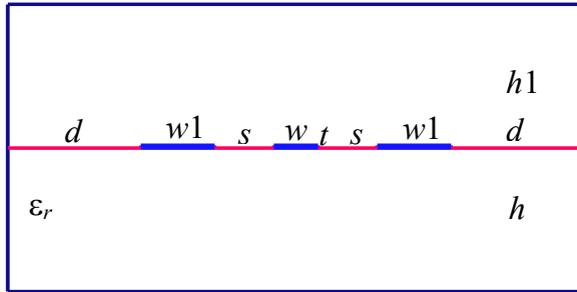


Рисунок 1 – Поперечное сечение исследуемой линии

Для вычисления ВО моделировалась принципиальная электрическая схема (рисунок 2,а), в которой сигнальный проводник соединен с источником СКИ, представленным идеальным источником ЭДС E и внутренним сопротивлением $R2$. На другом конце проводник соединен с резистором $R5$. Параметры схемы: длина линии $l = 1$ м, внутренние сопротивления источника СКИ и нагрузок $R1 = R2 = R3 = R5 = 50$ Ом, $R4 = R6 = 1$ МОм (холостой ход). В качестве СКИ при моделировании принят трапециевидный импульс с амплитудой ЭДС 5 В и временами нарастания, плоской вершины и спада по 50 пс (рисунок 2,б). Потери в проводниках и диэлектриках не учитывались.

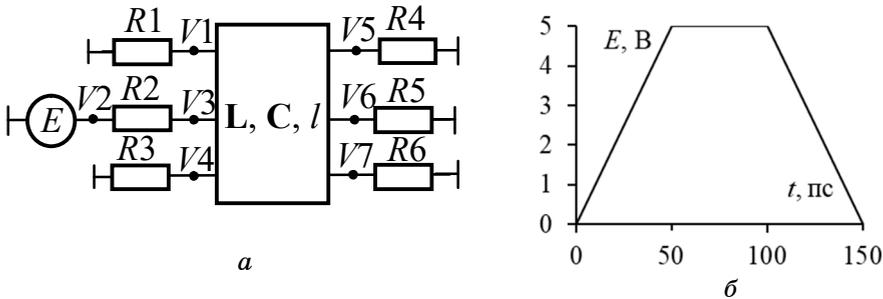


Рисунок 2 – Моделируемая схема (а) и форма ЭДС воздействующего СКИ (б)

Вычисленные значения матриц составляют:

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 139,4 & 330,1 & 414,7 \\ 330,1 & 273 & 330,1 \\ 414,7 & 330,1 & 139,4 \end{bmatrix} \text{ нГн/м; } \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 207,9 & -29,4 & -8,8 \\ -29,4 & 106,6 & -29,4 \\ -8,8 & -29,4 & 207,9 \end{bmatrix} \text{ пФ/м.}$$

Корень квадратный из собственных значений произведения этих матриц определяет значения погонных задержек мод, распространяющихся в такой линии: $\tau_1 = 5,04$ нс/м, $\tau_2 = 5,32$ нс/м, $\tau_3 = 5,41$ нс/м. Каждой из них соответствует свой вектор напряжений:

$$U_1 = \begin{pmatrix} 0,45 \\ 0,77 \\ 0,45 \end{pmatrix}, U_2 = \begin{pmatrix} 0,36 \\ -0,86 \\ 0,36 \end{pmatrix}, U_3 = \begin{pmatrix} -0,70 \\ -0,51 \\ 0,70 \end{pmatrix}.$$

Однако в силу симметрии двух боковых проводников амплитуда импульса моды 3 равна нулю и остаются только импульсы мод 1 и 2. Интервал между ними 0,28 нс определяется произведением длины линии (1 м) и разности погонных задержек мод 1 и 2. Амплитуды двух импульсов равны 1,2 В. Это означает возможность ослабления в 2 раза по отношению к половине ЭДС воздействующего СКИ. Такой вывод подтверждают вычисленные формы напряжения (ВО) в начале (V3) и конце (V6) сигнального проводника (рисунок 3).

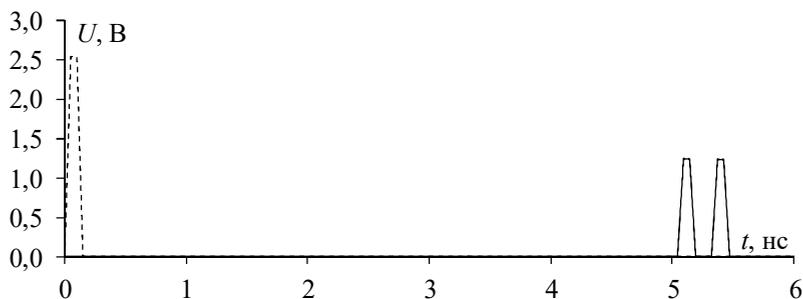


Рисунок 3 – Формы напряжения в начале (- -) и конце (-) линии

Таким образом, показана возможность модального разложения в экранированной микрополосковой линии с двумя дополнительными проводниками. СКИ разложился на 2 импульса с равными амплитудами, что позволяет обеспечить защиту от этой помехи на основе данной линии.

Работа выполнена в рамках госзадания
Министерства образования и науки РФ,
проект FEWM-2020-0039.

Список использованной литературы

1. Zheng J., Wei G. New development of electromagnetic compatibility in the future: cognitive electromagnetic environment adaptation // Global Symposium on Millimeter-Waves and Terahertz (GSMM). 2021. P. 1–3.
2. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Куксенко С.П. Электромагнитная совместимость: преднамеренные силовые электромагнитные воздействия : учеб. пособие. Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2018. 114 с.
3. Radasky W.A., Baum C.E., Wik M.W. Introduction to the special issue on high-power electromagnetics and intentional electromagnetic interference // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 2004. Vol. 46. P. 314–321.
4. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Электромагнитная совместимость: модальные технологии : учеб. пособие. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2018. 132 с.
5. Семенова А., Иванов А.А. Моделирование эффективности экранирования многослойных экранов на основе металлов и полимерных композитных материалов // Электронные средства и системы управления : материалы XVII междунар. науч.-практ. конф. Томск, Россия, 17–19 ноября, 2021. Ч. 2. С. 34–36.
6. Пат. 2763853 РФ. Микрополосковая линия с двумя боковыми заземленными проводниками, защищающая от сверхкоротких импульсов / Сагиева И., Газизов Т.Р. ; заявка № 2021105226 ; приоритет 02.03.2021 ; опублик. 11.01.2022. Бюл. № 2.
7. Kuxenko S.P. Preliminary results of a project of the University of TUSUR on designing the distribution network space vehicles: modeling EMS // IOP Conf. Series: Materials Science and Engineering. 2019. Vol. 560, No 012110. P. 1–7.

Семенова Айтгул – магистрант, кафедра телевидения и управления, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: aitowaas@mail.ru.

Сагиева Индира – канд. техн. наук, ассистент каф. телевидения и управления, мл. науч. сотрудник НИЛ «БЭМС РЭС», Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: indira_sagieva@mail.ru.

SHIELDED MICROSTRIP LINE WITH TWO ADDITIONAL SIDE CONDUCTORS

The paper investigates a shielded microstrip line with two additional side conductors. In the TALGAT system the cross section of the line is con-

structed and the time response to the effect of a supershort pulse is calculated. It is shown that the investigated line can be used as a modal filter. The attenuation of the ultrashort pulse by more than 2 times was obtained.

Keywords: *microstrip line, modal filter, ultra-short pulse, time response, shielding*

Sekenova Aitgul – Master's student, Department of Television and Control, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenin Ave., Tomsk, 634050, e-mail: aitowaas@mail.ru.

Sagiyeva Indira – PhD in Technical Sciences, Assistant of the Department of Television and Control, Junior Researcher of Research Laboratory «BEMS RES», Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave. 40, e-mail: indira_sagieva@mail.ru.

УДК 004.771

А.А. Булдаков, В.Р. Генкель

СРАВНЕНИЕ КОНСТРУКТИВОВ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ТЕПЛОТВОДА

Представлены результаты экспериментального сравнения теплоотвода многослойной печатной платы с металлизированным контуром и односторонней печатной платы, спрессованной с металлическим основанием через склеивающую прокладку из стеклоткани.

Ключевые слова: *печатные платы, теплоотвод, конструктивы*

Введение

Проблема перегрева электроники существует уже много лет [1]. В некоторых случаях она может быть решена изготовлением печатных плат (ПП) из фольгированного стеклотекстолита с разной толщиной фольги (например, 105 мкм), установкой радиаторов, элементов Пельтье. Также для устранения перегрева устанавливают воздушные или водяные охладители. Их установка может производиться на сами печатные платы или на электрорадиоэлементы через металлические подложки и трубки охлаждения с применением различных термоинтерфейсов, таких как термопасты, жидкие металлы, теплопроводящие клеи-герметики, термопрокладки и так далее. Этих решений вполне достаточно для портативных устройств, бытовой техники, систем освещения, медицинского оборудования, суперкомпьютеров и даже

специальной и военной техники. Но применение данных решений может быть довольно затруднительным в производстве космической электроники.

Самыми распространенными в разработке и конструировании космической электроники являются массогабаритные проблемы [2]. Каждый космический аппарат допускает довольно ограниченный вес груза и имеет небольшое свободное внутреннее пространство. В этой связи невозможно применить большинство существующих вариантов решения проблемы перегрева оборудования. Необходимо использовать что-то более лёгкое и компактное.

Для решения проблемы теплоотвода от ПП были выбраны два конструктива: ПП на металлоосновании и многослойная печатная плата (МПП) с металлизированным контуром.

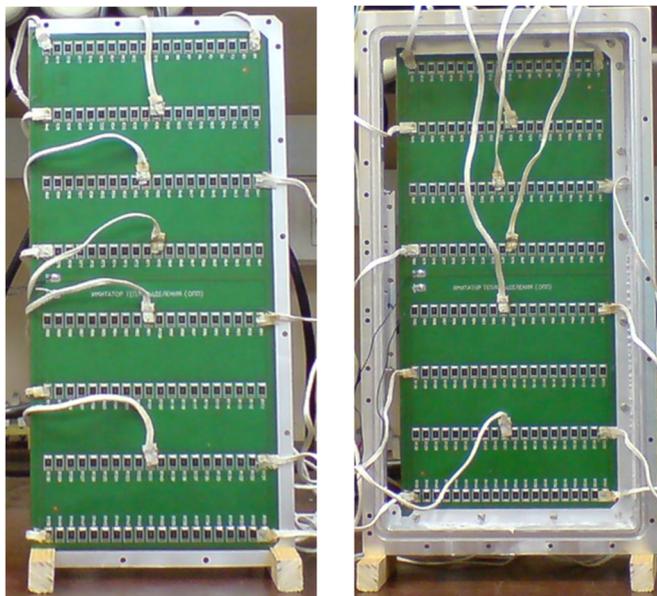
Особенности эксперимента

В качестве тестовых образцов использовались МПП с металлизированным контуром и односторонняя печатная плата (ОПП), спрессованная с металлическим основанием на базе сплава алюминий-магний через прокладочную стеклоткань (препрег) САФ-0,025 [3]. Схемотехника обеих ПП одинаковая, каждая содержит 160 резисторов, сгруппированных по 10, с различными значениями сопротивлений. ПП можно условно поделить на две части: в первой нагрев каждой группы резисторов идёт равномерным градиентом справа налево (от резистора $R1$ к резистору $R10$, от $R11$ к $R20$ и т.д.); во второй нагрев идёт от центральной линии к границам платы.

В эксперименте применялись дополнительные устройства: алюминиевый металлический каркас, кремнийорганический клей-герметик эласил и несколько винтов и гаек для фиксирования платы на каркасе. Каркас служит в качестве дополнительного теплоотвода, а также имитирует настоящие электронные устройства [4], выпускаемые «Полюсом» для космических аппаратов. Кроме того, использовались деревянные бруски для установки плат в рабочее положение (вертикально, резистор $R1$ сверху и резистор $R1$ внизу) без прямого контакта между платой и рабочей поверхностью стола. Дерево обладает низкой теплопроводностью и слабо влияет на результаты эксперимента.

На рисунке 1 показана ОПП без установки в металлический каркас и с установкой в него.

Измерительное оборудование состояло из инфракрасной портативной камеры Flir-SC660, набора термопар, подключенных к мультиметру Agilend 34461A, и источника питания постоянного тока Б5-47.



а б
Рисунок 1 – Односторонняя печатная плата буз установки в металлический каркас (а) и с установкой в него (б), резистор $R1$ расположен в правом верхнем углу платы

Результаты эксперимента

Эксперимент проводился в нормальных условиях, средняя окружающая температура составляла $26,6\text{ }^{\circ}\text{C}$, влажность – около 30 %. Подавалось напряжение 10 В при значении тока 1,5 А.

Эксперимент включал четыре фазы: МПП без установки на металлический каркас, МПП с установкой на металлический каркас, ОПП без установки на металлический каркас и ОПП с установкой на металлический каркас. Все фазы проводились в два этапа с различными рабочими положениями плат: с резистором $R1$ вверху и резистором $R1$ внизу.

Порядок выполнения эксперимента:

1) расположить термопары на резисторах $R1$, $R20$, $R30$, $R51$, $R70$, $R81$, $R120$, $R121$, $R151$, $R150$, $R40$, $R41$, $R80$, $R91$, $R110$, $R131$;

2) подать на плату напряжение 10 В от источника питания постоянного тока Б5-47. Одновременно с этим зафиксировать время начала испытания и запустить секундомер;

3) провести измерение температуры. Для этого каждые 2 мин фиксировать показания термопар и тепловизора до установления теплового равновесия;

4) после установления температуры выключить источник питания, зафиксировать время установления температуры, секундомер не выключать;

5) проводить измерение температуры каждую минуту до остывания платы до средних значений, зафиксировать время остывания платы, выключить секундомер. Зафиксировать время окончания испытания;

6) после завершения эксперимента без установки платы на металлический каркас нанести клей-герметик на каркас, установить на него плату и зафиксировать с помощью гаек и винтов. Повторить пункты 2–5;

7) демонтировать плату с каркаса и термодары с резисторов.

Изображения, снятые с помощью тепловизора Flir-SC660, приведены на рисунках 2–4.



Рисунок 2 – Изображение с инфракрасной камеры в процессе эксперимента: односторонняя печатная плата без установки на металлический каркас, резистор R1 расположен в правом верхнем углу

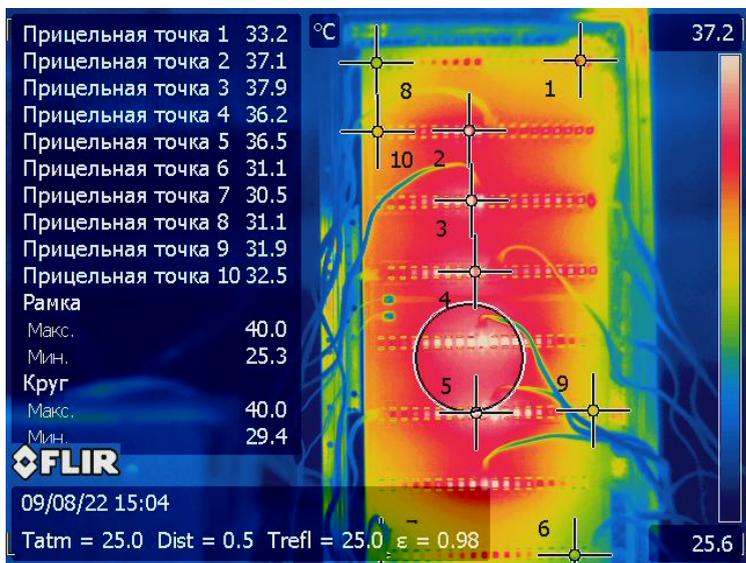


Рисунок 3 – Изображение с инфракрасной камеры в процессе эксперимента: многослойная печатная плата, установленная на металлический каркас, резистор $R1$ расположен в правом верхнем углу

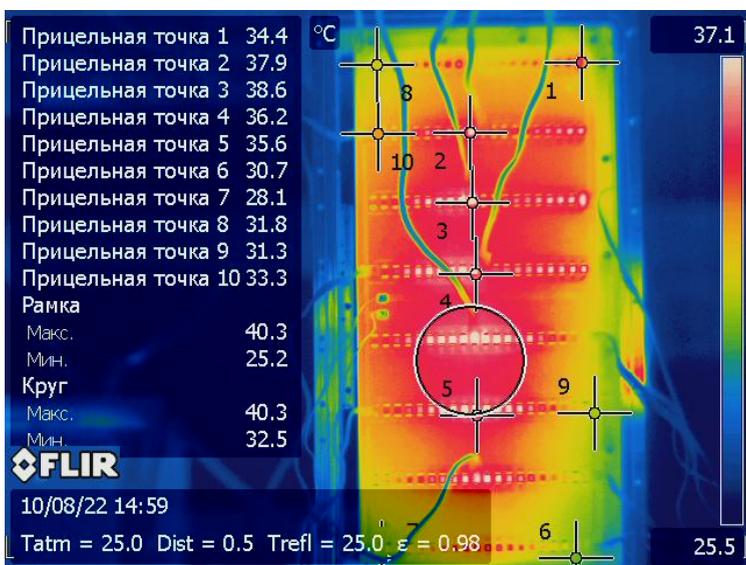


Рисунок 4 – Изображение с инфракрасной камеры в процессе эксперимента: односторонняя печатная плата, установленная на металлический каркас, резистор $R1$ расположен в правом верхнем углу

В таблице 1 представлены максимальные температуры, измеренные на всех фазах эксперимента.

В ходе эксперимента установлено, что ОПП с металлооснованием нагревается более интенсивно, чем МПП, за тот же промежуток времени до установления теплового равновесия, следовательно, такие платы и остывают быстрее и равномернее.

Таблица 1 – Максимальная температура на каждой фазе эксперимента

ПП	МПП без каркаса		МПП с каркасом		ОПП без каркаса		ОПП с каркасом	
	Сверху справа	Снизу слева	Сверху справа	Снизу слева	Сверху справа	Снизу слева	Сверху справа	Снизу слева
Положение R1								
$T_{max}, ^\circ\text{C}$	40,9	41,1	40,2	40,4	41,4	42,7	40,2	40,9

Из данных таблицы 1 становится ясно, что МПП с металлизированным контуром более выгодна с точки зрения отвода тепла, чем ОПП на металлоосновании.

Выводы

Эксперимент показал, что многослойная ПП с металлизированным контуром лучше отводит тепло, чем односторонняя ПП на металлоосновании, но разница в отводе температур незначительна – она колеблется в пределах 2 °С при максимальной температуре 42,7 °С.

Проблема в том, что производство МПП связано с большими сложностями, поскольку выполняется большее количество операций, на каждой из которых можно допустить ошибку, которая повлияет на качество всего электронного устройства. Кроме того, количество материала, необходимое для производства одной многослойной платы, минимум в два раза превышает количество, необходимое для производства ОПП на металлоосновании. Таким образом, было принято решение продолжать исследования по более эффективному отводу тепла с поверхности печатных плат.

Список использованной литературы

1. Шоставковский П.Г. Тепловой контроль объектов на базе термоэлектрических сборок // Компоненты и технологии. СПб. : ООО «Медиа Кит». 2011. Вып. 9 (122). С. 142–143.
2. Алифанов О.М., Медведев А.А., Соколов В.П. Подходы к созданию и направления применения малых космических аппаратов в космической деятельности // Труды МАИ. 2011. Вып 49. С. 30.

3. Медведев А.М. Печатные платы. Конструкции и материалы. М. : Техносфера, 2005. С. 22–25.

4. Новицкий Л.А. Установки для имитации условий теплообмена летательных аппаратов в космосе // Теплофизика высоких температур. 1969. Т. 7(5). С. 997–998.

Булдаков Алексей Александрович – начальник лаборатории печатного монтажа, фотошаблонов и автоматизации технологических процессов, Акционерное общество «Научно-производственный центр «Полюс», 634050, г. Томск, пр. Кирова, 56 «в», e-mail: alexeitomsk@yandex.ru.

Генкель Владислав Романович – инженер-технолог лаборатории печатного монтажа, фотошаблонов и автоматизации технологических процессов, Акционерное общество «Научно-производственный центр «Полюс», 634050, г. Томск, пр. Кирова, 56 «в», e-mail: genkelvlad@mail.ru.

PCB CONSTRUCTION COMPARISON FOR UPGRADING HEAT SINK

This work presents the results of experimental comparison of a multi-layered PCB with metal outline and a single-sided PCB compressed with metal base via pre-preg.

Key words: PCB, heat sink, construction

Buldaikov A.A. – Chief of Laboratory of Printed Writing, Photomasks and Automation of Technological Processes, Joint Stock Corporation «Research and Production Center «Polus», 634050, Tomsk, Kirov Av., 56 «V», Russia, e-mail: alexeitomsk@yandex.ru.

Genkel V.R. – Process Engineer of Laboratory of Printed Writing, Photomasks and Automation of Technological Processes, Joint Stock Corporation «Research and Production Center «Polus», 634050, Tomsk, Kirov Av., 56 «V», Russia, e-mail: genkelvlad@mail.ru.

Г.Н. Якушевич

АЛГОРИТМ СИНТЕЗА И АНАЛИЗА ВОСЬМИПОЛЮСНИКОВ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ

Приведен алгоритм синтеза и анализа восьмиполюсников, позволяющий в матричном виде проводить синтез и анализ двухшлейфных и кольцевых направленных ответвителей на полосковых линиях передачи. Представлены результаты расчетов.

Ключевые слова: алгоритм, анализ, синтез, восьмиполюсник, двухшлейфный, кольцевой, направленный ответвитель

Направленные ответвители (НО) нашли широкое применение в приемопередающих трактах радиоэлектронных систем, в диаграммообразующих устройствах активных фазированных антенных решеток, содержащих разветвители, сумматоры, фазовращатели, усилители на основе НО [1–6].

НО представляет собой согласованное, взаимное без потерь реактивное устройство с четырьмя парами полюсов, у которого все полюса согласованы. При возбуждении одной пары полюсов, условно обозначаемым входными, вся энергия передается в два выходных полюса, при этом в четвертое плечо, называемое развязанным, энергия не передается.

На рисунке 1 приведена схема восьмиполюсника. Матрица S -параметров схемы восьмиполюсника имеет вид

$$S = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где диагональные элементы – это коэффициенты отражения полюсов, а недиагональные – взаимные коэффициенты передачи полюсов.

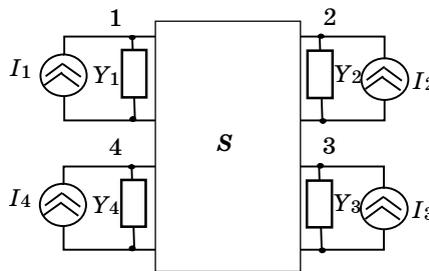


Рисунок 1 – Схема восьмиполюсника, описываемого S -параметрами

Алгоритм синтеза восьмиполюсника НО на полосковых линиях

Задача параметрического синтеза состоит в нахождении номиналов принципиальной схемы НО, построенной по структурной схеме на основе требуемых параметров.

На рисунке 2 приведены топология и принципиальная схема двухшлейфного НО.

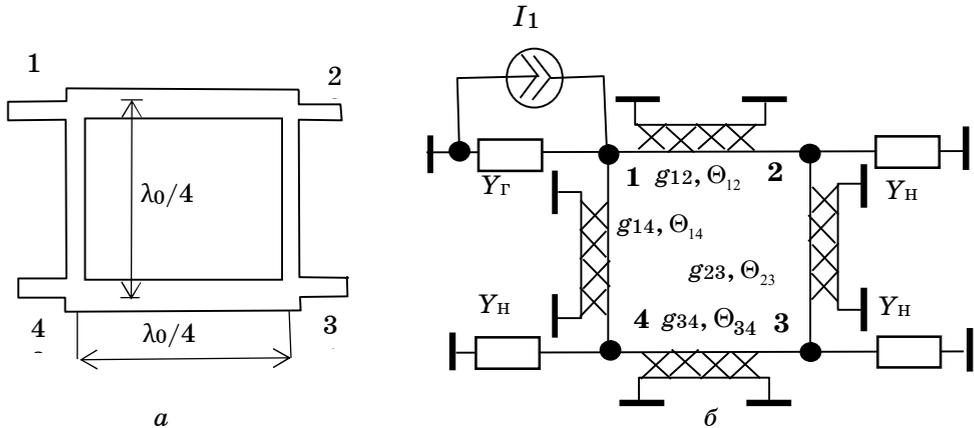


Рисунок 2 – Топология (а) и принципиальная схема (б) двухшлейфного направленного ответвителя

Алгоритм синтеза восьмиполюсника двухшлейфного НО заключается в следующем.

1. Записывается нормированная матрица параметров рассеяния согласованного реактивного восьмиполюсника двухшлейфного НО [7]:

$$S_{\text{шл}} = \begin{bmatrix} 0 & |S_{12}| \exp(j \Theta_{12}) & |S_{13}| \exp(j \Theta_{13}) & 0 \\ |S_{21}| \exp(j \Theta_{21}) & 0 & 0 & |S_{24}| \exp(j \Theta_{24}) \\ |S_{31}| \exp(j \Theta_{31}) & 0 & 0 & |S_{34}| \exp(j \Theta_{34}) \\ 0 & |S_{42}| \exp(j \Theta_{42}) & |S_{43}| \exp(j \Theta_{43}) & 0 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

где S_{nm} – коэффициент передачи между узлами n и m ; Θ_{nm} – электрическая длина полосковой линии, включенной между узлами n и m .

При этом условии согласования имеет вид $|S_{12}|^2 + |S_{13}|^2 = 1$, $|S_{21}|^2 + |S_{31}|^2 = 1$.

2. Используя формулу перехода от матрицы $S_{\text{шл}}$ (2) к нормированной матрице параметров принципиальной схемы (см. рисунок 2,б), получают уравнение

$$Y_{\text{шл}} = 2(S_{\text{шл}} + E)^{-1} - E, \quad (3)$$

где $E = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$ – единичная диагональная матрица.

Выражение (3) записывается в развернутом виде:

$$Y_{\text{шл}} = \begin{bmatrix} -i \frac{g_{12}}{\text{tg}(\Theta_{12})} - i \frac{g_{14}}{\text{tg}(\Theta_{14})} & i \frac{g_{12}}{\sin(\Theta_{12})} & 0 & i \frac{g_{14}}{\sin(\Theta_{14})} \\ i \frac{g_{21}}{\sin(\Theta_{21})} & -i \frac{g_{21}}{\text{tg}(\Theta_{21})} - i \frac{g_{23}}{\text{tg}(\Theta_{23})} & i \frac{g_{23}}{\sin(\Theta_{23})} & 0 \\ 0 & i \frac{g_{32}}{\sin(\Theta_{32})} & -i \frac{g_{34}}{\text{tg}(\Theta_{34})} - i \frac{g_{32}}{\text{tg}(\Theta_{32})} & i \frac{g_{34}}{\sin(\Theta_{34})} \\ i \frac{g_{41}}{\sin(\Theta_{41})} & 0 & i \frac{g_{43}}{\sin(\Theta_{43})} & -i \frac{g_{41}}{\text{tg}(\Theta_{41})} \end{bmatrix}, \quad (4)$$

где g_{nm} – проводимость полосковых линий двухшлейфного НО, включенных между узлами n и m .

3. От нормированной матрицы $Y_{\text{шл}}$ (4) переходят к ненормированной матрице $Y_{\text{ншл}}$:

$$Y_{\text{шл}} = R^{-1} Y_{\text{ншл}} R^{-1}, \quad (5)$$

$$\text{где } R = \begin{bmatrix} \sqrt{R_{\Gamma}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \sqrt{R_{\text{H}}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \sqrt{R_{\text{H}}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \sqrt{R_{\text{H}}} \end{bmatrix}.$$

Полагая значение фазы коэффициентов передачи на центральной частоте равным минус 90° , ненормированную матрицу параметров записывают в виде

$$Y_{\text{ншл}} = \begin{bmatrix} 0 & ig_{12} & 0 & ig_{14} \\ ig_{21} & 0 & ig_{23} & 0 \\ 0 & ig_{32} & 0 & ig_{32} \\ ig_{41} & 0 & ig_{43} & 0 \end{bmatrix}. \quad (6)$$

Из матрицы (6) находят значения волновых проводимостей и волновых сопротивлений полосковых линий $R_{12} = 1/g_{12}, \dots, R_{43} = 1/g_{43}$.

Алгоритм анализа восьмиполосника НО на полосковых линиях

Задача анализа состоит в расчете частотных характеристик принципиальной схемы НО, значения элементов которой получены в результате параметрического синтеза на центральной частоте.

Алгоритм анализа восьмиполосника НО на полосковых линиях заключается в следующем:

1) подставляя в матрицу проводимостей (4) значения волновых проводимостей, найденных из матрицы (6), переходим от ненормированной матрицы параметров к нормированной матрице:

$$Y_{\text{шл}} = RY_{\text{ншл}}R; \quad (7)$$

2) задавая значения фазы Θ коэффициентов передачи, рассчитываем частотные характеристики принципиальной схемы НО на полосковых линиях:

$$S_{\text{шл}} = 2(Y_{\text{шл}} + E)^{-1} - E.$$

Алгоритм синтеза и анализа восьмиполосников НО реализован в Mathcad.

На рисунке 3,а приведена принципиальная схема квадратурного делителя мощности на полосковых линиях равной электрической длиной Θ_{nm} с полученными в результате синтеза номиналами волновых проводимостей g_{nm} полосковых линий.

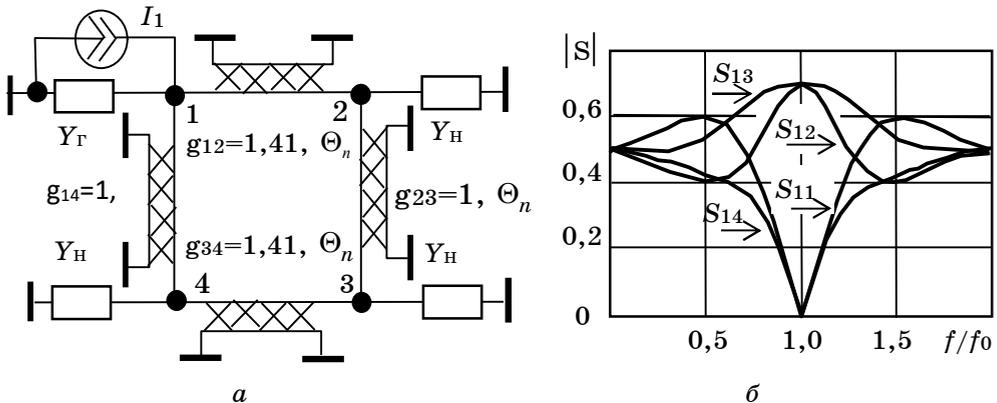


Рисунок 3 – Принципиальная схема (а) и S -параметры (б) шлейфного квадратурного делителя мощности на полосковых линиях

Входной сигнал подается на полюс 1 и передается на полюса 2 и 3 в виде квадратурных сигналов. На полюс 4 сигнал не передается. На рисунке 3,б приведены зависимости S -параметров шлейфного квадратурного делителя мощности на полосковых линиях. Коэффициент перекрытия диапазона частот равен 1,25.

На рисунке 4,а приведена принципиальная схема кольцевого синфазного делителя мощности на полосковых линиях с полученными в результате синтеза номиналами волновых проводимостей полосковых линий. Электрическая длина полосковой линии между полюсами 4 и 3 в три раза больше, чем остальных. Входной сигнал подается на полюс 1 и передается на полюса 2 и 4 в виде синфазных сигналов. На полюс 3 сигнал не передается. На рисунке 4,б приведены зависимости S -параметров шлейфного синфазного делителя мощности на полосковых линиях. Коэффициент перекрытия диапазона частот равен 1,32.

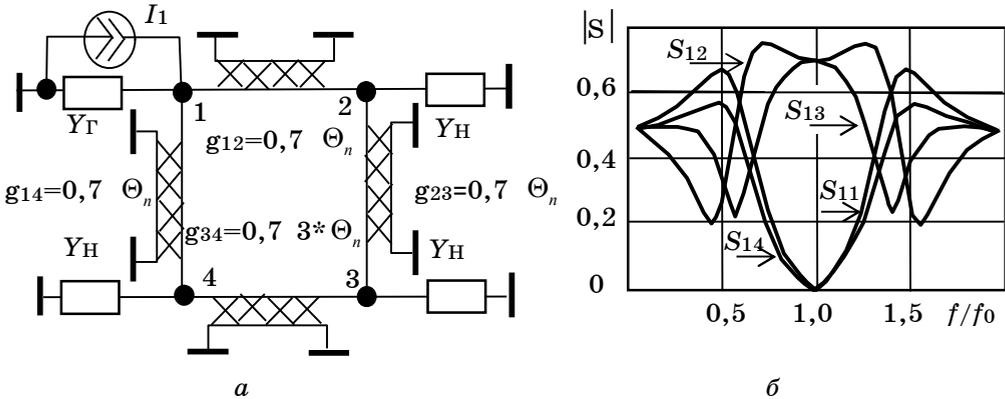


Рисунок 4 – Принципиальная схема (а) и S -параметры (б) кольцевого шлейфного синфазного делителя мощности на полосковых линиях

На рисунке 5,а приведена принципиальная схема кольцевого противофазного делителя мощности на полосковых линиях с полученными в результате синтеза номиналами волновых проводимостей полосковых линий. Электрическая длина полосковой линии между полюсами 1 и 4 в три раза больше, чем остальных. Входной сигнал подается на полюс 1 и передается на полюса 2 и 4 в виде противофазных сигналов. На полюс 3 сигнал не передается. На рисунке 5,б приведены зависимости S -параметров шлейфного противофазного делителя мощности на полосковых линиях. Коэффициент перекрытия диапазона частот равен 1,32.

На рисунке 6,а приведена принципиальная схема кольцевого синфазного делителя, а на рисунке 6,б – кольцевого противофазного делителя мощности на полосковых линиях с полученными в результате синтеза номиналами волновых проводимостей полосковых линий. У синфазного делителя мощности фазоинвертор включен между полюсами 3 и 4, а в противофазном – между полюсами 1 и 4. Входной сигнал подается на полюс 1 и передается на полюса 2 и 4. На полюс 3 сигнал не передается.

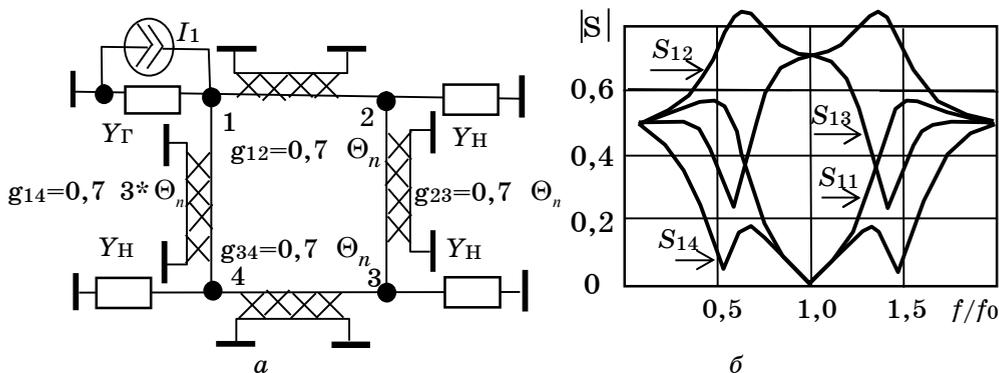


Рисунок 5 – Принципиальная схема (а) и S -параметры (б) кольцевого шлейфного противофазного делителя мощности на полосковых линиях

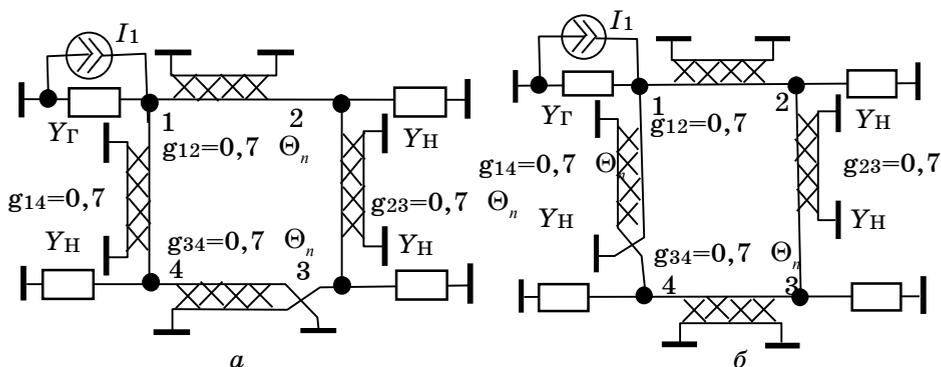


Рисунок 6 – Принципиальные схемы синфазного (а) и противофазного (б) делителей мощности с фазоинвертором на полосковых линиях

На рисунке 7 показаны зависимости S -параметров шлейфных синфазного и противофазного делителей мощности с фазоинвертором на полосковых линиях. Коэффициент перекрытия диапазона частот равен 3,76.

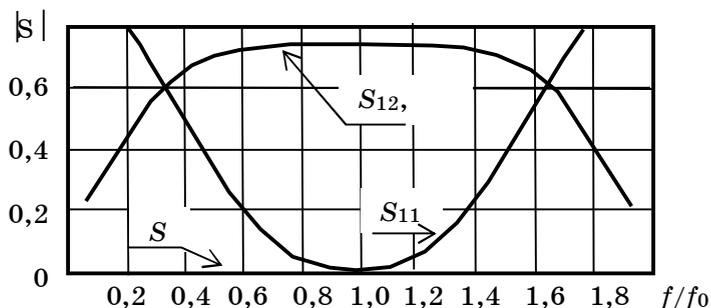


Рисунок 7 – Частотные зависимости S -параметров кольцевых синфазного и противофазного делителей мощности с фазоинвертором на полосковых линиях

Таким образом, введение в шлейфный делитель мощности фазоинвертора на полосковых линиях увеличивает коэффициент перекрытия диапазона частот в 3,85 раза.

Список использованной литературы

1. Устройства СВЧ : учеб. пособие / Д.М. Сазонов [и др.] ; под ред. Д.М. Сазонова. М. : Высш. шк., 1981. 295 с.
2. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ : учеб. пособие для радиотехнических вузов. М. : Высш. шк., 1988. 432 с.
3. Микроэлектронные устройства СВЧ : учеб. пособие для радиотехнических специальностей / Г.Н. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин [и др.] ; под ред. Г.Н. Веселова. М. : Высш. шк., 1988. 280 с.
4. Фуско В. СВЧ-цепи. Анализ и автоматизированное проектирование : пер. с англ. М. : Радио и связь, 1990. 288 с.
5. Карпов В.М., Малышев В.А., Перевожиков И.В. Широкополосные устройства СВЧ на элементах с сосредоточенными параметрами / под ред. В.А. Малышева. М. : Радио и связь, 1984. 104 с.
6. Сигорский В.П. Анализ электронных схем. Киев : Гостехиздат, 1960. 200 с.
7. Фельдштейн А.Л., Явич Л.Р. Синтез четырехполосников и восьмиполосников на СВЧ. 2-е изд., перераб. и доп. М. : Связь, 1971. 388 с.

Якушевич Геннадий Николаевич – канд. техн. наук, доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: jagn@sibmail.com.

INTERACTION OF TOMSK STATE UNIVERSITY OF CONTROL SYSTEMS AND RADIOELECTRONICS WITH ENTERPRISES OF THE MILITARY-INDUSTRIAL COMPLEX ON THE EXAMPLE OF THE DEPARTMENT OF RADIO ENGINEERING SYSTEMS

Matrix equations are given that allow analysis and synthesis of six-pole power dividers in matrix form. The calculation results are presented.

Keywords: *matrix algorithm, analysis, synthesis, six-pole*

Yakushevich Gennady Nikolaevich – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems. Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: jagn@sibmail.com.

А.Р. Ильчук, Ю.Д. Каргашин, В.И. Меркулов

**О НОВЫХ МЕТОДАХ САМОНАВЕДЕНИЯ РАКЕТ
НА ВОЗДУШНЫЕ ОБЪЕКТЫ**

Описываются нестационарные методы самонаведения ракет, которые позволяют изменять приоритеты управления в процессе наведения благодаря адаптации к условиям функционирования. Предложенные методы самонаведения потенциально обеспечивают высокоточный перехват летательного аппарата. При перехвате маневрирующих целей, движущихся по прямолинейным траекториям, они реализуют практически те же показатели, что и метод пропорционального наведения.

Ключевые слова: *методы самонаведения, нестационарные методы, воздушный объект, сверхманевренный объект, адаптация*

Анализ методов самонаведения (МСН) ракет на воздушные объекты (ВО) показывает, что известные и реализуемые на практике в настоящее время метод прямого наведения, метод наведения в наиболее выгодную упрежденную точку встречи (НУТВ), метод пропорционального наведения (навигации) (МПН) не позволяют в полной мере и с высокой эффективностью обеспечить решение задач перехвата сверхманевренных ВО.

Исходя из этого, актуальной является задача разработки новых (нестационарных) МСН управляемых ракет, обеспечивающих перехват и поражение всего спектра ВО, в том числе интенсивно маневрирующих.

Основой разработки нестационарных МСН является статистическая теория оптимального управления (СТОУ) [1, 2].

Несомненное достоинство нестационарных МСН состоит в возможности смены приоритетов управления в процессе наведения за счет адаптации к условиям функционирования.

Рассмотрим варианты синтеза нестационарных МСН.

1. Метод самонаведения с перераспределением приоритетов управления при использовании нестационарных моделей состояния

В общем случае в любой процедуре наведения решаются две взаимосвязанные задачи, суть которых состоит в устранении как угловых, так и линейных ошибок (промахов) [1]

$$h = \frac{D^2 \omega_i}{V_{\text{отн}}}, \quad (1)$$

где D – дальность до ВО; ω_i – угловая скорость линии визирования в i -й плоскости управления; $V_{\text{отн}}$ – относительная скорость ВО и перехватчика.

Вполне очевидно, что на начальном этапе целесообразно устранить угловые ошибки, а на конечном – промахи. Такой подход позволяет уменьшить протяженность траектории перехвата и соответственно время наведения.

Задача перераспределения приоритетов в процессе наведения может быть решена разными способами с получением различных законов управления. Один из наиболее простых вариантов решения этой задачи основан на использовании нестационарной исходной модели.

В математическом плане задача синтеза такого закона управления в i -й плоскости управления формулируется следующим образом.

Для объекта управления, угловое положение которого относительно подвижного ВО определяется системой уравнений

$$\dot{\varphi}_i = \omega_i + \frac{j_i - j_{\text{ц}i}}{D}; \quad (2)$$

$$\dot{\omega}_i = -\frac{2\dot{D}}{D}\omega_i - \frac{j_i - j_{\text{ц}i}}{D} + \xi\omega_i, \quad (3)$$

необходимо сформировать сигнал управления j_i , оптимальный по минимуму функционала

$$I = M_y \left\{ \begin{bmatrix} \varphi_{iT} - \varphi_i \\ 0 - \omega_i \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} q_\varphi & 0 \\ 0 & q_\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{iT} - \varphi_i \\ 0 - \omega_{iT} \end{bmatrix} + \int_0^t j_i^2 k_j dt \right\}. \quad (4)$$

После выполнения преобразований получаем закон наведения

$$\hat{j}_i = \frac{q_\varphi}{k_j D} (\hat{\varphi}_{iT} - \hat{\varphi}_i) + \frac{q_\omega}{k_j D} \hat{\omega}_i + \hat{j}_{\text{ц}i}, \quad (5)$$

где $\hat{\varphi}_{iT}$, $\hat{\varphi}_i$, $\hat{\omega}_i$ и $\hat{j}_{\text{ц}i}$ – оптимальные оценки требуемого φ_{iT} и текущего φ_i бортовых пеленгов ВО, угловой скорости ω_i линии визирования и поперечного ускорения ВО $j_{\text{ц}i}$ в i -й плоскости управления; q_φ , q_ω и k_j – коэффициенты штрафов функционала за величину угловых ошибок $\varphi_{iT} - \varphi_i$, линейного промаха (1) и величину сигнала управления j_i .

Геометрия взаимного расположения ВО и перехватчика при использовании выражений (1)–(3) показана на рисунке 1. Анализ уравнения (5) позволяет сделать следующие выводы.

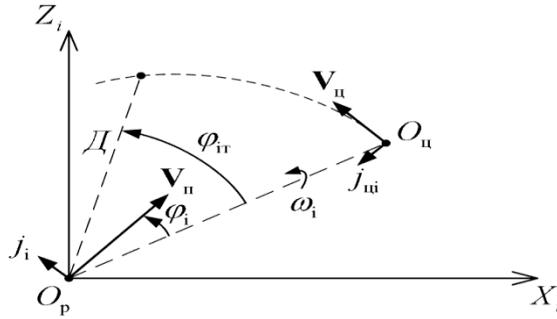


Рисунок 1 – Геометрия взаимного расположения цели ($O_{ц}$) и ракеты-перехватчика (O_p) при использовании представлений (1)–(3)

Нестационарность метода обусловлена зависимостью коэффициентов передачи ошибок управления по углу и угловой скорости от значений скорости сближения ракеты с ВО и дальности до него.

На больших расстояниях, когда $\omega_i \rightarrow 0$, коэффициент передачи угловой скорости $q_\phi/k_j D$ также мал. В такой ситуации основным приоритетом управления, определяемого первым слагаемым уравнения (5), становится устранение угловой ошибки $\phi_{iT} - \phi_i$ (см. рисунок 1), что обеспечивает полет по требуемому направлению ϕ_{iT} . По мере подлета к ВО увеличивается как значение ω_i , так и значение коэффициента ее передачи $q_\phi/k_j D$. В итоге, начиная с некоторой дальности, при малых значениях уже устраненной угловой ошибки $\phi_{iT} - \phi_i$ превалирующим становится второе слагаемое уравнения (5), реализующее устранение линейного промаха (1).

В состав системы самонаведения, реализующей закон (5), должны входить устройства формирования оценок дальности D , скорости \dot{D} , требуемого бортового пеленга ϕ_{iT} , текущего пеленга ϕ_i , угловой скорости ω_i и поперечного ускорения цели $j_{цi}$.

Сигнал управления зависит не от абсолютных значений штрафов, а от их соотношения q_ϕ/k_j и $q_\phi/k_j D$, что существенно облегчает их выбор. Правила выбора рациональных соотношений коэффициентов штрафов рассмотрены в [3].

Метод (5), обеспечивая перехват интенсивно маневрирующих по сложным законам целей за счет учета $j_{цi}$, также является всеракурсным и всевысотным. При отсутствии информации о величине $j_{цi}$ он

обеспечивает достаточно эффективный перехват ВО, движущихся без смены направления маневра.

2. Метод самонаведения с перераспределением управляющих функций при использовании нестационарной матрицы штрафов за величину сигнала управления

Задача синтеза управления летательным аппаратом в горизонтальной плоскости формулируется следующим образом.

Для объекта управления (2), (3) необходимо сформировать сигнал управления j_i , оптимальный по минимуму функционала

$$I = M_y \left\{ \begin{bmatrix} \varphi_{iT} - \varphi_i \\ \mathbf{0} - \omega_i \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} q_\varphi & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & q_\omega \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_{iT} - \varphi_i \\ \mathbf{0} - \omega_{iT} \end{bmatrix} + \int_0^t j_i^2 \left(\frac{-k_j}{\hat{D}} \right) dt \right\}. \quad (6)$$

После преобразований получим

$$j_{ik} = K_{\varphi k} (\hat{\varphi}_{iT} - \hat{\varphi}_i) - K_{\omega k} \hat{\omega}_i + \hat{j}_{\text{ци}}; \quad (7)$$

$$K_{\varphi k} = -\frac{q_\varphi}{k_j}; \quad K_{\omega k} = \frac{q_\omega \hat{D}}{k_j \hat{D}}, \quad K_{\omega k} \leq K_{\omega \max}. \quad (8)$$

Алгоритм траекторного управления (8) качественно повторяет закон (5), поэтому для него справедливы выводы, сделанные выше. Отличия состоят в утрате зависимости $K_{\varphi k}$ от скорости сближения, что упрощает выбор значений коэффициентов штрафов q_φ и q_ω , при которых начинается превалирование управления, минимизирующего линейный промах (1). При этом усложняется зависимость коэффициента $K_{\omega k}$ от условий применения, поскольку он учитывает еще и зависимость от скорости сближения.

3. Метод самонаведения, учитывающий несоответствие динамических свойств ВО и перехватчика

В практике перехвата ВО, как правило, имеет место несоответствие динамических свойств ВО и перехватчика, под которыми понимается не только их инерционность, характеризуемая значениями постоянной времени, но и динамика внутренней связи координат состояния. В связи с этим весьма востребованы методы наведения, в которых автоматически учитывалось бы это несоответствие. Необходимо отметить, что задача учета указанного несоответствия может быть решена различными способами.

Рассмотрим один из наиболее простых способов учета несоответствия динамических свойств ВО и перехватчика.

Пусть ракета моделируется системой уравнений

$$\dot{x}_p = \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_p = \omega_p \\ \dot{\omega}_p = -\frac{1}{T_p} \omega_p + \frac{b}{T_p} j_p + \xi_{\text{ц}} \end{bmatrix}, x_p = (\mathbf{0}) = \begin{bmatrix} \varphi_{p0} \\ \omega_{p0} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

а перехватываемый ВО – системой

$$\dot{x}_{\text{ц}} = \begin{bmatrix} \dot{\varphi}_{\text{ц}} = \omega_{\text{ц}} \\ \dot{\omega}_{\text{ц}} = -\frac{2\dot{D}}{D} \omega_{\text{ц}} + \frac{1}{D} (j_{\text{ц}} - j_p) + \xi_{\text{ц}} \end{bmatrix}, x_{\text{ц}} = (\mathbf{0}) = \begin{bmatrix} \varphi_{\text{ц}0} \\ \omega_{\text{ц}0} \end{bmatrix}, \quad (10)$$

где φ_p и $\varphi_{\text{ц}}$ – углы направления полета перехватчика и визирования ВО в траекторной системе координат, связанной с центром массы ракеты; ω_p и $\omega_{\text{ц}}$ – угловые скорости изменения этих углов; b – коэффициент передачи сигнала управления, в качестве которого используется поперечное ускорение j_p ; T_p – постоянная времени выполнения маневра перехватчика; D и \dot{D} – дальность до ВО и скорость ее изменения; $j_{\text{ц}}$ – поперечное ускорение ВО; ξ_p и $\xi_{\text{ц}}$ – центрированные гауссовские возмущения траектории перехватчика и ВО с известными спектральными плотностями. Здесь отношение $D/2\dot{D}$ является аналогом постоянной времени маневра ВО.

Геометрию взаимного расположения перехватчика и ВО иллюстрирует рисунок 2.

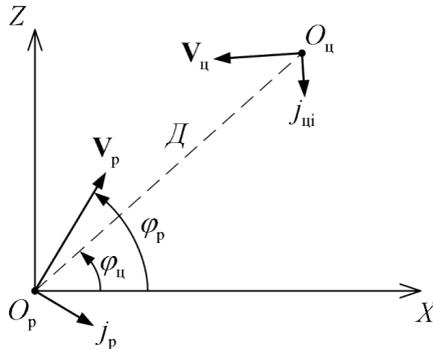


Рисунок 2 – Геометрия взаимного расположения ракеты (O_p) и цели ($O_{\text{ц}}$), соответствующих моделям (9) и (10)

После преобразований получим

$$j_{\text{пр}} = \frac{bq_{21}}{k_j T_p} \Delta \hat{\varphi} + \frac{bq_{22}}{k_j T_p} \Delta \hat{\omega} + \frac{bg_{22}}{k_j T_p} \left(\frac{1}{T_p} - \frac{2\hat{D}}{\hat{D}} \right) \hat{\omega}_{\text{ц}}. \quad (11)$$

Анализ выражения (11) позволяет сделать следующие выводы.

Метод является всеракурсным и всевысотным. Всеракурсность обеспечивается учетом знаков ошибок наведения $\Delta\varphi$, $\Delta\omega$, знака и величины $\omega_{ц}$. Всевысотность достигается использованием в качестве управляющего сигнала поперечного ускорения, а не отклонения рулей, эффективность которых зависит от высоты.

На больших расстояниях, когда значения $\omega_{ц}$ малы, закон управления (11) представляет стационарную разновидность метода последовательных упреждений (пропорционально-дифференциального метода) при условии, что текущее наведение осуществляется без упреждения, непосредственно на ВО. При перехвате ВО, маневрирующих без смены знака производных скорости и углов, это приводит к возрастанию времени наведения и увеличению длины траектории перехвата. Однако при перехвате ВО, движущихся по квазисинусоидальным траекториям (типа «змейки»), это существенно улучшает устойчивость и точность наведения.

При уменьшении дальности, начиная с некоторых ее значений, сказывается влияние третьего слагаемого, учитывающего несоответствие динамических свойств ВО и перехватчика, что позволяет существенно снизить промахи даже при использовании весьма инерционных ракет.

Анализ результатов моделирования рассмотренных методов самонаведения ракет на ВО показал:

- все методы обеспечивают высокую точность наведения;
- все предложенные методы самонаведения потенциально обеспечивают высокоточный перехват летательных аппаратов (вплоть до кинетического поражения). При перехвате неманеврирующих целей, движущихся по прямолинейным траекториям, они реализуют практически те же показатели, что и МПН.

Список использованной литературы

1. Авиационные системы радиопередачи : учеб. для военных и гражданских вузов и научно-исследовательских организаций / под ред. В.И. Меркулова. М. : Изд-во ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2018. 423 с.

2. Авиационные системы радиопередачи. Т. 1. Принципы построения систем радиопередачи. Основы синтеза и анализа / В.И. Меркулов, В.В. Дрогалин, В. Лепин [и др.] ; под ред. А.И. Канащенкова, В.И. Меркулова. М. : Радиотехника, 2003.

3. Авиационные системы радиопередачи. Радиолокационные головки самонаведения ракет «воздух-воздух» и «воздух-поверхность» : учеб. пособие / В.А. Абатуров, И.В. Забелин, М.С. Захаров [и др.] ;

под ред. В.С. Чернова. М. : Изд-во ВУНЦ ВВС «ВВА им. проф. Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина». 2010. 48 с.

Ильчук Анатолий Ростиславович – д-р техн. наук, проф., зам. директора по научной работе, АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина», 141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а, e-mail: arilchuk@istokmw.ru.

Каргашин Юрий Дмитриевич – канд. техн. наук, доцент, нач. отдела, АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина», г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а, e-mail: yudkargashin@istokmw.ru.

Меркулов Владимир Иванович – д-р техн. наук, проф., заслуж. деятель науки РФ, зам. ген. конструктора, АО «Концерн радиостроения «Вега», 121170, г. Москва, Кутузовский проспект, 34, e-mail: mvipost41@gmail.com.

ON NEW METHODS OF MISSILE HOMING ON AIR OBJECTS

Non-stationary missile homing methods are described, which allow changing the control priorities in the homing process, providing adaptation to changing operating conditions. The proposed homing methods potentially provide highly accurate aircraft interception. Furthermore, they can intercept non-maneuvering targets moving along straightforward trajectories and have virtually the same performance as the proportional guidance method.

Keywords: *homing methods, non-stationary methods, aerial object, super maneuverable object, adaptation*

Ilchuk Anatoly Rostislavovich – PhD in Engineering, professor, deputy director for scientific work, NPP «Istok» JSC, 141190, Fryazino, Moscow region, Vokzalnaya st., 2a, e-mail: arilchuk@istokmw.ru.

Kargashin Yury D. – PhD (technical sciences), associate professor, head of department, JSC «NPP "Istok" named after A.I. Shokin», Fryazino, Moscow region, 2a, Vokzalnaya str, e-mail: yudkargashin@istokmw.ru.

Merkulov Vladimir Ivanovich – PhD (technical sciences), professor, honored worker of science of the Russian Federation, deputy general designer, Concern of Radio Engineering Vega JSC, 34 Kutuzovsky Prospect, 121170, Moscow, e-mail: mvipost41@gmail.com.

А.Р. Ильчук, Ю.Д. Каргашин, А.С. Плящечник

**ОСОБЕННОСТИ УГЛОВОГО ОЦЕНИВАНИЯ СО СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕМ
В БОРТОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ
С КОНЦЕНТРИЧЕСКОЙ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ**

Приведены сведения об алгоритмах углового оценивания со сверхразрешением в авиационных бортовых радиолокационных системах с концентрической кольцевой антенной решеткой. Представлены результаты экспериментальной проверки качества функционирования алгоритма углового оценивания с разреженной концентрической кольцевой антенной решеткой.

Ключевые слова: *сверхразрешение, бортовая РЛС, алгоритм углового оценивания, кольцевая антенная решетка*

Введение

Эффективность применения летательных аппаратов во многом определяется качеством функционирования информационных каналов бортовых радиолокационных систем (БРЛС). Важнейшим информационным каналом БРЛС является угломерный канал, обеспечивающий оценивание угловых координат воздушных объектов (ВО). В зависимости от режима функционирования БРЛС в качестве принимаемого сигнала могут использоваться сигналы, отраженные от ВО, либо сигналы, формируемые источниками радиоизлучения, размещенными на ВО.

При практическом применении летательных аппаратов возможны ситуации, когда в БРЛС не представляется возможным осуществить процедуру углового разрешения наблюдаемых радиолокационных объектов. В частности, это имеет место в условиях ведения радиоэлектронной борьбы, когда ВО (воздушные цели) и источники преднамеренных помех одновременно находятся в пределах главного луча диаграммы направленности антенны БРЛС, а ее дальномерный и скоростной каналы подавлены преднамеренными помехами. В результате оценивание угловых координат ВО *классическими* методами становится невозможным. Аналогичная ситуация имеет место при наблюдении групповой цели, когда не удается разделить входящие в ее состав отдельные ВО по угловым координатам, дальности и скорости. В подобных случаях для оценивания угловых координат ВО целесообразно использование методов и соответствующих алгоритмов углового оценивания *со сверхразрешением* [1, 2]. При этом под угловым сверхразрешением понимается способность отдельного

наблюдения объектов при величинах углового разноса между ними, существенно меньших, чем при разрешении по критерию Релея, определяемому шириной диаграммы направленности антенны. Далее для названия объекта углового оценивания используется термин «источник радиоизлучения» (ИРИ), обычно принятый при рассмотрении вопросов, относящихся к угловому оцениванию со сверхразрешением.

Известны различные методы оценивания со сверхразрешением параметров приходящих радиосигналов, обеспечивающие решение задачи пеленгования. Они разработаны с учетом конфигурации антенной решетки (АР), ее геометрических параметров и количества антенных элементов (АЭ), а также априорной информации об источниках излучения и имеющейся информации о сигнально-помеховой обстановке [1].

В общем случае форма плоской АР (с эквидистантным и неэквидистантным размещением АЭ) на практике может быть прямоугольной, круглой и шестиугольной. Концентрические кольцевые АР представляют собой группу кольцевых АР с разными диаметрами и общим центром.

Для указанных конфигураций антенных систем разработаны соответствующие методы и алгоритмы двумерного углового оценивания ИРИ, основанные на существующих методах оценивания со сверхразрешением [3, 4].

В данной работе рассматривается концентрическая кольцевая АР модульной БРЛС, для которой наиболее подходящим является алгоритм углового оценивания, разработанный на основе метода MUSIC и предложенный в [4] для концентрической кольцевой АР со слабонаправленными антенными элементами. Работоспособность алгоритма подтверждена экспериментально для концентрической кольцевой АР, состоящей из двух колец, содержащих по 10 АЭ, с расстоянием между АЭ $0,5\lambda$ для внешнего кольца и $0,25\lambda$ для внутреннего кольца, где λ – длина волны.

Цель работы – экспериментальное исследование особенностей применения и эффективности алгоритма MUSIC применительно к модульной БРЛС с концентрической кольцевой АР.

1. Алгоритм углового оценивания со сверхразрешением MUSIC

Метод углового оценивания MUSIC. Для понимания особенностей построения исследуемого алгоритма углового оценивания со сверхразрешением рассмотрим суть метода MUSIC на простейшем примере [5].

Предположим, что имеются M ИРИ и N -элементная линейная АР, на выходе которой в k -й момент времени наблюдается векторный сигнал

$$\mathbf{x}(k) = \left[\sum_{m=1}^M S_m(k) \quad \sum_{m=1}^M S_m(k) e^{j\omega_m} \quad \dots \quad \sum_{m=1}^M S_m(k) e^{j(N-1)\omega_m} \right]^T + \xi(k), \quad (1)$$

где $\omega_m = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \theta_m$ – пространственная частота; θ_m – угол прихода плоской волны от m -го ИРИ ($m = \overline{1, M}$); λ – длина волны; d – расстояние между соседними элементами АР; $S_m(k)$ – комплексная амплитуда сигнала m -го ИРИ; $\xi(k)$ – гауссов случайный вектор с корреляционной функцией $\langle \xi(k) \xi^H(j) \rangle = \mathbf{D}_{\text{ш}} \delta_{kj}$; δ_{kj} – символ Кронекера.

Введение термина «пространственная частота» объясняется тем, что эта частота представляя собой, по существу, относительный сдвиг фаз в соседних элементах АР, одновременно характеризует скорость изменения фазы принимаемого от m -го ИРИ радиосигнала в линейной эквидистантной АР при дискретном изменении номера АЭ.

Корреляционная матрица \mathbf{R} сигнала \mathbf{x} размером $N \times N$ может быть представлена в виде

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{x} \mathbf{x}^H \rangle = \sum_{n=1}^N \lambda_n \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H = \mathbf{V}_s \mathbf{\Lambda}_s \mathbf{V}_s^H + D_{\text{ш}} \mathbf{I}, \quad (2)$$

где $\mathbf{V} = [\mathbf{V}_1 \quad \mathbf{V}_2 \quad \dots \quad \mathbf{V}_N]$ – матрица размером $N \times N$, состоящая из двух подматриц: сигнальной \mathbf{V}_s и шумовой $\mathbf{V}_{\text{ш}}$; $\mathbf{V}_n = [V_{n1} \quad V_{n2} \quad \dots \quad V_{nN}]$ – ортогональные собственные векторы матрицы \mathbf{R} ; $\mathbf{V}_s = [\mathbf{V}_1 \quad \mathbf{V}_2 \quad \dots \quad \mathbf{V}_M]$ – матрица размерности $N \times M$, составленная из сигнальных собственных векторов матрицы \mathbf{R} , отвечающих M наибольшим собственным значениям (числам) \mathbf{R} ; $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}[\lambda_1 \quad \lambda_2 \quad \dots \quad \lambda_N]$, $\mathbf{\Lambda}_s = \text{diag}[\lambda_{s1} \quad \lambda_{s2} \quad \dots \quad \lambda_{sM}]$; λ_n – собственное значение матрицы \mathbf{R} , причем $\lambda_1 = \lambda_{s1} + D_{\text{ш}} > \lambda_2 = \lambda_{s2} + D_{\text{ш}} > \dots > \lambda_M = \lambda_{sM} + D_{\text{ш}} > \lambda_{M+1} = \dots = \lambda_N = D_{\text{ш}}$; diag – символ, определяющий диагональную матрицу. Индекс s относится к сигнальному подпространству; $\mathbf{V}_{\text{ш}} = [\mathbf{V}_{M+1} \quad \mathbf{V}_{M+2} \quad \dots \quad \mathbf{V}_N]$ – матрица собственных векторов шумового подпространства.

Метод MUSIC основан на анализе спектра [5]

$$S(e^{j\omega}) = \frac{1}{D(e^{j\omega})}, \quad (3)$$

где $D(e^{j\omega})$ – нуль-спектр, который определяется выражением

$$D(e^{j\omega}) = \mathbf{a}_0^H(\omega) \left[\sum_{n=M+1}^N \mathbf{V}_n \mathbf{V}_n^H \right] \mathbf{a}_0(\omega),$$

где $\mathbf{a}_0(\omega)$ – опорный (управляющий) вектор волнового фронта;

$$\mathbf{a}_0^H(\omega) = \frac{1}{\sqrt{N}} \left[1 \ e^{j\omega} \ e^{j2\omega} \ \dots \ e^{j(N-1)\omega} \right]^T.$$

Для вычисления спектра (3) необходимо изменять значения $\omega = \frac{2\pi d}{\lambda} \sin \Theta$, предварительно определив собственные векторы шумового подпространства. Вычисления проводятся во всем возможном диапазоне углов визирования в отдельных достаточно близко расположенных направлениях. Оценка угловых координат и числа ИРИ выполняется в результате последовательного анализа спектра, в процессе которого отыскиваются положения максимумов. По положению максимумов оцениваются угловые координаты ИРИ, а по их числу – количество ИРИ.

В методе MUSIC используется условие, что сигнальное и шумовое подпространства ортогональны, следовательно,

$$\mathbf{a}_0^H(\omega_i) \mathbf{V}_n = 0, \quad n = M+1, M+2, \dots, N,$$

где ω_i – сигнальная пространственная частота, соответствующая сигналу i -го ИРИ.

Теоретически при $D(e^{j\omega_i}) = 0$ спектр $S(e^{j\omega})$ на сигнальной частоте ω_i должен иметь бесконечное значение. На практике из-за ошибок оценивания функция (3) имеет конечные значения, но очень острые пики на сигнальных частотах у нее сохраняются.

Далее рассмотрим алгоритм углового оценивания, обобщающий алгоритм MUSIC на случай пространственной концентрической кольцевой АР и позволяющий получать асимптотически не смещенные оценки пространственных координат ИРИ.

Алгоритм двумерного углового оценивания со сверхразрешением MUSIC. В [4] для оценивания углового положения ИРИ с помощью концентрических кольцевых антенных решеток (КАР) предлагается использовать метод MUSIC. Пространственный спектр согласно этому методу определяется алгоритмом

$$P_{\text{MUSIC}}(\theta, \varphi) = \frac{\mathbf{a}(\theta, \varphi)^H \mathbf{a}(\theta, \varphi)}{\mathbf{a}(\theta, \varphi)^H \mathbf{V}_{\text{ш}} \mathbf{V}_{\text{ш}}^H \mathbf{a}(\theta, \varphi)}, \quad (4)$$

где $\mathbf{a}(\theta, \varphi)$ – управляющий вектор; $\mathbf{V}_{\text{ш}}$ – матрица собственных векторов шумового подпространства; θ, φ – угол места и азимут.

Так как в данном случае антенная система представляет собой комбинацию отдельных кольцевых антенных решеток (рисунок 1), то управляющий вектор для оценивания с концентрической КАР состоит из совокупности управляющих векторов, соответствующих каждой из КАР.

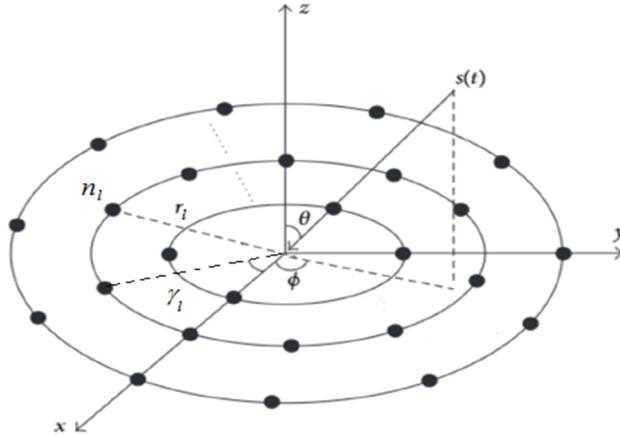


Рисунок 1 – Геометрия концентрической кольцевой антенной решетки

Полагаем, что в состав концентрической КАР входит L КАР, каждая из которых по форме представляет собой окружность с определенным радиусом r_l , где индекс $l = 1, 2, \dots, L$ обозначает номер КАР (на рисунке 1 для простоты показаны три КАР). Центры окружностей располагаются в начале выбранной системы координат. В состав l -й КАР входит N_l слабонаправленных равномерно расположенных на окружности АЭ, угол между соседними АЭ $\gamma_l = 2\pi/N_l$. Угловое положение n_l -го АЭ l -го кольца относительно линии отсчета азимута составляет $2\pi n_l/N_l$.

С учетом принятых обозначений управляющий вектор концентрической КАР может быть представлен в виде совокупности управляющих векторов отдельных КАР:

$$\mathbf{a}(\theta, \varphi) = [\mathbf{a}_1(\theta, \varphi), \mathbf{a}_2(\theta, \varphi), \dots, \mathbf{a}_{N_L}(\theta, \varphi)]^T.$$

Управляющий вектор l -й КАР

$$\mathbf{a}_l(\theta, \varphi) = \left[e^{j2\pi \hat{r}_l \sin \theta \cos \varphi}, e^{j2\pi \hat{r}_l \sin \theta \cos(\varphi - 2\pi/N_l)}, \dots, e^{j2\pi \hat{r}_l \sin \theta \cos(\varphi - 2\pi(N_l-1)/N_l)} \right]^T,$$

где $\hat{r}_l = \frac{r_l}{\lambda}$ – нормированный размер радиуса r_l относительно длины волны λ .

Общее число АЭ в концентрической КАР $N = N_1 + N_2 + \dots + N_L$.

При увеличении количества АЭ в концентрической КАР обеспечивается более высокое отношение сигнал/шум за счет параллельной обработки сигналов, полученных от АЭ.

Из выражения (4) следует, что оценка угловых координат и числа ИРИ в двумерном случае выполняется в результате последовательного анализа, как и при одномерном методе MUSIC. Для оценивания числа ИРИ могут применяться способы, описанные в [6].

При реализации рассмотренного двумерного алгоритма направления на ИРИ оцениваются по максимумам выходной функции (4), отображающей пространственный спектр, называемый также пеленгационным рельефом. Под пеленгационным рельефом понимается зависимость уровня сигнала на выходе устройства углового оценивания от направления фазирования, задаваемого управляющим вектором [3].

При угловом оценивании методом MUSIC с использованием концентрической КАР на пространственном спектре (пеленгационном рельефе) может появляться несколько ложных пиков совместно с пиками, соответствующими фактическим координатам ИРИ, что является недостатком этого метода.

2. Экспериментальное исследование алгоритма двумерного углового оценивания MUSIC

Для математического моделирования антенная решётка поделена на подрешётки. На выходе используются суммарные сигналы от подрешёток вместо сигналов от отдельных элементов. Решётка состоит из 12 подрешёток. Если нарисовать центры подрешёток и считать каждую подрешётку одним составным элементом, то приближённо решётку можно считать кольцевой (рисунок 3). Отношение радиуса первого кольца к длине волны составляет 2,7, а у второго кольца – 4,6, так что решётка получается разреженной. Анализ показал, что ширина диаграммы направленности антенной решётки равна 5° .

Объединение элементов в подрешётки позволяет снизить нагрузку – требуется меньше информационных каналов. Но, как будет видно дальше, из-за структуры подрешёток появляются ложные решения, которые ограничивают рабочую область углов. Также разреженная структура вносит ложные решения и в особенном случае допускает ложное решение прямо в направлении луча антенны.

Другая особенность в том, что задача сверхразрешения рассматривается при ненулевых линейных управляющих фазовых сдвигах, когда луч отклонён от вертикали. Обычно рассматривается диаграмма направленности по умолчанию, когда луч направлен вперёд.

В эксперименте рассматриваемый функционал немного отличается от стандартного MUSIC. Вместо максимизации выражения (4)

минимизируется его знаменатель, который представляет собой величину проекции вектора $\mathbf{a}(\theta, \varphi)$ на шумовое пространство:

$$F(\theta, \varphi) = \mathbf{a}(\theta, \varphi)^H \mathbf{V}_{\text{ш}} \mathbf{V}_{\text{ш}}^H \mathbf{a}(\theta, \varphi).$$

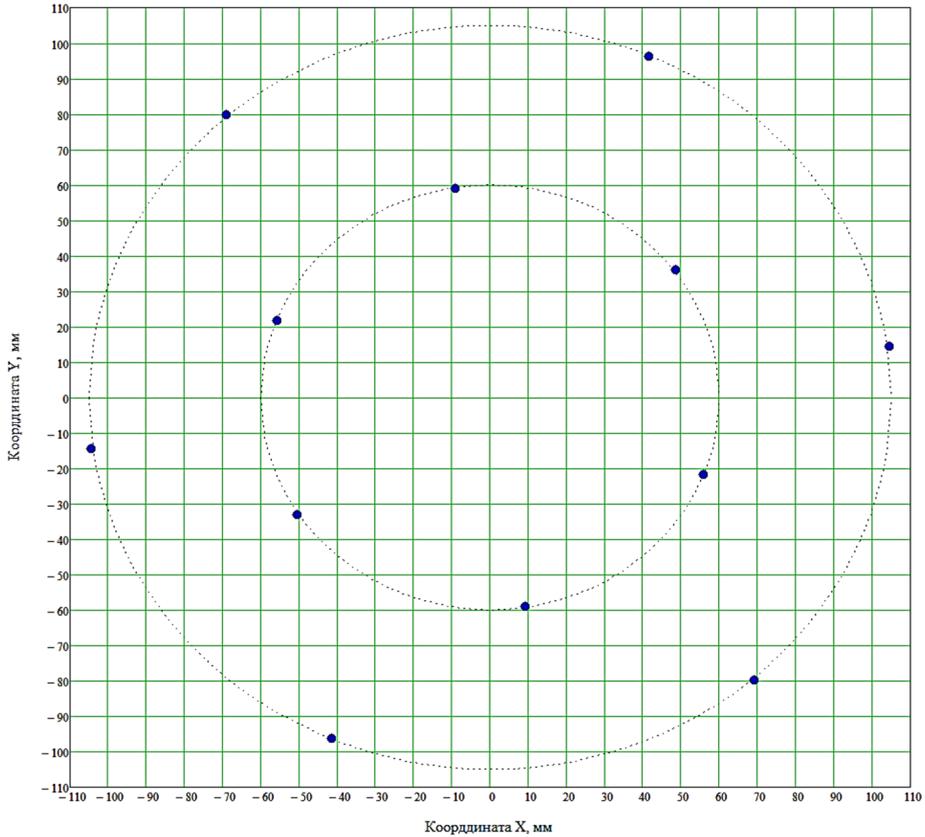


Рисунок 2 – Положение центров подрешёток

На входе алгоритма должна задаваться корреляционная матрица размером 12×12 , которая получается по результатам измерения и обработки сигналов от подрешёток. При моделировании используется идеальная теоретически расчетная корреляционная матрица, что позволяет установить потенциальную точность полученных оценок.

Выполним анализ пеленгационного рельефа, задаваемого функцией F . Вместо $F(\theta, \varphi)$ будем строить эквивалентную функцию $F(x, y)$, где (x, y) – проекция единичного вектора, задаваемого углами θ, φ на плоскость антенной решётки.

Анализ алгоритма проведен на примере двух источников.

На рисунке 3 представлены результаты оценивания угловых координат двух ИРИ для случая, когда расстояние между ними равно 7 градусов. На этом рисунке показана сфера вокруг антенной решётки. Луч отклонён на 14 градусов от вертикали. Для иллюстрации нарисована диаграмма направленности. Настоящие положения целей отмечены звёздочками, а найденные с помощью алгоритма MUSIC – кружками (на рисунке они совпадают). Окружность обозначает анализируемую в алгоритме область – отклонения до 10 градусов от направления луча. Пеленгационный рельеф, задаваемый функцией F , показан на рисунке 4. На рисунке явно видны два минимума, отмеченные точками, и указаны величины, которые принимает функционал в точках минимума. Отличие найденных положений источников от истинных меньше 0,00001 градуса.

Если рассмотреть область 30 градусов вокруг направления луча, то получим ложные минимумы (рисунок 5). На рисунке указаны значения в точках минимума. Они расположены на вершинах шестиугольника и возникают из-за структуры подрешёток, состоящих из 4×4 элементов. Эти минимумы соответствуют набегу фазы $\pi / 2$ по базисному вектору подрешётки. Сигнал от подрешётки содержит множитель $1 + x + x^2 + x^3$. При $x = e^{i\pi/2}$ этот множитель обращается в ноль.

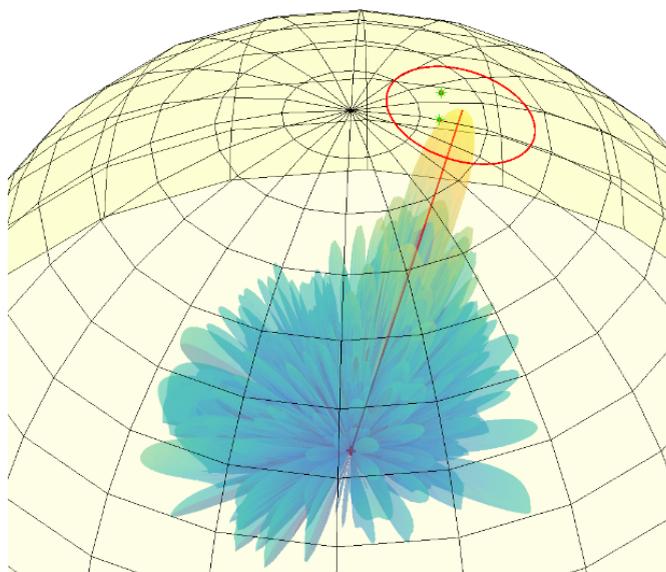


Рисунок 3 – Графическое представление результатов оценивания углового положения двух источников на основе метода MUSIC

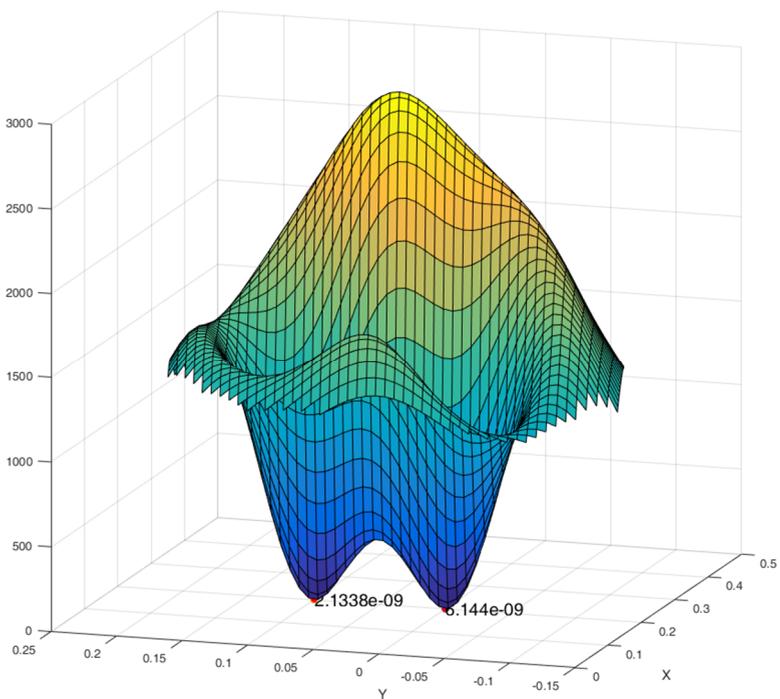


Рисунок 4 – Пеленгационный рельеф двух источников в области размера 10°

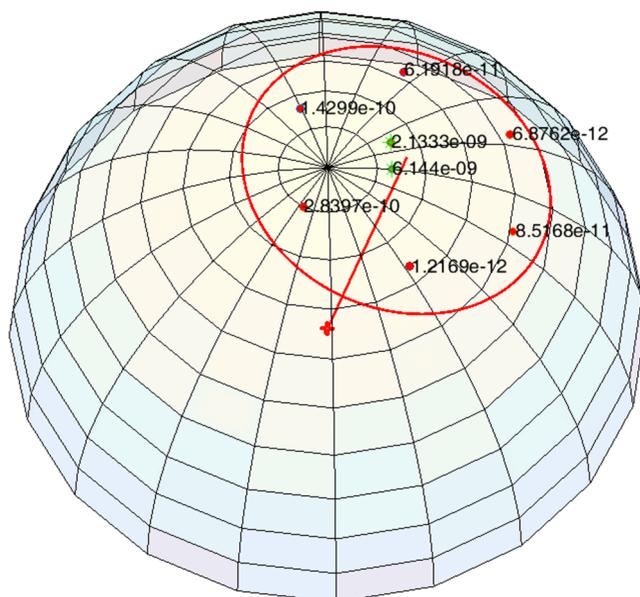


Рисунок 5 – Ложные минимумы в области размера 30°

В области сектора 15 градусов ложных минимумов нет, но пеленгационный рельеф имеет вид, показанный на рисунке 6. На краю области функционал начинает принимать маленькие значения. Это нежелательно для различения истинного минимума от ложного. Таким образом, по результатам эксперимента рекомендуемый размер области для поиска целей – отклонение в пределах 10 градусов от главного луча.

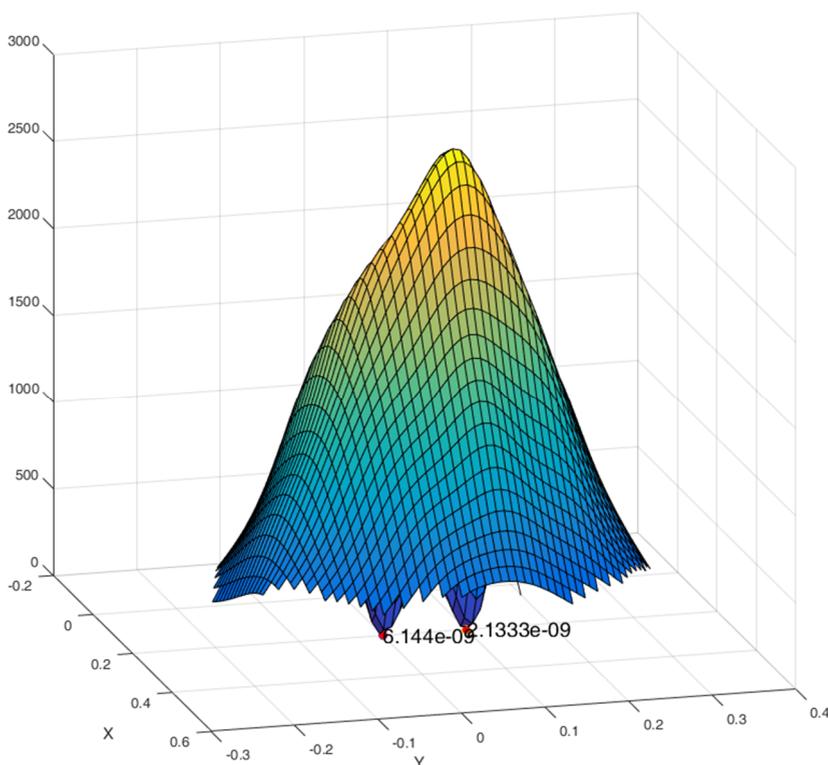


Рисунок 6 – Пеленгационный рельеф двух источников в области размера 15°

Разрешающая способность как минимальный угол между двумя целями, при котором принимается решение об их наличии, определяется по результатам анализа пеленгационного рельефа, формируемого в процессе сближения целей между собой при различных соотношениях сигнал/шум (с/ш). Рассмотрим задачу разрешения четырёх источников, два из которых расположены на расстоянии $0,1^\circ$ друг от друга. Анализ пеленгационного рельефа, построенного для отношения $с/ш = 10$, показал, что цели различаются между собой, но при дальнейшем сближении перестают различаться.

Следует подчеркнуть, что с возрастанием отношения c/λ разрешение по угловым координатам улучшается до $0,02^\circ$ при $c/\lambda = 100$.

При этом обеспечивается высокая точность измерения угловых координат, определяемая ошибкой порядка $0,001^\circ$.

Заключение

В перспективных БРЛС могут использоваться разные варианты конфигураций АР: плоская с эквидистантным и неэквидистантным размещением подрешеток (модулей) и концентрическая кольцевая. Специфика АР с подрешетками заключается в том, что подрешетки обеспечивают наблюдение за ИРИ в определенном угловом секторе, размеры которого ограничиваются диаграммой направленности подрешетки, более узкой, чем у слабонаправленных антенных элементов. Кроме того, расстояние между антенными подрешетками может значительно превосходить расстояние между антенными элементами в обычной АР и при этом существенно превышать размер длины волны. В рамках алгоритмического обеспечения процедуры углового оценивания антенную систему, состоящую из подрешеток, можно рассматривать как разреженную антенную решетку с направленными антенными элементами.

Для разреженной концентрической кольцевой АР наиболее подходящим является алгоритм углового оценивания на основе метода MUSIC, разработанный для концентрической кольцевой АР со слабонаправленными антенными элементами.

Процедура углового оценивания состоит из трех этапов. На первом этапе по входным данным вычисляется корреляционная матрица сигналов. На втором этапе определяются сигнальная и шумовая матрицы. На третьем этапе строится пеленгационный рельеф, на нем отыскиваются положения максимумов, по положению которых оцениваются угловые координаты ИРИ, а по их числу – количество ИРИ.

Недостатком данного варианта является то, что при угловом оценивании методом MUSIC с использованием концентрической АР на пространственном спектре (пеленгационном рельефе) появляется несколько ложных пиков совместно с пиками, соответствующими фактическим координатам ИРИ.

Результаты экспериментальных исследований по оценке работоспособности и эффективности функционирования алгоритмов двумерного углового оценивания на основе метода MUSIC показали, что при ширине суммарной диаграммы направленности АР, равной 5° , величина углового разрешения составляет $0,1^\circ$ при отношении сигнал-шум, равном 10. Это позволяет сделать вывод о существенном улучшении углового разрешения при использовании алгоритма оценивания MUSIC. Установлено, что при угловом положении ИРИ, превышающем 15° , появляются ложные пеленги, свидетельствующие

о наличии зоны неоднозначности оценивания угловых координат ИРИ.

Список использованной литературы

1. Угловое сверхразрешение в бортовых радиолокационных системах воздушного базирования / А.Р. Ильчук, Ю.Д. Каргашин, В.И. Меркулов [и др.] // Журнал радиоэлектроники. М. : Институт радиотехники и радиоэлектроники РАН. 2021. № 12. 40 с. URL: <https://driorg/10.30898/1684-1719.12.3>.

2. Вербя В.С., Меркулов В.И., Чернов В.С. Методы и алгоритмы углового оценивания со сверхразрешением для авиационных бортовых радиолокационных систем // Успехи современной радиоэлектроники. 2021. № 11. С. 27–42.

3. Габриэльян Д.Д., Лысенко А.В. Особенности формирования пеленгационного рельефа плоской антенной решеткой при использовании методов сверхразрешения // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. Т. 67, № 8. С. 88–93.

4. Sendar O.A. High-Resolution-of-Arrival Estimation via Concentric Circular Arrays // ISRN Signal Processing. 2013 Vol. 3. Article ID 859590. 8 p.

5. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А.И. Канащенкова, В.И. Меркулова. М. : Радиотехника, 2003. 416 с.

6. Коробков М.А., Петров А.С. Методы и алгоритмы пеленга источников радиоизлучения // Электромагнитные волны и электронные системы. 2015. Т. 20, № 4. С. 3–32.

Ильчук Анатолий Ростиславович – д-р техн. наук, проф., зам. директора по научной работе, АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина», 141190, г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а, e-mail: arilchuk@istokmw.ru.

Каргашин Юрий Дмитриевич – канд. техн. наук, доцент, нач. отдела, АО «НПП «Исток» им. А.И. Шокина», г. Фрязино, Московская обл., ул. Вокзальная, 2а, e-mail: yudkargashin@istokmw.ru.

Пляшечник Андрей Сергеевич – канд. физ.-мат. наук, вед. науч. сотрудник, АО «Концерн радиостроения «Вега» 121170, г. Москва, Кутузовский проспект, 34, e-mail: a_plyashechnik@mail.ru.

FEATURES OF ANGULAR ESTIMATION WITH SUPER-RESOLUTION IN AN AIRBORNE RADAR SYSTEM WITH A CONCENTRIC RING ANTENNA ARRAY

Information about algorithms of angle estimation with super resolution in aviation radar systems with concentric ring antenna array is given. The results of experimental testing of the quality of functioning of the angular estimation algorithm with a sparse concentric ring antenna array are presented.

Keywords: *super-resolution, airborne radar, angular estimation algorithm, ring antenna array*

Ilchuk Anatoly Rostislavovich – PhD in Engineering, professor, deputy director for scientific work, NPP «Istok» JSC, 141190, Fryazino, Moscow region, Vokzalnaya st., 2a, e-mail: arilchuk@istokmw.ru.

Kargashin Yury D. – PhD (technical sciences), associate professor, head of department, JSC «NPP «Istok» named after A.I. Shokin», Fryazino, Moscow region, 2a, Vokzalnaya str, e-mail: yudkargashin@istokmw.ru.

Andrey Plyashechnik – PhD, leading researcher, «Concern of Radio Engineering «Vega» JSC 121170, Moscow, Kutuzovskiy prospect, 34, e-mail: a_plyashechnik@mail.ru.

УДК 004.771

А.С. Аникин

ПОДХОДЫ К ОТБРАКОВКЕ ПЕЛЕНГОВ С АНОМАЛЬНО БОЛЬШИМИ ПОГРЕШНОСТЯМИ ПО ОГИБАЮЩЕЙ И РАЗНОСТИ ФАЗ РАДИОИМПУЛЬСОВ ОТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА НАЗЕМНОЙ ТРАССЕ

На основе анализа экспериментальных данных выявлены подходы к отбраковке пеленгов с аномально большими погрешностями по огибающей радиоимпульсов. Предложено выявлять пеленги с аномально большими погрешностями на основе оценок в пределах радиоимпульса среднеквадратического отклонения разности фаз, отношения среднего значения огибающей и среднеквадратического отклонения огибающей или коэффициента корреляции огибающей в разнесённых антеннах.

Ключевые слова: *пеленг, источник радиоизлучения, наземная радиотрасса, аномально большая погрешность, огибающая, отбраковка*

Введение

Современные средства радиомониторинга источников радиоизлучения функционируют в условиях приземного распространения радиоволн [1, 2]. Пеленгование радиосредств со слабонаправленными антеннами при достаточном отношении сигнал/шум сопровождается погрешностями, которые традиционно относят к нормальным. Для сканирующих источников радиоизлучения при том же отношении сигнал/шум возможно появление измерений пеленгов с аномально большими погрешностями. Вследствие импульсного и нерегулярного характера излучения сканирующих источников потребность в надёжных и точных результатах пеленгования проявляется достаточно остро. Подобные проблемы до сих пор не решены при оценке местоположения источников в горной местности по сигналам спутниковых навигационных систем.

Особенностью работы является анализ внутриимпульсных флуктуаций радиосигналов от приземных сканирующих источников радиоизлучения применительно к обзорному радиопеленгатору системы радиомониторинга. В настоящее время большинство методов отбраковки измерений пеленгов с аномально большими погрешностями основано на измерениях параметров радиоимпульсов.

Различными авторами получены некоторые частные результаты анализа искажений разности фаз между радиосигналами, но они не являются исчерпывающими [3–9]. Исследования внутриимпульсной структуры сигналов применительно к задаче их классификации представлены в работах В.П. Денисова, Н.А. Колядина, К.Е. Мухомора, М.П. Скородумова, Е.Н. Грицаенко, А.Е. Башаринова, В.В. Акиндинова, Guanjun Xu, Zhaohui Song, Adria Rovira Garcia, Jose miguel Juan, Jaume Sanz и др. В этих исследованиях рассматривались среднее значение и дисперсия разности фаз в течение длительности радиосигналов при приёме сигналов от сканирующего источника радиоизлучения. Однако данных статистик недостаточно для комплексной отбраковки измерений с аномально большими погрешностями. Более того, применение дисперсии или среднего значения разности фаз в качестве критериев отбраковки затруднительно, так как не обнаружена явная взаимосвязь с появлением измерений с аномально большими погрешностями [10–13].

В современных многоканальных пассивных устройствах радиомониторинга широко используется обработка оцифрованных сигналов, поэтому в дальнейшем блок селекции пеленгов с аномально большими погрешностями рассматривается применительно к цифровой обработке сигналов.

Кроме того, подразумевается двухбазовый моноимпульсный фазовый радиопеленгатор с блоком селекции ненадёжных пеленгов, а также обсуждаются различные физические явления в обоснование

признаков для разработки методов моноимпульсной отбраковки измерений пеленгов с аномально большими погрешностями.

Цель работы – представить подходы к отбраковке пеленгов с аномально большими погрешностями по оценкам огибающей радиоимпульсов, принятых от источников радиоизлучения на наземной трассе.

Результаты обработки экспериментальных данных

Экспериментальные данные в виде оцифрованных реализаций импульсных сигналов с выходов пространственно разнесённых антенн получены на среднeperесечённых приземных радиотрассах Томской области различного типа: открытых, полузакрытых и закрытых. Для анализа выбрано 8 характерных радиотрасс протяжённостью 6, 7, 16, 19 км. Элементы рельефа местности представлены отдельными лесными массивами, склонами, кустарниками. При проведении экспериментов передающий пункт в режиме кругового сканирования излучал импульсные радиосигналы в сантиметровом диапазоне на вертикальной поляризации.

Обработка экспериментальных данных заключалась в оценке параметра когерентности огибающей вершины принятых сигналов и коэффициента корреляции между огибающими вершин принятых сигналов по оцифрованным квадратурным составляющим за оборот сканирующего источника радиоизлучения. В процессе оценки указанных параметров учитывались условия функционирования системы радиомониторинга. Для контроля уровня сигнала определялось отношение сигнал/шум для каждого радиоимпульса и сравнивалось с порогом 20 дБ.

Оценки параметра когерентности и коэффициента корреляции за оборот антенны источника радиоизлучения анализировались совместно с амплитудными и разностно-фазовыми измерениями для каждого броска разности фаз на малой и большой базе. В ходе анализа выявлялись характерные значения параметра когерентности и коэффициента корреляции при наблюдении бросков разности фаз.

Был введён параметр для вершины одиночного радиоимпульса ξ_i^* , равный отношению амплитуды регулярной составляющей радиоимпульса к среднеквадратическому отклонению случайной составляющей огибающей радиоимпульса:

$$\xi_i^* = \frac{\bar{A}_i^*}{\sigma_{A_i}^*}, \quad (1)$$

где \bar{A}_i^* – оценка амплитуды радиоимпульса как среднее значение огибающей U_j вершины радиоимпульса; $\sigma_{A_i}^*$ – среднеквадратическое

отклонение мгновенных значений огибающей вершины радиоимпульса от среднего значения \bar{A}_i^* .

Для огибающей вершины одиночного радиоимпульса оценки статистических характеристик определялись по формулам как для эргодического процесса [14]:

$$\bar{A}_i^* = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N U_k^i; \quad (2)$$

$$\sigma_{A_i}^* = \sqrt{\frac{1}{N-1} \sum_{k=1}^N (U_k^i - \bar{A}_i^*)^2}, \quad (3)$$

где i – номер приёмной антенны пеленгатора; k – номер отсчёта огибающей в пределах вершины радиоимпульса; N – количество отсчётов огибающей вершины радиоимпульса.

Коэффициент корреляции огибающих за длительность вершины принятых радиоимпульсов пространственно разнесённых антенн с номерами i и j оценивался как [14]

$$r_{ij}^* = \frac{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (U_k^i - \bar{A}_i^*) (U_k^j - \bar{A}_j^*)}{\sigma_{A_i}^* \sigma_{A_j}^*}. \quad (4)$$

Пример экспериментальных оценок амплитуд принятых сигналов, разности фаз между ними, параметра когерентности и коэффициента корреляции огибающих вершин радиоимпульсов представлен на рисунке 1 для трассы протяжённостью 19 км.

На основе результатов исследований внутриимпульсных флуктуаций огибающей и разности фаз принятых сигналов радиопеленгатора сформулированы следующие критерии отбраковки пеленгов с аномально большими погрешностями:

- превышение среднеквадратическим отклонением разности фаз за длительность вершины импульса установленного порога;
- параметр ξ_i^* за длительность вершины импульса ниже установленного порога;
- коэффициент корреляции огибающей за длительность вершины радиоимпульса ниже установленного порога.

Отбраковка пеленгов по превышению порога среднеквадратического отклонения разности фаз за длительность вершины импульса возможна при наличии значительных искажений фазовой структуры радиоимпульса в разнесённых антеннах радиопеленгатора.

Отбраковка пеленгов по малым значениям параметра ξ_i^* и коэффициента корреляции огибающей за длительность вершины радиоимпульса возможна при наличии значительных искажений

огибающей радиоимпульса для каждой разнесённой антенны радиопеленгатора.

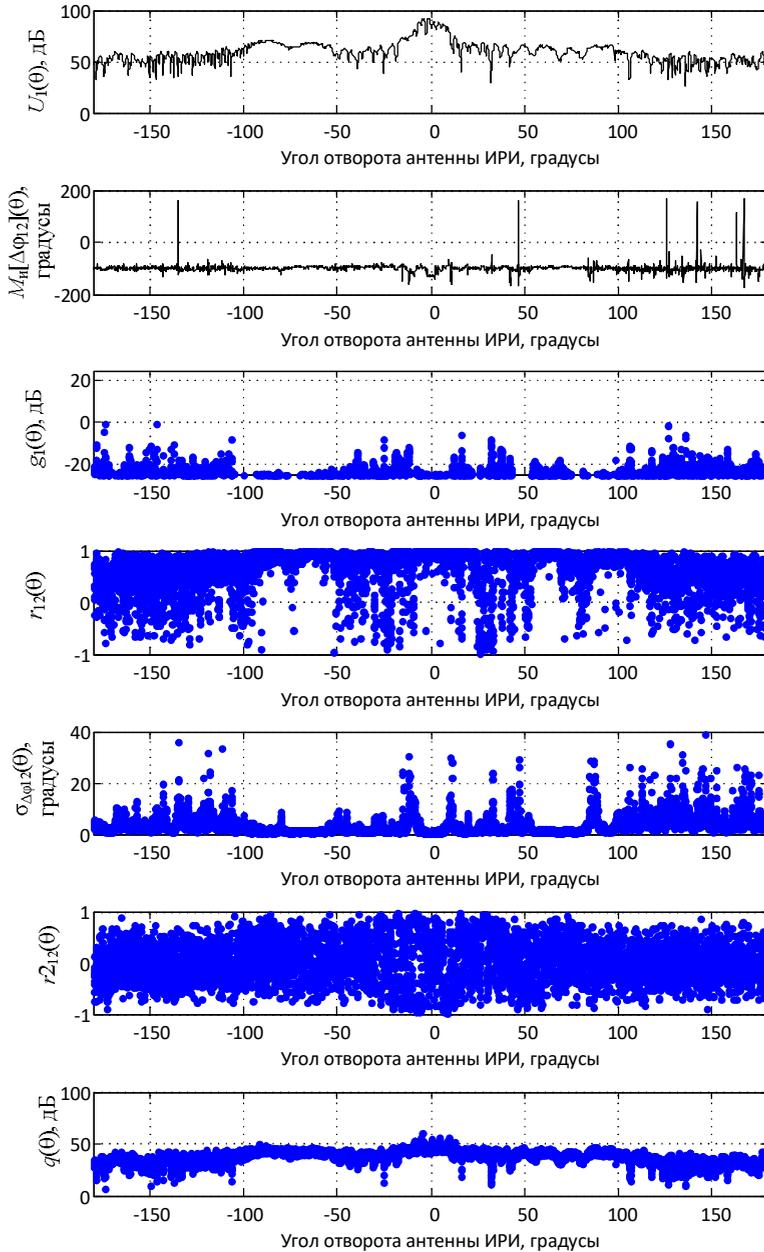


Рисунок 1 – Нормированные «кажущиеся» диаграммы направленности антенны источника радиоизлучения, разность фаз между сигналами на приёмных антеннах и пеленг на источник радиоизлучения в зависимости от угла отворота его антенны, протяжённость 19 км, Смокотино 0, S0025

Однако ни один из критериев не обеспечивает достоверную отбраковку пеленгов с аномально большими погрешностями. Поэтому необходимы дополнительные исследования совместного применения указанных критериев.

Заключение

В результате обработки экспериментальных данных выявлены подходы к отбраковке пеленгов с аномально большими погрешностями на основе анализа огибающей радиоимпульса. Отбраковка пеленгов с аномально большими погрешностями возможна путём сравнения с порогом оценок за длительность радиоимпульса:

- среднеквадратического отклонения разности фаз;
- отношения среднего значения огибающей и среднеквадратического отклонения огибающей;
- коэффициента корреляции огибающей в разнесённых антеннах.

Список использованной литературы

1. Радиомониторинг – задачи, методы, средства / под ред. А.М. Рембовского. 4-е изд., перераб. и доп. М. : Горячая линия – Телеком, 2015. 640 с.
2. Киселев Д.Н., Перфилов О.Ю. Радиомониторинг и распознавание радиоизлучений : учеб. пособие для вузов. М. : Горячая линия – Телеком, 2015. 90 с.
3. Денисов В.П., Коялдин Н.А. Исследование антенной системы фазового пеленгатора на наземных трассах // Доклады ТУСУР. 2009. № 1 (19). Ч. 1.
4. Алгоритм отбраковки аномально больших ошибок пеленгования фазовым пеленгатором / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин, М.В. Крутиков [и др.] // Доклады ТУСУР. 2012. № 2 (26). С. 36–42.
5. Анализ зависимости разности фаз на антеннах фазового радиопеленгатора от ориентации направленной антенны источника радиоизлучения в условиях пересечённой местности / А.С. Аникин, В.П. Денисов, Н.А. Колядин [и др.] // Доклады ТУСУР. 2013. № 2(28). С. 5–13.
6. Liu X., Wei Z., Liu Z. Continuous and Stable Cross-Eye Jamming via a Circular Retrodirective Array // Guan Journal of Electronics. 2018. № 8(7). P. 1–16.
7. Lim J.S., Chae G.S. Range Error of Monopulse Radar according to the Engagement Angle of Cross-Eye Jammer // Journal of Convergence for Information Technology. 2020. Т. 10, № 5. С. 30–35.
8. Lim J.S., Chae G.S. Distance error of monopulse radar in cross-eye jamming using terrain bounce Jammer // Journal of Convergence for Information Technology. 2022. Т. 12, № 4. С. 9–13.

9. Колядин Н.А., Грицаенко Е.Н., Крутиков М.В. Внутримпульсные характеристики разности фаз сантиметровых радиосигналов, принятых на наземных трассах // Современные проблемы создания и эксплуатации радиотехнических систем. Ульяновск. 2007. С. 151–153.

10. Шарыгин Г.С. Статистическая структура поля УКВ за горизонтом. М. : Радио и связь, 1983. 140 с.

11. Экспериментальное исследование структуры электромагнитного поля при распространении радиоволн сантиметрового диапазона над земной поверхностью / Г.С. Шарыгин, Ю.М. Полищук, Н.М. Лесков [и др.]. Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та, 1970. 128 с.

12. Денисов В.П., Дубинин Д.В. Фазовые радиопеленгаторы: моногр. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2002. 521 с.

13. Измерительный комплекс для исследования пространственно-временных искажений радиосигналов трехсантиметрового диапазона на наземных трассах / М.Е. Ровкин, М.В. Крутиков, А.А. Мещеряков [и др.] // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2006. № 6. С. 7–11.

14. Гмурман В.Е., Гмурман В.В., Колосова Т.В. Теория вероятностей и математическая статистика. М. : ЮРАЙТ, 2011. С. 479–479.

Аникин Алексей Сергеевич – канд. техн. наук, старший научный сотрудник НИИ РТС, доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: anikinAS@main.tusur.ru.

**APPROACHES TO THE REJECTION OF BEARING
WITH ABNORMALLY LARGE ERRORS IN THE ENVELOPE
AND PHASE DIFFERENCE OF RADIO PULSES
FROM RADIO EMISSION SOURCES ON THE GROUND TRACK**

Based on the analysis of experimental data, the approaches to the rejection of bearings with anomalously large errors in the envelope of radio pulses were identified. It is proposed to identify bearings with anomalously large errors on the basis of estimates within a radio pulse of the standard deviation of the phase difference, the ratio of the average value of the envelope and the standard deviation of the envelope or the correlation coefficient of the envelope in the separated antennas.

Keywords: *bearing, radio emission source, ground radio track, abnormally large error, envelope, rejection*

Anikin Alexey Sergeevich – Scientific Leader, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher of RTS Research Institute, Associate Professor,

УДК 004.771

Д.О. Ноздреватых, А.С. Аникин, В.А. Громов

**РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА
ДЛЯ РАДИОВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ**

Представлены результаты расчета параметров зондирующего сигнала с линейной частотной модуляцией для проектирования передающего и приёмного тракта радиовысотомера, измеряющего высоту в диапазоне от 1 до 70 м.

***Ключевые слова:** беспилотный летательный аппарат; радиовысотомер; зондирующий сигнал*

Малогобаритная система навигации беспилотного летательного аппарата (МГСН БПЛА) предназначена для высокоточного определения местоположения БПЛА в пространстве относительно поверхности Земли (долгота, широта, абсолютная высота, истинная высота) и относительно растительности (высота над верхней кромкой растительности). Малогобаритные БПЛА должны отличать высокая мобильность всех систем, многофункциональность, относительная дешевизна конструкции и малая уязвимость, связанная со сложностью обнаружения объектов такого класса. Поэтому к их бортовому оборудованию предъявляют жесткие требования по массогабаритным характеристикам и необходимому набору функций, обеспечивающих выполнение задач целевой нагрузки [1].

Вследствие этого ключевым вопросом при разработке БПЛА является построение пилотажно-навигационной системой траекторий полета, оптимальных по заданным критериям, а также своевременное и адекватное внешним факторам автономное изменение этих траекторий на базе минимально сложной информационной системы [2]. Для построения траекторий необходима информация от навигационной аппаратуры и радиовысотомера. Известные бортовые средства измерения малой высоты для БПЛА в качестве зондирующего сигнала используют линейную частотную модуляцию. Параметры зондирующего сигнала радиовысотомера определяет энергетический потенциал, ожидаемый диапазон изменения частоты биения, а также погрешность измерения высоты.

Далее представим результаты расчёта параметров сигнала с линейной частотной модуляцией для проектирования передающего и приёмного трактов радиовысотомера БПЛА для высоты полёта от 1 до 70 м.

Основными параметрами радиосигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) являются:

- центральная частота f_0 ;
- девиация частоты Δf ;
- длительность сигнала T_s ;
- период повторения T_n ;
- средняя мощность излучения $P_{\text{и}}$.

Будем считать, что высота оценивается путём обработки сигналов на основе быстрого преобразования Фурье. При расчёте параметров зондирующего радиосигнала воспользуемся выражениями из [3].

Исходные данные для расчёта:

- вероятность ложной тревоги $F = 10^{-6}$;
- запас на превышение порогового значения $dU = 3$ дБ;
- приведённый ко входу приёмника коэффициент шума $k_n = 8$ дБ;
- температура окружающей среды $T = 300$ К;
- коэффициент усиления антенны радиовысотомера $G = 8$ дБ.

Центральная частота зондирующего ЛЧМ-радиосигнала составляет 4,3 ГГц. В этом случае обеспечивается эффективное использование частотного ресурса в диапазоне 4200–4400 МГц согласно требованиям ГКРЧ.

Девиация частоты ЛЧМ-радиосигнала составляет 200 МГц и выбрана максимальной для разрешённого диапазона 4200–4400 МГц с целью снижения методической ошибки измерения высоты.

Период модуляции T_m и среднюю мощность излучения $P_{\text{изл}}$ определим исходя из требуемого превышения dU спектрального отсчёта сигнала биений порога над уровнем шума.

Оценим сначала уровень отражённого сигнала. Эффективная поверхность рассеяния σ связана с элементом разрешения ЛЧМ-радиовысотомера $dH = 0,75$ м через площадь круга:

$$\sigma = \sigma_0 (\pi \cdot dH^2),$$

где σ_0 – удельная эффективная поверхность рассеяния подстилающей поверхности и кромок леса.

Сведения об удельной эффективной поверхности рассеяния в различных диапазонах для подстилающей поверхности и лесных мас-

сивов представлены в [2–5]. Их значения были пересчитаны на частоту 4,3 ГГц (таблица 1).

Таблица 1 – Удельная эффективная поверхность рассеяния

σ_{01} , дБ	λ_1 , м	σ_{02} , дБ	Объект отражения
-20	0,025	-27	Сельскохозяйственные угодья
-15	0,025	-22	Лесистые холмы
-22	0,03	-28	Гладкое бетонное покрытие
-18	0,03	-24	Гравийное и шлакобетонное покрытия
-15	0,03	-21	Лес
-13	0,03	-18	Необработанная почва
-18	0,03	-24	Пашня
-23	0,03	-29	Песчаная почва

Как видно из таблицы 1, наименьшие значения удельной эффективной поверхности рассеяния у гладких поверхностей и песчаной почвы (-29 дБ). Примем удельную эффективную поверхность рассеяния σ_0 , равной минус 30 дБ.

Оценим теперь мощность теплового шума приёмного тракта. Для периода модуляции $T_m = 10$ мс уровень мощности шума составляет

$$P_n = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{k_n}{T_m} \right) = 10 \cdot \log_{10} \left(\frac{10^{10} k T}{10 \cdot 10^{-3}} \right) \approx -176 \text{ дБ},$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана.

Средняя мощность отраженного сигнала для высоты 70 м при средней мощности излучения $P_{\text{изл}} = 20$ дБм составляет

$$P_{\text{rec}} = 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{10^{\frac{P_{\text{изл}}-30}{10}} \left(10^{\frac{G}{10}} \right)^2 \cdot 10^{\frac{\sigma_0}{10}} (dH^2 \pi) \left(\frac{c}{f_0} \right)^2}{(4\pi)^3 H_{\text{max}}^4} \right] =$$

$$= 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{10^{\frac{20-30}{10}} \left(10^{\frac{8}{10}} \right)^2 \cdot 10^{\frac{-30}{10}} (0,75^2 \pi) \left(\frac{3 \cdot 10^8}{4,3 \cdot 10^9} \right)^2}{(4\pi)^3 \cdot 70^4} \right] \approx -129 \text{ дБ},$$

где $c = 3 \cdot 10^8$ м/с – скорость света; $f_0 = 4,3$ ГГц – центральная частота зондирующего радиосигнала.

Считая шумы приёмника аддитивными и нормальными, для заданной вероятности ложной тревоги F рассчитаем порог обнаружения:

$$P_f = 10 \cdot \log_{10} \left(-10^{\frac{-P_n}{10}} \ln(F) \right) = 10 \cdot \log_{10} \left(-10^{\frac{-176}{10}} \ln(10^{-6}) \right) \approx -164 \text{ дБ.}$$

Отсюда видно, что отношение сигнал/шум составляет около 32 дБ по установленному порогу и около 47 дБ относительно уровня мощности. Порог обнаружения определяет чувствительность приёмного тракта P_{\min} .

Минимальное ожидаемое значение частоты биений в интересующем диапазоне измерений высоты составляет

$$f_b^{\min} = \frac{1 \cdot 2 \cdot \frac{1}{10 \cdot 10^{-3}} \cdot 200 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^8} = 134 \text{ Гц.}$$

Кроме того, для высот 1–70 м диапазон изменения частоты биений составляет приблизительно от 130 Гц до 10 кГц. Тогда

$$f_b^{\max} = \frac{70 \cdot 2 \cdot \frac{1}{10 \cdot 10^{-3}} \cdot 200 \cdot 10^6}{3 \cdot 10^8} = 9333 \text{ Гц.}$$

Рассчитаем динамический диапазон выходного сигнала приёмной антенны (по входу МШУ):

$$\begin{aligned} DD = P_{\text{rec}}^{\max} - P_{\text{rec}}^{\min} &= 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{10^{\frac{P_{\text{izl}}-30}{10}} \left(\frac{G}{10^{10}} \right)^2 \cdot 10^{\frac{\sigma_0^{\max}}{10}} (dH^2 \pi) \left(\frac{c}{f_0} \right)^2}{(4\pi)^3 H_{\min}^4} \right] - \\ &- 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{10^{\frac{P_{\text{izl}}-30}{10}} \left(\frac{G}{10^{10}} \right)^2 \cdot 10^{\frac{\sigma_0^{\min}}{10}} (dH^2 \pi) \left(\frac{c}{f_0} \right)^2}{(4\pi)^3 H_{\max}^4} \right] = \\ &= 10 \cdot \log_{10} \left[\frac{10^{\frac{20-30}{10}} \left(\frac{8}{10^{10}} \right)^2 \cdot 10^{\frac{-18}{10}} (0,75^2 \pi) \left(\frac{3 \cdot 10^8}{4,3 \cdot 10^9} \right)^2}{(4\pi)^3 \cdot 1^4} \right] - \end{aligned}$$

$$-10 \cdot \log_{10} \left[\frac{10^{\frac{20-30}{10}} \left(\frac{8}{10^{10}} \right)^2 \cdot 10^{\frac{-30}{10}} (0,75^2 \pi) \left(\frac{3 \cdot 10^8}{4,3 \cdot 10^9} \right)^2}{(4\pi)^3 \cdot 70^4} \right] =$$

$$= -60 - (-129) = 70 \text{ дБ},$$

где $H_{\max} = 70$ м – максимальная высота; $H_{\min} = 1$ м – минимальная высота; $\sigma_0^{\max} = -18$ дБ – максимальное значение удельной эффективной поверхности рассеяния; $\sigma_0^{\min} = -30$ дБ – минимальное значение удельной эффективной поверхности рассеяния.

Таким образом, динамический диапазон по входу приёмного тракта составляет 70 дБ (без учёта сигнала, наведённого с передающей антенны на вход приёмной).

В результате представленных расчётов параметры периодического зондирующего ЛЧМ-сигнала с несимметричным законом для проектирования приёмного тракта радиовысотомера представлены в таблице 2.

Таблица 2 – Параметры зондирующего ЛЧМ-сигнала радиовысотомера

Наименование параметра	Обозначение	Значение	Единица измерения
Центральная частота	f_0	4300	МГц
Девияция частоты	ΔF	200	МГц
Период повторения	T_n	10	мс
Средняя мощность излучения	$P_{\text{и}}$	20 (100)	дБм (мВт)
Диапазон изменения частот биений	f_6	130–10000	Гц
Динамический диапазон	DD	70	дБ
Чувствительность	P_{\min}	-164	дБ

Для приёма и оцифровки сигнала биений в рассматриваемом диапазоне высот полёта БПЛА полоса видеотракта должна превышать возможные изменения частот биений. Примем полосу видеотракта около 12 кГц.

Заключение

Для проектирования передающего и приёмного тракта радиовысотомера БПЛА определены параметры периодического радиосигнала с линейной несимметричной частотной модуляцией:

- центральная частота 4300 МГц, девиация частоты 200 МГц;
- период повторения 10 мс;
- средняя мощность 20 дБм;
- полоса частот видеотракта 12 кГц;
- динамический диапазон по входу приёмного тракта 70 дБ;
- чувствительность минус 164 дБ.

Представленные результаты расчёта параметров радиосигнала с ЛЧМ являются предварительными и могут уточняться при проектировании передающего и приёмного тракта радиовысотомера.

Список использованной литературы

1. Ноздреватых Д.О., Аникин А.С. Моделирование работы высотомера малогабаритной системы навигации беспилотного летательного аппарата // Междунар. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР-2022» : сб. ст., 18–20 мая 2022 г. В 3 ч. Томск : В-Спектр, 2022. Ч. 1. С. 28–33.

2. Братанов Д.А. Исследование и построение алгоритмов автоматической пилотажно-навигационной системы малогабаритного беспилотного летательного аппарата многократного применения : автореф. дис. ... канд. физ.-мат. наук. М., 2010. 19 с.

3. Денисов В.П., Дудко Б.П. Радиотехнические системы : учеб. пособие. Томск : Изд-во Томск. гос. ун-та систем упр. и радиоэлектроники, 2006. 253 с.

4. Бартон Д.К. Модели мешающих отражений от земной поверхности для анализа и проектирования РЛС // ТИИЭР. 1985. Т. 73, № 2. С. 27–35.

5. Сколник М. Введение в технику радиолокационных систем. М. : Мир, 1965. 748 с.

Ноздреватых Дарья Олеговна – ст. преподаватель, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: daria.o.nozdrevatykh@tusur.ru.

Аникин Алексей Сергеевич – канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник НИИ РТС, доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: anikinAS@main.tusur.ru.

Громов Вячеслав Александрович – доцент, канд. техн. наук, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: viacheslav.a.gromov@tusur.ru.

CALCULATION OF SOUNDING SIGNAL PARAMETERS FOR A LOW-ALTITUDE RADIO ALTIMETER

The paper presents the results of calculating the parameters of a sounding signal with linear frequency modulation for designing the transmitting and receiving paths of a radio altimeter for measuring altitude in the range from 1 to 70 m.

Keywords: *unmanned aerial vehicle, radio altimeter, sounding signal*

Nozdrevatykh Daria Olegovna – senior lecturer, Department of electronic systems, Tomsk state University of control systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: daria.o.nozdrevatykh@tusur.ru.

Anikin Alexey Sergeevich – Scientific Leader, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher of RTS Research Institute, Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, etc. Lenin, 40, e-mail: anikinAS@main.tusur.ru.

Gromov Vyacheslav Aleksandrovich – Associate Professor, Candidate of Technical Sciences, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: viacheslav.a.gromov@tusur.ru.

Секция 3. СЕТИ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

УДК 519.62

К.А. Ярков, Ф.Н. Захаров, К.Д. Зайков

АНАЛИЗ СХЕМ УПРАВЛЕНИЯ ГРУППОЙ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ОТНОСИТЕЛЬНО РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ПУНКТОМ УПРАВЛЕНИЯ

Рассмотрены самые распространенные схемы управления группой беспилотных летательных аппаратов. Проведен анализ этих схем по критериям масштабируемости, сложности реализации, скрытности и требуемого количества каналов.

Ключевые слова: *схемы управления группой беспилотных летательных аппаратов, анализ схем управления, преимущества и недостатки схем управления, линия связи между пунктом управления и группой беспилотных летательных аппаратов*

Выполнение задач группой беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) значительно повышает вероятность выполнения миссии и скорость достижения результата по сравнению с одиночным БПЛА. Это достигается за счет охвата большей площади, возможности распределения разнородного оборудования, большей суммарной энергоёмкости группы и т.д. Группа БПЛА способна работать как автономно, так и при управлении оператором. Следует отметить, что автономная группа БПЛА не имеет связи с оператором до завершения миссии или даже после нее (так называемые дроны-камикадзе). В данной статье рассматриваются группы с наличием канала связи с оператором.

Управление группой аппаратов организуется по трем основным схемам: централизованной, иерархической и децентрализованной (рисунки 1) [1]. При централизованной схеме вся информация формируется в командном пункте (КП), который принимает решения отдельно для каждого аппарата. При иерархической схеме часть управляющих данных формируется у лидера или лидеров, а часть – в КП. При децентрализованной схеме принятие решений и распределение подзадач возлагается непосредственно на аппараты при наличии общей задачи, поставленной КП.

Помимо трех основных схем, выделяют четвертую, гибридную, схему, где большая группа БПЛА разделяется на несколько малых подгрупп. При этом внутри каждой подгруппы реализуется своя

схема управления. На данный момент гибридной схеме уделяется наибольшее внимание как компромиссной между децентрализованной и иерархической [2]. При этом на каждом уровне иерархии сохраняются преимущества и недостатки реализуемой схемы.

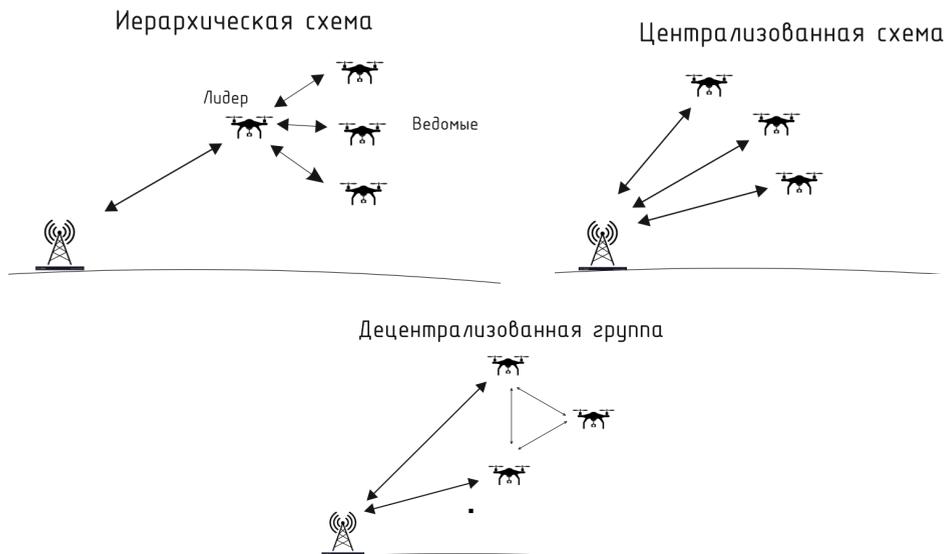


Рисунок 1 – Схемы управления группой БПЛА

Рассмотрим преимущества и недостатки каждой схемы относительно линии связи с КП.

Централизованная схема. Преимуществом данной схемы является простота реализации. Управление каждым БПЛА выполняется по отдельности. Структура данных информационных пакетов управления крайне проста и содержит лишь простые команды формирования траектории полета. Для функционирования схемы требуется наличие постоянной линии связи с КП, а объем передаваемой полезной информацией может составлять всего лишь сотни битов. При столь существенном преимуществе централизованная схема имеет ряд недостатков, в частности низкую масштабируемость ввиду ограниченности доступных каналов связи, медленную координацию, низкую скрытность, отсутствие возможностей какой-либо автоматизации. Кроме того, не предусмотрено взаимодействие аппаратов внутри группы. Данный подход к организации группы БПЛА является проблематичным [2] и рекомендуется лишь для выполнения простых, как правило, гражданских задач.

Иерархическая схема. Преимуществом этой схемы перед централизованной является более высокая масштабируемость [3, 4]. При наличии одинакового количества каналов связи с КП численность

группы БПЛА может быть увеличена на порядки за счет распределения задач внутри каждой подгруппы. Однако при потере лидера обрывается связь со всей группой. Кроме того, необходимо наличие, как минимум, одного дополнительного канала для обмена информацией внутри подгруппы, что усложняет реализацию группы в целом. При связи с КП требуется более объемное формирование задачи для лидера подгруппы. Структура данных информационных пакетов усложняется передачей не только траектории, но и дополнительной информации о порядке строя, секторе исследования, цели миссии, а также формированием команд на различные внешние воздействия и т.д. К преимуществам иерархической схемы следует отнести меньшую периодичность связи между лидером группы и КП.

Децентрализованная схема. Достоинство данной схемы в том, что возможно создание минимального количества каналов связи между КП и группой вплоть до одного канала. За счет этого схема имеет высокую скрытность и дальность связи. Частота передачи управляющих сигналов минимальна, так как предполагается, что аппараты имеют высокую автономность. Также стоит отметить отсутствие необходимости в постоянной связи между двумя конкретными БПЛА [5]. При столь весомых преимуществах недостатки схемы столь же серьезны. Информационный пакет данных имеет самый большой объем из-за необходимости четкой формулировки задач для группы в целом. Вследствие высокого уровня автоматизации каждого БПЛА реализация данной схемы крайне трудна, а зачастую вовсе невозможна.

В таблице 1 приведена качественная оценка схем управления по отдельным параметрам.

Таблица 1 – Качественная оценка схем управления беспилотными летательными аппаратами

Параметр	Схема управления			
	Централизованная	Иерархическая	Децентрализованная	Гибридная
Количество требуемых каналов	Высокое	Среднее	Низкое	Среднее
Частота передачи управляющей информации	Высокая	Средняя	Низкая	Средняя
Пропускная способность канала	Низкая	Средняя	Высокая	Средняя/высокая
Дальность связи	Низкая	Средняя	Высокая	Высокая
Сложность реализации	Низкая	Средняя	Высокая	Высокая
Скрытность	Низкая	Средняя	Высокая	Средняя

Формирование требований к линии связи между группой БПЛА и КП сильно зависит от типа схемы управления. Выбор схемы влияет не только на ее физическую реализацию, но и на реализацию логического уровня – протокола линии связи. Из анализа таблицы видно, что оптимальным вариантом построения схемы управления с точки зрения рассмотренных параметров являются иерархическая и гибридная схемы. Однако при выборе схемы управления необходимо учитывать конкретные задачи группы БПЛА, их количество и тип.

Список использованной литературы

1. Верба В.С. Комплексы с беспилотными летательными аппаратами. Кн. 1. Принципы построения и особенности применения комплексов с БЛА : моногр. М. : Радиотехника, 2016. 512 с.

2. Муслимов Т.З. Методы и алгоритмы группового управления беспилотными летательными аппаратами самолетного типа : автореф. дис. ... канд. техн. наук: спец. 05.13.01 – Системный анализ, управление и обработка информации (информационные и технические системы) / науч. рук. Р.А. Мунасыпов. Уфа : Уфимский гос. авиационный техн. ун-т, 2020.

3. Довгаль В.А., Довгаль Д.В. Анализ систем коммуникационного взаимодействия дронов, выполняющих поисковую миссию в составе группы // Вестн. Адыгейского гос. ун-та. Серия 4: Естественно-математические и технические науки. 2020. № 4 (271).

4. Ефанов В.Н., Мизин С.В., Неретина В.В. Управление полетом БПЛА в строю на основе координации взаимодействия группы летательных аппаратов // Вестн. Уфимского гос. авиационного техн. ун-та. 2014. Т. 18, № 1(62). С. 114–121.

5. Управление группой БПЛА при отработке кризисных полетных ситуаций в решении транспортных задач / А.И. Савельев, В.В. Лебедева, И.В. Лебедев [и др.] // Изв. ЮФУ. Серия: Технические науки. 2022. № 1(225). С. 110–120. DOI 10.18522/2311-3103-2022-1-110-120.

Ярков Кирилл Алексеевич – аспирант, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kgetn00@gmail.com.

Захаров Федор Николаевич – канд. техн. наук, доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634034, г. Томск, ул. Вершинина, 74, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.

Зайков Кирилл Денисович – мл. науч. сотрудник Научно-исследовательского института радиотехнических систем, студент гр. 126-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kirill.d.zailov@tusur.ru.

**ANALYSIS OF CONTROL SCHEMES FOR A GROUP OF UAVS
REGARDING THE IMPLEMENTATION OF A COMMUNICATION
SYSTEM WITH A CONTROL POINT**

The article discusses the most common schemes for managing a group of UAVs. An analysis of these schemes was carried out according to the criteria of scalability, implementation complexity, secrecy, and the required number of channels.

Keywords: *UAV group control schemes, analysis of control schemes, advantages and disadvantages of control schemes, communication line between the control point and the UAV group*

Yarkov Kirill Alekseevich – post-graduate student, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kgemn00@gmail.com.

Zakharov Fedor Nikolaevich – Scientific Leader, Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher of RTS Research Institute, Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, etc. Lenin, 40, e-mail: zakharovfn@main.tusur.ru.

Zaikov Kirill Denisovich – Junior Researcher, Tomsk State University of Control Systems and Radio- 94 electronics, 634050, Tomsk, prospect Lenina, 40, e-mail: zaykov.k.126-2@e.tusur.ru.

А.В. Премайчук, Б.С. Будаев

ОТНОСИТЕЛЬНАЯ ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ В СРЕДЕ МАТЛАВ

Представлена реализация способа модуляции и демодуляции дискретных сигналов, а именно относительной фазовой модуляции (ОФМ) и демодуляции в среде Matlab. Приводится описание принципа модуляции и демодуляции ОФМ-сигнала.

Ключевые слова: модуляция, манипуляция, демодуляция, ОФМ, Matlab, спектр, символ, сдвиг частоты

Фазовая манипуляция сигнала получила широкое распространение. Она применяется в телеметрии дальнего космоса, радиовещании, телевидении и многих других отраслях. Но у данного вида манипуляции есть существенный недостаток, имеющий название «обратная работа». Если фаза опорного сигнала изменится на 180 градусов, то единица будет воспринята как ноль, а ноль – как единица [1].

Рассмотрим демодуляцию сигналов с относительной фазовой манипуляцией. Относительная фазовая манипуляция – это способ передачи дискретных сигналов, когда при передаче фаза каждой N -й посылки отсчитывается от фазы, предшествующей ей ($N - 1$)-й посылки, а при приеме знак посылки определяется сравнением фаз каждой N -й посылки с фазой предыдущей посылки (рисунок 1). ОФМ исключает явление «обратной работы» [2].

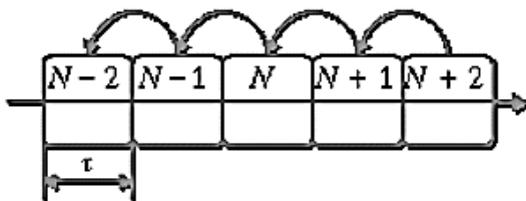


Рисунок 1 – Модель относительной фазовой манипуляции

Демодуляция – процесс, обратный модуляции колебаний, выделение модулирующего сигнала из модулированного колебания высокой частоты.

Демодуляция проводится путём перемножения результата относительной фазовой модуляции на несущий сигнал, после чего полученный сигнал пропускается через фильтр низких частот. Отфильтрованный сигнал проходит через решающее устройство, которое преобразует его в последовательность битов.

В среде Matlab предлагаемый способ обработки сигналов реализуется следующим образом. В программе задаётся последовательность битов и параметры ВЧ-сигнала. В нашем случае битовая последовательность представляет собой последовательность прямоугольных импульсов с амплитудами 1 для логической 1 и минус 1 для логического 0.

После поэлементного перемножения битовой последовательности и несущего сигнала получается результат относительной фазовой модуляции (рисунок 2).

Для демодуляции сигнал перемножается с несущим сигналом (рисунок 3).

Для того чтобы убрать ВЧ-составляющую, полученную после смешивания сигналов, спроектирован фильтр нижних частот с параметрами, указанными в таблице 1.

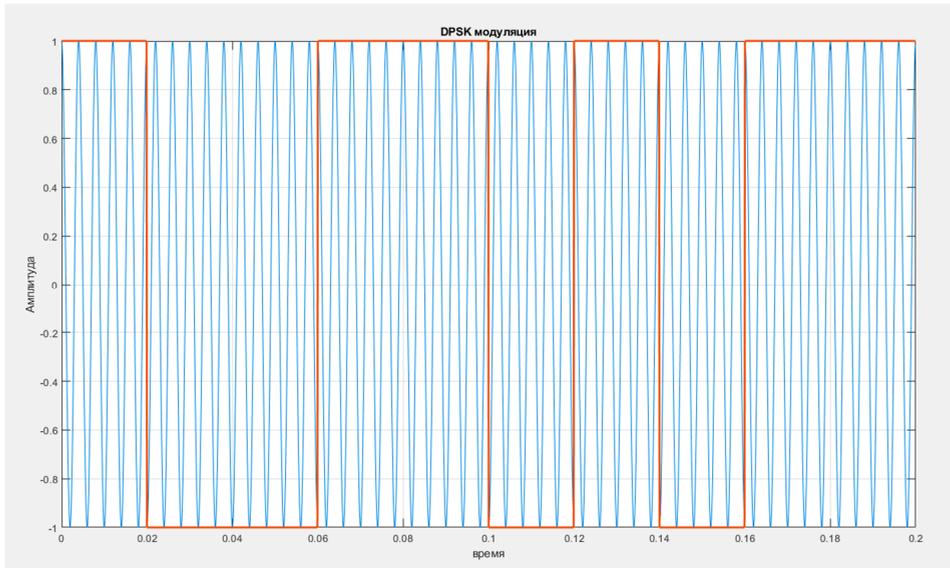


Рисунок 2 – Относительная фазовая модуляция сигнала

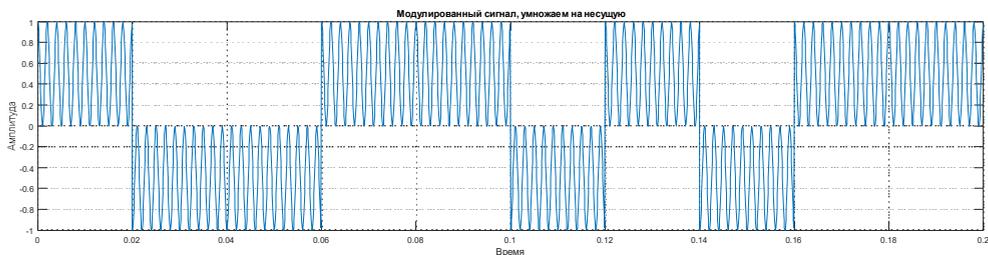


Рисунок 3 – Результат модуляции, умноженный на несущий сигнал

Таблица 1 – Параметры фильтра низких частот

Параметр	Значение
Частота дискретизации	10 МГц
Полоса пропускания (ПП)	0,01 МГц
Полоса задерживания (ПЗ)	0,4 МГц
Затухание в ПП	0,1 дБ
Затухание в ПЗ	80 дБ

Сигнал, прошедший фильтрацию, изображен на рисунке 4.

Для преобразования полученного сигнала в последовательность битов он пропускается через решающее устройство, на выходе которого образуется демодулированный сигнал. Исходная видеопоследовательность битов и демодулированная представлены на рисунке 5.

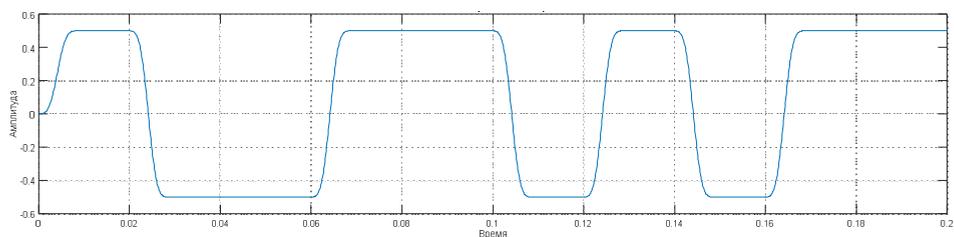


Рисунок 4 – Результат фильтрации сигнала

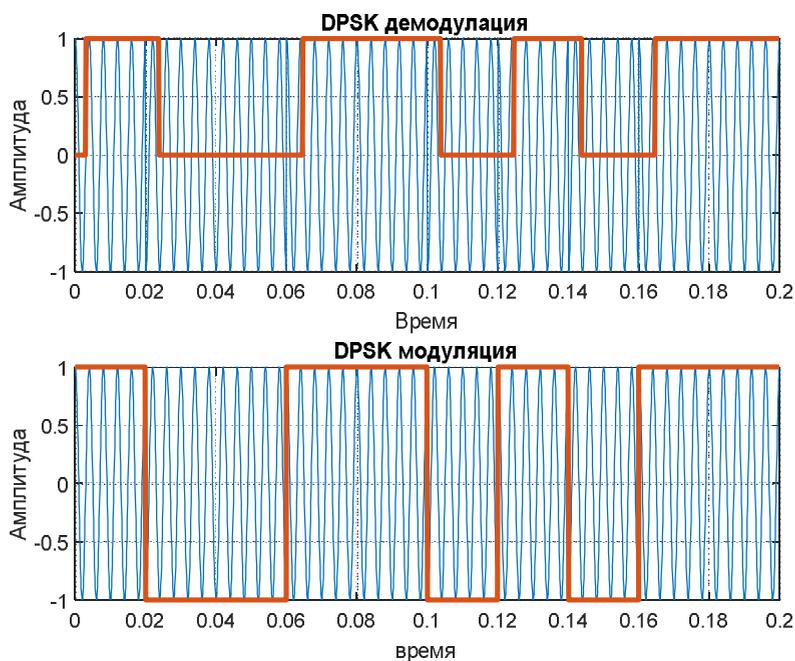


Рисунок 5 – Сравнение модуляции и демодуляции сигнала

Анализируя рисунок 5, можно сделать вывод, что реализация модема ОФМ выполнена верно.

Список использованной литературы

1. История развития связи. URL: <https://computer-museum.ru/connect/petrovic.htm> (дата обращения: 12.05.2022 – 14.08.2022).
2. Теория электрической связи. URL: https://scask.ru/a_book_tec.php (дата обращения: 12.05.2022 – 14.08.2022).

Премайчук Андрей Владимирович – студент гр. 120-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: Apremaichuk@mail.ru.

Будаев Бато Саянович – студент гр. 120-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: thenazzyday@gmail.com.

DPSK DEMODULATION

The article describes the implementation of a method for transmitting discrete signals, namely relative phase demodulation in the Matlab environment. The principle of demodulation of the DPSK signal is described. An example of the implementation of a high-frequency filter is given. Conclusions are drawn about the correct implementation.

Keywords: *modulation, manipulation, demodulation, DPSK, Matlab, spectrum, symbol, frequency shift*

Premaychuk Andrey Vladimirovich – student of group 120-2, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: Apremaichuk@mail.ru.

Budaev Bato Sayanovich – student of group 120-2, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: thenazzyday@gmail.com.

М.А. Кызласов, А.В. Зяблицев

QPSK-МОДУЛЯЦИЯ В СРЕДЕ MATLAB

Представлена реализация модулятора квадратурной фазовой манипуляции в среде программирования Matlab. Приводится описание принципа работы и передачи информации посредством QSPK-модулятора.

Ключевые слова: QPSK-модуляция, модулятор, бит, синфазная и квадратурная составляющие, компаратор

Существует несколько базовых видов модуляции: амплитудная, частотная и фазовая. Но с развитием радиотехнических систем эти виды модуляций устарели, им на смену пришли более сложные модуляции, позволяющие передавать несколько битов информации одним символом. К ним относится квадратурная фазовая манипуляция, или QPSK.

Преимущество QPSK-модуляции заключается в более высокой скорости передачи данных: если сохранять одну и ту же длительность символа, то можно удвоить скорость передачи данных от передатчика к приемнику.

QPSK-модуляция строится на основе кодирования одним символом двух битов передаваемой информации. При этом символьная скорость в два раза ниже скорости передачи информации. Для того чтобы понять, как один символ кодирует сразу два бита, рассмотрим рисунок 1 [1].



Рисунок 1 – Векторная диаграмма QPSK-сигналов

Кодирование одним символом двух битов информации осуществляется благодаря тому, что созвездие состоит из четырех точек, как это показано на векторной диаграмме QPSK. Битовый поток разделя-

ется (по порядку следования) на четные и нечетные биты. Пусть $I(t)$ будет кодировать четные биты, а $Q(t)$ – нечетные. Два последовательно идущих друг за другом бита информации кодируются одновременно синфазным $I(t)$ и квадратурным $Q(t)$ сигналами [1].

Пример формирования синфазной и квадратурной составляющих QPSK-сигнала представлен на рисунке 2.

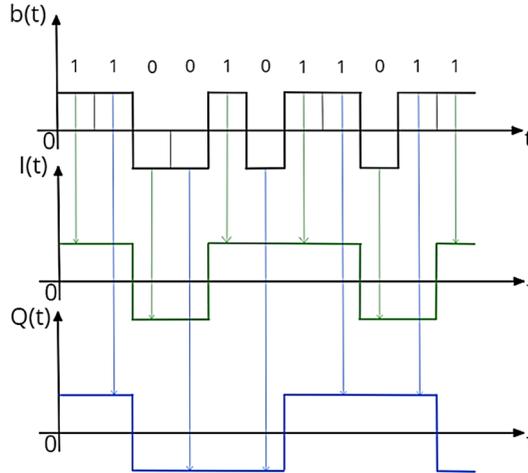


Рисунок 2 – Синфазная и квадратурная составляющие QPSK-сигнала

Реализация кода для модулятора выполнена в программе Matlab студенческой версии. Синтезирована структурная схема модулятора (рисунок 3).

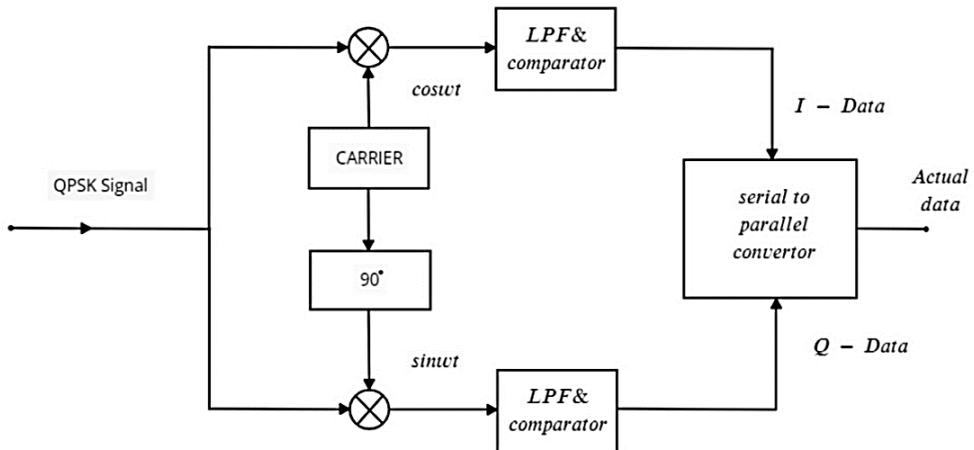


Рисунок 3 – Структурная схема QPSK-модулятора

На рисунке 3 LPF – Low pass filter (фильтр нижних частот); Comparator – сравнивающее устройство, которое выдает сигнал высо-

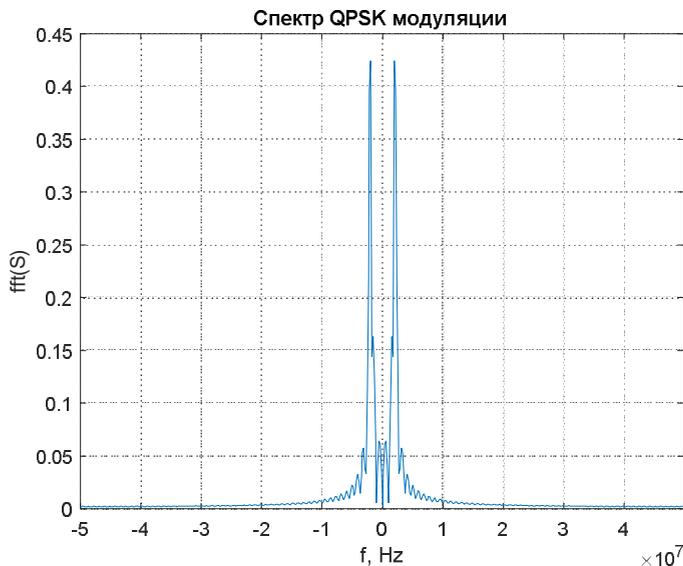


Рисунок 5 – Спектр QPSK-модуляции

Сравнивая полученные результаты с данными литературы [2, 3], можно сделать вывод, что реализация модулятора в САПР выполнена верно.

Список использованной литературы

1. Квадратурная фазовая модуляция QPSK. URL: https://ru.dsplib.org/content/signal_qpsk/signal_qpsk.html (дата обращения: 17.05.2022).
2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов : учеб. пособие для студентов высших заведений, обучающихся по направлению 210300 «Радиотехника». 3-е изд. СПб. : БХВ-Петербург, 2011. 756 с.
3. Голиков А.М. Исследование цифровых методов модуляции PSK и QAM : учеб.-метод. пособие по лабораторной работе. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2019. 23 с. URL: <https://edu.tusur.ru/publications/9166>.

Кызласов Максим Аркадьевич – студент гр. 120-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kuzlasov03@mail.ru.

Зяблицев Артем Вадимович – студент гр. 120-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: artiom5890@gmail.com.

QPSK MODULATION IN MATLAB

The article describes the implementation of a communication system using quadrature phase-shift keying (QPSK – quadrature phase-shift keying or 4-PSK) in the Matlab programming environment. The description of the principle of operation and transmission of information by means of the QSPK-modulator is given. A mathematical description of the operation of the modulator is given. Graphical images of the signal and its spectrum are given. Two bits of information are encoded with one character. Conclusions are drawn about the correct implementation of the modulation.

Keywords: *QPSK-modulation, modulator, bit, common-mode and quadrature components*

Kyzlasov Maxim Arkadievich – student of group 120-2, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kyzlasov03@mail.ru.

Zyblitsev Artem Vadimovich – student 120-2, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: artiom5890@gmail.com.

УДК 621.396.946

А.В. Зяблицев, М.А. Кызласов

QPSK-ДЕМОДУЛЯЦИЯ В СРЕДЕ MATLAB

Описывается реализация модулятора квадратурной фазовой манипуляции в среде программирования Matlab. Приводится принцип работы QSPK-демодулятора.

Ключевые слова: *QPSK-демодуляция, демодулятор, бит, синфазная и квадратурная составляющие*

В работе «QPSK-модуляция в среде Matlab» осуществлена модуляция случайной битовой последовательности (рисунок 1), которая выбрана в качестве исходной для реализации QPSK-демодулятора в среде Matlab.

В программе Matlab студенческой версии синтезирована структурная схема демодулятора (рисунок 2).

На рисунке 2 ПРС – пороговая решающая схема; ППД – параллельно-последовательный декодер; БВТЧ – блок восстановления тактовой частоты.

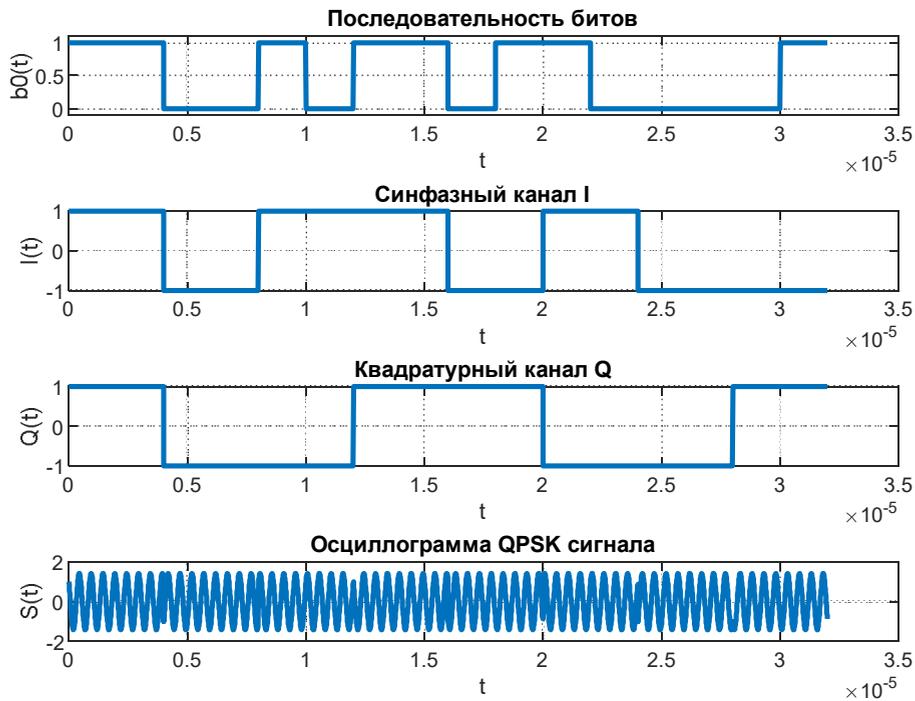


Рисунок 1 – Исходная битовая последовательность и реализованный QPSK-сигнал

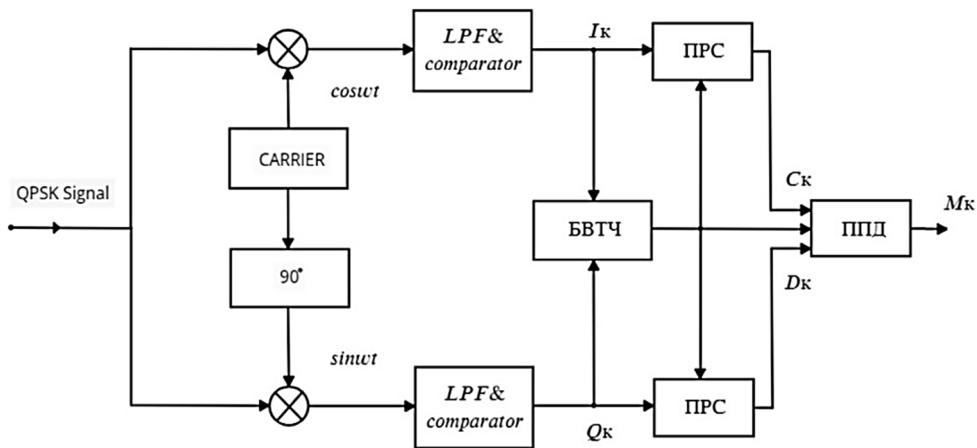


Рисунок 2 – Схема QPSK-демодулятора

QPSK-сигнал поступает на смеситель, в котором смешивается с косинусным гармоническим сигналом аналогичной частоты передаваемого сообщения, после чего получают необработанные I -данные.

Аналогично принятый сигнал смешивается с синусным гармоническим сигналом для получения необработанных Q -данных [1].

Необработанные I - и Q -данные пропускаются через фильтр нижних частот, чтобы подавить в сигнале суммарные частоты после смесителя. Результат фильтрации представлен на рисунке 3.

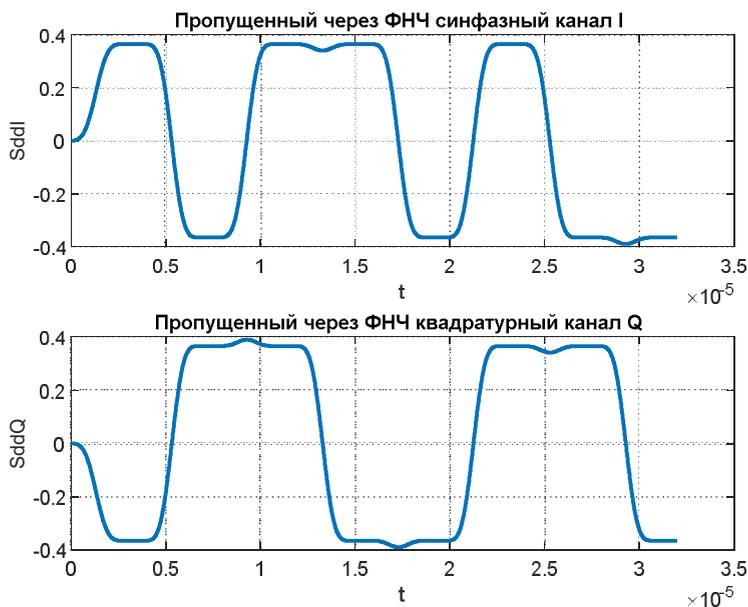


Рисунок 3 – I - и Q -каналы, пропущенные через ФНЧ

Для получения видеопоследовательности битов из аналогового сигнала необходимо воспользоваться компаратором. Компаратор – сравнивающее устройство, которое выдает сигнал высокого уровня на один вход и низкого уровня на другой вход при условии, что сигнал больше или меньше заданного порога соответственно.

Сформированная компаратором видеопоследовательность битов для I - и Q -каналов представлена на рисунке 4.

Результат демодулирования I - и Q -последовательностей битов показан на рисунке 5.

Из рисунков 1, 4 и 5 видно, что битовые последовательности I - и Q -каналов полностью идентичны исходной последовательности битов, следовательно, демодуляция и модем в целом реализованы верно.

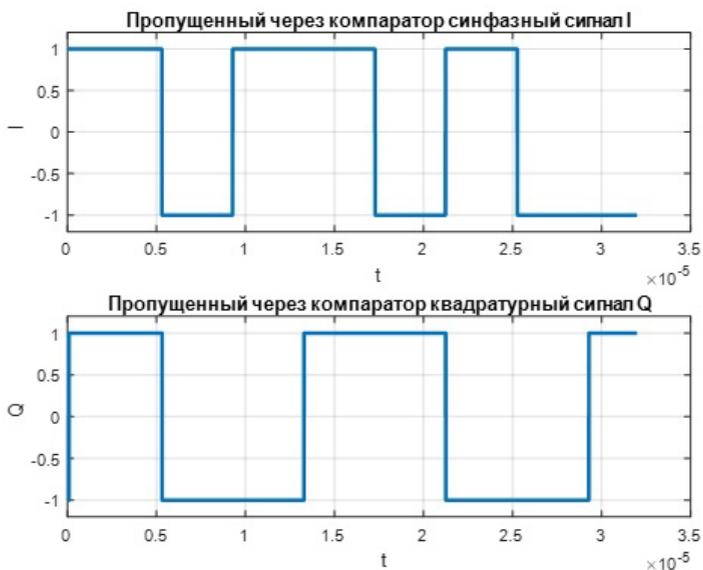


Рисунок 4 – Пропущенные через компаратор I - и Q -каналы

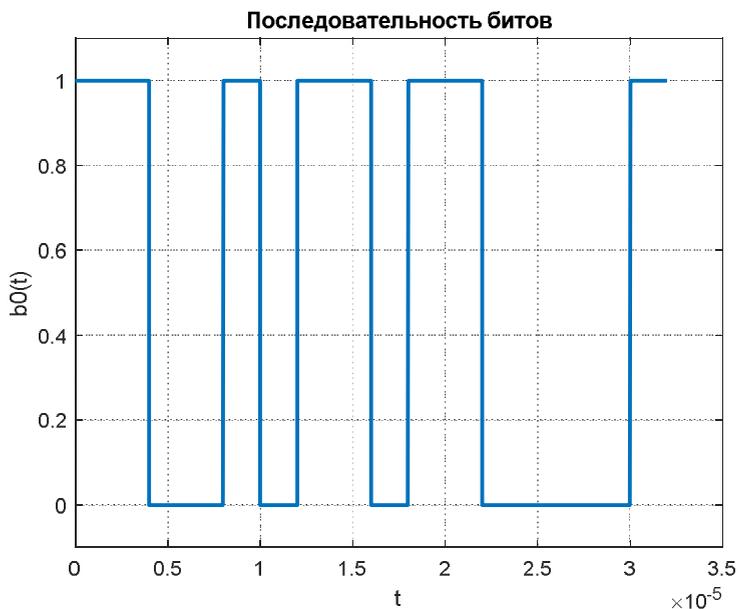


Рисунок 5 – Демодулированная последовательность битов

Список использованной литературы

1. Квадратурная фазовая модуляция QPSK. URL: https://ru.dsplib.org/content/signal_qpsk/signal_qpsk.html (дата обращения: 17.05.2022).

Зяблицев Артем Вадимович – студент гр. 120-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: artiom5890@gmail.com.

Кызласов Максим Аркадьевич – студент гр. 120-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kyzlasov03@mail.ru.

QPSK DEMODULATION IN MATLAB

The article describes the implementation of a communication system using quadrature phase-shift keying (QPSK - quadrature phase-shift keying or 4-PSK) in the Matlab programming environment. The description of the principle of operation of the QSPK demodulator is given. Graphical representations of the demodulated signal and its spectrum are given. Conclusions are drawn about the correct implementation of demodulation.

Keywords: *QPSK-demodulation, demodulator, bit, in-phase and quadrature components, comparator*

Zyablitsev Artem Vadimovich – student of group 120-2, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: artiom5890@gmail.com.

Kyzlasov Maxim Arkadievich – student of group 120-2, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kyzlasov03@mail.ru.

УДК 621.396.946

М.Е. Ильясов, Е.Д. Морозов

РЕАЛИЗАЦИЯ СИГНАЛА С МОДУЛЯЦИЕЙ LORA В САПР

Представлена реализация LoRa-модулятора в среде Matlab. Излагается принцип передачи информации посредством LoRa-модуляции. Дается математическое описание ЛЧМ-сигнала, LoRa-модуляции. Производится модуляция четырех символов.

Ключевые слова: *LoRa-модуляция, Matlab, спектр, символ, сдвиг частоты*

В настоящее время большую популярность приобретает новая форма коммуникации – интернет вещей (IoT). Интернет вещей – это

концепция, объединяющая множество технологий, подразумевающая оснащённость датчиками и подключение к интернету всех приборов, что позволяет реализовать удаленный мониторинг, контроль и управление процессами в реальном времени (в том числе в автоматическом режиме) [1].

К IoT-устройствам предъявляется ряд специальных требований, наиболее важное из них – минимальное энергопотребление при оптимальной функциональности. В связи с этим развитие интернета вещей тесно связано с развитием энергоэффективных сетей дальнего радиуса действия – Low Power Wide Area Network (LPWAN). Среди технологий LPWAN наиболее популярными являются LoRa, Sigfox и NB-IoT [1].

В рамках данного доклада рассмотрим технологию LoRa, в частности схему модуляции и кодирования. LoRa (от англ. Long Range) – это физический уровень, или беспроводная модуляция, используемая для создания канала связи на большие расстояния. Технология основана на модуляции с расширенным спектром ЛЧМ-сигнала, которая поддерживает те же характеристики низкой мощности, что и модуляция FSK, но значительно увеличивает дальность связи. Расширенный спектр ЛЧМ-сигнала использовался в военной и космической связи в течение десятилетий из-за больших расстояний связи и устойчивости к помехам, но LoRa – первая недорогая реализация ЛЧМ-сигнала для коммерческого использования [2].

Математическое описание

Технология LoRa основана на ЛЧМ-сигнале, аналитическое описание которого имеет вид [2]:

$$x(t) = A_0 \cos\left(\omega_0 t + \frac{\mu}{2} t^2\right), \quad -\frac{T_{sym}}{2} \leq t < \frac{T_{sym}}{2},$$

где ω_0 – несущая частота; μ – скорость изменения частоты; T_{sym} – длительность импульса; A_0 – амплитуда.

В Российской Федерации для технологии LoRa разрешённой является ширина спектра 125 кГц, а разрешенный частотный диапазон лежит в промежутках 864–865,5 МГц и 868,7–869,2 МГц [2].

Символ модуляции в технологии LoRa описывается следующей системой уравнений [2]:

$$x(t) = \begin{cases} A_0 \cos\left(\left(\omega_0 - \frac{BW}{2}\right)t + \Delta\omega kt + \frac{\mu}{2}t^2\right), & 0 \leq t < T_0 \\ A_0 \cos\left(\left(\omega_0 - \frac{BW}{2}\right)t + \Delta\omega kt + \frac{\mu}{2}t^2 - BWt\right), & T_0 \leq t < T_{sym} \end{cases}, \quad (1)$$

где T_0 – момент времени от начала символа, в который мгновенная частота превышает $\omega_b = \omega_0 + BW/2$, рассчитывается по формуле [2]

$$T_0 = \frac{2^{SF+1} - k}{2^{SF+1}} T_{sym};$$

$$T_{sym} = \frac{2^{SF} \cdot 2\pi}{BW};$$

k – число в десятичной форме, полученное из битов длиной SF ; BW – ширина спектра радиосигнала; $\Delta\omega$ – единичное частотное смещение, которое рассчитывается по формуле [2]

$$\Delta\omega = \frac{BW}{2^{SF+1}};$$

SF – кратность многопозиционной модуляции; μ – скорость изменения частоты, которая рассчитывается по формуле [2]

$$\mu = \frac{BW}{T_{sym}}.$$

Система уравнений (1) аналитически описывает один символ технологии LoRa, информация о битовой последовательности заложена в частоте, с которой начинается символ.

На практике передаётся пачка символов, в связи с чем необходимо разбить битовую последовательность на пакеты, в каждом из которых содержится SF битов.

Программная реализация

В программе Matlab задаётся:

- SF – кратность многопозиционной модуляции. Для LoRa-модуляции этот параметр лежит в пределах 7–12 [2];

- битовая последовательность произвольной длины.

При расчёте битовая последовательность разбивается на группы по SF битов. Каждая группа битов переводится в число в десятичной форме. Далее рассчитывается начальное частотное смещение для каждого символа. После этого по формуле (1) производится расчёт каждого символа и для формирования сигнала в виде вектора полученные символы объединяются.

Пример реализации

В Matlab реализован LoRa-модулятор с несущей частотой 864 МГц и частотой дискретизации ω_d , равной $20BW$, где $BW = 2\pi \cdot 125$ рад·Гц. Для верификации программы смоделированы 4 символа, запись в десятичной форме которых соответствует 0, 127, 85, 32 (при $SF = 7$). Теоретическая зависимость частоты сигнала от времени изображена на рисунке 1. Спектрограмма смоделированного сигнала представлена на рисунке 2.

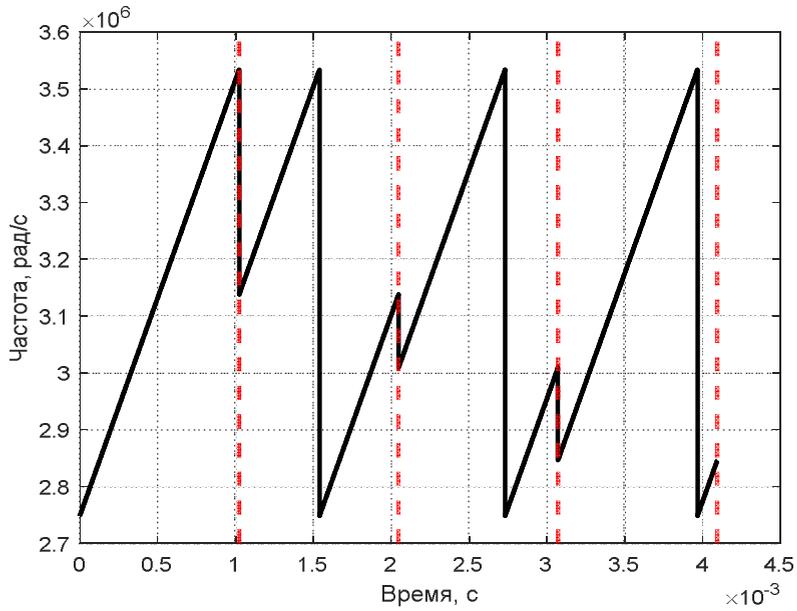


Рисунок 1 – Частотная характеристика LoRa-модулированного сигнала

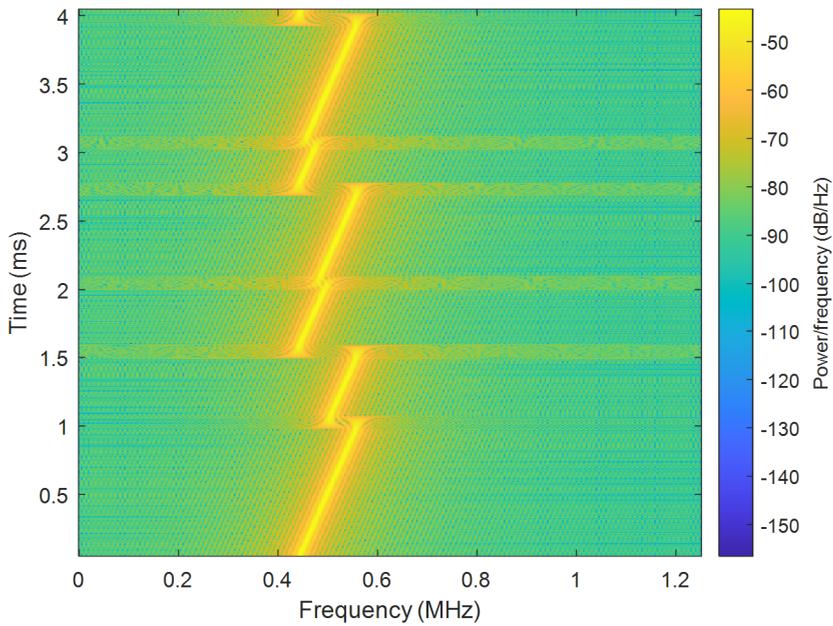


Рисунок 2 – Спектрограмма LoRa-модуляции

На рисунке 2 видно, что у первого символа, который является O_{10} , отсутствует частотное смещение, а у второго символа, который является наибольшим из возможных 127_{10} , частотное смещение происходит на половине его длины. Таким образом, как следует из сравнения рисунков 1 и 2, зависимости частоты от времени совпадают, что говорит о правильности реализованной программы.

Список использованной литературы

1. Введение в «Цифровую» экономику / А.В. Кешелова, В.Г. Буданов, В.Ю. Румянцев [и др.] ; под общ. ред. А.В. Кешелова ; гл. «цифр.» конс. И.А. Зимненко. М. : ВНИИ Геосистем, 2017. 28 с.
2. Обзор технологии LoRa. Технологии связи. URL: <https://itechinfo.ru/content/обзор-технологии-lora> (дата обращения: 20.8.2022).

Морозов Евгений Дмитриевич – студент гр. 120-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: tnerko55@gmail.com.

Ильясов Михаил Евгеньевич – студент гр. 120-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: mixailyasov7@gmail.com.

SIGNAL IMPLEMENTATION WITH MODULATION TECHNOLOGY LORA IN CAD

Within the framework of the GPO RTS-2002 project «Designing signal processing algorithms for RTS», a communication system based on LoRa is being developed. The article describes the implementation of the communication system, namely the LoRa modulator in the Matlab environment. The description of the principle of information transmission by means of LoRa modulation is given. A mathematical description of the chirp signal, LoRa modulation is given. Graphic images of the chirp signal and its spectrum are given. Four symbols are modulated and a spectrogram is shown. Conclusions are drawn about the correct implementation.

Keywords: *LoRa-modulation, Matlab, spectrum, symbol, frequency shift*

Morozov Evgeny Dmitrievich – student gr. 120-2, dep. radio engineering systems, Tomsk. state un-t control systems. and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: tnerko55@gmail.com.

Ilyasov Mikhail Evgenyevich – student gr. 120-2, dep. radio engineering systems, Tomsk. state un-t control systems. and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: mixailyasov7@gmail.com.

М.Е. Ильясов, Е.Д. Морозов

РЕАЛИЗАЦИЯ LORA-ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛА В САПР

Представлена реализация системы декодирования информации, а именно LoRa-демодулятора сигнала в среде Matlab. Приводится описание принципа декодирования LoRa-сигнала, даны примеры реализации для различных символов и различных коэффициентов расширения спектра.

Ключевые слова: LoRa-демодуляция, Matlab, спектр, символ

В настоящее время большую популярность приобретает новая форма коммуникации – интернет вещей (IoT). Интернет вещей – это концепция, объединяющая множество технологий, подразумевающая оснащённость датчиками и подключение к интернету всех приборов, что позволяет реализовать удаленный мониторинг, контроль и управление процессами в реальном времени (в том числе в автоматическом режиме) [1].

К IoT-устройствам предъявляется ряд специальных требований, наиболее важное из них – минимальное энергопотребление при оптимальной функциональности. В связи с этим развитие интернета вещей тесно связано с развитием энергоэффективных сетей дальнего радиуса действия – Low Power Wide Area Network (LPWAN). Среди технологий LPWAN наиболее популярными являются LoRa, Sigfox и NB-IoT [1].

В рамках данной статьи рассмотрим технологию LoRa, в частности схему демодуляции и декодирования сигнала. LoRa (от англ. Long Range) – это физический уровень, или беспроводная модуляция, используемая для создания канала связи на большие расстояния. Технология основана на модуляции с расширенным спектром ЛЧМ-сигнала, которая поддерживает те же характеристики низкой мощности, что и модуляция FSK, но значительно увеличивает дальность связи. Расширенный спектр ЛЧМ-сигнала использовался в военной и космической связи в течение десятилетий из-за больших расстояний связи и устойчивости к помехам, но LoRa – первая недорогая реализация ЛЧМ-сигнала для коммерческого использования [2].

Математическое описание

Для демодуляции сигнала, выполненного по технологии LoRa, разработана структурная схема демодулятора (рисунок 1).

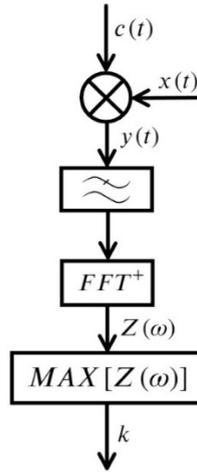


Рисунок 1 – Структурная схема демодулятора

Входными сигналами являются опорный сигнал $c(t)$ и принятый сигнал $x(t)$, выполненный по технологии LoRa. Опорный сигнал представляет собой эталонный ЛЧМ-сигнал, который описывается формулой [2]

$$c(t) = A \cos\left((\omega_0 - BW)t + \frac{\mu}{2}t^2\right),$$

где ω_n – нижняя частота; BW – ширина спектра радиосигнала; μ – скорость изменения частоты, которая рассчитывается по формуле [2]

$$\mu = \frac{BW}{T_{sym}};$$

T_{sym} – длительность одного символа, определяемая выражением [2]

$$T_{sym} = \frac{2^{SF} \cdot 2\pi}{BW};$$

SF – кратность многопозиционной модуляции.

После смесителя полученный сигнал подвергается фильтрации с помощью фильтра нижних частот, чтобы убрать из него суммарную составляющую. Вид сигнала после смесителя представлен на рисунке 2.

После фильтрации сигнал подвергается БПФ, тем самым находится значение частоты, соответствующей максимуму амплитуды. Нормированное значение частоты является искомым символом. Для

примера на рисунке 3 приведен спектр сигнала после БПФ для символа 32_{10} при $SF = 7$.

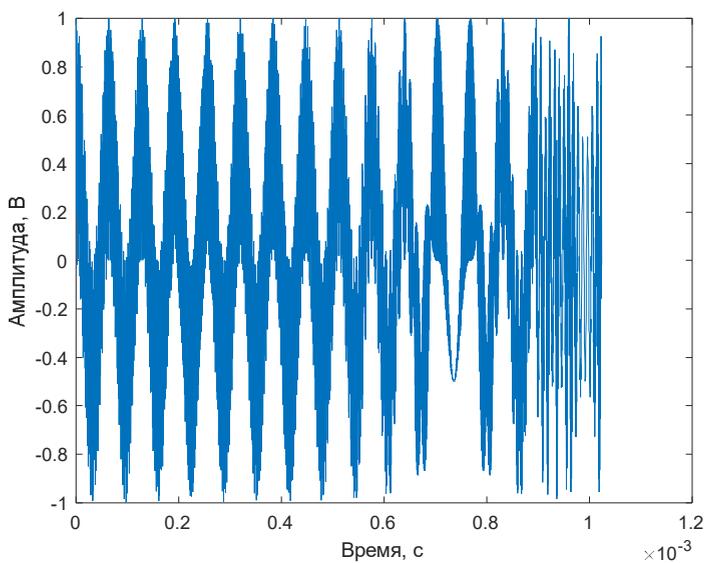


Рисунок 2 – Сигнал после смесителя

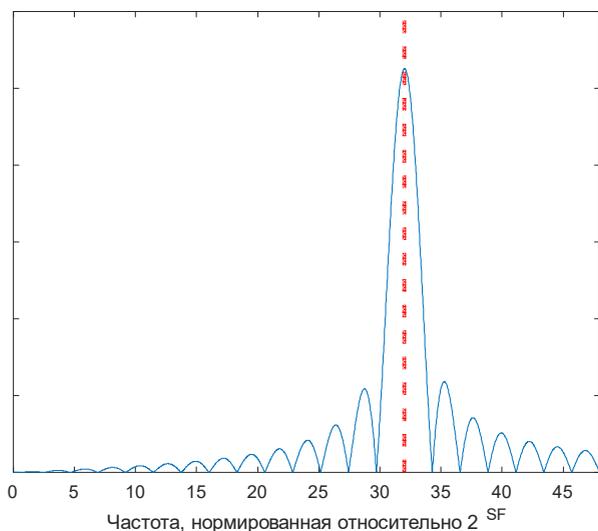


Рисунок 3 – Спектр сигнала после БПФ

Верификация демодулятора

Чтобы верифицировать реализованный в САПР демодулятор, проводилась демодуляция четырёх символов с разным значением SF (таблица 1).

Таблица 1 – Параметры реализаций демодуляции сигнала

Номер реализации	Символ k	Коэффициент SF
1	64	7
2	128	8
3	256	9
4	512	10

Спектр сигнала на выходе БПФ представлен на рисунках 4–7.

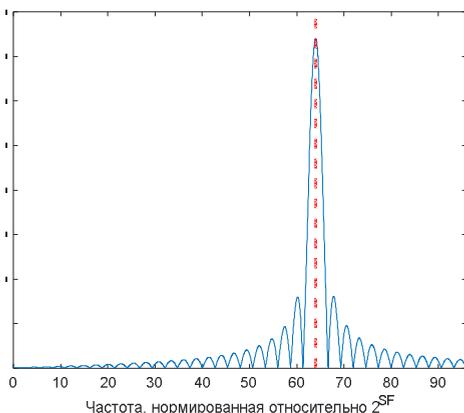


Рисунок 4 – Первая реализация

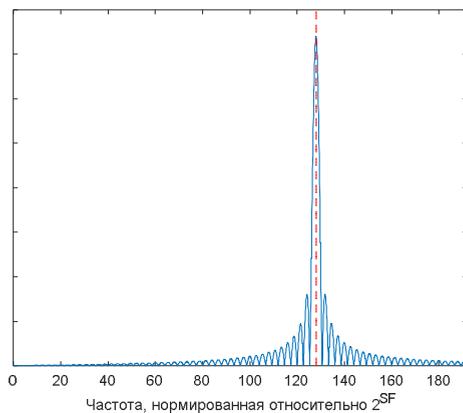


Рисунок 5 – Вторая реализация

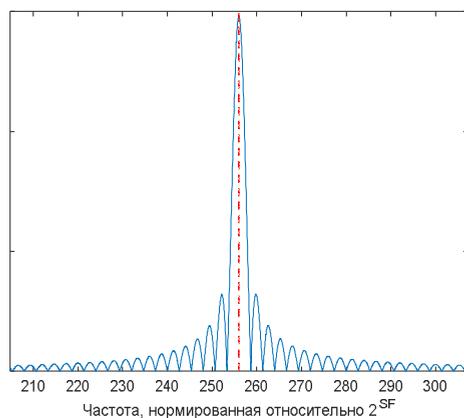


Рисунок 6 – Третья реализация

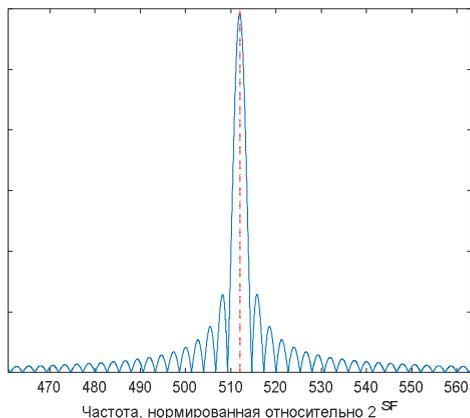


Рисунок 7 – Четвёртая реализация

Анализируя рисунки 4–7, можно сделать вывод, что операция демодуляции выполняется верно. Для того чтобы декодировать символ, достаточно полученное значение нормированной частоты, округленной до целого числа, представить в виде двоичного символа.

Список использованной литературы

1. Введение в «Цифровую» экономику / А.В. Кешелава, В.Г. Буданов, В.Ю. Румянцев [и др.] ; под общ. ред. А.В. Кешелава ; гл. «цифр.» конс. И.А. Зимненко. ВНИИ Геосистем, 2017. 28 с.

2. Обзор технологии LoRa. Технологии связи. URL: <https://itechinfo.ru/content/обзор-технологии-lora> (дата обращения: 05.05.2022 – 20.8.2022).

Ильясов Михаил Евгеньевич – студент гр. 120-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: mixailyasov7@gmail.com.

Морозов Евгений Дмитриевич – студент гр. 120-2, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: tnerko55@gmail.com.

IMPLEMENTATION OF TECHNOLOGY SIGNAL DEMODULATION LORA IN CAD

Within the framework of the GPO RTS-2002 project «Designing signal processing algorithms for RTS», a communication system based on LoRa is being developed. The article describes the implementation of the information decoding system, namely the LoRa demodulator in the Matlab environment. The description of the LoRa signal decoding principle is given. Implementation examples are given for various symbols at various spreading factors. Conclusions are drawn about the correct implementation.

Ilyasov Mikhail Evgenyevich – student gr. 120-2, dep. radio engineering systems, Tomsk. state un-t control systems. and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: mixailyasov7@gmail.com.

Morozov Evgeny Dmitrievich – student gr. 120-2, dep. radio engineering systems, Tomsk. state un-t control systems. and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: tnerko55@gmail.com.

А.М. Голиков, О.А. Комогорова, В.И. Верхоланцев

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ

Рассматриваются системы цифровой радиорелейной связи, цифровые сети радиорелейной связи PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy) и SDH (Synchronous Digital Hierarchy, их качественные показатели, организация эксплуатации радиорелейных линий, конфигурирование радиорелейного оборудования Ericsson MINI-LINK.

Ключевые слова: цифровая радиорелейная система, модуляция

Под радиорелейной связью понимают радиосвязь, основанную на ретрансляции радиосигналов метровых, дециметровых и более коротких волн станциями, расположенными на поверхности Земли [1]. Радиорелейная линия (РРЛ) образуется в совокупности из технических средств и среды распространения радиоволн для радиорелейной связи. РРЛ на большие расстояния строят в виде цепочки приёмно-передающих радиорелейных станций, обеспечивающих радиосвязь прямой видимости. Такие системы связи используются для передачи сигналов многоканальных телефонных сообщений, радиовещания, телевидения, передачи данных для технологических нужд газодобывающей промышленности, железнодорожного транспорта и между базовыми станциями сотовой связи. Радиорелейные линии связи относятся к широкополосным системам телекоммуникаций [2].

Для контроля за функционированием станций и линий, сбора и передачи сигналов аварии, организации шлейфов, управления станцией, отображения состояния связи применяется система телеуправления и телесигнализации. Управление параметрами радиорелейной системы и конфигурирование сети обычно производится программными средствами локально по RS-232 или с помощью удаленного доступа, например по протоколу Simple Network Management Protocol (SNMP) с любого терминала сети [3].

Цифровая радиорелейная система Ericsson MINI-LINK

Радиорелейные системы Ericsson средней пропускной способности для связи «точка-точка» MINI-LINK E пригодны для организации работы сетей любого типа. MINI-LINK E может иметь конфигурацию, удовлетворяющую требованиям по дальности и скорости передачи данных. Эта аппаратура работает в частотных диапазонах от 7 до 38 ГГц и обеспечивает скорость передачи данных 270 Мбит/с [4]. Терминалы MINI-LINK E могут использоваться в сетях любой конфигурации – в виде звезды, дерева или кольца (рисунок 1).

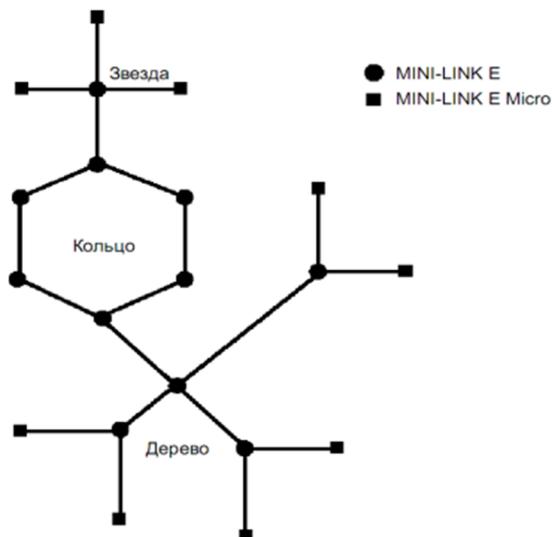


Рисунок 1 – Пример топологии сети

На рисунке 2 изображен пример структуры мобильной сети, в которой аппаратура MINI-LINK осуществляет связь базовых станций с центром коммутации мобильной связи – Mobile services Switching Center (MSC), под управлением контроллера базовой станции – Base Station Controller (BSC). Для повышения надежности используются системы с резервированием типа 1+1 или сети с кольцевой структурой.

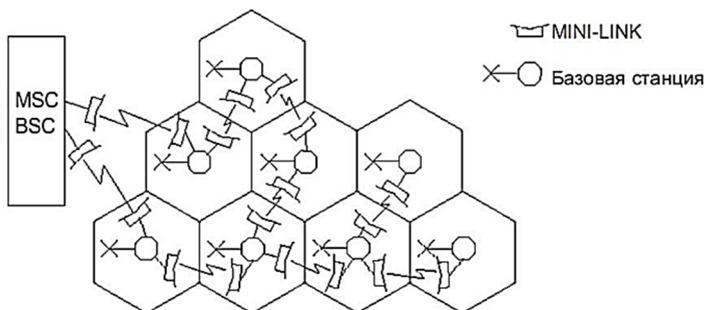


Рисунок 2 – Пример мобильной сети

Конфигурирование и исследование системы Ericsson

Для конфигурации и мониторинга оборудования MINI-LINK используется программное обеспечение MINI-LINK Craft 15B. Подключение можно осуществить как к локальному модулю, так и к удалённому. Окно входа представлено на рисунке 3.



Рисунок 3 – Вид окна входа

После подключения к модулю можно просмотреть, из каких блоков он состоит, а также статус работы этих блоков. На рисунке 4 представлены окна обзора для локального и удалённого блоков.

Для изменения конфигурации связи между приёмно-передающими модулями в ПО предусмотрено соответствующее окно (рисунок 5).

После изменения конфигурации связи следует включить передатчик на локальном модуле, так как модуль выключает передачу автоматически при разрыве связи. В таблице 1 приведены максимальные скорости передачи данных для различных видов модуляции.

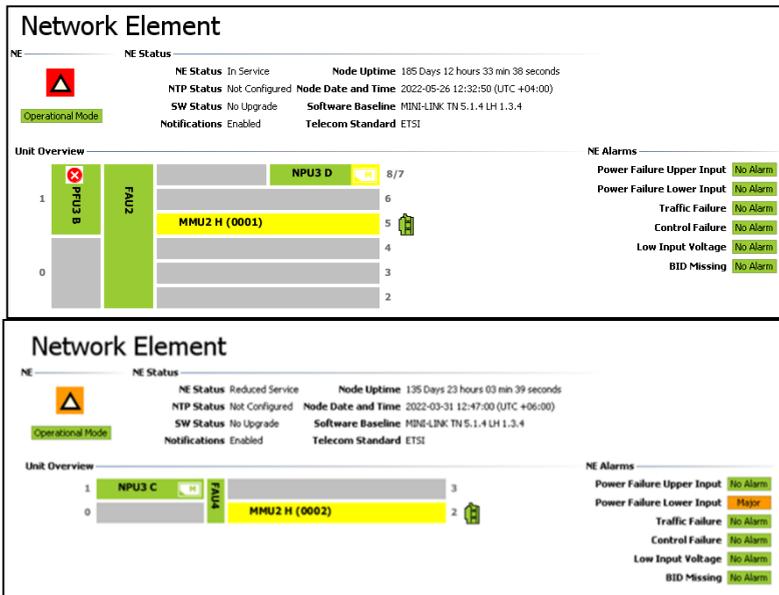


Рисунок 4 – Окна обзора состава локального и удалённого модулей и состояния блоков

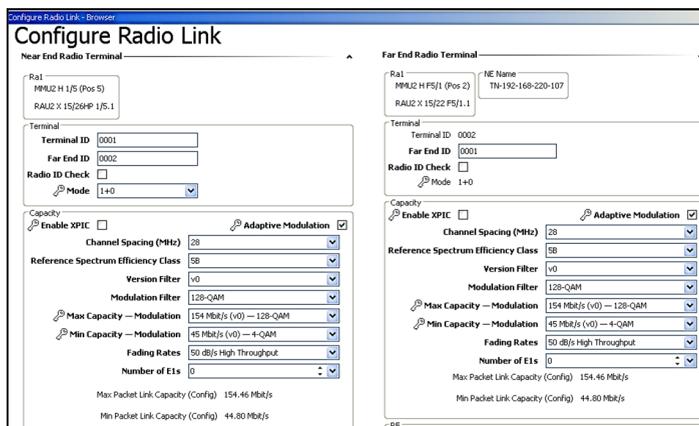


Рисунок 5 – Окно конфигурации связи

Таблица 1 – Максимальная скорость передачи при разных видах модуляции

Вид модуляции	Максимальная скорость
4-QAM	45 Мбит/с
16-QAM	91 Мбит/с
32-QAM	112 Мбит/с
64-QAM	134 Мбит/с
128-QAM	154 Мбит/с
256-QAM	171 Мбит/с
512-QAM	200 Мбит/с

Результаты эксперимента

В проделанной работе была рассчитана зависимость полосы частот, которую занимает сигнал, от выбранного вида модуляции. Для сигнала с квадратурной амплитудной модуляцией полоса этого сигнала по уровню -3 дБ равна символьной скорости. Полученные значения представлены в таблице 2.

Таблица 2 – Зависимость полосы частот от вида модуляции

Вид модуляции	Символьная скорость (полоса частот)
4-QAM	22,5 МГц
16-QAM	22,75 МГц
32-QAM	22,4 МГц
64-QAM	22,3 МГц
128-QAM	22 МГц
256-QAM	21,38 МГц
512-QAM	22,2 МГц

Согласно данным таблицы, чем выше порядок модуляции, тем эффективнее используется полоса частот, так как в одном символе содержится большее число битов. Также было проведено исследование зависимости скорости передачи данных от выбранного порядка модуляции. Результаты представлены в таблице 3.

Таблица 3 – Зависимость скорости передачи данных от вида модуляции

Максимальный порядок модуляции	Минимальный порядок модуляции	Скорость передачи данных
4-QAM	4-QAM	45 Мбит/с
16-QAM		90,4 Мбит/с
32-QAM	4-QAM	90,4 Мбит/с
64-QAM		
128-QAM		
256-QAM		
512-QAM		

По полученным данным можно сделать вывод, что при включенном режиме адаптивной модуляции модуль автоматически выбирает оптимальный вид модуляции, чтобы сохранить требуемое качество связи, жертвуя при этом пропускной способностью.

При исследовании зависимости коэффициента битовой ошибки BER от мощности на входе приёмника SNR получены результаты, представленные на рисунке 6.

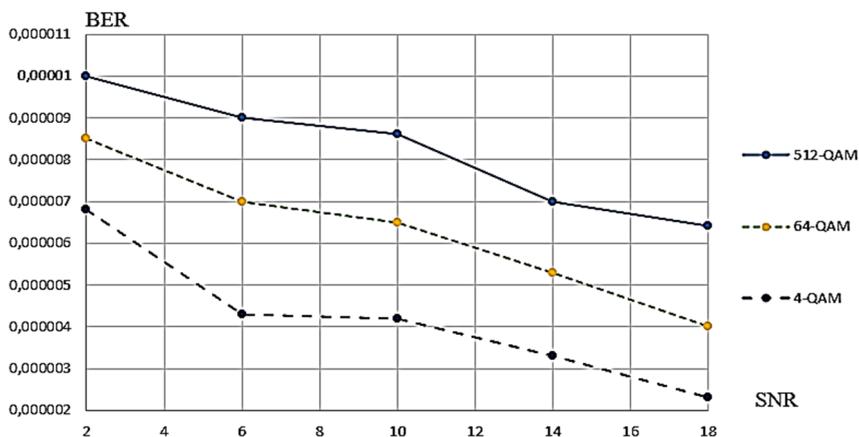


Рисунок 6 – Зависимость коэффициента битовой ошибки от мощности

Из рисунка следует, что при увеличении мощности вероятность битовой ошибки уменьшается.

Список использованной литературы

1. Голиков А.М. Системы цифровой радиосвязи : учеб. М. : Ай Пи Ар Медиа, 2022. 340 с.
2. Голиков А.М. Системы радиосвязи и сети телерадиовещания : курс лекций, компьютерные лабораторные работы, компьютерный практикум, задание на самостоятельную работу. Изд. перераб. и доп. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2018. 354 с. URL: <https://edu.tusur.ru/publications/8848>.
3. MINI-LINK E и E Micro. Техническое описание. Эрикссон Корпорация АО. URL: http://files.radioscanner.ru/files/download/file10353/mini_link_e_i_emicro_tehnicosкое_opisanie.pdf.
4. Technical specification. URL:https://www.dadehnama.ir/uploads/Technical_specification_02-2009.pdf (дата обращения: 14.09.2022).

Голиков Александр Михайлович – канд. техн. наук, ст. науч. сотрудник, доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: rts2_golikov@mail.ru.

Комогорова Ольга Андреевна – студентка, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, e-mail: olga_kotogorova01@mail.ru.

Верхоланцев Владислав Игоревич – студент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, e-mail: verholantsewladislav@gmail.com.

STUDY OF THE CHARACTERISTICS OF DIGITAL RADIO RELAY SYSTEMS

The report deals with digital radio relay communication systems, PDH (Plesiochronous Digital Hierarchy) and SDH (Synchronous Digital Hierarchy) digital radio relay networks, quality indicators of CRRL. LINK in which it is possible to change the configuration and make measurements of the network parameters. This radio transmission of information and transport streams has the advantages of working over long distances, while it has a high bandwidth and there is no accumulation of noise along the radio link.

Keywords: *digital radio relay system, modulation*

Golikov Alexander Mikhailovich – Candidate of Technical Sciences, Senior Researcher, Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: rts2_golikov@mail.ru.

Komogorova Olga Andreevna – Student of the Department of Radio Engineering Systems of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, e-mail: olga_komogorova01@mail.ru.

Verkholantsev Vladislav Igorkvich – Student of the Department of Radio Engineering Systems of Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, e-mail: verholantsewladislav@gmail.com.

УДК 621.376: 654(075)

Е.В. Суздальцева, В.А. Кологривов

ИССЛЕДОВАНИЕ ВPSK-МОДЕМА С СИНХРОННЫМ ДЕТЕКТИРОВАНИЕМ И КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ПРИЕМОМ

Представлено описание моделей классического ВPSK-модема с приемом на основе прямого преобразования и корреляционного, а также приведены результаты модельных испытаний спектральной и энергетической эффективности.

Ключевые слова: ВPSK-модем, прямое преобразование, корреляционный приём

Согласно теоретическим представлениям использование ВPSK-модуляции позволяет получить наилучшую энергетическую эффективность (помехоустойчивость) и спектральную эффективность, определяемую скоростью информационного потока [1–3]. Исследуем функциональную модель классического ВPSK-модема с приёмником на основе прямого преобразования (рисунок 1).

Описание модели

Источник биполярной информационной последовательности реализован с использованием генератора псевдослучайной последовательности с гауссовским распределением Random Number и блока двухстороннего ограничителя на основе функции $\text{sign}(x)$. Длина бита информационной последовательности задаётся параметром Sample Time = 1 генератора Random Number.

ВPSK-модулятор выполнен на основе умножителя Product, на второй вход которого подаётся колебание с несущей частотой 15π радиан от генератора Sine Wave.

Простейшая модель канала распространения представлена блоком Sum, на второй вход которого поступает шумовая псевдослучайная последовательность с гауссовским распределением Random Number. Параметр генератора Sample Time позволяет реализовать необходимую широкополосность шумов канала распространения, а параметр Variance – регулировать мощность шумов в процессе измерения помехоустойчивости (зависимости вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум (SNR)).

Полосовой фильтр с полосой пропускания $\Delta\omega = 4\pi$ на основе блока Analog Filter Design отображает формирующий фильтр на выходе передающей части и входную фильтрацию на входе приемной части.

BPSK-демодулятор реализован на основе умножителя Product, на второй вход которого подается опорное колебание с несущей частотой 15π радиан от генератора Sine Wave. Система выделения и автоматической фазовой подстройки частоты опорного колебания в модели отсутствует. На выходе умножителя установлен ФНЧ с полосой пропускания порядка $\Delta\omega = 2\pi$ радиан для фильтрации высокочастотных продуктов преобразования. Блок Gain = 2 компенсирует коэффициент тригонометрических преобразований, равный $1/2$.

Регенерация формы принятых битов реализована блоком экстраполятора нулевого порядка Zero Order Hold и блоком двухстороннего ограничителя на основе функции sign(x).

Подсистема Subsystem Calc Err, блоки Display и Scope отображают число ошибок передачи и фиксируют моменты их возникновения.

Подсистема Subsystem Measuring Power и блок Scope вычисляют и отображают изменение уровня мощности сигнала или смеси сигнал+шум в процессе измерения помехоустойчивости. Точка подключения измерителя мощности задается блоком принятия решений, который соответствует блоку Zero Order Hold.

Блоки Spectrum Scope и Averaging Power Spectral Density отображают спектры сигнальных и шумовых потоков.

На рисунке 2 приведена функциональная модель классического BPSK-модема с корреляционным приёмником.

Плечи корреляционного приёмника состоят из экстраполяторов нулевого порядка Zero Order Hold и блока Buffer, которые накапливают в течение бита отсчеты опорного колебания и принятого в шумах BPSK модулированного радиосигнала. Накопленные отсчеты как векторы скалярно перемножаются и суммируются блоками Product и Sum. Блок Frame Status Conversion преобразует фреймовый тип данных в тип double. В данном случае реализуется накопление 64 отсчетов в течение бита.

Такая упрощенная реализация корреляционной обработки позволяет найти отсчет автокорреляционной функции опорного колебания и зашумленного радиосигнала при смещении $\tau = 0$ и в зависимости от знака корреляции принять решение о приеме 1 или -1 .

Математическое описание BPSK-модема

Дадим простое математическое описание BPSK-модуляции, используя структуру модема, показанную на рисунке 1.

Обозначим текущее значение бита, который является управляющим сигналом модулятора, $d_k = \pm 1$. В модуляторе (смесителе) управляющая последовательность перемножается с опорным гармоническим колебанием $x_k = d_k \sin(\omega t)$.

В модели канала распространения к переданному сигналу аддитивно добавляются шумы $y_k = d_k \sin(\omega t) + n_k$.

В демодуляторе зашумленный сигнал умножается на опорное колебание:

$$\begin{aligned} z_k &= \left(d_k \sin(\omega t) + n_k \right) \sin(\omega t) = d_k \sin^2(\omega t) + n_k \sin(\omega t) = \\ &= \frac{d_k}{2} (1 - \cos(2\omega t)) + n_k \sin(\omega t). \end{aligned}$$

На выходе ФНЧ после фильтрации высокочастотных составляющих получается последовательность, с точностью до постоянного коэффициента совпадающая с передаваемой информационной последовательностью $z_k \sim \frac{d_k}{2}$.

Результаты модельных исследований

При исследовании модели классического BPSK-модема с приёмником на основе прямого преобразования получено значение $\text{SNR} = 8,23$ dB при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$. Модель классического BPSK-модема с корреляционным приёмником при измерении по входу показала $\text{SNR} = -9,12$ dB при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$, а по выходу – $\text{SNR} = 8,7$ dB при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$. Полоса спектра информационного сигнала до полосового фильтра составила $\Delta\omega = 4\pi$ радиан. Измерение помехоустойчивости BPSK-модемов с приёмником прямого преобразования и корреляционным приёмом показало сопоставимые результаты. Измеренное значение спектральной эффективности соответствует скорости информационного потока.

Выводы

Представленная функциональная модель позволяет исследовать основные характеристики BPSK-модемов – энергетическую

и спектральную эффективность. Полученные результаты модельных исследований коррелируют с опубликованными результатами [1, 2].

Список используемой литературы

1. Муравьев В.В., Корневский С.А., Печень Т.М. Полосовая модуляция в системах телекоммуникаций : учеб.-метод. пособие. Минск : БГУИР, 2019. 79 с.

2. Леонидов В.В. Модуляция и демодуляция цифровых сигналов : конспект лекций. Учебно-методический комплект по дисциплине «Цифровая обработка». М. : МГТУ им. Н.Э. Баумана. URL: <https://leonidov.su/wp-content/uploads/2020/04/Modulation-and-Demodulation-of-Digital-Signals-Lecture-V.V.-Leonidov.pdf> (дата обращения: 10.09.2022).

3. Сигналы с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK). URL: https://ru.dsplib.org/content/signal_bpsk/signal_bpsk.html (дата обращения: 15.09.2022).

Суздальцева Екатерина Викторовна – студентка гр. 1В9, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: katyasuz300901@gmail.com.

Кологривов Василий Андреевич – доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kologrivov@gmail.com.

STUDY OF BPSK MODEM WITH SYNCHRONOUS DETECTION AND CORRELATION RECEPTION

A description of models for constructing a classical BPSK modem with direct conversion and correlation-based reception is presented, and the results of model tests of spectral and energy efficiency are given.

Keywords: *BPSK modem, direct conversion, correlation reception*

Suzdaltseva Ekaterina Viktorovna – student gr. 1В9 of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050 Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: katyasuz300901@gmail.com.

Kologrivov Vasily Andreevich – Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050 Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kologrivov@gmail.com.

Е.С. Никифорова, В.А. Кологривов

ИССЛЕДОВАНИЕ OQPSK-МОДЕМА С ПРИЕМНИКОМ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

Представлено описание модели классического OQPSK-модема с приемом на основе прямого преобразования, а также приведены результаты модельных испытаний спектральной и энергетической эффективности.

Ключевые слова: OQPSK-модем, прямое преобразование

Согласно теоретическим представлениям использование OQPSK-модуляции позволяет ограничить скачки фазовых переходов $\pi/2$ радиан, что способствует снижению требований к линейности усилителей мощности передатчика по сравнению с использованием QPSK-модуляции [1–3]. Смещение квадратурного потока на половину символа (т.е. на бит) ведёт к необходимости расширять полосу пропускания полосового фильтра, что увеличивает уровень проходящих помех и снижает помехоустойчивость модема. Целью данной работы является исследование энергетической эффективности (помехоустойчивости) и спектральной эффективности OQPSK-модема с приёмом на основе прямого преобразования (рисунок 1).

Описание модели

Источник биполярной информационной последовательности состоит из генератора псевдослучайной последовательности с гауссовским распределением Random Number и блока двухстороннего ограничителя на основе функции $\text{sign}(x)$. Блок сравнения с нулём (Relational Operator) преобразует биполярную последовательность в однополярную. Блок Data Type Conversion переводит представление типа Boolean в тип double.

Подсистема Phase Coder реализует векторный поток дибитов путем разветвления входного потока через элемент задержки Unit Delay и напрямую на входы блока Mux. Для исключения участия текущего бита в разных дибитах на выходе блока Mux включен блок Zero Order Hold с шагом дибита. Блок MatLab Function использует функцию dibit_phase для сопоставления дибитам значения фазовых состояний. Текущее значение фазы разветвляется через блоки тригонометрических функций $\cos x$ и $\sin x$.

Сигналы с выходов подсистемы поступают на входы умножителей Product квадратурного преобразователя. На вторые входы умножителей с блоков Sine Wave поступают колебания несущей частоты

QPSK_OQPSK-Modem SNR=0.432/0.53-0.432=-4.4082 (8.4426 dB) n_err=1; F=1000; N=4.25; df=2*pi; tau_bit=1 QPSK
 file Test_QPSK_QPSK_1 SNR=0.87/(1.140-87)=3.2222 (8.0816 dB) QPSK SNR=0.84/(1.05-0.94)=4.0000 (6.0206 dB) QPSK
 SNR=0.442/(0.505-0.442)=7.0159 (8.4608 dB) n_err=1; F=1000; N=2.85; df=4*pi; df=pi; tau_bit=1 OQPSK

```

function f=dubit_phase(x);
if x==0; 0; f=pi/4; end;
if x==1; 1; f=3*pi/4; end;
if x==2; 2; f=5*pi/4; end;
if x==3; 3; f=7*pi/4; end;

Source
0 1 1 1 1
Random Number
Relational Data Type
Operator Conversion
Constant

function y=phase_dibit(x);
if ((x1)==0) & ((x2)==0); y=0; end;
if ((x1)==0) & ((x2)==1); y=1; end;
if ((x1)==1) & ((x2)==0); y=2; end;
if ((x1)==1) & ((x2)==1); y=3; end;
  
```

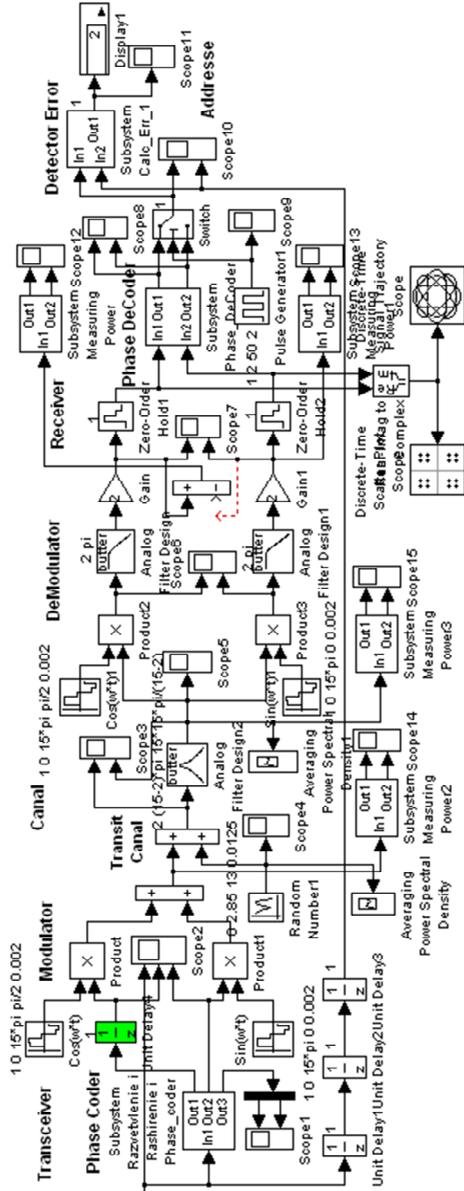


Рисунок 1 – Функциональная модель OQPSK-модема с приёмом на основе прямого преобразования

$\omega_0 = 15\pi$ радиан – $\cos(\omega_0 t)$ и $\sin(\omega_0 t)$. Квадратурный модулятор завершается суммированием сигналов с выходов умножителей.

Простейшая модель канала распространения собрана на основе блока Sum, на второй вход которого поступает шумовая псевдослучайная последовательность с гауссовским распределением Random Number. Параметр генератора Sample Time позволяет реализовать необходимую широкополосность шумов канала распространения, а параметр Variance – регулировать мощность шумов в процессе измерения помехоустойчивости (зависимости вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум (SNR)).

Полосовой фильтр с полосой пропускания $\Delta\omega = 4\pi$ на основе блока Analog Filter Design отображает формирующий фильтр на выходе передающей части и входную фильтрацию на входе приемной части. Для символов длиной в дибит достаточно полосового фильтра с полосой $\Delta\omega = 2\pi$, однако, поскольку при OQPSK квадратурные потоки сдвинуты на половину символа, приходится увеличивать полосу пропускания до $\Delta\omega = 4\pi$.

OQPSK-демодулятор реализован разветвлением зашумленного принятого радиосигнала на входы умножителей Product, на вторые входы которых с генераторов Sine Wave подаются опорные колебания несущей частоты $\omega_0 = 15\pi$ радиан – $\cos(\omega_0 t)$ и $\sin(\omega_0 t)$. Система выделения и автоматической фазовой подстройки частоты опорного колебания в модели отсутствует. На выходах умножителей установлены ФНЧ с полосой пропускания $\Delta\omega = \pi$ радиан для фильтрации высокочастотных продуктов преобразования. Блок Gain = 2 компенсирует коэффициент тригонометрических преобразований, равный 1/2.

Сигналы квадратурных каналов через блоки экстраполяторов нулевого порядка Zero Order Hold с шагом в 1 бит поступают на вход подсистемы фазового декодера Phase DeCoder. MatLab-функция phase_dibit фазового декодера по квадратурным проекциям определяет квадрант попадания сигнала и выдает на выход соответствующий дибит в виде вектора продолжительностью два бита. Двухпортовый switch, управляемый Pulse Generator, преобразует параллельное представление дибита в последовательный поток битов.

Подсистема Subsystem Calc Err, блоки Display и Scope отображают число ошибок передачи и фиксируют моменты их возникновения.

Подсистема Subsystem Measuring Power и блок Scope вычисляют и отображают изменение уровня мощности сигнала или смеси сигнал + шум в процессе измерения помехоустойчивости. Точка подключения измерителя мощности задается блоком принятия решений, который соответствует блоку Zero Order Hold.

Блоки Spectrum Scope и Averaging Power Spectral Density отображают спектры сигнальных и шумовых потоков.

Математическое описание OQPSK-модема

Дадим простое математическое описание OQPSK-модуляции, используя структуру модема, показанную на рисунке 1. Информационный поток битов поступает на фазовый кодер, который формирует из них дибиты, ставит им в соответствие фазовое состояние φ_k и, используя функции \cos и \sin , преобразует их в управляющие символы модулятора. Управляющими символами, поступающими с фазового кодера на квадратурный модулятор, являются $d_I = \cos(\varphi_k)$ и $d_Q = \sin(\varphi_k)$. Рассмотрим квадратурный модулятор.

Синфазный канал модулятора

$$I_k = \cos(\varphi_k) \cdot \cos(\omega t) = \frac{1}{2} \langle \cos(\varphi_k - \omega t) + \cos(\omega t + \varphi_k) \rangle.$$

Квадратурный канал демодулятора

$$Q_k = \sin(\varphi_k) \cdot \sin(\omega t) = \frac{1}{2} \langle \cos(\varphi_k - \omega t) - \cos(\omega t + \varphi_k) \rangle.$$

После суммирования квадратур на выходе модулятора имеем

$$\begin{aligned} U_k &= d_I \cos(\omega t) + d_Q \sin(\omega t) = \\ &= \cos(\varphi_k) \cdot \cos(\omega t) + \sin(\varphi_k) \cdot \sin(\omega t) = \cos(\varphi_k - \omega t). \end{aligned}$$

На выходе модели канала распространения

$$S_k = \cos(\varphi_k - \omega t) + n_k.$$

Рассмотрим квадратурный демодулятор.

Синфазный канал демодулятора

$$\langle \cos(\varphi_k - \omega t) + n_k \rangle \cdot \cos(\omega t) = \frac{1}{2} \langle \cos(\varphi_k) + \cos(2\omega t - \varphi_k) + n_k \cos(\omega t) \rangle.$$

Квадратурный канал демодулятора

$$\langle \cos(\varphi_k - \omega t) + n_k \rangle \cdot \sin(\omega t) = \frac{1}{2} \langle \sin(\varphi_k) + \sin(2\omega t - \varphi_k) + n_k \sin(\omega t) \rangle.$$

После прохождения через LF, отфильтровывающий высокочастотные составляющие, и усиления на 2 на выходах квадратурных каналов обработки оказываются модулирующие символы $d_I = \cos(\varphi_k)$ и $d_Q = \sin(\varphi_k)$, которые фазовый декодер преобразует в дибиты, а преобразователь параллельного представления в последовательное выдает поток принятых информационных битов.

Результаты модельных исследований

При исследовании модели классического OQPSK-модема с приёмником на основе прямого преобразования получено значение $\text{SNR} = 8,46 \text{ dB}$ при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$. Полоса спектра информационного сигнала до полосового фильтра составила $\Delta\omega = 4\pi$ радиан. Измерение помехоустойчивости OQPSK-модема с приёмником прямого преобразования показало, как и предсказывали, несколько худшие результаты (для QPSK $\text{SNR} = 6,44 \text{ dB}$ при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$). Измеренное значение спектральной эффективности не уступает спектральной эффективности QPSK.

Выводы

Представленная функциональная модель позволяет исследовать основные характеристики OQPSK-модемов – энергетическую и спектральную эффективность. Полученные результаты модельных исследований коррелируют с опубликованными [1–3]. Основным достоинством OQPSK-модуляции является вдвое меньший скачок фазового перехода, что снижает требования к линейности усилителей мощности передатчика.

Список используемой литературы

1. Муравьёв В.В., Корневский С.А., Печень Т.М. Полосовая модуляция в системах телекоммуникаций : учеб.-метод. пособие. Минск : БГУИР, 2019. 79 с.
2. Леонидов В.В. Модуляция и демодуляция цифровых сигналов : конспект лекций. Учебно-методический комплект по дисциплине «Цифровая обработка». М. : МГТУ им. Н.Э. Баумана. URL: <https://leonidov.su/wp-content/uploads/2020/04/Modulation-and-Demodulation-of-Digital-Signals-Lecture-V.V.-Leonidov.pdf> (дата обращения: 09.09.2022).
3. Сигналы с двоичной фазовой манипуляцией (BPSK). URL: https://ru.dsplib.org/content/signal_bpsk/signal_bpsk.html (дата обращения: 14.09.2022).

Никифорова Екатерина Сергеевна – студентка гр. 1В9, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: katya.nikiforova.2013@list.ru

Кологривов Василий Андреевич – доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kologrivov@gmail.com

STUDY OF OQPSK MODEM WITH DIRECT CONVERSION RECEIVER

A description of the classical OQPSK modem construction model with direct conversion reception is presented, and the results of model tests of spectral and energy efficiency are given.

Keywords: *OQPSK-modem, direct conversion*

Nikiforova Ekaterina Sergeevna – student gr. 1B9 of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050 Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: katya.nikiforova.2013@list.ru.

Kologrivov Vasily Andreevich – Associate Professor of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050 Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kologrivov@gmail.com.

УДК 621.39.001.63:621.391.1.037.37

М.А. Куценко, В.А. Кологривов

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОДШУМОВОЙ ТЕХНОЛОГИИ ПЕРЕДАЧИ НА ОСНОВЕ КОМПЛЕКСНОЗНАЧНЫХ МАТРИЦ И ВЕКТОРОВ С КОМПАКТНОЙ АСФ

Представлено описание модели системы подшумовой передачи широкополосных сигналов на основе комплекснозначных последовательностей с компактной автокорреляционной функцией, приведены результаты модельных испытаний спектральной и энергетической эффективности.

Ключевые слова: *подшумовая передача, широкополосные сигналы, комплекснозначная последовательность*

Согласно теоретическим представлениям использование подшумовой передачи широкополосных сигналов на основе комплекснозначных последовательностей с компактной автокорреляционной функцией (АСФ) позволяет добиться скрытности [1, 2]. Исследуем функциональную модель системы подшумовой передачи широкополосных сигналов на основе комплекснозначных последовательностей (рисунок 1).

В качестве последовательностей используются комплекснозначные матрицы G_1 и G_3 [1] размером 3×4 с компактной АСФ, которые для удобства реализации построено трансформированы в вектор.

Описание модели. Источник биполярной информационной последовательности состоит из генератора псевдослучайной последовательности с гауссовским распределением Random Number и блока двухстороннего ограничителя на основе функции $\text{sign}(x)$. Длина бита информационной последовательности задаётся параметром Sample Time = 1 генератора Random Number.

Комплекснозначная последовательность реализована с применением генератора повторяющейся последовательности Repeating Sequence в качестве модельного времени длиной 12, а сама комплекснозначная последовательность подается на выход генератора с помощью функции, представленной скрин-файлом:

```
function c=c_sequenc0(x);
% function c=c_sequenc0(x);
% Функция генерации заданной дискретной
% (комплексной) последовательности видеоимпульсов
% x- входное значение текущего модельного времени
% c- текущее значение выходной комплексной импульсной последовательности
%
v=[j (1+j)/sqrt(2) (1+j)/sqrt(2) -j (1-j)/sqrt(2) -(1+j)/sqrt(2) -1 -j -1 -(1+j)/sqrt(2) 1 0];
m=round(1+x); % вычисление текущей координаты вектора
c=v(m);      % текущее значение выходной последовательности
```

Модулятор биполярной информационной последовательности, расширяемой комплекснозначной последовательностью, выполнен на основе блока умножителя Product.

Модулятор несущего колебания расширенной информационной последовательности также выполнен на основе блока Product, на второй вход которого с блока Sine Wave подаётся несущее колебание с частотой $\omega_0 = 25\pi$ радиан.

Поскольку используется комплексный сигнал, то и модель канала распространения является комплексной и представлена блоком Sum, на второй вход которого поступает комплексная шумовая псевдослучайная последовательность от генераторов Random Number с гауссовским распределением, объединённых блоком Real-Imag to Complex. Параметры генераторов Sample Time позволяют реализовать необходимую широкополосность шумов канала распространения, а параметры Variance – регулировать мощность шумов в процессе измерения помехоустойчивости (зависимости вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум (SNR)). Для удобства предусмотрена регулировка мощности шумов канала распространения с помощью блока Gain. На выходе демодулятора для фильтрации высокочастотных

составляющих собрана подсистема ФНЧ второго порядка с граничными частотами $\omega_0 = 24\pi$ радиан.

Демодулятор по аналогии с модулятором реализован с использованием блока Product и LF filter с граничной частотой $\omega_g = 24\pi$ радиан. Для компенсации коэффициента $1/2$ тригонометрических преобразований на выходах ФНЧ использованы блоки $\text{Gain} = \sqrt{2}$.

Корреляционный приёмник состоит из экстраполяторов нулевого порядка Zero Order Hold и блоков Buffer, которые накапливают в течение бита 12 отсчетов повторяющейся опорной комплекснозначной последовательности и принятые в шумах модулированные информационными битами последовательности. Накопленные отсчеты как векторы скалярно перемножаются и суммируются блоками Product и Sum. Блок Complex to Real-Imag выделяет действительную часть корреляции, блок sign нормирует значения корреляционной функции к ± 1 . В данном случае реализуется накопление 12 комплекснозначных отсчетов в течение бита.

Подсистема Subsystem Calc Err, блоки Display и Scope отображают число ошибок передачи и фиксируют моменты их возникновения.

Подсистема Subsystem Measuring Power и блок Scope вычисляют и отображают изменение уровня мощности сигнала или смеси сигнал + шум в процессе измерения помехоустойчивости. Точка подключения измерителя мощности задается блоком принятия решений, который соответствует блоку Zero Order Hold.

Блок Spectrum Scope отображает спектры сигнальных и шумовых потоков.

Математическое описание корреляционных свойств комплекснозначной последовательности. Вектор комплекснозначной последовательности, полученный построчным преобразованием из матрицы $G1$ [1], имеет вид

$$v = \left[j, (1+j)/\sqrt{2}, (1+j)/\sqrt{2}, -j, (1-j)/\sqrt{2}, -(1+j)/\sqrt{2}, -1, -j, -1, -(1+j)/\sqrt{2}, 1, 0 \right].$$

С целью оценки автокорреляционных свойств последовательности вычислялось скалярное произведение вектора с транспонированным вектором: $v \cdot v^t = 11$. Полученное значение чисто вещественно и практически равно длине последовательности, что свидетельствует об ее хороших автокорреляционных свойствах.

Результаты модельных исследований. При исследовании модели подшумовой технологии передачи на основе комплекснозначных матриц и векторов с компактной АСФ модема с корреляционным приёмником в случае измерения по входу коррелятора получено значение

SNR = -3,43 dB при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$, а по выходу коррелятора – SNR = 10,53 dB при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$. Полоса расширенного спектра информационного сигнала составила $\Delta\omega = 48\pi$ радиан. Измеренное значение спектральной эффективности соответствует расширенному значению спектра информационного потока с $\tau_b = 1$ комплекснозначной последовательностью длиной 12 с $\tau_{\text{chip}} = 1/12$.

Выводы

Представленная функциональная модель позволяет исследовать характеристики подшумовой технологии передачи на основе комплекснозначных матриц и векторов с компактной АСФ – энергетическую и спектральную эффективность. Результаты модельных исследований подтвердили обеспечение скрытности подшумовой передачи с отношением сигнал/шум на входе приёмника порядка -8,65 dB при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$.

Список используемой литературы

1. Разработка и модельная реализация приемопередающего устройства скрытого подшумового обмена широкополосными радиосообщениями / А.Ю. Гришенцев, А.И. Елсуков, А.Г. Коробейников [и др.] // Вестн. Чувашского ун-та. 2017. № 3. С. 195–206.

2. Гришенцев А.Ю., Коробейников А.Г. Алгоритм поиска, некоторые свойства и применение матриц с комплексными значениями элементов для стеганографии и синтеза широкополосных сигналов // Журнал радиоэлектроники. 2016. № 5. С. 1–20.

Куценко Мария Андреевна – студентка гр. 1В9, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kutsenko-mariya@mail.ru.

Кологривов Василий Андреевич – доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kologrivov@gmail.com.

STUDY OF SUB-NOISE TRANSMISSION TECHNOLOGY BASED ON COMPLEX-VALUED MATRICES AND VECTORS WITH COMPACT ACF

The article presents a description of a model of a sub-noise transmission system for broadband signals based on complex-valued sequences with

a compact autocorrelation function (ACF), as well as the results of model tests of spectral and energy efficiency.

Keywords: *sub-noise transmission of broadband signals, complex-valued sequence*

Kutsenko Maria Andreevna – student gr. 1B9 Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kutsenko-mariya@mail.ru.

Kologrivov Vasily Andreevich – Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kologrivov@gmail.com.

УДК 621.391.266

В.Н. Елисеев, В.А. Кологривов

ИССЛЕДОВАНИЕ 4-КАНАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ НА ОСНОВЕ КОМПОЗИЦИОННЫХ КОМПЛЕКСНОЗНАЧНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Описывается модель 4-канальной системы на основе композиционных комплекснозначных последовательностей с равномерным энергетическим спектром, а также приведены результаты модельных испытаний спектральной и энергетической эффективности.

Ключевые слова: *4-канальная система передачи, композиционные комплекснозначные последовательности*

Используемые в системах многоканальной передачи сигналы и методы их приёма и обработки ориентированы на минимизацию взаимного влияния сигналов от разных источников. При этом для надёжного обнаружения сигнала требуется компактная автокорреляционная функция с минимальными боковыми лепестками, а для четкого разделения сигналов – минимальная взаимно корреляционная функция, что существенно осложняет поиск подобных сигналов. Для удовлетворения этим противоречивым требованиям предлагается использовать композиционные комплекснозначные последовательности [1–3], на основе которых собрана 4-канальная функциональная модель системы передачи (рисунок 1).

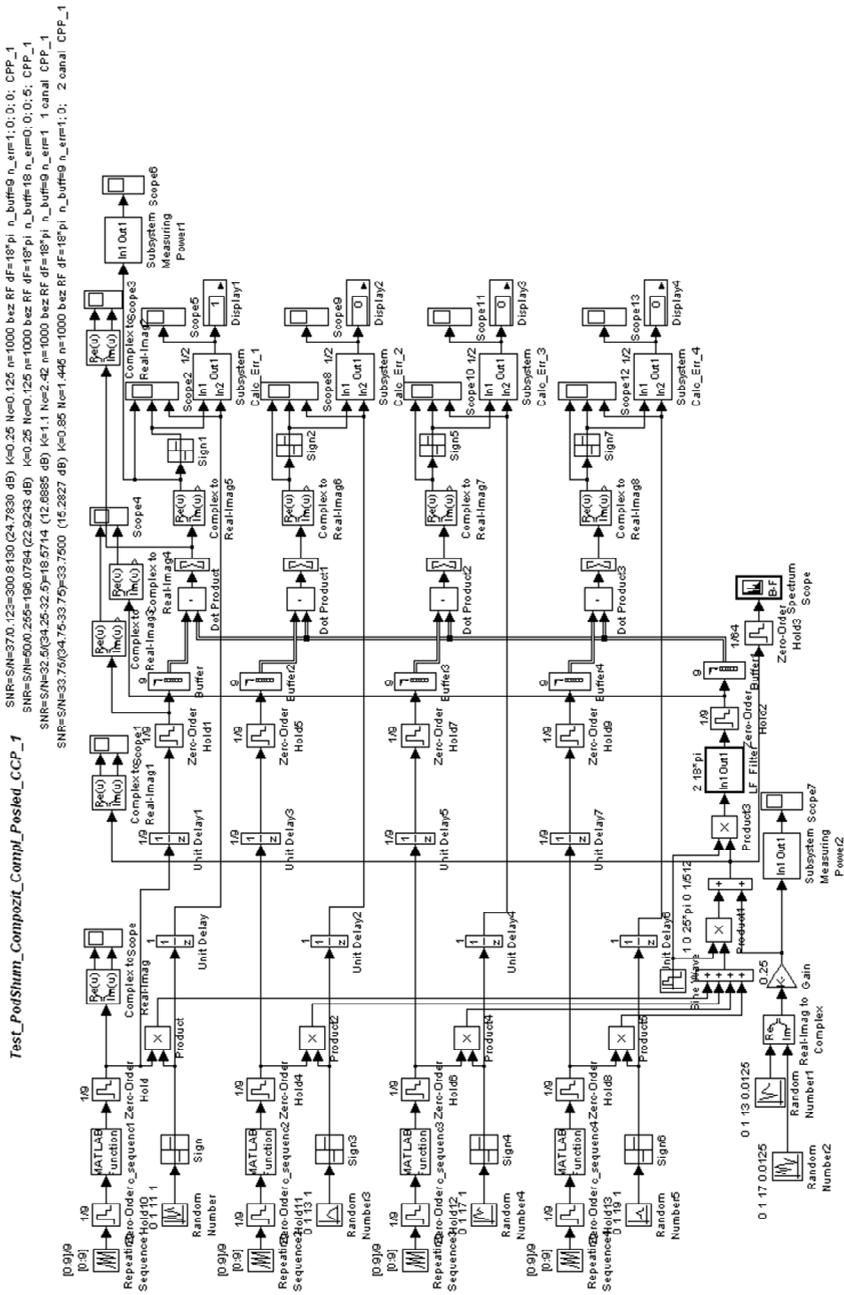


Рисунок 1 – Функциональная модель 4-канальной модема на основе композиционных комплекснозначных последовательностей

В таблице 1 приведены комплекснозначные последовательности длиной 9 [1]. Поскольку в модели при расширении спектра (модуляции последовательностью) используется биполярная информационная последовательность, за расширяющие последовательности каналов выбраны последовательности, соответствующие символу «1».

Таблица 1 – Соответствие символов и комплекснозначных последовательностей в многоканальной системе связи

Канал	Символ	Кодовая комбинация
1	«0»	1, 1, 1, 1, $-0,5+0,866i$, $-0,5-0,866i$, 1, $-0,5-0,866i$, $-0,5+0,866i$
	«1»	$-0,5+0,866i$, 1, 1, 1, 1, $-0,5+0,866i$, $-0,5-0,866i$, 1, $-0,5-0,866i$
2	«0»	$-0,5-0,866i$, $-0,5+0,866i$, 1, 1, 1, 1, $-0,5+0,866i$, $-0,5-0,866i$, 1
	«1»	1, $-0,5-0,866i$, $-0,5+0,866i$, 1, 1, 1, 1, $-0,5+0,866i$, $-0,5-0,866i$
3	«0»	$-0,5-0,866i$, 1, $-0,5-0,866i$, $-0,5+0,866i$, 1, 1, 1, 1, $-0,5+0,866i$
	«1»	$-0,5+0,866i$, $-0,5-0,866i$, 1, $-0,5-0,866i$, $-0,5+0,866i$, 1, 1, 1, 1
4	«0»	1, $-0,5+0,866i$, $-0,5-0,866i$, 1, $-0,5-0,866i$, $-0,5+0,866i$, 1, 1, 1
	«1»	1, 1, $-0,5+0,866i$, $-0,5-0,866i$, 1, $-0,5-0,866i$, $-0,5+0,866i$, 1, 1

Описание модели

Поскольку модель 4-канальная, опишем один из каналов. Источник биполярной информационной последовательности представлен генератором псевдослучайной последовательности с гауссовским распределением Random Number и блоком двухстороннего ограничителя – $\text{sign}(x)$. Длина информационного бита задаётся параметром Sample Time = 1 генератора Random Number.

Комплекснозначная последовательность реализована с применением генератора повторяющейся последовательности Repeating Sequence в качестве модельного времени длиной 9, а сама комплекснозначная последовательность подается на выход генератора с помощью MatLab-функции.

Модулятором биполярной информационной последовательности расширяющей комплекснозначной последовательностью служит блок умножителя Product.

Модулятор несущего колебания расширенной информационной последовательности также выполнен на основе блока Product, на

второй вход которого с блока Sine Wave подаётся несущее колебание с частотой $\omega_0 = 25\pi$ радиан.

Поскольку при расширении спектра получается комплексный сигнал, то и модель канала используется комплексной на основе блока Sum, на второй вход которого поступает комплексная шумовая псевдослучайная последовательность на основе генераторов Random Number с гауссовским распределением, объединённых блоком Real-Imag to Complex. Параметры генераторов Sample Time позволяют реализовать необходимую широкополосность шумов канала распространения, а параметры Variance – регулировать мощность шумов в процессе измерения помехоустойчивости (зависимости вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум SNR). Для удобства предусмотрена регулировка мощности шумов канала распространения с помощью блока Gain. На выходе демодулятора для фильтрации высокочастотных составляющих собрана комплексная подсистема ФНЧ второго порядка с граничными частотами $\omega_0 = 18\pi$ радиан.

Демодулятор по аналогии с модулятором реализован с использованием блока Product и LF filter с граничной частотой $\omega_g = 18\pi$ радиан. Для компенсации коэффициента $1/2$ тригонометрических преобразований на выходах ФНЧ служат блоки $\text{Gain} = \text{sqrt}(2)$.

Корреляционный приёмник выполнен на экстраполяторах нулевого порядка Zero Order Hold и блоках Buffer, которые накапливают в течение бита 9 отсчетов повторяющейся опорной комплекснозначной последовательности и принятые в шумах модулированные информационными битами последовательности. Накопленные отсчеты как векторы скалярно перемножаются и суммируются блоками Product и Sum. Блок Complex to Real-Imag выделяет действительную часть корреляции, блок sign нормирует значения корреляционной функции к ± 1 . В данном случае реализуется накопление 9 комплекснозначных отсчетов в течение бита.

Подсистема Subsystem Calc Err, блоки Display и Scope отображают число ошибок передачи и фиксируют моменты их возникновения.

Подсистема Subsystem Measuring Power и блок Scope вычисляют и отображают изменение уровня мощности сигнала или смеси сигнал+шум в процессе измерения помехоустойчивости. Точка подключения измерителя мощности обусловлена блоком принятия решений, который соответствует блоку Zero Order Hold.

Блок Spectrum Scope отображает спектры сигнальных и шумовых потоков.

Математическое описание корреляционных свойств композитной комплекснозначной последовательности

Выпишем в векторной форме композитные комплекснозначные последовательности каналов:

$$v_{11} = [-0,5 + j \cdot 0,866 \ 1 \ 1 \ 1 \ -0,5 - j \cdot 0,866 \ -0,5 - j \cdot 0,866 \ 1 \ -0,5 - j \cdot 0,866];$$

$$v_{21} = [1 \ -0,5 - j \cdot 0,866 \ -0,5 + j \cdot 0,866 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ -0,5 - j \cdot 0,866 \ -0,5 - j \cdot 0,866];$$

$$v_{31} = [-0,5 - j \cdot 0,866 \ -0,5 - j \cdot 0,866 \ 1 \ -0,5 - j \cdot 0,866 \ -0,5 + j \cdot 0,866 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1];$$

$$v_{41} = [1 \ 1 \ -0,5 - j \cdot 0,866 \ -0,5 - j \cdot 0,866 \ 1 \ -0,5 - j \cdot 0,866 \ -0,5 + j \cdot 0,866 \ 1 \ 1].$$

Для оценки корреляционных свойств последовательностей составим таблицу авто- и взаимных корреляционных функций, вычисляя скалярные произведения соответствующих векторов (таблица 2).

Таблица 2 – Авто- и взаимно корреляционные функции композитных комплекснозначных последовательностей каналов

	v_{11}''	v_{21}'	v_{31}'	v_{41}'
v_{11}	8,9998	$-4,4000e^{-5}$	$-1,5000 - j2,5980$	$1,5000 + j2,5980$
v_{21}	$-4,4000e^{-5}$	8,9998	$-4,4000e^{-5}$	$-1,5000 - j2,5980$
v_{31}	$-1,5000 + j2,5980$	$-4,4000e^{-5}$	8,9998	$-4,4000e^{-5}$
v_{41}	$1,5000 - j2,5980$	$-1,5000 + j2,5980$	$-4,4000e^{-5}$	8,9998

Как видим, автокорреляционные значения последовательностей максимальны и практически равны длине последовательности. Наихудшие взаимно корреляционные значения имеют последовательности 1-го и 3-го каналов, а также 1-го и 4-го каналов, 2-го и 4-го каналов. В конечном итоге эти заметные взаимно корреляционные значения определяют сравнительно низкую помехоустойчивость 4-канальной системы передачи.

Результаты модельных исследований

Исследование модели системы передачи на основе композитных комплекснозначных последовательностей с равномерным спектром при использовании корреляционного приёмника проводилось для 4-, 2- и 1-канального вариантов. В 4-канальном варианте при измерении по выходу коррелятора получилось $SNR = 24,8$ dB при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$. В 2-канальном варианте при измерении по выходу коррелятора получилось $SNR = 16,3$ dB при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$. В одноканальном варианте при измерении по выходу коррелятора получилось $SNR = 12,7$ dB при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$. Полоса расширенного спектра информационного сигнала составила $\Delta\omega = 36\pi$ радиан. Измеренное значение спектральной эффективности соответствует расширенному значению спектра

информационного потока с $\tau_b = 1$ и комплекснозначной последовательностью длиной 9 с $\tau_{\text{chip}} = 1/9$. Скромные значения помехоустойчивости объясняются небольшой длиной псевдослучайной комплекснозначной последовательности.

Выводы

Представленная функциональная модель позволяет исследовать основные характеристики системы передачи на основе композитных комплекснозначных последовательностей с равномерным спектром – энергетическую и спектральную эффективность. Полученные результаты модельных исследований подтвердили принципиальную возможность построения скрытых многоканальных систем передачи на основе композитных комплекснозначных последовательностей и целесообразность продолжения работ в этом направлении.

Список использованной литературы

1. Григорьевых Е.А., Хафизов Р.Г. Формирование и обработка комплекснозначных последовательностей в многоканальных системах передачи // Информационно-управляющие системы, 2013. № 3. С. 73–77.

2. Григорьевых Е.А., Хафизов Р.Г. Физические носители комплекснозначных кодовых последовательностей // Инфокоммуникационные технологии. 2013. Т. 11, № 1. С. 18–21.

3. Григорьевых Е.А. Исследование помехоустойчивости физических носителей комплекснозначных кодовых последовательностей с равномерным энергетическим спектром // Вестн. МарГТУ. 2008. № 2. С. 13–21.

Елисеев Владислав Николаевич – студент гр. 1В9, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladislav.eliseev.2015.rus@mail.ru.

Кологривов Василий Андреевич – доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kologrivov@gmail.com.

STUDY OF A 4-CHANNEL TRANSMISSION SYSTEM BASED ON COMPOSITE COMPLEX-VALUED SEQUENCES

The article presents a description of a model of a 4-channel system based on composite complex-valued sequences with a uniform energy spectrum, as well as the results of model tests of spectral and energy efficiency.

Keywords: *4-channel switching system, composite complex-valued sequences*

Eliseev Vladislav Nikolaevich – student gr. 1B9 Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050 Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladislav.eliseev.2015.rus@mail.ru.

Kologrivov Vasily Andreevich – Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050 Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kologrivow@gmail.com.

УДК 621.376:654(075)

А.А. Ефремова, В.А. Кологривов

ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ LFM_BPSK

Описывается модель построения LFM_BPSK-модема с корреляционным приемом, а также приводятся результаты модельных испытаний спектральной и энергетической эффективности.

Ключевые слова: системы передачи данных, модель Simulink MatLab, технологии LFM_BPSK

Согласно теоретическим представлениям использование BPSK-модуляции позволяет получить наилучшую энергетическую эффективность (помехоустойчивость) и спектральную эффективность, определяемую скоростью информационного потока. В данном случае вместо опорного гармонического колебания используется LFM-импульс длительностью один бит [1–3]. На рисунке 1 представлена функциональная модель LFM_BPSK-модема с корреляционным приёмником.

Описание модели

Источник биполярной информационной последовательности реализован на основе генератора псевдослучайной последовательности с гауссовским распределением Random Number и блока двухстороннего ограничителя на основе функции $\text{sign}(x)$. Длина бита информационной последовательности задаётся параметром Sample Time = 1 генератора Random Number.

Формирователь LFM-импульса выполнен с использованием первого генератора Repeating Sequence, параметры которого Time values от 0 до 1 с шагом 1/4 служили в качестве модельного времени, а Output values от 6π до 30π с шагом 6π – в качестве девиации частоты. Второй генератор Repeating Sequence с параметрами Time values от 0 до 1 с шагом 1/4 и Output values от 0 до 1 с шагом 1/4 использовался

LCHM_BPSK_1

SNR=S/N=1012/(1150-1012)*7.3333 (8.6630 dB) N=3.8175 n=1000, n_err=1 dev=[pi*30*pi] buff=64 LCHM_BPSK
 SNR=S/N=1230/(1420-1230)*6.4737 (8.1115 dB) N=2.15 n=1000, n_err=1 dev=[pi*30*pi] buff=64 LCHM_Up_Down
 SNR=S/N=4057/(4650-4057)*6.8415 (8.3515 dB) N=5.475 n=1000, n_err=1 dev=[pi*30*pi] buff=128 LCHM_BPSK
 SNR=S/N=938/(1045-938)*8.5872 (9.3385 dB) N=3.8218 n=1000, n_err=1 dev=[pi*5*pi] buff=64 LCHM_BPSK
 SNR=S/N=519.5/(660-519.5)*12.8272 (11.0813 dB) N=0.815 n=1000, n_err=1 dev=[pi*5*pi] buff=64 LCHM_Up_Down

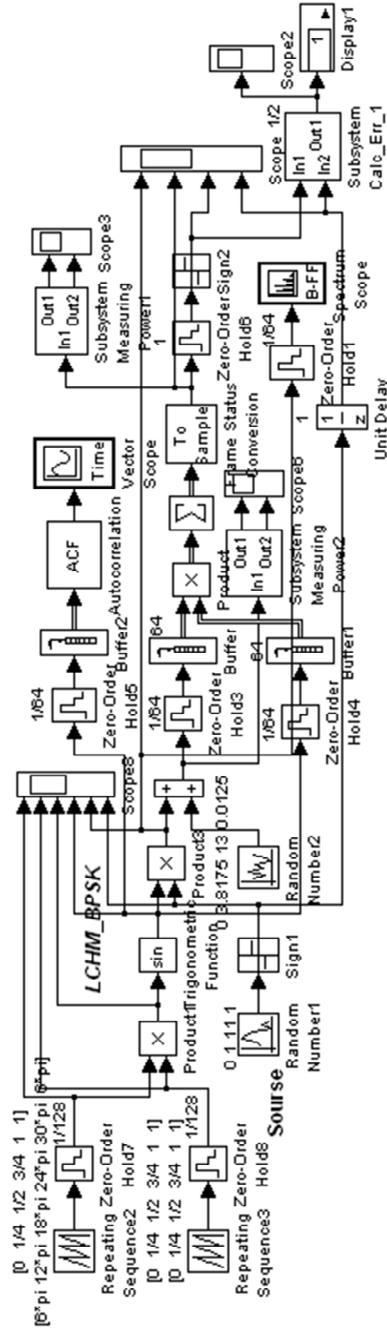


Рисунок 1 – Модель LFM_BPSK-модема с корреляционным приёмником

для дополнительного модельного времени. Блок Product выдает аргумент LFM-сигнала, который поступает в блок sin, формирующий LFM-импульс. LFM_BPSK-модулятор выполнен на основе умножителя Product, на выходе которого получается фазоманипулированный LFM-импульс.

Простейшая модель канала распространения собрана на базе блока Sum, на второй вход которого поступает шумовая псевдослучайная последовательность с гауссовским распределением Random Number. Параметр генератора Sample Time позволяет реализовать необходимую широкополосность шумов канала распространения. Параметром Variance регулируется мощность шумов в процессе измерения помехоустойчивости (зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнал/шум (SNR)).

Корреляционный прием и обработка сигнала осуществляются посредством простейшего коррелятора при сдвиге $\tau = 0$. Плечи корреляционного приёмника состоят из экстраполяторов нулевого порядка Zero Order Hold и блока Buffer, которые накапливают в течение бита отсчеты опорного колебания и принятого в шумах LFM_BPSK модулированного радиосигнала. Накопленные отсчеты скалярно перемножаются как векторы и суммируются блоками Product и Sum. Блок Frame Status Conversion преобразует фреймовый тип данных в тип double. В данном случае реализуется накопление 64 отсчетов в течение бита. Блок Zero Order Hold снимает отсчеты коррелятора, а блок $\text{sign}(x)$ нормализует их к ± 1 . Таким образом происходит восстановление передаваемого бита.

Подсистема Subsystem Calc Err, блоки Display и Scope отображают число ошибок передачи и фиксирует момент их возникновения.

Подсистема Subsystem Measuring Power и блок Scope вычисляют и отображают изменение уровня мощности сигнала или смеси сигнал + шум в процессе измерения помехоустойчивости. Точка подключения измерителя мощности обусловлена блоком принятия решений, который соответствует блоку Zero Order Hold.

Блоки Spectrum Scope и Averaging Power Spectral Density отображают спектры сигнальных и шумовых потоков.

Такая упрощенная реализация корреляционной обработки позволяет найти отсчет автокорреляционной функции опорного колебания и зашумленного радиосигнала при смещении $\tau = 0$ и в зависимости от знака корреляции принять решение о приеме 1 или -1 .

Результаты модельных исследований

При исследовании модели LFM_BPSK-модема с корреляционным приёмником получено отношение сигнал/шум 8,65 dB с вероятностью битовой ошибки $P_b = 10^{-3}$. Полоса спектра LFM-сигнала занимает диапазон от 12л до 52л радиан. Измерение помехоустойчивости при

наличии корреляционного приёмника показало вполне адекватные результаты. Измеренное значение спектральной эффективности соответствует используемой девиации частоты и динамической добавке за счет скорости изменения частоты.

Выводы

Представленная функциональная модель позволяет исследовать основные характеристики LFM_BPSK-модемов – энергетическую и спектральную эффективность. Полученные результаты соответствуют физическим представлениям о LFM-сигнале и BPSK-модуляции [1–3].

Список использованной литературы

1. Лукашин И.В. Исследование применения ЛЧМ-сигналов для передачи данных по радиоканалу. URL: <http://omoled.ru/publications/view/414>.
2. Антипенский Р. Моделирование источников сложных сигналов // Современная электроника. 2007. № 9. С. 47–49.
3. Леонидов В.В. Модуляция и демодуляция цифровых сигналов : конспект лекций. Учебно-методический комплект по дисциплине «Цифровая обработка». М. : МГТУ им. Н.Э. Баумана. URL: <https://leonidov.su/wp-content/uploads/2020/04/Modulation-and-Demodulation-of-Digital-Signals-Lecture-V.V.-Leonidov.pdf>.

Ефремова Анастасия Алексеевна – магистрант гр. 1В1-М, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: efreмова.99@bk.ru.

Кологривов Василий Андреевич – доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kologrivov@gmail.com.

DATA TRANSMISSION SYSTEM SIMULATION MODEL BASED ON LFM_BPSK TECHNOLOGY

The paper presents a description of the LFM_BPSK modem construction model with correlation reception, and the results of model tests of spectral and energy efficiency.

Keywords: *Data transmission systems, Simulink MatLab model, LFM_BPSK technologies*

Efreмова Anastasia Alekseevna – master student, group 1В1-М, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control

Systems and Radioelectronics, 40 Lenina Ave., Tomsk, 634050, e-mail: efremova.efremova.99@bk.ru.

Kologrivov Vasily Andreevich – Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenin Ave., Tomsk, 634050, e-mail: kologrivov@gmail.com.

УДК 621.376:654(075)

В.В. Крупина, В.А. Кологривов

ДВУХКАНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ LFM_QPSK

Описывается двухканальная модель построения LFM_QPSK-модема с корреляционным приемом, а также приведены результаты модельных испытаний спектральной и энергетической эффективности.

Ключевые слова: *LFM_QPSK, двухканальная модель*

Согласно теоретическим представлениям QPSK-модуляция реализуется квадратурной модуляцией информационного дибита. В качестве опорных генераторов используются квадратурные гармонические колебания несущих, изменяющиеся по законам $\cos(\omega t)$ и $\sin(\omega t)$. В модуляции LFM_QPSK вместо гармонических опорных генераторов несущей используются LFM-импульсы длиной, равной модулируемому символу, изменяющиеся по законам $\cos(\omega_i t)$ и $\sin(\omega_i t)$ в пределах заданной девиации. При построении двухканальной системы передачи данных на основе технологии LFM_QPSK модулируемый символ (дибит) образуется битами от двух информационных источников. На рисунке 1 приведена двухканальная функциональная модель LFM_QPSK-модема с корреляционными приёмниками [1–4].

Описание модели

Источники биполярных информационных последовательностей реализованы на основе генераторов псевдослучайной последовательности с гауссовским распределением Random Number и блоков двухстороннего ограничителя на основе функции $\text{sign}(x)$. Длина бита информационной последовательности задаётся параметром Sample Time = 1 генератора Random Number.

Формирователь LFM-импульсов, изменяющихся по косинусоидальному и синусоидальному законам, выполнен на базе генератора Repeating Sequence с параметрами Time values от 0 до 1 с шагом 1/4 в качестве модельного времени, Output values от 6π до 30π с шагом 6π в качестве девиации частоты и второго генератора Repeating Sequence с параметрами Time values от 0 до 1 с шагом 1/4, Output values от 0 до 1 с шагом 1/4 в качестве дополнительного модельного времени. Блок Product формирует аргумент LFM-сигнала и подаёт его в блок cos и блок sin соответственно, на выходе которых получаются квадратурные LFM-импульсы.

LFM_QPSK-модулятор состоит из умножителей Product, на выходах которых после блока Sum получается квадратурно фазоманипулированный LFM-импульс.

Простейшая модель канала распространения собрана на основе блока Sum, на второй вход которого поступает шумовая псевдослучайная последовательность с гауссовским распределением Random Number. Параметр генератора Sample Time позволяет реализовать необходимую широкополосность шумов канала распространения, а параметр Variance – регулировать мощность шумов в процессе измерения помехоустойчивости (зависимости вероятности битовой ошибки от соотношения сигнал/шум (SNR)).

Корреляционный прием и обработка сигнала выполняются простейшим коррелятором при сдвиге $\tau = 0$. На каждый информационный канал имеется свой корреляционный приёмник. Плечи корреляционного приёмника состоят из экстраполяторов нулевого порядка Zero Order Hold и блоков Buffer, которые накапливают в течение бита отсчеты опорного колебания и принятого в шумах LFM_QPSK модулированного радиосигнала. Накопленные отсчеты скалярно перемножаются как векторы и суммируются блоками Product и Sum. Блок Frame Status Conversion преобразует фреймовый тип данных в тип double. В данном случае реализуется накопление 64 отсчетов в течение бита. Сигналы с выходов корреляторов каналов подаются на классический фазовый декодер. На выходах декодера получаются демодулированные биты информационных каналов.

Подсистема Subsystem Calc Err, блоки Display и Scope отображают число ошибок передачи и фиксируют моменты их возникновения.

Подсистема Subsystem Measuring Power и блок Scope вычисляют и отображают изменение уровня мощности сигнала или смеси сигнал + шум в процессе измерения помехоустойчивости. Точка подключения измерителя мощности обусловлена блоком принятия решений, который соответствует блоку Zero Order Hold.

Блоки Spectrum Scope и Averaging Power Spectral Density отображают спектры сигнальных и шумовых потоков.

Такая упрощенная реализация корреляционной обработки позволяет найти отсчет автокорреляционной функции опорного колебания и зашумленного радиосигнала при смещении $\tau = 0$ и в зависимости от знака корреляции принять решение о приеме 1 или -1 .

Результаты модельных исследований

Исследование модели LFM_QPSK-модема с корреляционными приёмниками показало $\text{SNR} = 10,9$ dB при вероятности ошибки $P_b = 10^{-3}$. Полоса спектра LFM-сигнала занимает диапазон от 12π до 52π радиан. Измерение помехоустойчивости при наличии корреляционного приёмника показало вполне адекватные результаты. Измеренное значение спектральной эффективности соответствует используемой девиации частоты и динамической добавке за счет скорости изменения частоты.

Выводы

Представленная функциональная модель позволяет исследовать основные характеристики LFM_QPSK-модемов – энергетическую и спектральную эффективность. Полученные результаты соответствуют физическим представлениям о LFM-сигнале и QPSK-модуляции [1–4].

Список использованной литературы

1. Антипенский Р. Моделирование источников сложных сигналов // Современная электроника. 2007. № 9. С. 47–49.
2. Баранина В.Е. Модельное исследование вариантов организации разноскоростных каналов передачи в QPSK-модеме. Томск : Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2020. 53 с.
3. Леонидов В.В. Модуляция и демодуляция цифровых сигналов : конспект лекций. Учебно-методический комплект по дисциплине «Цифровая обработка». М. : МГТУ им. Н.Э. Баумана. URL: <https://leonidov.su/wp-content/uploads/2020/04/Modulation-and-Demodulation-of-Digital-Signals-Lecture-V.V.-Leonidov.pdf>.
4. Лукашин И.В. Исследование применения ЛЧМ-сигналов для передачи данных по радиоканалу. URL: <http://omoled.ru/publications/view/414>. 11 с.

Крупина Виктория Витальевна – студент гр. 1В1-М, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: krupina.vika.99@bk.ru.

Кологривов Василий Андреевич – доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kologrivov@gmail.com.

A TWO-CHANNEL MODEL OF DATA TRANSMISSION SYSTEM BASED ON LFM_QPSK TECHNOLOGY

The description of two-channel model of LFM_QPSK modem with correlated reception is presented, and the results of model tests of spectral and power efficiency are given.

Keywords: *LFM_QPSK, two-channel model*

Krupina Victoria Vitalievna – student of group 1B1-M, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: krupina.vika.99@bk.ru.

Kologrivov Vasily Andreevich – Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, 40 Lenin Ave., e-mail: kologrivow@gmail.com.

Секция 4. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

УДК 378.14

А.А. Нетесов, Ф.А. Эрин, В.И. Вебер, В.Ю. Куприц

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ

Представлен сравнительный анализ различных архитектур нейронных сетей.

Ключевые слова: распознавание, перцептрон, сверточная нейронная сеть

Введение

В настоящее время в сфере проектирования радиолокационных систем одним из перспективных направлений развития является использование технологий, основанных на нейросетевых алгоритмах.

Целью данной работы является сравнительный анализ быстродействия и точности распознавания объектов перцептрона и сверточной нейронной сети при различных параметрах.

Нейронные сети

Нейронная сеть – это громадный распределенный параллельный процессор, состоящий из элементарных единиц обработки информации, накапливающих экспериментальные знания и предоставляющих их для последующей обработки.

Знания поступают в нейронную сеть из окружающей среды и используются в процессе обучения.

Для накопления знаний применяются связи между нейронами, называемые синаптическими весами [1].

Распознавание образов и классификация

В качестве образов могут выступать различные по своей природе объекты. При обучении сети предлагаются различные образы с указанием, к какому классу они относятся. Образ, как правило, представляется в виде вектора значений признаков. При этом совокупность всех признаков должна однозначно определять класс, к которому относится образ. По окончании обучения сети ей можно предъявлять неизвестные ранее образы и получать ответ об их принадлежности к определенному классу.

Топология такой сети характеризуется тем, что количество нейронов в выходном слое равно количеству определяемых классов. При этом устанавливается соответствие между выходом нейронной сети и классом, который он представляет. Когда сети предъявляется

некий образ, на одном из ее выходов должен появиться признак того, что образ принадлежит этому классу.

Персептрон

Персептрон состоит из трех типов элементов: поступающих от датчиков сигналов S , ассоциативных элементов A и реагирующих элементов R (рисунок 1) [1]. Таким образом, персептроны позволяют создать набор «ассоциаций» между входными стимулами и необходимой реакцией на выходе.

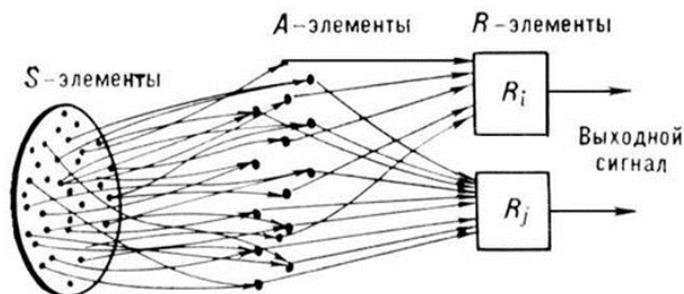


Рисунок 1 – Логическая схема персептрона с тремя выходами

Обучение элементарного персептрона состоит в изменении весовых коэффициентов w_i связей $A-R$. Веса связей $S-A$ (принимаящие значения $\{-1; 0; +1\}$) и значения порогов A -элементов выбираются случайным образом в самом начале и затем не изменяются.

После обучения персептрон готов работать в режиме распознавания. В этом режиме персептрону предъявляются ранее неизвестные ему объекты и он должен установить, к какому классу они принадлежат.

Нейронная сеть сверточного типа

Сверточная нейронная сеть (СНС) – одна из разновидностей нейронных сетей, предназначенных для эффективного анализа преимущественно двумерных и трехмерных данных (рисунок 2).

СНС имеет ряд преимуществ:

- 1) высокую временную эффективность по сравнению с персептроном;
- 2) возможность использовать сразу несколько карт признаков на одном слое;
- 3) способность формировать высокоуровневые признаки на основе низкоуровневых в пределах одного класса.

Для обучения СНС используется алгоритм обратного распространения ошибки: на последнем слое нейронов формируется ошибка, определяемая как разность между выходной реакцией сети, значениями нейронов последнего слоя и эталоном (классом образа). Основой

этого алгоритма является операция обратной свертки данных на сверточном слое, при выполнении которой на выходе формируется матрица большего размера [2].

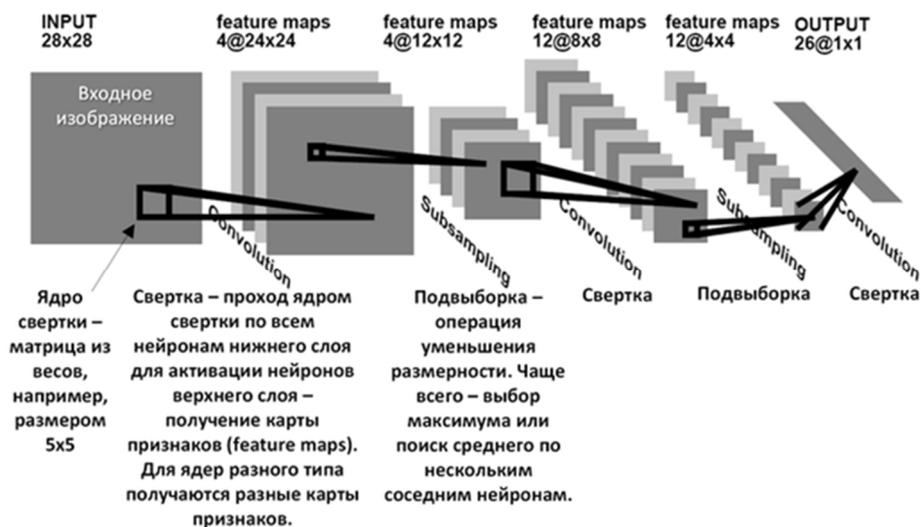


Рисунок 2 – Архитектура нейронной сети сверточного типа

Сравнительный анализ нейронных сетей

Для проведения сравнительного анализа персептрона и сверточной нейронной сети использовался высокоуровневый язык программирования Python, в частности библиотеки Keras и TensorFlow, позволяющие создавать нейронные сети. Обучение и тестирование нейронной сети выполнялось на основе базы данных образцов рукописного написания цифр MNIST, содержащей 70000 изображений размером 28×28 пикселей.

С использованием моделей персептрона и СНС измерялись их быстродействие и точность при распознавании цифр. Результаты измерений приведены в таблицах 1 и 2, где N_2 – число нейронов в промежуточном слое нейронной сети; e – число эпох обучения нейронной сети; st – время обучения нейронной сети с заданными параметрами; wt – время работы нейронной сети, затраченное на обработку 1024 изображений; acc – значение параметра точности работы нейронной сети ассурасу.

На основе таблиц 1 и 2 построены графики (рисунки 3–5), демонстрирующие сравнение быстродействия и точности алгоритмов (персептрон – 1, сверточная нейронная сеть – 2).

Таблица 1 – Результаты измерений для персептрона

N2/ep	2	4	6	8	10
4	st = 13,163 s wt = 3,334 s acc = 0,842	st = 13,371 s wt = 3,396 s acc = 0,847	st = 18,494 s wt = 3,096 s acc = 0,853	st = 25,544 s wt = 3,249 s acc = 0,856	st = 30,724 s wt = 3,067 s acc = 0,868
8	st = 11,173 s wt = 2,823 s acc = 0,909	st = 12,642 s wt = 2,865 s acc = 0,917	st = 17,701 s wt = 3,100 s acc = 0,917	st = 24,018 s wt = 2,950 s acc = 0,925	st = 31,309 s wt = 2,874 s acc = 0,925
16	st = 7,981 s wt = 2,727 s acc = 0,934	st = 15,714 s wt = 2,810 s acc = 0,943	st = 17,831 s wt = 2,684 s acc = 0,943	st = 25,324 s wt = 2,677 s acc = 0,945	st = 30,420 s wt = 2,776 s acc = 0,949
32	st = 7,527 s wt = 2,849 s acc = 0,949	st = 13,733 s wt = 2,775 s acc = 0,959	st = 21,560 s wt = 2,777 s acc = 0,961	st = 27,081 s wt = 2,692 s acc = 0,964	st = 32,987 s wt = 2,717 s acc = 0,963
64	st = 11,195 s wt = 2,786 s acc = 0,956	st = 21,447 s wt = 2,818 s acc = 0,969	st = 21,667 s wt = 2,722 s acc = 0,971	st = 28,841 s wt = 2,763 s acc = 0,972	st = 34,725 s wt = 2,786 s acc = 0,971
128	st = 11,161 s wt = 3,171 s acc = 0,966	st = 21,445 s wt = 3,108 s acc = 0,974	st = 26,123 s wt = 2,725 s acc = 0,977	st = 32,017 s wt = 2,787 s acc = 0,978	st = 41,974 s wt = 3,559 s acc = 0,977

Таблица 2 – Результаты измерений для сверточной нейронной сети

N2 / ep	2	4	6	8	10
4	st = 76,836 s wt = 3,308 s acc = 0,966	st = 202,981 s wt = 3,340 s acc = 0,972	st = 263,089 s wt = 3,291 s acc = 0,980	st = 322,970 s wt = 3,527 s acc = 0,981	st = 444,340 s wt = 3,021 s acc = 0,980
8	st = 70,356 s wt = 2,871 s acc = 0,977	st = 142,843 s wt = 2,752 s acc = 0,981	st = 212,005 s wt = 2,756 s acc = 0,984	st = 383,831 s wt = 3,181 s acc = 0,984	st = 445,556 s wt = 2,887 s acc = 0,984
16	st = 110,907 s wt = 2,895 s acc = 0,981	st = 205,178 s wt = 3,154 s acc = 0,984	st = 224,631 s wt = 3,070 s acc = 0,984	st = 347,078 s wt = 3,167 s acc = 0,988	st = 445,411 s wt = 3,492 s acc = 0,981
32	st = 87,893 s wt = 2,829 s acc = 0,981	st = 205,581 s wt = 2,797 s acc = 0,987	st = 260,032 s wt = 2,795 s acc = 0,988	st = 445,670 s wt = 3,065 s acc = 0,988	st = 506,005 s wt = 2,993 s acc = 0,986
64	st = 107,746 s wt = 2,786 s acc = 0,987	st = 211,625 s wt = 2,806 s acc = 0,988	st = 317,726 s wt = 2,767 s acc = 0,989	st = 505,820 s wt = 3,239 s acc = 0,988	st = 591,492 s wt = 2,995 s acc = 0,991
128	st = 148,565 s wt = 2,737 s acc = 0,989	st = 293,148 s wt = 2,764 s acc = 0,988	st = 437,786 s wt = 2,785 s acc = 0,989	st = 658,726 s wt = 3,044 s acc = 0,990	st = 865,463 s wt = 3,000 s acc = 0,990

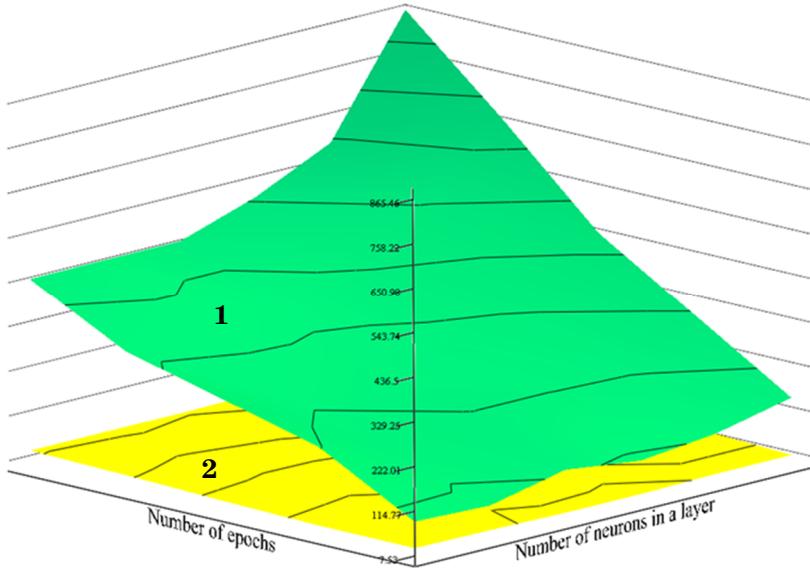


Рисунок 3 – Время, затраченное на обучение нейронной сети, в зависимости от количества эпох обучения и числа нейронов в промежуточном уровне

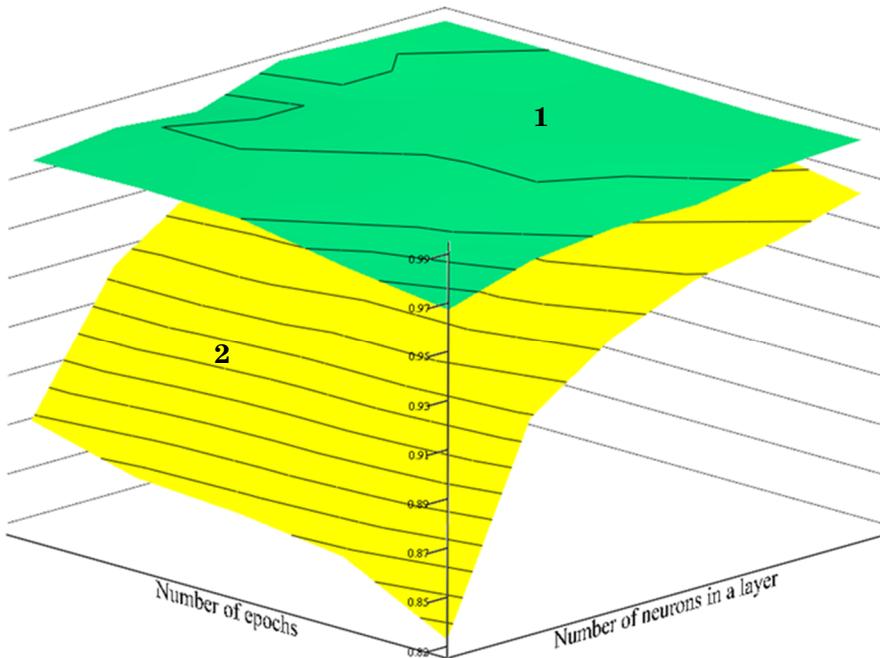


Рисунок 4 – Значение параметра assurance в зависимости от количества эпох обучения и числа нейронов в промежуточном уровне

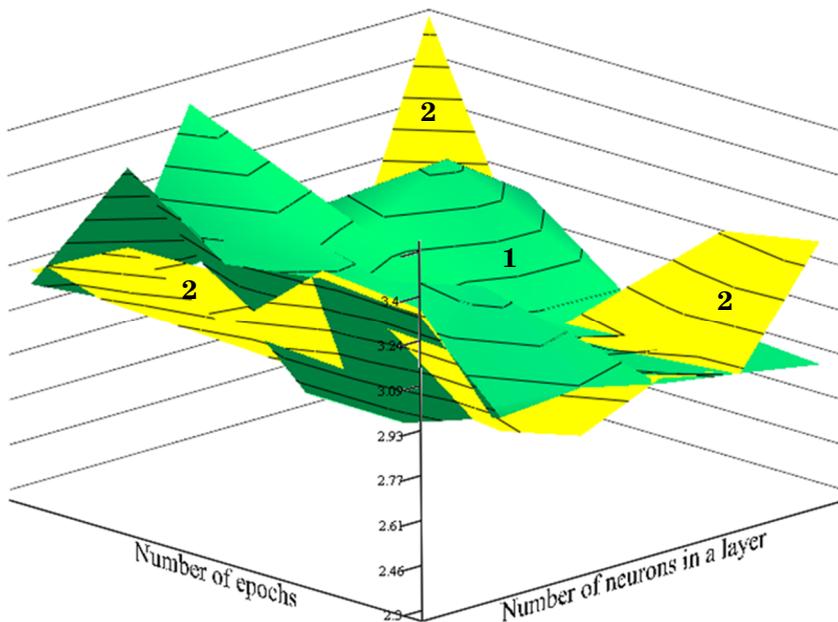


Рисунок 5 – Время работы алгоритмов в зависимости от количества эпох обучения и числа нейронов в промежуточном уровне

Выводы

1. Сверточная нейронная сеть уступает в быстродействии персептрону, но ее точность значительно выше, чем у персептрона, при одинаковых заданных параметрах сети.

2. Время работы персептрона и СНС при распознавании цифр примерно одинаковое.

3. Изменение входных параметров существенно влияет на быстродействие сверточной нейронной сети и точность персептрона. При этом изменение быстродействия персептрона и точности сверточной нейронной сети при изменении входных параметров незначительно.

4. Изменение количества нейронов в скрытом слое в меньшей степени влияет на быстродействие сверточной нейронной сети, чем изменение количества эпох ее тренировки.

5. Изменение количества нейронов персептрона в большей степени влияет на точность распознавания, чем изменение количества эпох его обучения.

6. Увеличение числа нейронов в скрытых слоях нейронной сети в большей мере влияет на точность распознавания, чем изменение количества эпох при ее обучении.

Список использованной литературы

1. Хайкин С. Нейронные сети: полный курс : пер. с англ. 2-е изд. М. : Вильямс, 2006. 1104 с.

2. Патент на изобретение. Способ распознавания трассы цели и ложной трассы, формируемой синхронной ответной помехой (варианты) / Беляев Б.Г., Жибинов В.А., Нестеров Е.А., Сырский В.П. ; Открытое акционерное общество «НИИ измерительных приборов – Новосибирский завод имени Коминтерна». 10.12.14.

Нетесов Александр Алексеевич – студент гр. 120-1, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: alexandrnetesov02@mail.ru.

Эрин Федор Анатольевич – студент гр. 740-1, каф. безопасности информационных систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: rodion.levorsky@yandex.ru.

Вебер Владислав Игоревич – ассистент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladislav.i.veber@tusur.ru.

Куприц Владимир Юрьевич – канд. техн. наук, доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladimir.y.kuprits@tusur.ru.

COMPARATIVE ANALYSIS OF NEURAL NETWORKS

The article compares different architectures of neural networks.

Keywords: *recognition, perceptron, convolutional neural network*

Netesov Alexander Alekseevich – student gr. 120-1 of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kruch.nik.alex@gmail.com.

Erin Fedor Anatolevich – student of gr. 740-1 of the Department of security of information systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: rodion.levorsky@yandex.ru.

Weber Vladislav Igorevich – Assistant of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladislav.i.veber@tusur.ru.

Kuprits Vladimir Yurievich – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladimir.y.kuprits@tusur.ru.

В.В. Дацюк, В.И. Вебер, В.Ю. Куприц

АНАЛИЗ МЕТОДОВ УВЕЛИЧЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В СИСТЕМАХ РАДИОЛОКАЦИИ

Рассматриваются методы увеличения быстродействия обработки данных, в частности оптимизация данных на аппаратном обеспечении.

Ключевые слова: *быстродействие, нейронные сети, типы данных, архитектура процессора*

При использовании нейронных сетей для обработки радиолокационной информации на встраиваемых устройствах зачастую возникает задача увеличения быстродействия на ограниченных вычислительных ресурсах.

В результате анализа литературы определены основные варианты увеличения быстродействия нейронных сетей [1–3]:

- 1) оптимизация структуры исходной базы данных и нейронной сети;
- 2) оптимизация программного кода;
- 3) оптимизация на аппаратном уровне.

Оптимизация исходной базы данных заключается в максимальном приближении исходных параметров к бинарной форме 0 и 1. Также следует проводить нормализацию этих параметров. Оптимизация структуры нейронной сети состоит в корректности выбора количества скрытых слоев для многослойного персептрона и количества слоев свертки для сверточной нейронной сети.

Для оптимизации программного кода необходимо избавляться от неэффективных циклов, от лишних обращений к памяти, от лишних операторов, от лишних обращений к функциям.

Оптимизация на аппаратном уровне заключается в правильном выборе типа данных, в выборе процессоров определенной архитектуры, в некоторых случаях в использовании графического процессора. Далее подробно рассмотрим оптимизацию на аппаратном уровне.

Различия фиксированной точки и плавающей точки

Одна из альтернатив для чисел с плавающей точкой – числа с фиксированной точкой, где размер поля экспоненты фиксирован [4]. Скорость вычисления в случае чисел с фиксированной точкой эквивалентна скорости вычисления с целыми числами той же разрядности. Однако если фиксированная точка дает высокое быстродействие на процессорах, где нет блока FPU, диапазон чисел с фиксированной

точкой и их динамика низкие (таблицы 1, 2). Как следствие, разработчик, который использует технику фиксированной точки, должен тщательно проверять рабочие диапазоны чисел и решать проблемы масштабирования/насыщения в применяемом алгоритме.

Таблица 1 – Динамический диапазон целых чисел

Кодирование числа (разрядность)	Динамика
Int8	48 dB
Int16	96 dB
Int32	192 dB
Int64	385 dB

Таблица 2 – Динамический диапазон чисел с плавающей точкой

Кодирование числа (разрядность)	Динамика
Half precision (половинная точность, 16 бит)	180 dB
Single precision (одинарная точность, 32 бит)	1529 dB
Double precision (двойная точность, 64 бит)	12318 dB

Язык C предоставляет типы `float` и `double` для операций плавающей точки. Инструменты моделирования верхнего уровня, такие как MATLAB или Scilab, обычно генерирует C-код, использующий `float` или `double`. Отсутствие поддержки плавающей точки означает модификацию сгенерированного кода, чтобы адаптировать его к фиксированной точке. Кроме того, все операции с фиксированной точкой должны быть жестко закодированы разработчиком.

При традиционном использовании в коде операции с плавающей точкой снижают время разработки проекта. И это наиболее эффективный способ реализовать любой математический алгоритм.

Вычисления с плавающей точкой требуют некоторых ресурсов для любых операций между двумя числами, например необходимо:

- выравнивание двух чисел (они должны иметь одинаковую экспоненту);
- выполнение операции;
- округление результата;
- кодирование результата.

На процессоре без блока FPU все эти операции реализуются программно через библиотеку компилятора C и они невидимы для программиста; однако производительность получается очень низкой.

На процессорах, у которых есть FPU, все операции полностью выполняются аппаратно, для большинства инструкций за один такт ядра. Компилятор C не использует свою библиотеку плавающей точки, напрямую генерируя вместо этого инструкции FPU.

Когда реализуется математический алгоритм на микропроцессоре, у которого есть FPU, программисту не надо выбирать между высокой производительностью и малым временем разработки.

Рассмотрим несколько направлений для решения задачи ускорения вычислений.

Переход на float

Самый простой метод – переход с типа данных double (примерно от $1,7E-308$ до $1,7E+308$) на float (от $3,4E-38$ до $3,4E+38$). Дело в том, что зачастую точность double избыточна [5].

У 32-битных чисел с плавающей запятой точность примерно 24 бит, то есть около 7 десятичных знаков, а у чисел с двойной точностью – 53 бит, то есть примерно 16 десятичных знаков. Насколько это много? Некоторые грубые оценки точности при использовании float и double для измерения объектов в разных диапазонах приведены в таблице 3.

Таблица 3 – Грубая оценка точности для float и double

Масштаб	Одинарная точность	Двойная точность
Размер комнаты	мкм	радиус протона
Окружность Земли	2,4 м	нм
Расстояние до Солнца	10 км	толщина человеческого волоса
Продолжительность суток	5 мс	пс
Продолжительность столетия	3 мин	мкс
Время от Большого взрыва	тысячелетие	мин

Если стоит задача классификации объектов, то тип double для яркости точек, синтезированных из данных фазированных решёток, явно избыточен.

Кроме того, данные типа float занимают в два раза меньше ресурсов, чем double. В условиях большого количества данных при ограниченных ресурсах это существенно. Помимо уменьшения вдвое размера данных, они сохраняются вдвое быстрее на носитель (или при радиопередаче).

Более того, если данные считываются непредсказуемым образом (случайный доступ), то при double увеличивается количество промахов мимо кэша, что замедляет чтение примерно на 40 % (судя по практическому правилу $O(\sqrt{N})$ [6], что подтверждено бенчмарками).

Если имеется хорошо подогнанный конвейер с использованием SIMD, то можно удвоить производительность FLOPS, заменив double на float. Если нет, то разница может быть гораздо меньше, но сильно зависит от CPU. На процессоре Intel Haswell разница между float и double маленькая, а на ARM Cortex-A9 – большая [7].

Переход на integer

Следующее направление – переход с типа float на тип long, integer, short integer, byte (зависит от размерности данных), поскольку целочисленные вычисления намного быстрее вычислений данных с плавающей точкой (от 3 до 6 раз [8]). Но для этого необходимо преобразовывать числа из диапазона от 0 до 1 в диапазон, зависящий от количества знаков после запятой. Если стоит задача обработки изображений, то зачастую даже преобразовывать не нужно, как, например, данные в наборе MNIST [9] в виде яркости в диапазоне от 0 до 255. Если это не градации серого, то используются три плана RGB с динамическим диапазоном, представленным 10, 12, 14 битами в каждом канале цвета или 32 битами в каждом канале цвета, если изображение HDR. Таким образом, яркостные данные по каждому каналу представляются 16 битами, если нет HDR-камеры, что можно представить данными типа short int.

Если в одноплатном компьютере есть GPU, как, например, четырёхядерный Mali-G610 в ROC-RK3588S-PCRockchipRK3588 [10], можно задействовать вычисления на GPU микрокомпьютера.

Использование процессоров архитектуры VLIW

VLIW (англ. very long instruction word – очень длинная машинная команда) – архитектура процессоров с несколькими вычислительными устройствами [11]. При правильно написанной программе за один такт выполняется несколько команд, что существенно увеличивает производительность вычислений. По результатам тестов процессоры «Эльбрус» опережают в производительности передовые процессоры (рисунок 1) [8].

Процессоры «Эльбрус» способны выполнять большое число операций за такт (архитектура VLIW). Процессор 8СВ набирает 378 Гфлопс (теоретически 576) на 32 операциях; Core i7-2600 – 82,6 Гфлопс. Процессоры на ARM выдают всего 23,7 Гфлопс (для Cortex A72, Odroid N2); AWS Graviton – 117 Гфлопс за счёт 16 ядер.

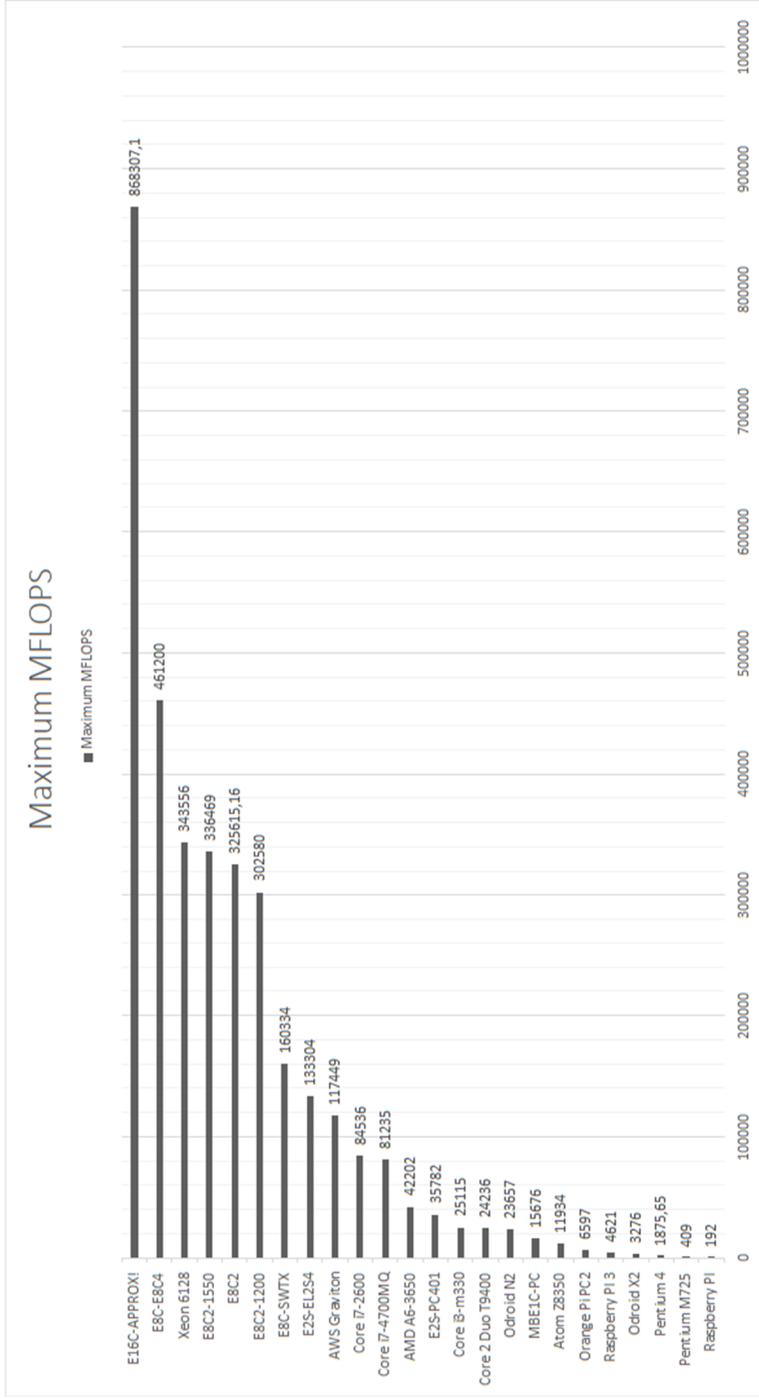


Рисунок 1 – Максимальная производительность процессоров

Выводы

1. Вычисление с одинарной и двойной точностью значительно влияет на быстродействие. В случае использования контейнера с SIMD замена double на float позволяет удвоить производительность. Кроме того, быстродействие сильно зависит от типа CPU. Например, на процессоре Intel Haswell разница между float и double маленькая, а на ARM Cortex-A9 разница существенно больше.

2. При сравнении процессоров различных архитектур:

– ARM-процессоры типа Cortex A9, Cortex A53 на уровне слабого Intel Atom, Pentium 4. ARM-процессоры Cortex A72 приближаются к процессорам Intel Core;

– процессоры «Эльбрус» в основном быстрее процессоров ARM, но медленнее Intel Core из-за маленькой тактовой частоты и могут работать намного быстрее, если программа хорошо оптимизирована.

Работа выполнена в рамках проекта
по государственному заданию Минобрнауки РФ
(№ FEWM-2020-0039).

Список использованной литературы

1. Улучшение производительности нейронной сети. URL: <https://machinelearningmastery.ru/how-to-increase-the-accuracy-of-a-neural-network-9f5d1c6f407d/> (дата обращения: 19.09.2022).

2. Оптимизация кода: процессор. URL: <https://habr.com/ru/post/309796/> (дата обращения: 19.09.2022).

3. Оптимизация программного кода. URL: <https://techrocks.ru/2019/01/25/code-optimization-tips/> (дата обращения: 19.09.2022).

4. STM32: блок вычислений с плавающей точкой. URL: <http://microsin.net/programming/arm/stm32-floating-point-unit.html> (дата обращения: 19.09.2022).

5. Одинарная или двойная точность. URL: <https://habr.com/ru/post/331814/> (дата обращения: 19.09.2022).

6. TheMythofRAM, part I. URL: http://www.ilikebigbits.com/2014_04_21_myth_of_ram_1.html (дата обращения: 19.09.2022).

7. IntegerandFloating-PointArithmeticSpeedvsPrecision. URL: http://nicolas.limare.net/pro/notes/2014/12/12_arit_speed/ (дата обращения: 19.09.2022).

8. Производительность процессоров на разнородных архитектурах x86-64, e2k (Эльбрус), mips и arm. URL: <https://github.com/EntityFX/anybench/blob/master/doc/benchmarks.md> (дата обращения: 19.09.2022).

9. MNIST. URL: <https://github.com/sunsided/mnist> (дата обращения: 19.09.2022).

10. ROC-RK3588S-PCRockchipRK3588. URL: <https://clck.ru/yU3zH> (дата обращения: 19.09.2022).

11. VLIW. URL: <https://ru.wikipedia.org/wiki/VLIW> (дата обращения: 19.09.2022).

Дацюк Валерий Валентинович – программист ООО «Элекард-Мед», 634055, г. Томск, пр. Развития, 3, e-mail: valeriy.datsyuk@yandex.ru.

Вебер Владислав Игоревич – ассистент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladislav.i.veber@tusur.ru.

Куприц Владимир Юрьевич – канд. техн. наук, доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladimir.y.kuprits@tusur.ru.

ANALYSIS OF METHODS FOR INCREASING THE SPEED OF NEURAL NETWORKS IN RADAR SYSTEMS

The article discusses methods for increasing the speed of data processing, in particular, data optimization on hardware is considered in detail.

Keywords: *performance, neural networks, data types, processor architecture*

Datsuk Valeriy Valentinovich – programmer LLC «ElecCard-Med», 634055, Tomsk, Razvitiya Ave., 3, e-mail: valeriy.datsyuk@yandex.ru.

Weber Vladislav Igorevich – Assistant of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladislav.i.veber@tusur.ru.

Kuprits Vladimir Yurievich – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladimir.y.kuprits@tusur.ru.

Ф.А. Эрин, В.И. Вебер, В.Ю. Куприц

**АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ПОСТРОЕНИЯ
АВТОМАТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ
С ПРИМЕНЕНИЕМ НЕЙРОННОЙ СЕТИ**

Рассматриваются варианты построения автоматической системы распознавания объектов. Приводятся результаты моделирования распознавания объектов с применением сверточной нейронной сети.

Ключевые слова: *распознавание, сверточная нейронная сеть, радиолокационное изображение*

Введение

В настоящее время в различных сферах широко применяются автоматические системы распознавания объектов на основе нейронной сети, например в радиолокации, управлении беспилотным транспортом и т.п. Для работы в реальном времени автоматические системы распознавания объектов должны иметь высокое быстродействие, которое существенно зависит от структуры этой системы и множества других факторов. Применение нейронных сетей является наиболее перспективным методом решения задачи распознавания объектов [1–4].

Автоматические системы распознавания объектов условно разделяются на одноэтапные и двухэтапные в зависимости от структуры используемых нейронных сетей. Одноэтапные системы решают задачу распознавания объектов с помощью одной нейронной сети. В этом случае обычно применяются сверточные нейронные сети, например R-CNN [5]. На вход такой нейронной сети поступает кадр – всё изображение с заданным разрешением. На выходе системы формируются данные о распознавании и классификации различных объектов с заданной вероятностью. Для обучения нейронной сети необходима большая база маркированных изображений. В ряде случаев базы данных отсутствуют, например при распознавании радиолокационных изображений. Их формирование связано с получением и обработкой экспериментальных данных, а следовательно, с высокими затратами. Поэтому представляют интерес двухэтапные автоматические системы распознавания объектов. На первом этапе система автоматически выделяет кластеры (фрагменты), содержащие изображения объектов, а на втором этапе эти кластеры поступают на вход нейронной сети для распознавания и классификации.

Результаты моделирования

Для проведения моделирования использовался датасет (MSTAR) [6], который был преобразован в два списка с изображениями и метками к ним. Исходные изображения по умолчанию записываются в списки как трехканальные цветные изображения (BGR). Нейросеть лучше работает с серыми изображениями, поэтому изображения из соответствующего списка были преобразованы в одноканальные серые изображения. Также была проведена аугментация для увеличения датасета. Пример изображения используемого датасета MSTAR представлен на рисунке 1.

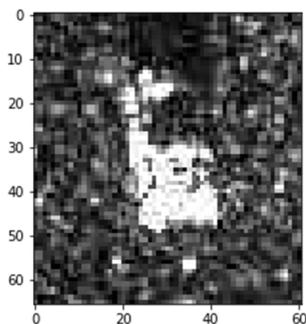


Рисунок 1 – Пример изображения используемого датасета (танк)

В результате проведенного анализа разработана структура нейронной сети (рисунок 2).

Результаты тестирования нейронной сети представлены на рисунке 3. Для оценки качества работы классификатора рассмотрены метрики Accuracy (доля верных ответов), Precision, Recall, F-мера, Precision (точность) – метрика, показывающая отношение верных ответов к общему числу ответов, которые были определены как верные [7]:

$$Precision = \frac{TP}{TP + FP}.$$

Recall (полнота) – метрика, показывающая, сколько верных ответов из множества всех верных ответов классифицировано правильно. То есть, чем выше значение Recall, тем меньше верных объектов пропущено классификатором:

$$Recall = \frac{TP}{TP + FN}.$$

F-мера – метрика, которая является объединением двух предыдущих метрик [7]:

$$F = \frac{2 \cdot Recall \cdot Precision}{Recall + Precision}.$$

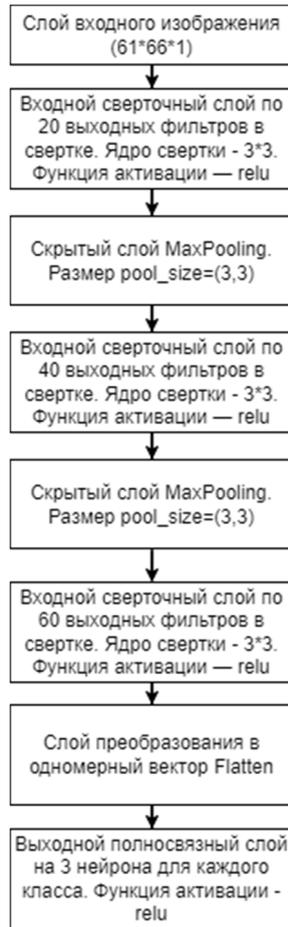


Рисунок 2 – Структура конечной нейронной сети

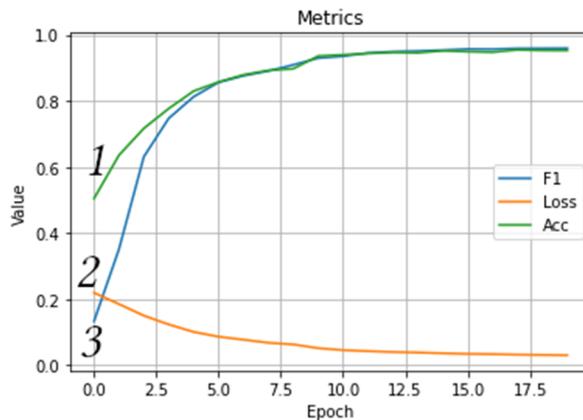


Рисунок 3 – Результаты тестирования нейронной сети при увеличении количества циклов обучения: 1 – Acc; 2 – Loss; 3 – F1

Итоговые результаты тестирования:
Accuracy – 95,27151226997375;
Loss – 0,03007576782256365;
F1 – 95,8932113647461;
Precision – 99,97607588768005;
Recall – 93,19838166236877.

Выводы

В результате моделирования установлено, что применение сверточной нейронной сети позволяет эффективно распознавать и классифицировать объекты на радиолокационном изображении. Следовательно, такие сети можно использовать в двухэтапных автоматических системах распознавания объектов. В дальнейшем предполагается провести сравнительный анализ одноэтапных и двухэтапных автоматических систем распознавания объектов.

Список использованной литературы

1. Журавлев В.А., Мальцев Д.Д. Распознавание воздушных объектов по радиолокационным теням с использованием искусственного интеллекта // Повышение обороноспособности государства : материалы заочной науч. конф. Санкт-Петербург, 5–9 апреля 2021 г. Военный учебный центр. СПб. : Полторак, 2021. С. 145–149.
2. Акиншин Н.С., Жуков А.О., Петешов А.В. Группирование воздушных целей на основе самоорганизующейся нейронной сети Кохонена // Изв. Тульского гос. ун-та. Серия: Технические науки. 2021. 153–159 с.
3. Васкан В.Д. Обзор архитектур сверточных нейронных сетей для задачи классификации изображений // МИРЭА. 2021. 6 с.
4. Ковалевский А.М. Алгоритмы профилирования пользователей посредством нейронных сетей : дис. ... канд. техн. наук. Минск : Белорусский гос. ун-т информатики и радиоэлектроники, 2018. 62 с.
5. Automatic Target Recognition (ATR) in SAR Images. Сайт MathWorks. URL: <https://www.mathworks.com/help/radar/ug/target-recognition-from-sar-images-using-deep-learning.html> (дата обращения: 14.06.2022).
6. MSTAR Dataset. URL: <https://www.sdms.afrl.af.mil/index.php?collection=mstar> (дата обращения: 14.03.2022).
7. Жердев Д.А., Казанский Н.Л., Фурсов В.А. Распознавание объектов на радиолокационных изображениях с использованием показателей сопряжённости и опорных подпространств // Компьютерная оптика. 2015. Т. 39. Вып. 2. С. 255–264.
8. Дудченко П.В. Метрики оценки классификаторов в задачах медицинской диагностики. Томск : Томск. политехн. ун-т, 2019. С. 1–2.

Эрин Федор Анатольевич – студент гр. 740-1, каф. безопасности информационных систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники. 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: rodion.levorsky@yandex.ru.

Вебер Владислав Игоревич – ассистент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladislav.i.veber@tusur.ru.

Куприц Владимир Юрьевич – канд. техн. наук, доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladimir.y.kuprits@tusur.ru.

**ANALYSIS OF OPTIONS FOR BUILDING
AN AUTOMATIC OBJECT RECOGNITION SYSTEM USING
A NEURAL NETWORK LANGUAGE**

Analysis of options for building an automatic object recognition system using a neural network The article discusses options for building an automatic object recognition system. The results of object recognition modeling using a convolutional neural network are presented.

Keywords: *recognition, convolutional neural network, radar image*

Erin Fedor Anatolevich – student of group 740-1 of the Department of security of information systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kruch.nik.alex@gmail.com.

Weber Vladislav Igorevich – Assistant of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladislav.i.veber@tusur.ru.

Kuprits Vladimir Yurievich – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics. 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladimir.y.kuprits@tusur.ru.

Н.А. Кручинин, В.И. Вебер, В.Ю. Куприц

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ КОХОНЕНА НА ЯЗЫКЕ ПРОГРАММИРОВАНИЯ PYTHON

Рассматривается моделирование нейронной сети Кохонена на языке программирования Python.

Ключевые слова: моделирование, нейросеть, самоорганизующаяся карта

Карта самоорганизации (SOM – Self-organizing Map) – нейронная сеть Кохонена с обучением без учителя, выполняющая задачу визуализации и кластеризации. Эта нейронная сеть является методом проецирования многомерного пространства в пространство с более низкой размерностью (чаще всего двумерное). Она применяется также для решения задач моделирования, прогнозирования, выявления наборов независимых признаков, поиска закономерностей в больших массивах данных, для разработки компьютерных игр, квантизации цветов к их ограниченному числу индексов в цветовой палитре [1–3].

Процесс обучения сети Кохонена происходит по следующему алгоритму:

1) при инициализации задаются синаптические веса

$$w_j = [w_{j1}, w_{j2}, \dots, w_{jm}]^T, \quad j = 1, 2, \dots, l,$$

где l – общее количество нейронов; m – размерность входного пространства;

2) выбирается вектор $x = [x_1, x_2, \dots, x_m]$ из входного пространства;

3) в результате конкуренции выходных нейронов победитель (победивший нейрон) $i(x)$ на шаге n определяется по критерию минимума Евклидова расстояния [2]:

$$i(x) = \arg \min \|x - w_j\|, \quad j = 1, 2, \dots, l;$$

4) осуществляется кооперация «сотрудничающих» нейронов,елей. Уменьшение топологической окрестности $h_{i,j}$ в процессе обучения достигается изменением эффективной ширины топологической окрестности σ по формуле [2]

$$\sigma(n) = \sigma_0 \exp\left(-\frac{n}{\tau_1}\right), \quad n = 0, 1, 2, \dots,$$

где τ_1 – некоторая константа; n – шаг обучения; σ_0 – начальное значение σ .

В результате обучения функция $h_{i,j}$ должна охватывать только ближайших соседей;

5) адаптация синаптических весов j нейрона в решетке по формуле [2]

$$\Delta w_j = \eta h_{i,j} (x - w_j),$$

где η – параметр скорости обучения;

6) после выполнения п. 5 (расчета новых значений весов) алгоритм повторяется с п. 2 заданное количество итераций.

Моделирование работы нейронной сети Кохонена проводилось с использованием трехмерных векторов весов, каждый из которых состоял из трех (r,g,b) компонентов. На рисунке 1 показаны результаты моделирования работы нейронной сети Кохонена до и после обучения.

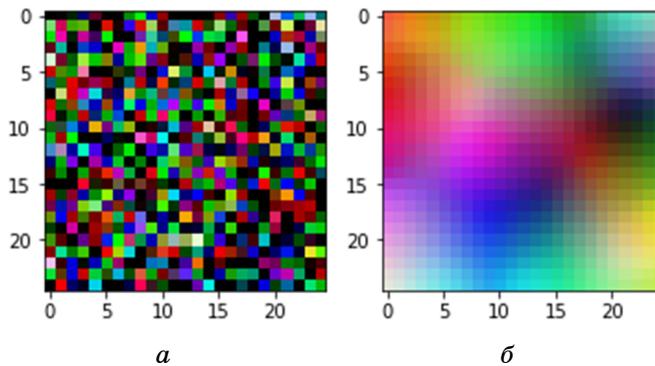


Рисунок 1 – Карта весов в начале обучения (а) и в конце обучения (б) сети Кохонена

Как видно на рисунке, нейронная сеть Кохонена преобразовала случайное входное пространство узлов, состоящих из трехмерных векторов весов, в дискретную градиентную карту (палитру цветов).

Список использованной литературы

1. Self-organizingmap. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Self-organizing_map.
2. Карта самоорганизации (Self-organizingmap) на TensorFlow. URL: <https://habr.com/ru/post/334810/>.
3. Implementing Self-Organizing Maps with Python and TensorFlow[]. URL: <https://rubikscore.net/2021/07/06/implementing-self-organizing-maps-with-python-and-tensorflow/>.

Кручинин Николай Александрович – студент гр. 129, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: kruch.nik.alex@gmail.com.

Вебер Владислав Игоревич – ассистент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladislav.i.veber@tusur.ru.

Куприц Владимир Юрьевич – канд. техн. наук, доцент, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladimir.y.kuprits@tusur.ru.

KOHONEN NEURAL NETWORK MODELING IN PYTHON PROGRAMMING LANGUAGE

The article discusses the modeling of the Kohonen neural network in the Python programming language.

Keywords: *modeling, neural network, self-organizing map*

Kruchinin Nikolay Alexandrovich – student of gr. 129 of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: kruch.nik.alex@gmail.com.

Weber Vladislav Igorevich – Assistant of the Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladislav.i.veber@tusur.ru.

Kuprits Vladimir Yurievich – Candidate of Technical Sciences, Associate Professor, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladimir.y.kuprits@tusur.ru.

А.Ю. Кайда, А.О. Савельев

**ОЦЕНКА ПРИМЕНИМОСТИ МЕТОДОВ
ТЕМАТИЧЕСКОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ
ЗАДАЧ КЛАССИФИКАЦИИ ТЕКСТОВ НА ПРОИЗВОЛЬНЫХ КОРПУСАХ**

Рассматривается применение методов тематического моделирования для оценки семантического сходства текстов на произвольных текстовых корпусах, а также использование методов латентного размещения Дирихле и латентно-семантического анализа. Сформулированы предпосылки для создания улучшенного метода на основе латентно-семантического анализа. Предложен способ конвейеризации обработки данных, обеспечивающий выделение атрибутов, на основе методов латентно-семантического анализа для создания бинарного классификатора текстов на произвольных текстовых корпусах.

Ключевые слова: *обработка естественного языка, тематическое моделирование*

В настоящее время обработка неструктурированных данных является актуальной задачей для множества их типов. Текстовые данные как пример неструктурированных данных одни из самых сложных для обработки в контексте задач, связанных с извлечением информации (класс задач NLU/NLP). Типовая задача такого рода усложняется тем, что исследований эффективности уже разработанных методов и средств для русскоязычных текстов гораздо меньше, чем для текстов на английском языке, который является первичным языком для большинства разработок. В связи с этим возникает вопрос об эффективной применимости методов. Кроме того, русский язык лишён строгой последовательности слов (лексем) в предложении, поэтому методы, построенные на паттернах предложений, имеют ограниченную применимость [1].

Постановка задачи заключается в том, чтобы найти способ быстрого обхода текстовых выборок для установления семантического сходства текстов с помощью универсального классификатора, опираясь на некоторую случайную выборку, с допущением, что она собрана корректно. Такая выборка называется текстовым корпусом, который служит исходными данными для работы с методами тематического моделирования [2]. При постановке задачи по созданию универсального классификатора мы допускаем, что текстовый корпус произволен, но содержит не более одной темы для бинарной классификации.

Внутренние механизмы поиска атрибутов сходства основываются на методах тематического моделирования. Тематическое моделирование как класс задач обособлено от кластеризации вследствие того, что метод поиска сходства между документами корпуса индуктивен, т.е. из набора высказываний выделяются темы и наборы соответствующих лексем [3]. Выделенные при обработке данных лексемы можно использовать в качестве признаков для построения новых моделей классификации.

В ходе исследования были оценены методы латентного размещения Дирихле (LDA) и латентно-семантического анализа (LSA). Данные методы имеют существенные отличия, очерчивающие границы постановки задач. LDA позволяет использовать лексемы в нескольких темах, в то время как в LSA представляется матрица типа лексемы/документы, в которой нет явного разделения на темы, но у каждой лексемы может быть выделена собственная метрика относительно веса в каждом документе [3].

Проведенный литературный обзор по методу LDA [4] показал, что в англоязычной литературе рассматриваются модификации алгоритма, в то время как в русскоязычном исследовательском сегменте внимание акцентируется на применимости метода как такового для решения прикладных задач.

При анализе применимости метода были выявлены ключевые критерии для решения задачи семантического сходства текстов.

Из результатов сравнения следует, что метод LSA в большей степени соответствует поставленной задаче классификации текстов на основании семантического сходства. Исходная форма LSA, предложенная авторами [5], представляет результаты оценки в виде очень большой разреженной матрицы (десятки тысяч атрибутов – по числу уникальных лексем в текстовом корпусе), в каждой ячейке которой при наличии лексемы в документе ставится статистическое, нормализуемое, например TF-IDF [6], значение. В качестве одной из практик по уменьшению такой матрицы предлагается использовать сингулярное матричное разложение (SVD) для оценки важности тем по производной диагональной матрице.

SVD является сложной операцией в вычислительном отношении [7], поэтому была поставлена задача найти альтернативный конвейер обработки текстовых данных для создания классификатора с минимально возможным количеством атрибутов. Предполагается, что на основе идеи LSA могут быть пересмотрены следующие участки конвейера обработки данных:

- 1) предобработка текстов;
- 2) отбор атрибутов (без SVD);
- 3) метод кодирования.

Таблица 1 – Анализ ключевых свойств методов тематического моделирования

Свойства	LSA	LDA
Обработка больших корпусов (>1000 текстов)	+	+ — (теоретически обработка является возможной, однако специфика метода такова, что увеличение количества присутствующих в корпусе лексем может негативно повлиять на качество выделяемых методом тем)
Внутреннее разбиение на темы	—	+
Обработка корпусов неопределенного содержания	+	—
Вес лексемы	+ (внутри документа)	+ (внутри темы)
Реализация в программных пакетах	+	+

Предложенный конвейер обработки данных представлен на рисунке 1.

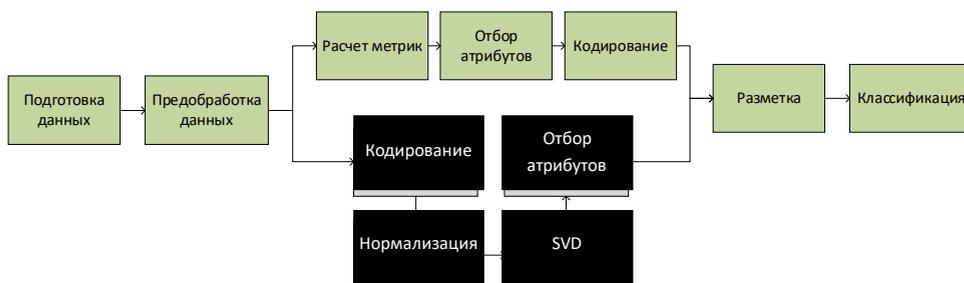


Рисунок 1 – Предлагаемый конвейер обработки данных на основе метода LSA представлен светлой заливкой.

Тёмной заливкой представлен конвейер классического LSA

Следующие этапы исследования будут направлены на поиск оптимального набора атрибутов, а также определение наилучшего метода отбора атрибутов и кодирования. Реализация данного конвейера позволит создать быстрый бинарный классификатор, обладающий высокой прецизионностью (минимизация возникновения ложноотрицательных значений по целевой тематике) на произвольных корпусах. Такой классификатор может быть использован для детекции и разметки больших массивов открытых данных в исследованиях широкого профиля.

Исследование выполнено при финансовой поддержке ГЗ «Наука»
в рамках проекта FSWW-2020-0014.

Список использованной литературы

1. Koroteev M. On the Usage of Semantic Text-Similarity Metrics for Natural Language Processing in Russian // 13th International Conference «Management of large-scale system development» (MLSD). 2020. P. 1–4.
2. Barde B.V., Bainwad A.M. An overview of topic modeling methods and tools // International Conference on Intelligent Computing and Control Systems (ICICCS). 2017. P. 745–750.
3. Бенгфорт Б., Билбро Р., Охеда Т. Прикладной анализ текстовых данных на Python. Машинное обучение и создание приложений обработки естественного языка. СПб. : Питер, 2019. 368 с.
4. Семенюта А.В. Обзор использования латентного размещения Дирихле в контексте тематического моделирования текстов на русском и английском языке // Молодежь и современные информационные технологии : сб. тр. XIX междунар. науч.-практ. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных, 21–25 марта 2022 г., г. Томск / Национальный исследовательский Томск. политехн. ун-т, Инженерная школа информационных технологий и робототехники. Томск : Изд-во Томск. политехн. ун-та, 2022. С. 236–237.
5. Landauer T.K., Foltz P.W., Laham D. Introduction to Latent Semantic Analysis // Discourse Processes. 1998. No 25. P. 259–284.
6. Jones K.S. A statistical interpretation of term specificity and its application in retrieval // Journal of Documentation – MCB University: MCB University Press. 2004. Vol. 60, No 5. P. 493–502.
7. Alter O., Brown P.O., Botstein D. Singular value decomposition for genome-wide expression data processing and modeling // Proceedings of the National Academy of Sciences USA. 2000. No 97. P. 10101-6.

Кайда Анастасия Юрьевна – аспирант, ассистент отделения информационных технологий, Нац. исслед. Томск. политехн. ун-т, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30, e-mail: ayk13@tpu.ru.

Савельев Алексей Олегович – канд. техн. наук, доцент, отделение информационных технологий, Нац. исслед. Томск. политехн. ун-т, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 30, e-mail: sava@tpu.ru.

APPLICABILITY EVALUATION OF TOPIC MODELING METHODS FOR TEXT CLASSIFICATION ISSUE ON ARBITRARY CORPUS

The article discusses topic modeling methods and its applicability to solve the tasks of semantic similarity search of texts and its classification on

arbitrary corpuses. The article considers two methods: Latent Dirichlet Allocation (LDA) and Latent Semantic Analysis (LSA). We formulate the prerequisites for LSA methods improvement and propose a new method for data processing pipeline. The proposed method is aimed to facilitate attribute extraction based on LSA to implement binary classification on arbitrary corpus.

Keywords: *Natural language processing, Natural language understanding, Topic modeling*

Anastasiia Kaida – PhD student, Teaching Assistant, Department of Radio Engineering Systems, Department of Information Technologies, National Research Tomsk Polytechnic University, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 30, e-mail: ayk13@tpu.ru.

Aleksei Savelev – PhD, Associate Professor, Department of Information Technologies, National Research Tomsk Polytechnic University, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 30, e-mail: sava@tpu.ru.

УДК 004.49

Р.Д. Сахарбеков, Н.М. Дубинин, А.С. Зазуля

**АНАЛИЗ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ДЕСКТОПНЫМ
ПРОГРАММНЫМ ОБЕСПЕЧЕНИЕМ НА УЯЗВИМОСТИ И УГРОЗЫ
ДЛЯ ВЫБОРА СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ**

Проведен анализ уязвимостей информационных систем, работающих с системами управления базами данных, для выбора средств защиты информации.

Ключевые слова: *информационная система, средства защиты информации, база данных, система управления базами данных, злоумышленник, уязвимости, угроза*

Ежегодно число только зарегистрированных успешных атак на информационные системы (ИС) превышает несколько тысяч, а количество утекших записей из баз данных (БД) вследствие этого доходит до нескольких триллионов единиц [1]. В результате организации мирового уровня теряют миллионы долларов, а общий мировой ущерб от киберпреступлений приближается к 6 трлн долл. [2].

В 2022 году был проведен анализ, вследствие которого обнаружено 7500 незащищенных БД в России и 399,2 тысячи незащищенных БД в мире [3]. ИС, в состав которых входят такие БД, являются легкой добычей для киберпреступников, что может привести не только к утечкам данных, но и к реальному экономическому ущербу.

По схеме видно, что клиент работает с информацией со своего компьютера, на этом же компьютере вся информация обрабатывается. СУБД может находиться как на клиентском компьютере, так и удаленно на сервере.

Чтобы защитить ИС от нарушителей, выявили, что нужно защищать и в каких местах [5]. После этого была построена схема обмена информацией между клиентом и ИС с учетом доступа злоумышленников (рисунок 3).

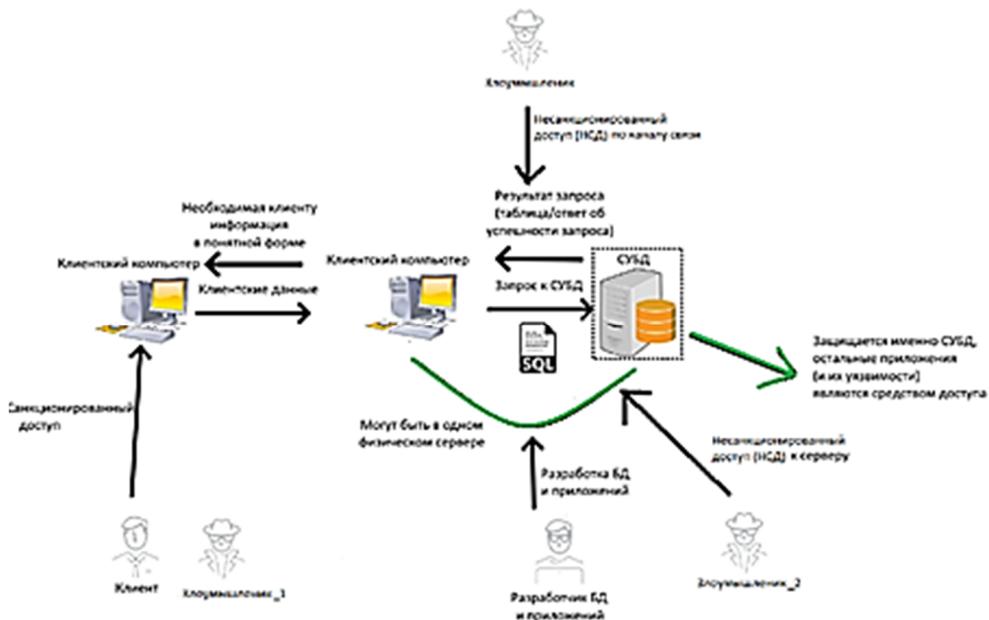


Рисунок 3 – Схема обмена информацией между клиентом и ИС с учетом доступа злоумышленников

На схеме показано, что злоумышленник может:

- перехватить данные, которые передаются;
- быть сотрудником и, имея доступ к ИС, просматривать конфиденциальные данные, к которым у него нет доступа;
- имея логин и пароль, подключиться к СУБД, что повлечет реализацию угроз конфиденциальности, целостности и доступности.

В результате анализа выявлены уязвимости и угрозы ИС [6], а также подобраны средства защиты информации (таблица 1) [7].

Таблица 1 – Угрозы безопасности информации и средства ее защиты

Номер угрозы	Наименование угрозы	Средства защиты
006	Угроза внедрения кода или данных	Разграничение прав доступа
028	Угроза использования альтернативных путей доступа к ресурсам	Шифрование БД
063	Угроза некорректного использования функционала программного и аппаратного обеспечения	Обработка ошибок try-catch
067	Угроза неправомерного ознакомления с защищаемой информацией	Разграничение прав доступа. Защита на уровне отдельных строк
071	Угроза несанкционированного восстановления удалённой защищаемой информации	Разграничение прав доступа
090	Угроза несанкционированного создания учётной записи пользователя	Разграничение прав доступа
115	Угроза перехвата вводимой и выводимой на периферийные устройства информации	Шифрование БД
116	Угроза перехвата данных, передаваемых по вычислительной сети	TLS-соединение
128	Угроза подмены доверенного пользователя	TLS-соединение
143	Угроза программного выведения из строя средств хранения, обработки и (или) ввода/вывода/передачи информации	Резервное копирование данных

Список использованной литературы

1. Отчёт об исследовании утечек информации ограниченного доступа в 2021 году]: infowatch. URL: <https://www.infowatch.ru/sites/default/files/analytics/files/v-2021-stalo-bolshe-umyshlennykh-utechek.pdf>.
2. Потери организаций от киберпреступности. URL: <https://www.tadviser.ru/index.php>.
3. Утечки информации в России. URL: <https://www.tadviser.ru/index.php>.
4. Утечки данных. URL: <https://www.tadviser.ru/index.php>/ Статья:Утечки_данных.
5. Общие сведения об информационной безопасности. URL: <https://www.staffcop.ru/blog/obshchie-svedeniya-ob-informatsionnoj-bezopasnosti>.

6. Банк данных угроз безопасности информации. URL: <https://bdu.fstec.ru/threat>.

7. Способы защиты от угроз безопасности информации. URL: https://studme.org/154676/informatika/sposoby_zaschity_ugroz_informatsionnoy_bezopasnosti.

Сахарбеков Руслан Дастанович – студент, каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: msaharbekov@mail.ru.

Дубинин Никита Максимович – студент, каф. компьютерных систем в управлении и проектировании, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: nikita.d@inbox.ru.

Зазуля Анастасия Сергеевна – студент, каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zazulyanastya@mail.ru.

ANALYSIS OF THE INFORMATION SYSTEM THAT INCLUDES DESKTOP SOFTWARE FOR VULNERABILITIES AND THREATS FOR THE CHOICE OF INFORMATION PROTECTION TOOLS

In this paper, the analysis of vulnerabilities of information systems and the choice of information protection tools for information systems working with database management systems are carried out.

Keywords: *information system, information protection tools, database, database management system, attacker, vulnerabilities, threat*

Sakharbekov Ruslan Dastanovich – student, Department of Integrated Information Security of Electronic Computer Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Avenue, 40, e-mail: msaharbekov@mail.ru.

Dubinin Nikita Maksimovich – student, Department of Computer Systems in Control and Design, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Avenue, 40, e-mail: nikita.d@inbox.ru.

Zazulya Anastasia Sergeevna – student, Department of Integrated Information Security of Electronic Computing Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Avenue, 40, e-mail: zazulyanastya@mail.ru.

А.С. Зазуля, К.С. Сарин, Р.Д. Сахарбеков

ТЕСТИРОВАНИЕ ВЕБ-ПРИЛОЖЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ СВОБОДНОГО ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ

Описывается процедура тестирования с помощью инструментов Selenium WebDriver и Ranorex Studio.

Ключевые слова: *тестирование, запуск, просмотр, веб-элемент, веб-сайт, веб-браузер, тест, Selenium WebDriver, Ranorex*

В современном мире ошибки в программном обеспечении (ПО) наносят колоссальный вред цифровой экономике. Главной целью тестирования является проверка определенных требований, которые гарантируют работоспособность ПО без ошибок [1].

Можно выделить 4 основные причины, обуславливающие необходимость тестирования. Во-первых, выполнить требования заказчика. Во-вторых, на ранних этапах разработки веб-приложения предотвратить ошибки. В-третьих, исправить архитектурные недостатки. В-четвертых, обеспечить безопасность веб-сайта.

В настоящей работе изучен ГОСТ 56920-2016 и методы тестирования, проведен поиск и анализ свободного ПО и разработка пошаговых действий с выбранными инструментами.

Тестирование с помощью инструмента Selenium WebDriver состоит из следующих шагов [2].

Шаг 1 – Создание проекта. Запустить Visual Studio и создать проект по шаблону «Тестируемый проект NUnit».

Шаг 2 – Загрузка NuGet пакетов. «Проект» → «Управление пакетами NuGet...» и в поисковике Selenium выбрать Selenium WebDriver.

Шаг 3 – Написание тестового сценария. При написании текста необходимо все разбивать на шаги, действия и ожидаемый результат (таблица 1).

Таблица 1 – Пример текстового скрипта

Шаг	Действие	Ожидаемый результат
1	Открыть браузер	Браузер открывается и начинается загрузка
2	Перейти на страницу веб-сайта	Отображается веб-сайт
3	Определить веб-элементы, которые будут проверяться, и передать значение	Окно идентифицируется и вводится значение
4	Нажать или вставить значения	Кнопки и тестовые поля распознаны и нажаты
5	Закрыть браузер (при необходимости)	Браузер закрывается

Шаг 4 – Подключение необходимых библиотек. Для того чтобы получить доступ к функциям инструмента, необходимо подключить следующие библиотеки:

```
//инструмент функционального тестирования
using OpenQA.Selenium;
//инструмент для работы с браузером Chrome
using OpenQA.Selenium.Chrome;
```

Шаг 5 – Взаимодействие с веб-браузером и веб-сайтом. В методе `SetUp` необходимо описать взаимодействие с выбранным веб-браузером.

Шаг 6 – Получение доступа к веб-элементам. Вызвать панель разработчика. Появится окно с веб-элементами, которые находятся на выбранной веб-странице. Для поиска веб-элементов использовать инструмент `XPath` по конструкции

```
//элемент HTML [@атрибут = 'значение атрибута']
```

Шаг 7 – Описание тестового сценария. В методе `Test` объявить веб-элементы и описать взаимодействия с веб-элементами.

Шаг 8 – Завершение работы с веб-браузером. После того как все действия в методе `Test` выполнены, в методе `TearDown` прописать завершение работы веб-браузера.

Шаг 9 – Запуск теста. В верхней панели выбрать вкладку «Тест», выбрать «Обозреватель тестов» и нажать «Запустить».

После запуска теста откроется окно браузера и запустится сайт.

Шаг 10 – Просмотр подробной сводки по тесту. После завершения теста в панели «Обозреватель тестов» появится подробная сводка по тесту (рисунок 1).

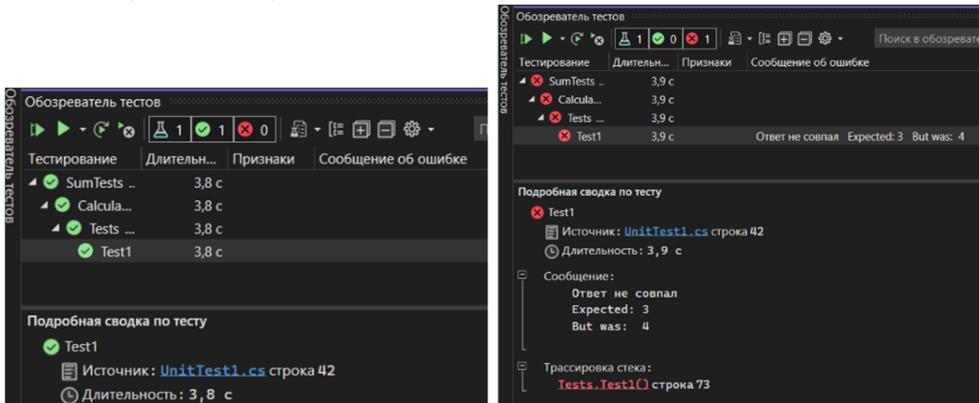


Рисунок 1 – Успешное и неудачное завершение теста с помощью Selenium Webdriver

Тестирование с помощью инструмента Ranorex Studio осуществляется в следующем порядке [3].

Для того чтобы начать работать, нужно перейти на официальный сайт Ranorex, нажать в верхней панели FREE TRIAL и заполнить анкету.

Шаг 1 – Запустить Ranorex Studio и создать проект.

Для создания проекта необходимо нажать New solution ... Откроется окно с выбором разных платформ для тестирования.

Далее необходимо ввести URL-адрес веб-сайта, который будет тестироваться, и выбрать веб-браузер.

Выбрать режим записи теста: белый список (во время записи теста будет охватываться только веб-браузер) и не использовать белый список (будет взаимодействие с настольными приложениями).

После создания проекта откроется окно с двумя основными панелями: первая панель содержит файлы, которые относятся к проекту и тесту, а вторая панель – модули записи, которые по умолчанию разбиваются на 3 модуля: Open, Recording и Close.

Шаг 2 – Написать структуру тестового сценария (см. таблицу 1).

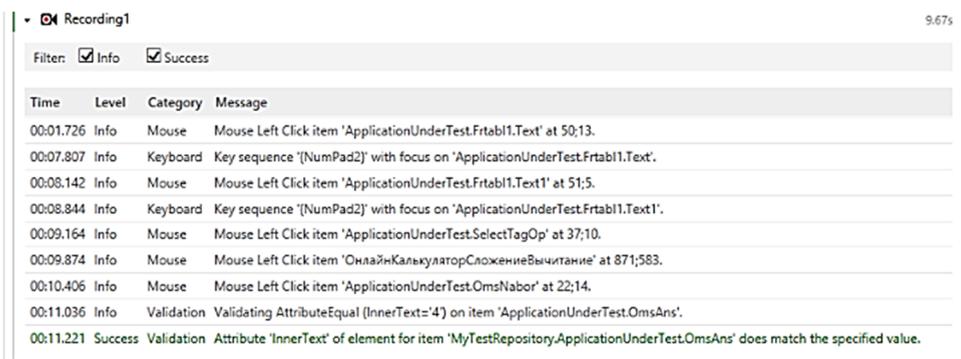
Шаг 3 – Запись теста. Для записи теста необходимо нажать Record в модуле Recording, в углу монитора появится окно, в котором будут записываться действия при манипуляциях с клавиатурой или мышкой.

Шаг 4 – Выполнение валидации. Для выполнения валидации необходимо нажать Validate, появится окно, в котором показывается весь путь до выбранного элемента. Если нажать Next, то в следующем окне появятся атрибуты, по которым будет проверяться элемент.

Шаг 5 – Завершение записи. Нажать на панели Stop, в модуле Recording появятся пошаговые действия, которые были выполнены на шагах 3 и 4.

Шаг 6 – Запуск записанного теста. Для запуска записанного текста необходимо нажать RUN, появится окно, где показывается процесс выполнения теста.

Шаг 7 – Просмотр отчетности. После завершения теста откроется отчет, где будет указано время выполнения, продолжительность и пошаговое описание действий (рисунки 2, 3).



The screenshot shows the 'Recording1' window in Ranorex Studio. It features a filter bar with 'Info' and 'Success' checked. Below is a table with columns for Time, Level, Category, and Message. The log shows various mouse and keyboard actions, followed by a validation step that successfully passes.

Time	Level	Category	Message
00:01.726	Info	Mouse	Mouse Left Click item 'ApplicationUnderTest.Frtabl1.Text' at 50;13.
00:07.807	Info	Keyboard	Key sequence '[NumPad2]' with focus on 'ApplicationUnderTest.Frtabl1.Text'.
00:08.142	Info	Mouse	Mouse Left Click item 'ApplicationUnderTest.Frtabl1.Text1' at 51;5.
00:08.844	Info	Keyboard	Key sequence '[NumPad2]' with focus on 'ApplicationUnderTest.Frtabl1.Text1'.
00:09.164	Info	Mouse	Mouse Left Click item 'ApplicationUnderTest.SelectTagOp' at 37;10.
00:09.874	Info	Mouse	Mouse Left Click item 'ОнлайнКалькуляторСложениеВычитание' at 871;583.
00:10.406	Info	Mouse	Mouse Left Click item 'ApplicationUnderTest.OmsNabor' at 22;14.
00:11.036	Info	Validation	Validating AttributeEqual (InnerText=4) on item 'ApplicationUnderTest.OmsAns'.
00:11.221	Success	Validation	Attribute 'InnerText' of element for item 'MyTestRepository.ApplicationUnderTest.OmsAns' does match the specified value.

Рисунок 2 – Успешное завершение теста с помощью Ranorex Studio



Рисунок 3 – Неудачное завершение теста с помощью Ranorex Studio

В результате проделанной работы проведена проверка работоспособности ПО с помощью свободно распространяемых инструментов тестирования веб-приложений Selenium WebDriver и Ranorex Studio.

Список использованной литературы

1. ГОСТ Р 57193-2016 Системная и программная инженерия. URL: <https://docs.cntd.ru/document/1200134996> (дата обращения: 08.08.2022).
2. Selenium – официальный сайт. URL: <https://www.selenium.dev/> (дата обращения: 09.08.2022).
3. Ranorex – официальный сайт. URL: <https://www.ranorex.com/> (дата обращения: 10.08.2022).

Зазуля Анастасия Сергеевна – студент, каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zazulyanastya@mail.ru.

Сарин Константин Сергеевич – доцент, каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: sks@keva.tusur.ru.

Сахарбеков Руслан Дастанович – студент, каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: msaharbekov@mail.ru.

TESTING WEB APPLICATIONS USING FREE SOFTWARE

This article describes the steps for the web testing tools Selenium WebDriver and Ranorex Studio.

Keywords: *testing, launching, browsing, web element, website, web browser, test, Selenium WebDriver, Ranorex*

Zazulya Anastasia Sergeevna – student, Department of Integrated Information Security of Electronic Computing Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: zazulyanastya@mail.ru.

Konstantin Sergeevich Sarin – Associate Professor of the Department of Integrated Information Security of Electronic Computing Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 40 Lenin Ave., Tomsk, 634050, e-mail: sks@keva.tusur.ru.

Sakharbekov Ruslan Dastanovich – student, Department of Integrated Information Security of Electronic Computing Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: msaharbekov@mail.ru.

УДК 004.49

Р.Д. Сахарбеков, Н.М. Дубинин, А.С. Зазуля

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ И РЕАЛИЗАЦИИ ЗАЩИЩЕННОЙ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ

Представлена методика разработки и проектирования защищенной автоматизированной информационной системы и реализованная в соответствии с ней система.

Ключевые слова: *информационная система, средства защиты информации, база данных, защищенная автоматизированная информационная система, методика, угроза*

Информационная система (ИС) должна быть защищена на всем пути ее разработки. Несоблюдение этого принципа ведет к пагубным последствиям. Например, количество только зарегистрированных утечек информации из баз данных, входящих в состав ИС, превышает миллионы единиц [1], а мировые финансовые потери от успешно реализованных угроз составляют несколько триллионов долларов [2].

При этом специалисты по обеспечению информационной безопасности нередко занимаются данной проблемой впервые, а потому совершают множество ошибок как при разработке, так и при эксплуатации [3].

В связи с вышеизложенным принято решение составить методику проектирования и разработки защищенной автоматизированной информационной системы (ЗАИС).

В общем виде методика состоит из следующих этапов.

1. Проектирование ЗАИС:

- изучение предметной области (ПО);
- построение диаграммы UML, а именно диаграммы взаимодействия, и диаграммы последовательности;
- разработка реляционной модели данных в соответствии с ПО;
- анализ уязвимостей ИС, определение угроз и составление перечня средств защиты информации (СЗИ).

2. Реализация ЗАИС:

- создание базы данных (БД);
- применение выбранных СЗИ для БД;
- разработка защищенного пользовательского приложения, функционирующего в совокупности с системой управления базой данных (СУБД).

В соответствии с разработанной методикой спроектирована и реализована ЗАИС с ПО «Кафе».

В качестве СУБД выбрана SQL Server Management Studio. Применяемые СЗИ:

- ролевое разграничение прав доступа MySQL;
- шифрование БД с помощью алгоритма AES;
- безопасность на уровне строк (RLS);
- TLS-соединение.

В роли пользовательского приложения использовали C# Forms.

При запуске программы открывается окно авторизации (рисунок 1).

Далее программа переходит на основную форму, где указан текущий пользователь и его должность. На главной форме высвечиваются только те таблицы, к которым у пользователя есть доступ (рисунок 2).

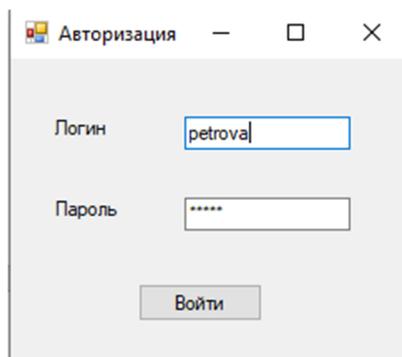


Рисунок 1 – Авторизация

При открытии таблицы в соответствии с политикой безопасности видна только строка id текущего пользователя (рисунок 3).

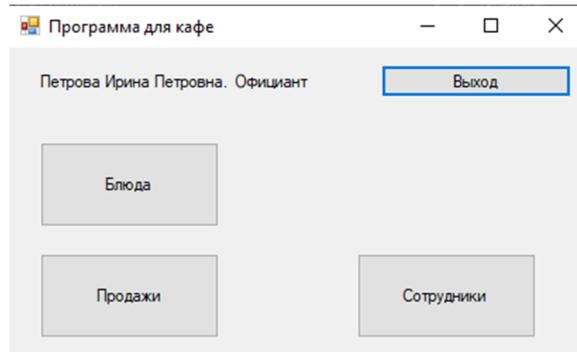


Рисунок 2 – Основная форма

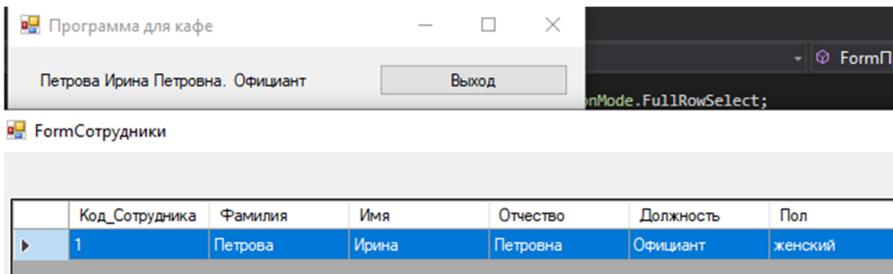


Рисунок 3 – Таблица «Сотрудники»

Если кто-то попытается изменить, добавить или удалить данные, не имея разрешения на это, он получит соответствующее сообщение (рисунки 4, 5).

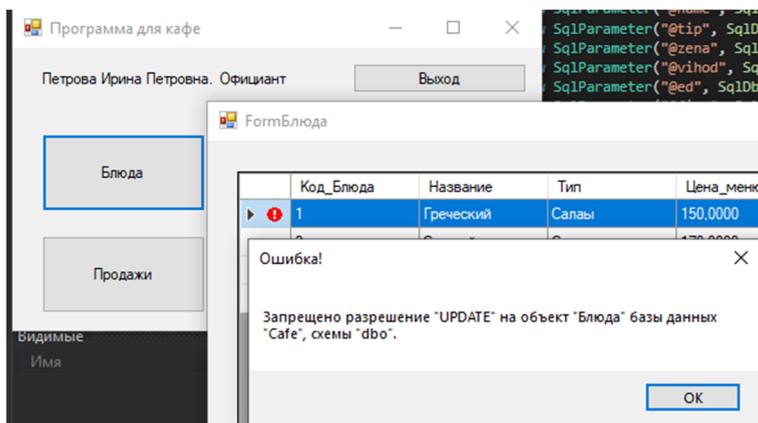


Рисунок 4 – Запрещено разрешение на UPDATE

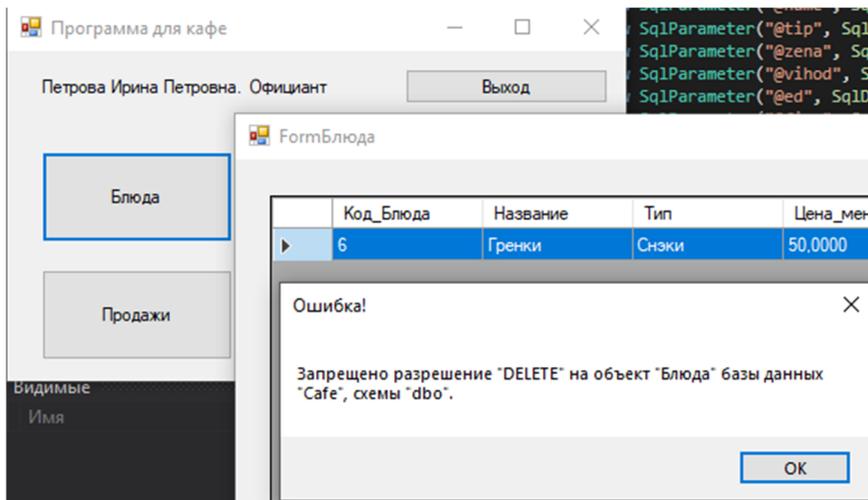


Рисунок 5 – Запрещено разрешение на DELETE

Таким образом, составлена методика проектирования ЗАИС и в соответствии с ней реализована ЗАИС, политика безопасности которой успешно продемонстрирована. Следовательно, методика помогает структурированно выстраивать ИС в соответствии с СЗИ.

Список использованной литературы

1. Отчёт об исследовании утечек информации ограниченного доступа в 2021 году. URL: <https://www.infowatch.ru/sites/default/files/analytics/files/v-2021-stalo-bolshe-umyshlennykh-utechek.pdf>.
2. Потери организаций от киберпреступности. URL: <https://www.tadviser.ru/index.php>.
3. Анализ проблем защиты от внешнего нарушителя. URL: <https://www.securitylab.ru/analytics/397848.php>.

Сахарбеков Руслан Дастанович – студент, каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: msaharbekov@mail.ru.

Дубинин Никита Максимович – студент, каф. компьютерных систем в управлении и проектировании, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: nikita.d@inbox.ru.

Зазуля Анастасия Сергеевна – студент, каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем, Томск.

гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: zazulyanastya@mail.ru.

METHODOLOGY FOR THE DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A SECURE AUTOMATED INFORMATION SYSTEM

In this work, a methodology for the development and design of a secure automated information system (ZAIS) was compiled, and in accordance with it, ZAIS was implemented.

Keywords: *information system, information protection tools, database, secure automated information system, methodology, threat*

Sakharbekov Ruslan Dastanovich – student, Department of Integrated Information Security of Electronic Computer Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Avenue, 40, e-mail: msaharbekov@mail.ru.

Dubinin Nikita Maksimovich – student, Department of Computer Systems in Control and Design, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Avenue, 40, e-mail: nikita.d@inbox.ru.

Zazulya Anastasia Sergeevna – student, Department of Integrated Information Security of Electronic Computing Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Avenue, 40, e-mail: zazulyanastya@mail.ru.

Секция 5. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ВУЗОВ С ПРЕДПРИЯТИЯМИ ОПК

УДК 004.771

Д.О. Ноздреватых, Б.Ф. Ноздреватых, В.Ю. Куприц

ДОПОЛНИТЕЛЬНОЕ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ОБРАЗОВАНИЕ КАК НОВАЯ СТУПЕНЬ ВО ВЗАИМОДЕЙСТВИИ ВУЗА И НАУКОЕМКИХ ПРЕДПРИЯТИЙ

Представлен результат анализа рынка дополнительного профессионального образования и внедрения его в образовательный процесс во взаимодействии между вузом и наукоемкими предприятиями.

Ключевые слова: *дополнительное профессиональное образование, вуз, наукоемкие предприятия*

Согласно статье 76 Федерального закона от 29.12.2012 № 273-ФЗ (ред. от 26.07.2019) «Об образовании в Российской Федерации» дополнительное профессиональное образование направлено на удовлетворение образовательных и профессиональных потребностей, профессиональное развитие человека, обеспечение соответствия его квалификации меняющимся условиям профессиональной деятельности и социальной среды [1].

В пределах каждого уровня профессионального образования основной задачей дополнительного образования является непрерывное повышение квалификации рабочего, служащего, специалиста в связи с постоянным совершенствованием федеральных государственных образовательных стандартов.

Вне зависимости от тематики программы дополнительного профессионального образования могут быть разделены по объёму предоставляемых знаний. Данное разделение продиктовано в первую очередь задачами программ, которые включают:

- повышение квалификации – краткосрочные (от 16 часов) программы и курсы, имеющие своей целью расширение знаний специалиста в какой-либо одной области (к ним относятся семинары и тренинги);
- профессиональную переподготовку – программы средней продолжительности (от 250 часов), направленные на комплексное

углубление знаний специалиста в рамках профессии или смену профессиональной деятельности.

Дополнительное профессиональное образование (ДПО) является частью непрерывного образования взрослых, его получение занимает больше времени по сравнению с другими подсистемами.

ДПО тесно связано с ситуацией на рынке труда, экономическим положением страны, производственным сектором, интересами и потребностями предприятий, населения и государства. Оно оказывает влияние на развитие общества как часть системы профессиональной переориентации граждан в период проведения реформ.

Дополнительное профессиональное образование позволяет людям чувствовать себя увереннее в новых жизненных обстоятельствах, дает возможность отстаивать свои права и защищать собственные интересы.

ДПО имеет ряд важных особенностей:

- удовлетворяет потребность общества и государства в непрерывном развитии кадрового потенциала;
- связывает курсовое обучение с самообразованием, жизненным и профессиональным опытом обучающихся;
- его содержание носит междисциплинарный характер;
- учебный курс строится на базе профессиональных потребностей и интересов специалистов с учетом их должностных обязанностей, служебного статуса и профессионально значимых качеств личности.

Существуют разные формы организации программ ДПО. Это касается и количества учебных часов, и содержания. Но так или иначе, они отличаются от высшего профессионального образования и создаются по определенным технологиям с учетом состава аудитории (взрослые люди с профессией).

При составлении программы ДПО специалисты всегда ориентируются на соответствующие профессиональные стандарты. Это отражается на содержании учебно-методической документации, особенностях организации учебного процесса, проведении рекламных кампаний и т. д. На текущий момент существует около 900 стандартов, охватывающих почти все виды профессиональной деятельности.

Дополнительное профессиональное образование в вузе может быть направлено на подготовку студентов по программам, которые ориентированы на освоение определенных трудовых функций. Например, тех, которые нужны заказчику или необходимы для сдачи экзамена на профессиональный сертификат.

Существует Постановление Правительства РФ от 22.01.2013 № 23 «О Правилах разработки, утверждения и применения профессиональных стандартов» [2]. Согласно документу, на стандарты обязаны

ориентироваться работодатели и организации профессионального образования в следующих случаях:

- при формировании кадровой политики и в управлении персоналом, при организации обучения и аттестации работников, разработке должностных инструкций, тарификации работ, присвоении тарифных разрядов работникам и установлении систем оплаты труда с учетом особенностей организации производства, труда и управления;
- разработке профессиональных образовательных программ;
- разработке в установленном порядке федеральных государственных образовательных стандартов профессионального образования.

Повышение квалификации. Эта программа предполагает приобретение новых и усовершенствование уже имеющихся знаний, умений и навыков в знакомой профессиональной области, получение дополнительных компетенций, которые требуются для осуществления трудовой деятельности в текущей ситуации.

Формы дополнительного профессионального образования. Порядок организации и осуществления образовательной деятельности по программам дополнительного профессионального образования прописан в приказе Министерства образования РФ № 499 от 1 июля 2013 года [3]. В документе говорится, что содержание программы и договор с образовательным учреждением определяют форму обучения на курсах. Она может быть очной (очно-заочной), заочной и дистанционной.

Очная форма обучения на курсах ДПО. Если обучение ведется по очной форме, слушатель должен присутствовать на занятиях лично. Курс зачитывается на территории образовательной организации или на территории предприятия, которое организовало для своих сотрудников такое обучение (при наличии условий для проведения занятий).

Заочная форма обучения на курсах ДПО. Заочная форма обучения предполагает получение знаний слушателями курса путем самообучения с использованием предоставленных образовательным учреждением программ, а также на очных занятиях.

Обучение, как правило, имеет три фазы. На первой слушатели получают информацию о программе ДПО и учебные материалы для самостоятельного освоения. В ходе второй фазы они изучают эти материалы. Третья фаза представляет собой проверку знаний в виде квалификационного экзамена или теста.

Дистанционная форма обучения на курсах ДПО. Дистанционный формат обучения реализуется в том случае, когда образовательная организация обладает необходимыми техническими возможностями. Обучение осуществляется через Интернет. Слушатели могут

изучать материал, слушая лекции онлайн или в записи. Для этого им нужно зайти в личный кабинет на специальной платформе.

Там же можно участвовать в семинарах, получать задания, проходить тесты и т.д. Подобная форма обучения дает возможность получать новые знания по разным программам без отрыва от выполнения рабочих обязанностей.

На кафедре РТС ряд преподавателей прошли обучение по программе повышения квалификации «Система ДПО организации: от анализа рынка до программы развития» (72 часа). После обучения был разработан электронный курс «Разработка нейронных сетей на Python с нуля» (54 часа). Обучение проводится в онлайн-формате. За несколько месяцев с момента старта обучения повышение квалификации получили более 20 слушателей.

Электронный курс «Разработка нейронных сетей на Python с нуля» состоит из трех основных блоков и итоговой аттестации. В каждом блоке есть лекционные и практические занятия, обязательным завершением каждого блока служит выполнение домашнего задания. После апробации электронного курса мы как разработчики пришли к выводу, что необходимо проводить часы онлайн-консультаций, так как вопросы слушателей требуют детальной проработки.

После завершения обучения первой волны слушателей был проведен опрос и получены следующие ответы (стилистика, пунктуация, синтаксис сохранен).

«Курс хороший и интересный, к сожалению большинство занятий совпадали с расписанием моих занятий. Но можно было все посмотреть. Есть интерес погрузиться в тему для своих задач. Спасибо!»

«Добрые и отзывчивые преподаватели, все хорошо объясняли ,очень все комфортно было ,спасибо вам большое за курс) благодаря вам ,я начал больше понимать и появился больший интерес)»

«Хотелось в темы включить один из примеров из радиосвязи (для меня лично было бы очень полезно), те задачи радиолокационного распознавания, задачи из антенной техники, например для адаптивных AP»

Важно понимать, что дополнительное образование и дополнительное профессиональное образование – это разные вещи. К ДПО предъявляются более жесткие требования: чтобы пройти курс, человек должен предъявить диплом о высшем или среднеспециальном образовании. А вот дополнительное образование имеет возможность получить любой желающий.

Важно отметить некоторые особенности ДПО.

Учебные планы регулируются законами. Это касается наименования тем, количества учебных часов, которые отводятся на изучение материала, и т.д.

Слушатель курса получает новую специальность или приобретает новые компетенции по уже имеющейся.

По окончании обучения студенту выдается официальный документ (удостоверение о повышении квалификации или диплом о профессиональной переподготовке) на фирменном бланке, заверенный печатями.

Программы ДПО готовятся скрупулезно, с доскональной проработкой нюансов.

Дополнительное профессиональное образование доступно только взрослой аудитории с образованием.

Заключение

Система дополнительного профессионального образования является достаточно гибкой: она учитывает потребности государства и самих специалистов, подстраивается под текущие обстоятельства, ориентируется на конечный результат. Особенностью ДПО является то, что его получают взрослые люди, которые имеют базовое профессиональное образование и опыт работы по специальности.

Когда разрабатывается программа ДПО, пишется обоснование, где должны быть указаны взятый за основу профессиональный стандарт, обобщенная трудовая функция и трудовые функции, по которым будет осуществляться повышение квалификации.

Обучаясь по выбранной специальности, можно одновременно получать дополнительные знания, которые сделают выпускника более востребованным специалистом на рынке труда, а также освоить смежную специальность или еще одну профессию в дополнение к основной.

Список использованной литературы

1. Законы, кодексы и нормативно-правовые акты Российской Федерации. URL: https://legalacts.ru/doc/273_FZ-ob-obrazovanii/glava-10/statja-76/ (дата обращения: 05.08.2022).

2. Постановление Правительства РФ от 22 января 2013 г. № 23 «О Правилах разработки и утверждения профессиональных стандартов». URL: <https://base.garant.ru/70304190/> (дата обращения: 07.08.2022).

3. Приказ Министерства образования и науки РФ от 1 июля 2013 г. № 499 «Об утверждении Порядка организации и осуществления образовательной деятельности по дополнительным профессиональным программам». URL: <https://base.garant.ru/70440506/> (дата обращения: 08.08.2022).

Ноздреватых Дарья Олеговна – ст. преподаватель, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: daria.o.nozdrevatykh@tusur.ru.

Ноздреватых Борис Федорович – ст. преподаватель, каф. радиотехнических систем, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: boris.f.nozdrevatykh@tusur.ru.

Куприц Владимир Юрьевич – доцент, каф. радиотехнических систем, канд. техн. наук, Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, e-mail: vladimir.i.kuprits@tusur.ru.

**ADDITIONAL VOCATIONAL EDUCATION
AS A NEW STAGE IN THE FIELD OF HIGHER EDUCATION
AND SCIENCE-INTENSIVE ENTERPRISES**

The publication presents the results of the analysis of the market of additional professional education and its use in the educational process, in the interaction between universities and research enterprises.

Keywords: *additional vocational education, university, research-intensive enterprises*

Nozdrevatykh Daria Olegovna – senior lecturer, Department of electronic systems, Tomsk state University of control systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: daria.o.nozdrevatykh@tusur.ru.

Nozdrevatykh Boris Fedorovich – Senior Lecturer, Department of Radio Engineering Systems, Tomsk State University of Control Systems and Radio Electronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: boris.f.nozdrevatykh@tusur.ru.

Cupric Vladimir Yur'evich – associate Professor, Department of electronic systems, Ph. D., Tomsk state University of control systems and Radioelectronics, 634050, Tomsk, Lenin Ave., 40, e-mail: vladimir.i.kuprits@tusur.ru.

Содержание

Секция 1. РАДИОФИЗИКА И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

Красненко Н.П., Кухта А.Е., Раков А.С.

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ
ОРНИТОЛОГИЧЕСКОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ОБЪЕКТОВ
И ТЕРРИТОРИЙ..... 5

Герингер В.Е., Дубинин Д.В., Кочегуров А.И.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТИ ОПТИЧЕСКИХ
ИЗОБРАЖЕНИЙ ОДНОУРОВНЕВЫМ ТОЧЕЧНЫМ ПОТОКОМ
ВОССТАНОВЛЕНИЯ 14

Халил А., Суханов Д.Я.

МОДЕЛИРОВАНИЕ УЛЬТРАЗВУКОВОЙ ТОМОГРАФИИ
РАСSEИВАТЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ СОГЛАСОВАННОЙ
ФИЛЬТРАЦИИ 22

Ашымканов К.Ш., Шабаев Ж.

РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ АТМОСФЕРЫ
ПЕРЕВАЛА КАЛМАК-АШУ И ГОРОДА БАЛЫКЧЫ 26

Ткачев Д.В., Черников Д.Ю., Александров А.В., Зеленков Н.С.

СПОСОБ ОБЕСПЕЧЕНИЯ НЕОБХОДИМОЙ ЭНЕРГЕТИКИ
В КОСМИЧЕСКИХ РАДИОЛИНИЯХ «ВВЕРХ»
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ БОРТОВЫХ АНТЕНН
СО СКАНИРУЮЩИМ ЛУЧОМ 34

Зайков К.Д., Аникин А.С., Ярков К.А.

РАСЧЁТ НАКЛОННОЙ ДАЛЬНОСТИ РАДИОЛИНИИ
«КОСМИЧЕСКИЙ АППАРАТ – НАЗЕМНЫЙ ПУНКТ» 39

Зайков К.Д., Аникин А.С., Ярков К.А.

АНАЛИЗ КАНАЛА РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН
ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ИССЛЕДОВАНИЮ
ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ
ПОТРЕБИТЕЛЯ..... 43

Секция 2. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ

Калашников Г.А., Зайков Д.Д., Захаров Ф.Н.

РАСЧЁТ ЛИНИИ СВЯЗИ МЕЖДУ СИСТЕМОЙ АЗН-В
И ЛЕТАТЕЛЬНЫМИ АППАРАТАМИ..... 48

Зайков Д.Д., Калашников Г.А., Захаров Ф.Н.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ
ДЛЯ ИМИТАЦИИ СИГНАЛОВ АЗН-В 52

Зайков Д.Д., Калашников Г.А.

МОДЕЛИРОВАНИЕ КИХ-ФИЛЬТРА МИКРОСХЕМЫ 1288ХК1Т 58

Зайков Д.Д., Калашников Г.А., Тисленко В.И.

ВЫЧИСЛИТЕЛЬ ДЛЯ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ
БОРТОВОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА. Часть 1 63

<i>Калашников Г.А., Зайков Д.Д., Тисленко В.И.</i>	
ВЫЧИСЛИТЕЛЬ ДЛЯ ВТОРИЧНОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ БОРТОВОГО РАДИОВЫСОТОМЕРА. Часть 2.....	69
<i>Голиков А.М., Кирпичников Д.С., Жариков А.Н.</i>	
ЭФФЕКТИВНОСТЬ ОБНАРУЖЕНИЯ И ОЦЕНКИ КООРДИНАТ МАЛОРАЗМЕРНЫХ НАЗЕМНЫХ ОБЪЕКТОВ МИМО РЛС БПЛА С ВЕЙВЛЕТ-ОБРАБОТКОЙ СИГНАЛОВ	76
<i>Блинковский Н.К., Гулько В.Л., Мещеряков А.А.</i>	
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК РАССЕЯНИЯ НАВИГАЦИОННЫХ РАДИООПТИЧЕСКИХ ОТРАЖАТЕЛЕЙ КРУГОВОГО ДЕЙСТВИЯ В СОСТАВЕ ПЛАВУЧИХ ЗНАКОВ НАВИГАЦИОННОГО ОГРАЖДЕНИЯ.....	83
<i>Корнев А.В., Гошин Г.Г.</i>	
ИССЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ПАРАМЕТРОВ ОПОРНЫХ ШАЙБ СОЕДИНИТЕЛЕЙ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ ВЫСОКИХ ТЕМПЕРАТУР	89
<i>Секенова А., Сагиева И.Е.</i>	
ЭКРАНИРОВАННАЯ МИКРОПОЛОСКОВАЯ ЛИНИЯ С ДВУМЯ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫМИ БОКОВЫМИ ПРОВОДНИКАМИ	95
<i>Булдаков А.А., Генкель В.Р.</i>	
СРАВНЕНИЕ КОНСТРУКТИВОВ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ ДЛЯ УЛУЧШЕНИЯ ТЕПЛООТВОДА	99
<i>Якушев Г.Н.</i>	
АЛГОРИТМ СИНТЕЗА И АНАЛИЗА ВОСЬМИПОЛЮСНИКОВ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА ПОЛОСКОВЫХ ЛИНИЯХ ПЕРЕДАЧИ.....	106
<i>Ильчук А.Р., Каргашин Ю.Д., Меркулов В.И.</i>	
О НОВЫХ МЕТОДАХ САМОНАВЕДЕНИЯ РАКЕТ НА ВОЗДУШНЫЕ ОБЪЕКТЫ	113
<i>Ильчук А.Р., Каргашин Ю.Д., Пляшечник А.С.</i>	
ОСОБЕННОСТИ УГЛОВОГО ОЦЕНИВАНИЯ СО СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕМ В БОРТОВОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ С КОНЦЕНТРИЧЕСКОЙ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКОЙ	120
<i>Аникин А.С.</i>	
ПОДХОДЫ К ОТБРАКОВКЕ ПЕЛЕНГОВ С АНОМАЛЬНО БОЛЬШИМИ ПОГРЕШНОСТЯМИ ПО ОГИБАЮЩЕЙ И РАЗНОСТИ ФАЗ РАДИОИМПУЛЬСОВ ОТ ИСТОЧНИКОВ РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА НАЗЕМНОЙ ТРАССЕ.....	132
<i>Ноздреватых Д.О., Аникин А.С., Громов В.А.</i>	
РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЗОНДИРУЮЩЕГО СИГНАЛА ДЛЯ РАДИОВЫСОТОМЕРА МАЛЫХ ВЫСОТ.....	139

Секция 3. СЕТИ И СИСТЕМЫ СВЯЗИ

<i>Ярков К.А., Захаров Ф.Н., Зайков К.Д.</i> АНАЛИЗ СХЕМ УПРАВЛЕНИЯ ГРУППОЙ БЕСПИЛОТНЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ ОТНОСИТЕЛЬНО РЕАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ СВЯЗИ С ПУНКТОМ УПРАВЛЕНИЯ.....	146
<i>Премайчук А.В., Будаев Б.С.</i> ОТНОСИТЕЛЬНАЯ ФАЗОВАЯ МОДУЛЯЦИЯ И ДЕМОДУЛЯЦИЯ В СРЕДЕ МАТЛАВ.....	151
<i>Кызласов М.А., Зяблицев А.В.</i> QPSK-МОДУЛЯЦИЯ В СРЕДЕ МАТЛАВ	155
<i>Зяблицев А.В., Кызласов М.А.</i> QPSK-ДЕМОДУЛЯЦИЯ В СРЕДЕ МАТЛАВ	159
<i>Ильясов М.Е., Морозов Е.Д.</i> РЕАЛИЗАЦИЯ СИГНАЛА С МОДУЛЯЦИЕЙ LORA В САПР	163
<i>Ильясов М.Е., Морозов Е.Д.</i> РЕАЛИЗАЦИЯ LORA-ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛА В САПР	168
<i>Голиков А.М., Кологорова О.А., Верхованцев В.И.</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ЦИФРОВЫХ РАДИОРЕЛЕЙНЫХ СИСТЕМ.....	173
<i>Суздальцева Е.В., Кологривов В.А.</i> ИССЛЕДОВАНИЕ BPSK-МОДЕМА С СИНХРОННЫМ ДЕТЕКТИРОВАНИЕМ И КОРРЕЛЯЦИОННЫМ ПРИЕМОМ.....	179
<i>Никифорова Е.С., Кологривов В.А.</i> ИССЛЕДОВАНИЕ OQPSK-МОДЕМА С ПРИЕМНИКОМ ПРЯМОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ	185
<i>Куценко М.А., Кологривов В.А.</i> ИССЛЕДОВАНИЕ ПОДШУМОВОЙ ТЕХНОЛОГИИ ПЕРЕДАЧИ НА ОСНОВЕ КОМПЛЕКСНОЗНАЧНЫХ МАТРИЦ И ВЕКТОРОВ С КОМПАКТНОЙ АСФ.....	190
<i>Елисеев В.Н., Кологривов В.А.</i> ИССЛЕДОВАНИЕ 4-КАНАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ НА ОСНОВЕ КОМПОЗИЦИОННЫХ КОМПЛЕКСНОЗНАЧНЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ.....	195
<i>Ефремова А.А., Кологривов В.А.</i> ИМИТАЦИОННАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ LFM_BPSK.....	201
<i>Крупина В.В., Кологривов В.А.</i> ДВУХКАНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ LFM_QPSK.....	205

Секция 4. ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

Нетесов А.А., Эрин Ф.А., Вебер В.И., Куприц В.Ю.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ 210

Дацюк В.В., Вебер В.И., Куприц В.Ю.

АНАЛИЗ МЕТОДОВ УВЕЛИЧЕНИЯ БЫСТРОДЕЙСТВИЯ
НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В СИСТЕМАХ РАДИОЛОКАЦИИ 217

Эрин Ф.А., Вебер В.И., Куприц В.Ю.

АНАЛИЗ ВАРИАНТОВ ПОСТРОЕНИЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ
СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ С ПРИМЕНЕНИЕМ
НЕЙРОННОЙ СЕТИ 224

Кручинин Н.А., Вебер В.И., Куприц В.Ю.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЙРОННОЙ СЕТИ КОХОНЕНА
НА ЯЗЫКЕ ПРОГРАММИРОВАНИЯ PYTHON 229

Кайда А.Ю., Савельев А.О.

ОЦЕНКА ПРИМЕНИМОСТИ МЕТОДОВ ТЕМАТИЧЕСКОГО
МОДЕЛИРОВАНИЯ ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ КЛАССИФИКАЦИИ
ТЕКСТОВ НА ПРОИЗВОЛЬНЫХ КОРПУСАХ 232

Сахарбеков Р.Д., Дубинин Н.М., Зазуля А.С.

АНАЛИЗ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ С ДЕСКТОПНЫМ
ПРОГРАММНЫМ ОБЕСПЕЧЕНИЕМ НА УЯЗВИМОСТИ
И УГРОЗЫ ДЛЯ ВЫБОРА СРЕДСТВ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ... 236

Зазуля А.С., Сарин К.С., Сахарбеков Р.Д.

ТЕСТИРОВАНИЕ ВЕБ-ПРИЛОЖЕНИЙ С ПОМОЩЬЮ
СВОБОДНОГО ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ 241

Сахарбеков Р.Д., Дубинин Н.М., Зазуля А.С.

МЕТОДИКА ПРОЕКТИРОВАНИЯ И РЕАЛИЗАЦИИ
ЗАЩИЩЕННОЙ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ
ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ 245

Секция 5. ВЗАИМОДЕЙСТВИЕ ВУЗОВ С ПРЕДПРИЯТИЯМИ ОПК

Ноздреватых Д.О., Ноздреватых Б.Ф., Куприц В.Ю.

ДОПОЛНИТЕЛЬНОЕ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЕ ОБРАЗОВАНИЕ
КАК НОВАЯ СТУПЕНЬ ВО ВЗАИМОДЕЙСТВИИ ВУЗА
И НАУКОЕМКИХ ПРЕДПРИЯТИЙ 250

Научное издание

ШАРЫГИНСКИЕ ЧТЕНИЯ

**Четвертая международная научная конференция ведущих научных школ
в области радиолокации, радионавигации и радиоэлектронных систем передачи
информации, посвященная памяти профессора Томского государственного
университета систем управления и радиоэлектроники
академика Германа Сергеевича Шарьгина**

Материалы конференции

Подписано в печать 26.12.2022. Формат 70×100 1/16.
Усл. печ. л. 20,96. Тираж 100 экз. Заказ 377.

Федеральное государственное бюджетное
образовательное учреждение высшего образования
«Томский государственный университет
систем управления и радиоэлектроники»

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40.
Тел. (3822) 533018.