

All-Russian Conference
(with international participation)
«THE RADIO-ELECTRONIC DEVICES AND
SYSTEMS FOR THE INFOCOMMUNICATION
TECHNOLOGIES» (REDS-2023)



REDS-2023



ISBN 978-5-905278-54-9



Moscow - 2023

Всероссийская конференция
(с международным участием)
“Радиоэлектронные устройства
и системы для
инфокоммуникационных
технологий”

РЭУС-ИТ 2023



ДОКЛАДЫ

Серия:

НАУЧНЫЕ КОНФЕРЕНЦИИ,
ПОСВЯЩЕННЫЕ ДНЮ РАДИО
(выпуск LXXVIII)

Российского
научно-технического общества
радиотехники, электроники и связи
имени А.С. Попова

Москва - 2023

Всероссийская конференция
(с международным участием)

**"РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ ДЛЯ
ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ" ("РЭУС-ИТ 2023").
ПОСВЯЩЁННАЯ "ДНЮ РАДИО".**

Россия, Москва

Даты проведения: 07-09 июня 2023 года.

All-Russian Conference

**"THE RADIO-ELECTRONIC DEVICES AND SYSTEMS FOR THE
INFOCOMMUNICATION TECHNOLOGIES" ("REDS-2023").**

Russia Moscow

Dates: June 07-09, 2023.

ДОКЛАДЫ

PROCEEDINGS



МИНИСТЕРСТВО
НАУКИ И ВЫСШЕГО
ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ



МОСКВА 2023 г.

Всероссийская конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий - РЭУС-2023», Москва, Россия, доклады.

Рецензенты:

проф. Аджемов А.С., проф. Бартенев В.Г., проф. Витязев В.В.,
проф. Калошин В.А., проф. Постников И.И., проф. Потапов В.Т.,
проф. Пшеничников А.П., проф. Сперанский В.С., проф. Степанов С.Н.,
проф. Хорев А.А., проф. Цимбал В.А., проф. Чиров Д.С., проф. Шинаков Ю.С.

Просканировав код ниже вы попадёте на сайт этой конференции.



Выходные данные издания:

- УДК [004+621.396](082)
- ББК 32.973+32.84
- В85
- ISBN 978-5-905278-54-9

ISBN 978-5-905278-54-9



© Авторы докладов
© РНТОРЭС имени А.С. Попова



ОРГАНИЗАТОРЫ:

- | | |
|---|--|
| <ul style="list-style-type: none">• Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова; | <ul style="list-style-type: none">• Институт радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН; |
| <ul style="list-style-type: none">• Отделение нано и информационных технологий РАН; | <ul style="list-style-type: none">• Московский технический университет связи и информатики; |

ПРИ УЧАСТИИ:

- Министерство высшего образования и науки РФ;

- | | |
|--|--|
| <ul style="list-style-type: none">• ОАО «Концерн радиостроения «Вега»; | <ul style="list-style-type: none">• Московский государственный технический университет имени Н.Э. Баумана; |
| <ul style="list-style-type: none">• ФГУП «НИИР»; | <ul style="list-style-type: none">• Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского; |
| <ul style="list-style-type: none">• Балтийский федеральный университет имени И. Канта; | <ul style="list-style-type: none">• Нижегородский технический госуниверситет имени Р.Е. Алексеева; |
| <ul style="list-style-type: none">• Владимирский государственный университет; | <ul style="list-style-type: none">• Рязанский государственный радиотехнический университет; |
| <ul style="list-style-type: none">• Московский авиационный институт; | <ul style="list-style-type: none">• Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций; |
| <ul style="list-style-type: none">• Московский энергетический институт; | <ul style="list-style-type: none">• Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет – («ЛЭТИ»); |
| <ul style="list-style-type: none">• Московский институт электронной техники; | <ul style="list-style-type: none">• Ульяновский государственный технический университет; |
| <ul style="list-style-type: none">• Московский физико-технический институт; | <ul style="list-style-type: none">• Ярославский государственный университет. |

ВСЕРОССИЙСКИЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ:

Председатель:

академик РАН Панченко Владислав Яковлевич

Заместитель председателя:

академик РАН Шеремет Игорь Анатольевич

Члены Программного комитета:

проф. Аджемов А.С., д.т.н. Борисов В.П., д.т.н. Бутенко В.В., член-корр. РАН Верба В.С., проф. Витязев В.В., член-корр. РАН Дворкович А.В., проф. Петровский А.А. (Белорусь), д.э.н. Сеилов Ш.Ж. (Казахстан), проф. Скородумов А.И., проф. Ямпурин Н.П.

ВСЕРОССИЙСКИЙ ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ:

Председатель:

академик РАН Никитов Сергей Аполлонович

Заместитель председателя:

академик РАН Чаплыгин Юрий Александрович

Члены Оргкомитета:

проф. Бартенев В.Г., проф. Дроздов Б.В., проф. Калошин В.А., проф. Поборчая Н.Е., проф. Постников И.И., доц. Самсонов Г.А., проф. Сергеев В.А., проф. Степанов С.Н., проф. Хорев А.А., проф. Чиров Д.С., проф. Шорин О.А.

Организация работы в форме пленарных и проблемно-тематических заседаний. Пленарные доклады представлены по основным направлениям работы Конференции (г.Москва, Конгресс-центр МТУСИ).

Рабочий язык конференции - *русский (английский)*.

СОДЕРЖАНИЕ:

<u>ПЛЕНАРНЫЕ ДОКЛАДЫ</u>	5
<u>СЕКЦИЯ № 1. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН; АНТЕННЫ И СВЧ-ТЕХНИКА.</u>	14
<u>СЕКЦИЯ № 2. РАДИОТЕХНИКА, РАДИОЛОКАЦИЯ, В Т.Ч. ЗОНДИРОВАНИЕ ЗЕМЛИ, РАДИОНАВИГАЦИЯ.</u>	69
<u>СЕКЦИЯ № 3. СИСТЕМЫ, СЕТИ И УСТРОЙСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ, В Т.Ч. КОСМИЧЕСКИЕ, ЛАЗЕРНЫЕ, АКУСТИЧЕСКИЕ, ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИЕ И ИНЫЕ.</u>	142
<u>СЕКЦИЯ № 4. ИНФОРМАЦИОННЫЕ И ИНТЕРНЕТ-ТЕХНОЛОГИИ, В Т.Ч. МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ АНАЛИЗА ТЕКСТОВ, УСТНОЙ РЕЧИ, ИЗОБРАЖЕНИЙ.</u>	196
<u>СЕКЦИЯ № 5. РАДИОСВЯЗЬ.</u>	250
<u>СЕКЦИЯ № 6. ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ, В Т.Ч. КОДИРОВАНИЕ, И ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ.</u>	318
<u>АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ.</u>	438

ПЛЕНАРНЫЕ ДОКЛАДЫ

ОПЫТ НГТУ ИМ. Р.Е. АЛЕКСЕЕВА В ОБЛАСТИ РЕАЛИЗАЦИИ
ИННОВАЦИОННЫХ РЕШЕНИЙ В РАДИОЛОКАЦИИ

проф. Куркин А.А., проф. Мякинников А.В., проф. Рындык А.Г.

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Рассматриваются основные направления и достижения в научно-практической деятельности коллектива НГТУ им. Р.Е. Алексеева в области создания инновационных радиолокационных устройств и систем. Описание ведется в контексте истории развития научной школы радиолокации НГТУ, основанной профессором Лезиным Ю.С. Показано, как заложенные фундаментальные основы теории оптимальной обработки радиолокационных сигналов с применением цифровых методов позволили развить ряд актуальных в современной повестке направлений. Основное внимание уделяется четырем направлениям: просветной радиолокации, где не только получены научные результаты мирового уровня, но сделан весомый вклад в создание ведущим отраслевым предприятием первого в мире серийного изделия; сверхширокополосной радиолокации, где инновационная продукция выведена на международный рынок; разработке систем многоканальной цифровой обработки сигналов с применением отечественной элементной базы, где коллектив занимает ведущие позиции; теории и технике создания миллиметровых радаров для транспортных систем, где получены научные и практические результаты, которые являются важным шагом к решению проблемы импортозамещения.

Научная школа радиолокации: у истоков создания теоретических основ науки. В 1964 году в Горьковском политехническом институте (ГПИ) была создана кафедра «Математические и счетно-решающие приборы и устройства», которую возглавил Лезин Ю.С. Юрий Сергеевич одним из первых в стране стал закладывать теоретические основы цифровой обработки сигналов в радиолокации, что на многие десятилетия вперед определило стратегическое направление развития научной школы в НГТУ – цифровые методы и устройства в радиолокации. Его исследования во многом нашли отражение в монографии «Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов» [1]. Под руководством Лезина Ю.С. десятки аспирантов, работников НИИ защитили кандидатские диссертации. Одиннадцать его учеников стали докторами наук.

Определяющим моментом при формировании научной повестки коллектива всегда являлась тесная связь с ведущими научно-исследовательскими институтами Нижнего Новгорода (Горького). Лауреат Государственной премии СССР Профессор Пахомов Ю.И., пришедший на кафедру радиосистем ГПИ в конце 1970-х годов после работы в Горьковском НИИ радиотехники, являлся одним из главных разработчиков первой трехкоординатной РЛС с частотным сканированием 5Н69. Существенное влияние на научную повестку оказали заслуженные работники промышленности доктора технических наук Лейких М.А. и Иванников А.П. С их участием получили развитие работы в области систем с частотным сканированием и систем метеообеспечения авиации. Проводились исследования в области РЛС с синтезированной апертурой. Профессор Иванников А.П. – главный конструктор метеорологической РЛС МРЛ-5, одной из основных метеорологических РЛС в нашей стране. Сегодня задача метеообеспечения Северного морского пути является приоритетной.

Под руководством профессора Плужникова А.Д. ведутся уникальные исследования по повышению защищенности пространственно-временной обработки радиолокационных и гидроакустических сигналов в антенных решетках от пассивных и комбинированных помех при повышенной скорости обзора по угловой координате.

В данной статье мы более подробно остановимся на четырех наиболее ярких направлениях научных исследований и практических разработок НГТУ в области радиолокации.

Просветная радиолокация – уникальные свойства по обнаружению «невидимок»: вклад ученых НГТУ в развитие направления. Важнейшим направлением развития научной школы является радиолокация «на просвет». Первые исследования в этой области начались с появлением информации о возможности существенного увеличения вероятности обнаружения малоразмерных движущихся объектов по теневого излучению. Это направление стало активно развиваться в Нижегородском НИИ радиотехники (ННИИРТ) по инициативе Бляхмана А.Б., который, являясь также профессором кафедры информационных радиосистем, привнес его в научную повестку кафедры. Под руководством профессора Рындыка А.Г. были разработаны методы обработки сигналов в просветных радиолокационных комплексах, реализованные впервые в мире в серийной системе радиолокации на просвет «Струна», созданной в ННИИРТ.

Просветный радар содержит не менее двух разнесенных в пространстве позиций – хотя бы одну передающую и одну приемную. Принцип его действия заключается в обнаружении сигнала, рассеянного целью в прямом направлении, отсюда его английское название «forward scatter radar» (FSR). Поле, которое обнаруживается на приемной позиции, называют теневым полем, потому что физический процесс, который его порождает – это формирование области тени непосредственно за объектом, что на самом деле является способом формирования возмущения поля, реакцией на которое является наличие «теневого» поля на приемной позиции. Пионерскими работами, положившими начало созданию просветных РЛС самых разных конфигураций, являются работы Уфимцева П.Я. [2], Чапурского В.В. [3], Бляхмана А.Б. [4].

Поле рассеяния вперед определяется только теневым силуэтом объекта, то есть его проекцией на плоскость, перпендикулярную направлению облучения. При этом максимальная величина эффективной площади рассеяния (ЭПР) определяется по формуле $4\pi S^2/\lambda^2$, где S – площадь теневого силуэта объекта. При этом максимальное значение ЭПР зависит только от теневого силуэта объекта и не зависит ни от его отражательной способности (объект может быть абсолютно черным телом), ни от трехмерной формы. Например, для прямоугольной пластины размером 10x10 см при длине волны 3 см ЭПР равна 1,4 м², что на два порядка превышает ее геометрическую площадь.

Благодаря своим уникальным свойствам, просветные радары даже при излучении сигнала малой мощности способны обнаруживать такие объекты, обнаружение которых традиционными радарными просто невозможно. Например, при длине линии базы 40 км и мощности излучения всего 1 Вт обеспечивается надежное обнаружение низколетящих крылатых ракет, беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и других малозаметных объектов, пересекающих линию базы. Как показали результаты теоретических и экспериментальных исследований, использование «подсвета» от широковегательных телекоммуникационных спутников мощностью около 50 Вт, позволяет обнаруживать БПЛА типа Northrop Grumman X-47B на расстояниях до сотен километров [5]. На рисунке 1 показана иллюстрация возможностей просветной РЛС по обнаружению целей с малой ЭПР.

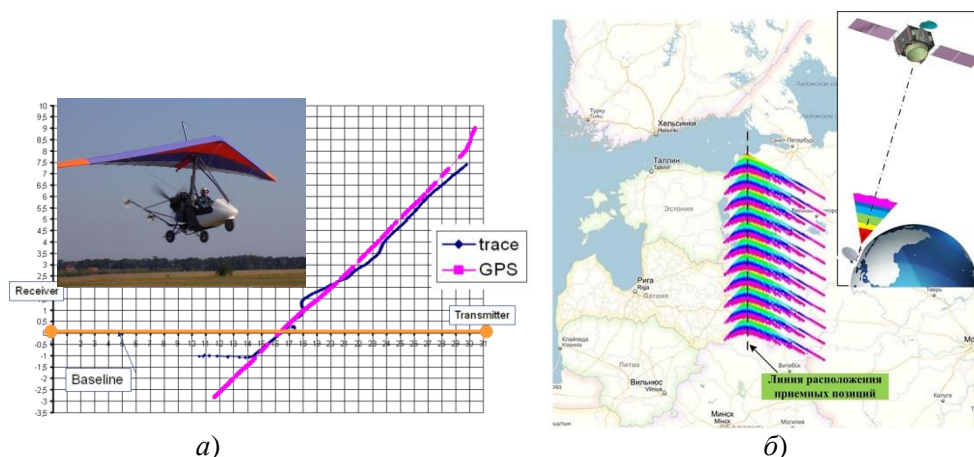


Рисунок 1. Иллюстрация возможностей просветной РЛС: а – результат сопровождения маловысотной малозаметной цели; б – потенциальная зона обнаружения многопозиционной системы при наблюдении БПЛА с «подсветом» от телевизионных спутников

Просветные РЛС способны не только эффективно обнаруживать, но и достаточно точно сопровождать обнаруженные объекты [6,7]. Передающие и приемные позиции таких РЛС строятся на основе цифровых фазированных антенных решеток (ФАР) [8] и могут размещаться как на поверхности Земли, так и на подвижных носителях воздушного или космического базирования [9]. Теоретические основы просветной радиолокации изложены сотрудниками НГТУ в научных монографиях, опубликованных ведущими изданиями за рубежом [10,11]. Во многом благодаря активному и регулярному участию ученых НГТУ в крупных международных конференциях, а также международной научной кооперации, просветная радиолокация как одно из ключевых направлений стала популярна во многих странах мира, в первую очередь – Великобритании (Университет Бирмингема), Италии (Римский университет), Болгарии и др.

Сверхширокополосная радиолокация: обнаружение и определение местоположения живых объектов за радиопрозрачными преградами – пионерские решения экспортируемой технологии. Профессор НГТУ Андриянов А.В. в течение длительного времени развивал направление, связанное с разработкой сверхширокополосных (СШП) радаров, используемых как для решения задач подповерхностного зондирования, так и для поиска живых людей за радиопрозрачными препятствиями

[12,13]. Данные исследования основываются на теории, построенной в 60-70-е годы 20-го века профессором Глебовичем Г.В. [14].

Работа СШП радара основана на излучении и приеме импульсов, ширина спектра которых примерно равна несущей частоте. Фактически, они представляют собой от одного до нескольких периодов колебаний в диапазоне частот от нескольких гигагерц до десятков гигагерц, их длительность составляет всего несколько десятков пикосекунд. Такие импульсы обеспечивают чрезвычайно высокую для радиолокационной техники разрешающую способность (несколько сантиметров), что обеспечивает обнаружение живых людей по дыханию или сердцебиению даже при минимальных перемещениях грудной клетки с периодом в несколько секунд.

Под руководством Андриянова А.В. создавались устройства и методы формирования и обработки СШП сигналов, на основе которых учрежденное с его участием инновационное предприятие ООО НТП «Тензор» выпускает уникальные по своим свойствам радары, позволяющие обнаруживать живых людей под завалами. Эти приборы превосходят зарубежные аналоги, что обеспечивает их конкурентоспособность на международном рынке. Поставки осуществлялись в Японию, Францию, а во время аварии на атомной станции в Фукусиме использовались для поиска пострадавших под завалами.

Одним из перспективных проектов стало создание опытного образца СШП радара на основе цифровой антенной решетки [15], обеспечивающего не только обнаружение и измерение дальности, но и точное определение числа и расположения людей в закрытом помещении, что является важным при проведении антитеррористических мероприятий. На рисунке 2 показаны СШП радары, разработанные учеными НГТУ.

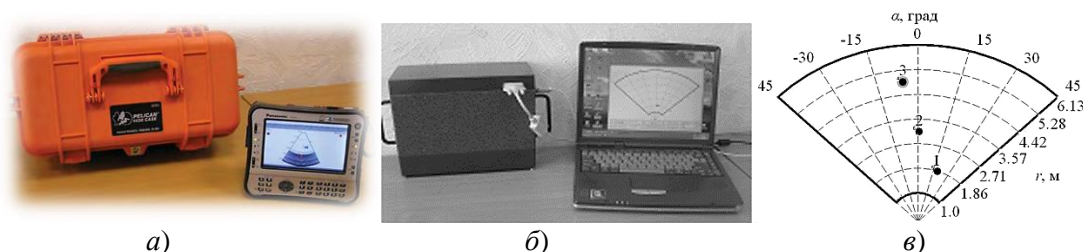


Рисунок 2. Сверхширокополосные радары, разработанные учеными НГТУ:

а – серийно выпускаемый экспортный образец для обнаружения людей под завалами; *б* – опытный образец радара с СШП антенной решеткой; *в* – результат обнаружения трех подвижных объектов за преградой

Системы цифровой обработки сигналов для перспективных РЛС с многоэлементными фазированными антенными решетками 1990-е годы являются временем начала практических разработок в НГТУ программируемых цифровых систем для обработки сигналов, контроля и управления на базе современных микроконтроллеров, цифровых сигнальных процессоров и программируемых логических интегральных схем (ПЛИС). По указанной тематике выполнено большое количество проектов, в том числе разработаны системы цифровой обработки сигналов для радиолокационных комплексов 5Н87, 22Ж6, ПРВ16, зенитно-ракетного комплекса «Оса». По заказу ННИИРТ с участием специалистов научной школы кафедры «Информационные радиосистемы» были разработаны радиолокационные комплексы РТК Э-801 и «Противник-Г». Значительный вклад в развитие теории адаптивной пространственно-временной обработки сигналов в РЛС с ФАР внес профессор Флакман А.Г.

Важным этапом развития компетенций по проектированию многоканальных многопроцессорных систем реального времени стало выполнение двух проектов по созданию многопроцессорных вычислителей, выполненных в рамках Постановления Правительства РФ №218 совместно с МФТИ и АО «ПКК «Миландр». Был разработан высоконадежный блок обработки («ВНБО-1») на базе 13 микросхем ПЛИС и 208 цифровых сигнальных процессоров (ЦСП) (рисунок 3,а). Высокая производительность достигается за счет применения конвейерной архитектуры, которая сначала обрабатывает многоканальный высокоскоростной поток данных при помощи ПЛИС с высокой степенью параллельных вычислений, а затем реализует более «интеллектуальные» алгоритмы на ЦСП. Высокая надежность обеспечивается резервированием, запасом по вычислительной мощности, специальной конструкцией системы питания, аппаратно реализованной матрицей связей. Имеется возможность наращивания за счет подключения внешних блоков через интерфейсы расширения.

Наиболее сложные системы ЦОС были разработаны в рамках сотрудничества с ННИИРТ. Система ЦОС для инновационного радара с многоэлементной ФАР, содержащей 4096 элементов (шифр «Флер») строится на базе специального вычислителя с жидкостным охлаждением (рисунок 3,б), обрабатывающего в реальном времени данные, которые поступают от модулей ФАР по шестидесяти четырем оптическим каналам со

скоростью 2 Гбит/с на канал. Вычислитель построен на базе 132 микросхем ПЛИС семейства Stratix II, 52 ЦСП и 26 микроконтроллеров (МК) разработки АО «ПКК «Миландр» (Зеленоград).

При создании цифровой техники коллективом накоплен большой опыт применения отечественной элементной базы, в том числе базовых матричных кристаллов («Ангстрем»), ПЛИС (ВЗПП), МК и ЦСП от «Миландр», «Элвис», «Модуль».

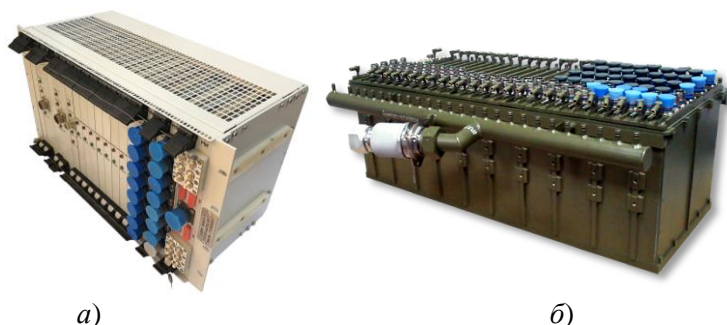


Рисунок 3. Примеры реализации специализированных вычислителей для РЛС с АФАР: *а* – высоконадежный блок обработки («ВНБО-1») на базе 13 микросхем ПЛИС и 208 цифровых сигнальных процессоров; *б* – система ЦОС для инновационного радара с многоэлементной ФАР, содержащей 4096 элементов (шифр «Флер»)

Максимальная эффективность разработанных систем ЦОС достигается одновременно за счет вычислительно эффективных алгоритмов и оптимизации конструкции, например:

- технология пространственно-распределенного формирования угломестных каналов;
- векторно-конвейерные вычислительные структуры обработки узкополосного сигнала;
- высокоэффективная реализация рангового обнаружителя;
- реализация согласованных фильтров с большой базой на ПЛИС;
- динамическая кластеризация объектов при вторичной обработке сигналов и др.

Миллиметровые радары для транспортных систем. С 2013 года важным направлением исследований и разработок коллектива НГТУ стало проектирование малогабаритных миллиметровых радаров для транспортных средств (ТС). Развитие этого направления обусловлено высокой востребованностью создания в России технологической основы для выпуска беспилотных ТС. Ультра актуальной задачей является сегодня проектирование радаров для беспилотных летательных аппаратов (БПЛА). Готовые коммерческие решения отечественного производства до сих пор отсутствуют на рынке. Разработка миллиметровых радаров осуществляется в НГТУ под руководством профессора Мякинкова А.В. [16,17].

В 2019 году по заказу АО «ПКК «Миландр» в НГТУ был разработан и выпущен опытный образец автомобильного радара, работающий в диапазоне 24,05...24,25 ГГц [18] (рисунок 4,а). Радар построен на основе цифровой ФАР. Радар успешно прошел приемочные испытания, а также был протестирован в реальных дорожных условиях. Была подтверждена возможность применения радара как основного сенсора для системы адаптивного круиз контроля.

Современные автомобильные радары, выпускаемые ведущими зарубежными производителями, работают в диапазоне частот 76...77 ГГц, который выделен для РЛС ближнего действия одновременно с диапазоном 24,05...24,25 ГГц. Этот более коротковолновый диапазон открывает более широкие возможности с точки зрения повышения разрешающей способности и точности определения координат объектов. В 2019-21 гг. в НГТУ совместно с ЛЭТИ и АО «ПКК «Миландр» в рамках очередного проекта по Постановлению №218 были разработаны два автомобильных радара диапазона 76...77 ГГц – «Обзор-77-1» (однолучевой), предназначенный для контроля мертвой зоны, и «Обзор-77-2» (многолучевой, рисунок 4,б), предназначенный для реализации адаптивного круиз контроля [18]. Образцы успешно прошли все виды испытаний.

Еще одним инновационным продуктом является радар для систем безопасности железнодорожных поездов. Коллективом созданного в 2021 году в НГТУ инновационного подразделения «Учебно-научный Центр микроэлектроники» в рамках стратегического проекта, выполняемого в соответствии с программой развития Приоритет 2030, разработаны и изготовлены опытные образцы таких радаров диапазона 24,05...24,25 ГГц (рисунок 4,в).

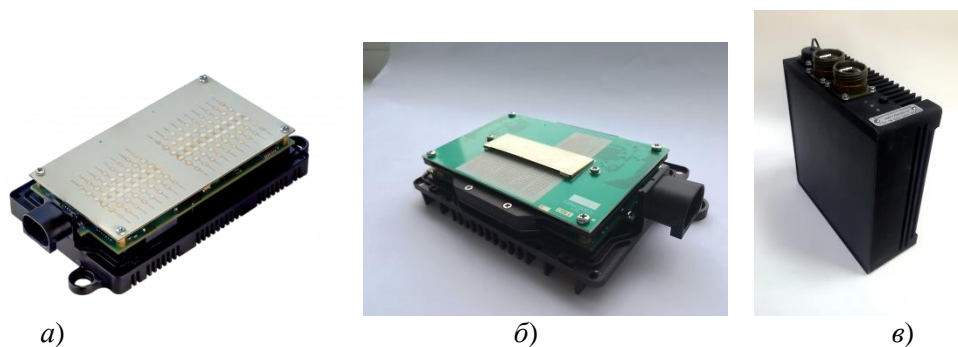


Рисунок 4. Радары миллиметрового диапазона, разработанные в НГТУ: *а* – автомобильный радар, диапазона 24,05...24,25 ГГц; *б* – автомобильный радар диапазона 76...77 ГГц «Обзор-77-2» (многолучевой); *в* – радаров для систем безопасности железнодорожных переездов диапазона 24,05...24,25 ГГц

Радары гарантируют высоконадежное обнаружение посторонних объектов, представляющих помеху движению поезда, в любое время суток и в любых погодных условиях. Ключевыми особенностями являются: многопозиционный режим работы, непрерывная самодиагностика и дублирование узлов для исключения опасных отказов.

Функциональная надежность комплекса позволит исключить человеческий фактор из процессов обнаружения-классификации посторонних объектов и оповещения подвижного состава при кратном снижении вероятности аварийных ситуаций.

Литература

1. Лезин Ю.С. Оптимальные фильтры и накопители импульсных сигналов. – М.: Советское радио, 1969. 448 с.
2. Уфимцев П.Я. Черные тела и теневое излучение // Радиотехника и электроника. 1989. № 12. С. 2519-2527.
3. Чапурский В.В., Макарова Г.А., Реутов А.П., Соколов М.Л. Эффективная поверхность рассеяния целей и форма зоны обнаружения при дифракционном методе радиолокационного наблюдения // ВСПЭ, серия ОВР. 1986. № 16. С. 36-48.
4. Blyakhman A.B., Runova I.A. Forward Scattering Radiolocation Bistatic RCS and Target Detection // Proceedings of the 1999 IEEE Radar Conference. Waltham, Massachusetts. April 20-22. 1999. P. 203-208.
5. Burov V.N., Myakinkov A.V., Ryndyk A.G., Fadeev R.S., Balashova D.M., Blyakhman A.B. Multi-static Forward Scatter Radar with Illumination from Telecommunication Satellites for Detection of Airborne Targets // 2018 19th International Radar Symposium (IRS). Bonn. Germany. 2018. P. 1-10.
6. Рындык А.Г., Сидоров С.Б., Бляхман А.Б., Ковалев Ф.Н. Точность определения координат методом максимального правдоподобия при локации "на просвет" // Радиотехника и электроника. 1999. Т.44. № 12. С. 1436-1440.
7. Бляхман А.Б., Мякинков А.В., Рындык А.Г. Измерение координат целей в трехкоординатных бистатических РЛС с обнаружением "на просвет" // Радиотехника и электроника. 2006. № 4. С. 422-427.
8. Бляхман А.Б., Мякинков А.В., Рындык А.Г. Пространственно-временная обработка сигналов в бистатической просветной РЛС с антенной решеткой // Радиотехника и электроника. 2004. № 6. С. 707-712.
9. Бляхман А. Б., Мякинков А.В., Огурцов А. Г., Рындык А. Г. Определение координат целей в просветных радиолокационных системах с подвижными позициями // Радиотехника и электроника. 2008. Т. 53. № 3. С. 327-332.
10. Blyakhman A.B., Ryndyk A.G., Myakinkov A.V. Kostylev V.I. et. al. Bistatic Radar: principles and practice edited // Ed. Cherniakov M. Chichester: John Wiley & Sons, 2007.

11. Gashinova M., Liam D., Myakinkov A., Cherniakov M. Forward scatter radar // *Novel Radar Techniques and Applications. V. 1: Real Aperture Array Radar, Imaging Radar, and Passive and Multistatic Radar.* Eds by Richard Klemm, Ulrich Nickel, Christoph Gierull, Pierfrancesco Lombardo, Hugh Griffiths, Wolfgang Koch. – London: The Institution of Engineering and Technology, 2018.
12. Патент РФ № 2258942/28, 28.09.2004. Способ стабилизации временного положения сверхширокополосного сигнала и локатора для мониторинга живых объектов, реализующий этот способ № 2258942. 2004. Бюл. № 33. / Андриянов А.В., Икрамов Г.С., Курамшев С.В..
13. Андриянов А.В., Икрамов Г.С. Приборы для обнаружения живых людей и контроля физиологической активности // *Датчики и системы.* 2013. № 7. С.15-19.
14. Исследование объектов с помощью пикосекундных импульсов; ред. Глебович, Г.В. – М.: Радио и связь, 1984.
15. Андриянов А.В., Мякинников А.В. Обработка сигналов сверхширокополосного радара с антенной решеткой // *Радиотехника.* 2011. № 6. С.31-36.
16. Кузин А.А., Мякинников А.В., Шабалин С.А. Особенности конструкции антенных решеток автомобильных радаров, построенных на основе передающих и приемных многоэлементных модулей // *Известия вузов России. Радиоэлектроника.* 2021. Т.24. № 3. С.39-48.
17. Kuzin A.A., Kuznetsov S.E., Myakinkov A.V., Fadeev R.S., Fomina K.S., Shabalin S.A. The Technique of Measurement of the Pattern of Receive Phased Antenna Array for Automotive Radar // *2021 21st International Radar Symposium (IRS).* Berlin. Germany. 2021. P. 1-10.
18. <https://device.milandr.ru/products/ustroystva-dlya-sistem-pomoshchi-voditelyu-adas-bespilotnykh-sistem/>

EXPERIENCE OF NNSTU N.A. R.E. ALEKSEEV IN THE FIELD OF IMPLEMENTATION OF INNOVATIVE SOLUTIONS IN RADIOLOCATION

prof. Kurkin A.A., prof. Myakinkov A.V., prof. Ryndyk A.G.

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev

The main directions and achievements in the scientific and practical activities of the NNSTU n.a. R.E. Alekseev team in the field of creating innovative radar devices and systems are considered. The description is conducted in the context of the history of the development of the scientific radar in NNSTU, founded by Professor Lesin Yu.S. It is shown how the fundamental foundations of the theory of optimal processing of radar signals using digital methods have allowed to develop a number of relevant areas in the modern agenda. The main attention is paid to four areas: forward scatter radar, where not only world-class scientific results have been obtained, but a significant contribution has been made to the creation of the world's first serial product by a leading industry enterprise; ultra-wideband radar, where innovative products are brought to the international market; the development of multi-channel digital signal processing systems with the use of domestic element base, where the team occupies leading positions; the theory and technique of creating millimeter radars for transport systems, where scientific and practical results have been obtained, which are an important step towards solving the problem of import substitution.



НОВЫЕ ГОРИЗОНТЫ СОТРУДНИЧЕСТВА

д.т.н., проф. Малыгин А.Ю.

Пензенский государственный университет

На заседании Президиума Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова принято решение о принятии в члены общества Пензенского государственного университета. Приведена краткая справка об истории и развитии вуза.

Представляя на пленарном заседании конференции РНТОРЭС им. А.С. Попова, посвященной Дню Радио, Пензенский государственный университет, разрешите рассказать об истории создания и развития вуза.

Под названием «Пензенский индустриальный институт» вуз был открыт 1 ноября 1943 года в составе 11 кафедр. На тот момент в нем обучалось около 600 студентов, из них 525 первокурсников [1]. Основанием для открытия вуза стал приказ Всесоюзного комитета по делам высшей школы при Совете народных комиссаров СССР «О возобновлении деятельности Одесского индустриального института в городе Пензе» от 3 июля 1943 года [1]. Одним из инициаторов перевода в Пензу был Нарком минометного вооружения СССР П.И. Паршин, малой родиной которого был Пензенский край. Выбор был не случайным, так как в Пензу были эвакуированы многие промышленные предприятия с захваченных фашистами и прифронтовых территорий. Стране были нужны квалифицированные кадры.

Пензенская область в годы войны стала кузницей вооружения: в конце 1941 года в Пензе началось производство легендарных «Катюш» – реактивных минометов БМ-8. Выпускались снаряды разного калибра, авиабомбы, минные взрыватели, прицелы для минометов, приборы управления артиллерийским зенитным обстрелом, а также этиловый спирт для медицины и много другого для нужд фронта [2]. За вклад в Победу в 1985 году город награжден Орденом Трудового Красного Знамени. В 2021 году Указом Президента РФ Пензе присвоено звание «Город трудовой доблести». Героизм горожан, которые трудились во имя Родины и Великой Победы, не только официально признан, но и увековечен [3].

После окончания Великой Отечественной войны вуз остался в Пензе [1]. В 1959 году приказом министра высшего образования СССР Пензенский индустриальный институт был переименован в Пензенский политехнический институт, а на основе строительного факультета был образован Пензенский инженерно-строительный институт [1]. 5 июля 1993 года приказом председателя Государственного комитета Российской Федерации по высшему образованию Пензенский политехнический институт был переименован в «Пензенский государственный технический университет» [1]. 22 января 1998 года приказом министра общего и профессионального образования Российской Федерации Пензенский государственный технический университет был переименован в Пензенский государственный университет [1]. С 2012 года в его состав включен Пензенский государственный педагогический университет им. В. Г. Белинского [1].

За время своего существования ПГУ стал флагманом высшей школы Пензенской области. Согласно рейтингу Министерства науки и высшего образования РФ, ПГУ имеет наивысший рейтинг среди вузов региона [4, 5].

В разные годы выпускниками вуза стали: 5-Заслуженных деятелей науки и техники; 10-Заслуженных деятелей науки РФ; 10-Заслуженных работников высшей школы РФ, 14- Заслуженных работников физической культуры, врачей, юристов, учителей, изобретателей, машиностроителей РФ; 7 Героев Советского Союза, России и Социалистического Труда; 9 Олимпийских чемпионов; космонавты В.И. Пацаев и А.М. Самокутяев [4].

Каждый год в ПГУ поступает около 5 тысяч первокурсников. Как отмечает ректор ПГУ, Заслуженный юрист РФ, д.ю.н., профессор Александр Дмитриевич Гуляков, бюджетные места преимущественно выделяются на технические, медицинские и педагогические специальности. Например, из 2290 бюджетных мест, выделенных в этом году- 800 пришлось на Политехнический институт, 300 мест на Педагогический и 200 - на Медицинский» [5].

В настоящее время в структуру университета входят 9 институтов, в том числе институт фундаментальных и прикладных исследований, 8 факультетов, 3 филиала, многопрофильный колледж. В ПГУ обучаются более 20 000 студентов – это 60% всех студентов региона.

Университет неоднократно награждался золотыми медалями «Европейское качество» в номинации «100 лучших вузов России», становился лауреатом конкурса «Лучшие вузы Приволжского федерального округа», был удостоен диплома лауреата конкурса «Национальный знак качества». В 2022 году университет удостоен

звания лауреата Закрытого публичного конкурса «Лучшие образовательные организации высшего образования-2021».

В Пензенском государственном университете функционирует студенческое научное общество, членами которого являются свыше 1500 обучающихся. Проект «Наука начинается с нас: твори, выдумывай, пробуй!» стал победителем конкурса студенческих научных обществ, организованный Министерством науки и высшего образования РФ. Проект направлен на развитие междисциплинарных направлений научно-исследовательской деятельности студентов, формирование студенческих научных коллективов, занимающихся исследованиями в междисциплинарных областях.

В 2023 году наблюдается положительная динамика по основным показателям организации результативности научно-исследовательской работы студентов в университете, в которой приняло участие около 6 тысяч студентов очной формы обучения. По словам ректора Александра Гулякова: «Россия идет по пути создания и развития собственных технологий, поэтому государство проявляет особую заботу о подготовке «технарей» [5]. Отмечу, что специальность «Радиотехника» введена в вузе в 1958 г. За прошедшие десятилетия кафедрой «Радиотехника и радиоэлектронные системы» подготовлено более 5000 тысяч специалистов для радиоэлектронной отрасли. В настоящее время ведется подготовка специалистов по специальности "Радиоэлектронные системы и комплексы". Среди выпускников – руководители ведущих предприятий, лауреаты Государственных премий, доктора и профессора, кандидаты наук и доценты.

В настоящее время на кафедре обучается более 400 студентов специалитета. В 2021 году на кафедре организовано Радиотехническое общество студентов (РОСТ), участники которого становятся победителями программы Фонда содействия инноваций «УМНИК» и «Студенческий стартап», ректорских грантов и получают поддержку для реализации инновационных проектов в различных междисциплинарных областях. В 2022 году на кафедре открыта лаборатория «Радиотехнические цепи и сигналы» совместно с компанией «Теле2». Совместно с Военным учебным центром при ПГУ ведется подготовка солдат запаса, офицеров кадра и запаса по нескольким радиотехническим специальностям.

Университет обладает большим научным потенциалом. На базе университета действует 10 диссертационных советов, из которых 7 технического профиля.

Студенты, аспиранты, докторанты и профессорско-преподавательский состав активно участвуют в международных и российских съездах, симпозиумах, выставках и научно-технических конференциях, в том числе, организованных Российским научно-техническим обществом радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова.

Университет идет в ногу со временем, внедряя инновационные образовательные программы, расширяя спектр направлений подготовки, осуществляя масштабные научно-исследовательские проекты и, несомненно, участие университета в работе Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи имени А. С. Попова будет способствовать дальнейшему развитию вузовской науки и подготовки высококвалифицированных кадров для нашей любимой Родины.

Пензенский государственный университет 1 ноября 2023 года отмечает 80-летний юбилей, и решение Президиума стало еще одним подарком к юбилею вуза.

Литература

1. Волчихин В. И. Традиционно первый //Межотраслевой альманах «Деловая слава России». - М.:Славица, 2011. - №2. - С.74-76.
URL:https://web.archive.org/web/20190415020840/https://ru.wikipedia.org/wiki/Пензенский_государственный_университет (дата обращения: 14.04.2023).
2. URL: <https://news.rambler.ru/other/44138174-voyna-penzenskaya-oblast-1941-1945-gg/>(дата обращения: 14.04.2023).
3. URL: <https://penza-gorod.ru/city/gorod-trudovoy-doblesti/>(дата обращения: 14.04.2023).
4. URL: <https://vus-penza.aif.ru/pgu.html> (дата обращения: 14.04.2023).
5. А.Д. Гуляков Цель у нас общая - достойная жизнь в регионе и всей стране.
URL:<https://rsr-online.ru/news/2022/9/28/cel-u-nas-obshaya-dostojnaya-zhizn-v-regione-i-vsej-strane/> (дата обращения: 14.04.2023).

NEW HORIZONS OF COOPERATION

Doctor of Technical Sciences, Prof. Malygin A.Y.

Penza State University

At the meeting of the Presidium of the Russian Scientific and Technical Society of Radio Engineering, Electronics and Communications named after A.S. Popov, it was decided to accept Penza State University as a member of the society. A brief summary of the history and development of the university is given.



СЕКЦИЯ № 1. ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН; АНТЕННЫ И СВЧ-ТЕХНИКА.

ВЛИЯНИЕ ОШИБКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ДЕЙСТВУЮЩЕЙ ВЫСОТЫ ОТРАЖЕНИЯ НА ПОГРЕШНОСТЬ МЕСТООПРЕДЕЛЕНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

д.т.н., Алаторцев А.И., к.т.н., Стрекозов В.И.,
преп. Горжий В.А.

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

В статье рассматривается подход к установлению аналитической зависимости между среднеквадратического отклонения в определении действующей высоты отражения и величиной интенсивности неоднородностей, характеризующей степень диффузности ионосферы.

Известно [1, 2], что определение дальности r до источника радиоизлучения коротковолнового диапазона частот в угломерно-дальномерных системах осуществляется по результатам измерения угла прихода волны β (угла места) и действующей высоты ее отражения h_d от ионосферы. При этом $r \sim h_d$ и определяется как:

$$r = 2R_0 \left(\arccos \frac{R_0 \cos \beta}{R_0 + h_d} - \beta \right),$$

где $R_0 = 6370$ км – радиус Земли.

В процессе функционирования такого типа систем возможны среднеквадратические отклонения (СКО) в определении действующей высоты отражения σ_{h_d} , которые приводят к СКО определения дальности до источника радиоизлучения $\sigma_r(h_d) \sim \sigma_{h_d}$, определяемому согласно известному [1, 2] выражению:

$$\sigma_r(h_d) \cong \frac{2R_0^2 \cos \beta}{(R_0 + h_d) \sqrt{1 - \left(\frac{R_0 \cos \beta}{R_0 + h_d} \right)^2}} \sigma_{h_d}.$$

При параболической модели ионосферы действующая высота отражения h_d волны определяется согласно выражению [3, 4]:

$$h_d(f_B) = h_0 + 0,5z_m \frac{f_B}{f_{кр}} \ln \frac{f_{кр} + f_B}{f_{кр} - f_B}, \quad (1)$$

где h_0 - высота нижней границы отражающего слоя ионосферы;

z_m - полутолщина слоя;

f_B - частота вертикально направленной волны;

$f_{кр} = \sqrt{80,8N(h_m)}$ - критическая частота отражающего слоя, зависящая от электронной концентрации ионосферы $N(h_m)$ на высоте максимума ионизации h_m .

При диффузности ионосферы в слое F ее электронная концентрация $N(h_m)$ определяется средним значением $\overline{N(h_m)}$ и флуктуациями $\Delta N(h_m)$, т.е $N(h_m) = \overline{N(h_m)} + \Delta N(h_m)$.

В этих условиях будем иметь $f_{кр} = \overline{f_{кр}} + \Delta f_{кр}$ и $h_d(f_B) = \overline{h_d(f_B)} + \Delta h_d(f_B)$. Очевидно, что появление флуктуаций действующей высоты отражения $\Delta h_d(f_B)$ приведет к увеличению ее СКО $\sigma_{h_d} = \sqrt{\Delta h_d(f_B)}$.

Целью статьи является установление аналитической зависимости σ_{h_d} от степени диффузности ионосферы, характеризуемой СКО относительных флуктуаций электронной концентрации $\Delta N(h_m)/\overline{N(h_m)}$ в ее неоднородностях.

При небольших отношениях $x = f_B/f_{кр} \leq 0,25$, когда справедливо разложение $\ln[(1+x)/(1-x)] \approx 2x$ выражение (1) сводится к виду

$$h_d(f_B) = h_0 + z_m (f_B/f_{кр})^2. \quad (2)$$

Полагая $f_{кр} = \overline{f_{кр}} + \Delta f_{кр} = \sqrt{80,8[N(h_m) + \Delta N(h_m)]}$, и постоянство на любой высоте h отношения $\Delta N(h)/\overline{N(h)} = \Delta N(h_m)/\overline{N(h_m)}$, получим

$$f_{кр} = \sqrt{80,8N(h_m)} \left[1 + \frac{\Delta N(h)}{N(h)} \right] = \overline{f_{кр}} \sqrt{1 + \frac{\Delta N(h)}{N(h)}}. \quad (3)$$

Подставляя в (2) выражение (3), будем иметь

$$h_d(f_B) = h_0 + z_m \frac{f_B^2}{\overline{f_{кр}}^2} \left[1 + \frac{\Delta N(h)}{N(h)} \right]^{-1}. \quad (4)$$

Тогда, с учетом $\Delta N(h)/\overline{N(h)} \ll 1$ и разложения $(1+y)^{-1} \approx 1-y$, где $y = \Delta N(h)/\overline{N(h)}$, получим

$$\Delta h_d(f_B) = h_d(f_B) - \overline{h_d(f_B)} = z_m \frac{f_B^2 \Delta N(h)}{N(h) \overline{f_{кр}}^2}. \quad (5)$$

Согласно экспериментальным данным СКО относительного значения $\Delta N(h)/\overline{N(h)}$ на высотах $h=80\dots 400$ км примерно постоянно:

$$\beta_{и} = \sqrt{\frac{\Delta N^2(h)}{N^2(h)}} = \frac{\sigma_{\Delta N}(h)}{N(h)} = \frac{\sigma_{\Delta N}(h_m)}{N(h_m)} \approx const. \quad (6)$$

В нормальной ионосфере интенсивность неоднородностей мала и составляет $\beta_{и} = 10^{-3} \dots 10^{-2}$, а в условиях диффузности в слое F она может заметно возрастать и достигать значений $\beta_{и} \sim 10^{-2} \dots 10^{-1}$.

В соответствии с выражениями (5) и (6) СКО флуктуаций действующей высоты отражения волны от диффузной ионосферы определяется как

$$\sigma_{h_d} = \sqrt{\overline{\Delta h_d^2(f_B)}} = z_m \frac{f_B^2 \sigma_{\Delta N}(h)}{N(h) \overline{f_{кр}}^2} = z_m \frac{f_B^2 \beta_{и}}{\overline{f_{кр}}^2}, \quad (7)$$

где $\beta_{и}$ - интенсивность ионосферных неоднородностей.

Полученное выражение (7) устанавливает искомую зависимость между σ_{h_d} и величиной интенсивности неоднородностей (6) $\beta_{и} = \sigma_{\Delta N}(h)/\overline{N(h)}$, которая характеризует степень диффузности ионосферы [5]. При увеличении $\beta_{и}$ прямо пропорционально возрастает СКО определения действующей высоты отражения (7) σ_{h_d} , что, в свою очередь, приводит к увеличению СКО определения дальности до источника радиоизлучения $\sigma_r(h_d)$, т.к. $\sigma_r(h_d) \sim \sigma_{h_d} \sim \beta_{и}$.

Литература

1. Основы построения и функционирования угломерно-дальномерных систем координатометрии источников радиоизлучений / Под ред. С.В. Дворникова. – СПб.: ВАС, 2008. – 104 с.
2. Холкин М.Д. Обработка радиосигналов в системах местоопределения источников радиоизлучения. – Л.: ВАС, 1984. – 73 с.
3. Калинин А.И., Черенкова Е.Л. Распространение радиоволн и работа радиолиний. М.: Связь, 1971. – 440 с.
4. Дэвис К. Радиоволны в ионосфере. – М.: Мир, 1973. – 502с.
5. Пашинцев В.П., Омельчук А.В., Коваль С.А., Галушко Ю.И. Метод определения интенсивности неоднородностей по данным ионосферного зондирования // Двойные технологии. – 2009, №1 (46), с. 38-41.
6. Вентцель Е.С., Овчаров Л.А. Теория вероятностей. - М.: Наука, 1969. – 366 с.

INFLUENCE OF THE ERROR OF DEFINITION OF THE OPERATING HEIGHT OF REFLECTION ON THE ERROR OF THE FIXING OF THE SOURCE OF THE RADIO EMISSION

Doct.Tech.Sci. Alatorcev A.I., Cand.Tech.Sci. Strekozov V.I.
Gorzhiy V.A.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(с. Serpukhov, Moscow region)

In article the approach to an establishment of analytical dependence between an average quadratic deviation in definition of the operating height of reflexion and intensity size неоднородностей, diffusion of an ionosphere characterising degree is considered.



МЕТОД ПРИБЛИЖЕННОГО ВЫЧИСЛЕНИЯ ИНТЕГРАЛА КИРХГОФА

к.т.н. Анютин Н.В.

ПАО «НПО «Алмаз»

В докладе исследуется точность вычисления разных форм интеграла Кирхгофа для гармонического электромагнитного поля. Показано, что в большинстве практических задач использование приближения волновой зоны электромагнитного излучения вносит несущественные систематические ошибки в сравнении с характерными значениями погрешности измерений. Предложен метод приближенного вычисления производной волнового поля по нормали к поверхности, который вносит систематические ошибки сравнимые с характерными значениями погрешности измерений. Использование этого метода вместе с приближением волновой зоны электромагнитного излучения позволяет значительно уменьшить вычислительную сложность алгоритмов преобразования электромагнитного поля.

Исправное функционирование средств радиосвязи, радиолокации и радионавигации зависит от излученных и рассеянных электромагнитных полей. По этой причине одним из важнейших этапов разработки и серийного изготовления соответствующих средств является теоретический расчет и экспериментальное измерение напряженности электрического \mathbf{E} и магнитного \mathbf{H} поля. Методы электромагнитного моделирования зачастую содержат информацию об источниках электромагнитного поля в неудобном для дальнейших расчетов виде. Так в методе обобщенных моментов поверхностная плотность электрических \mathbf{J}_e или магнитных токов \mathbf{J}_m представляется разложением по определенным на треугольных фасетах функциям Рао-Вилтона-Глиссона [1]. В методе конечных разностей во временной области явно вычисляются объемные плотности электрических и магнитных токов, однако их интегрирование по объему требует значительно больше вычислительных ресурсов в сравнении с интегрированием по поверхности [2]. Экспериментальные же методы измерений не позволяют определить источники электромагнитного поля в явном виде в принципе [3].

На практике расчет электромагнитного поля в областях вне его известных значений осуществляется с помощью различных эквивалентных форм интеграла Кирхгофа. Наибольшее распространение получила теорема об эквивалентном излучении [4]:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{E}(\mathbf{r}) \\ \mathbf{H}(\mathbf{r}) \end{pmatrix} = -\frac{ik}{c} \oint_S \begin{pmatrix} \mathbf{G}_e(\mathbf{r}, \mathbf{r}') & \mathbf{G}_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \\ -\mathbf{G}_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}') & \mathbf{G}_e(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{J}_e(\mathbf{r}') \\ \mathbf{J}_m(\mathbf{r}') \end{pmatrix} dS', \quad (1)$$

$$\begin{pmatrix} \mathbf{J}_e \\ \mathbf{J}_m \end{pmatrix} = \frac{c}{4\pi} \mathbf{n}' \times \begin{pmatrix} \mathbf{H} \\ -\mathbf{E} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{G}_e(\mathbf{r}, \mathbf{r}')_\beta^\alpha = \left(\delta_{\alpha\beta} + \frac{1}{k^2} \frac{\partial^2}{\partial x^\alpha \partial x^\beta} \right) G(\mathbf{r}, \mathbf{r}'), \quad \mathbf{G}_m(\mathbf{r}, \mathbf{r}')_\beta^\alpha = \frac{\varepsilon_{\alpha\gamma\beta}}{ik} \frac{\partial}{\partial x^\gamma} G(\mathbf{r}, \mathbf{r}'),$$

где $R = |\mathbf{r} - \mathbf{r}'|$ – расстояние от точки \mathbf{r}' с источником электромагнитного поля до точки \mathbf{r} его расчета; k – волновое число; c – скорость света в вакууме; S – замкнутая поверхность, охватывающая все источники электромагнитного поля; \mathbf{n}' – единичный вектор внешней нормали к поверхности S ; $\delta_{\alpha\beta}$ и $\varepsilon_{\alpha\gamma\beta}$ – символы

Кронекера и Леви-Чивиты; $G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') = e^{-ikR}/R$ – функция Грина скалярного уравнения Гельмгольца

Намного реже расчет осуществляют с помощью формул Стрэттона и Чу [4]:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{E}(\mathbf{r}) \\ \mathbf{H}(\mathbf{r}) \end{pmatrix} = \frac{1}{4\pi} \oint_S \begin{pmatrix} \mathbf{G}_E(\mathbf{r}, \mathbf{r}') & \mathbf{G}_H(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \\ -\mathbf{G}_H(\mathbf{r}, \mathbf{r}') & \mathbf{G}_E(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{E}(\mathbf{r}') \\ \mathbf{H}(\mathbf{r}') \end{pmatrix} dS', \quad (2)$$

$$\mathbf{G}_E(\mathbf{r}, \mathbf{r}')_\beta^\alpha = \left((\delta_{\alpha\beta} + n'_\beta) \frac{\partial}{\partial x^\alpha} - n'^\alpha \frac{\partial}{\partial x^\beta} \right) G(\mathbf{r}, \mathbf{r}'), \quad \mathbf{G}_H(\mathbf{r}, \mathbf{r}')_\beta^\alpha = -ik\varepsilon_{\alpha\gamma\beta} n'^\gamma G(\mathbf{r}, \mathbf{r}').$$

Формулы (1) и (2) эквивалентны, но в представленном виде они имеют разные матрицы оператора преобразования векторов электромагнитного поля. Так в формуле (1) все слагаемые содержат компоненту вектора \mathbf{n}' , а в формуле (2) одно из слагаемых от \mathbf{n}' не зависит.

Формулы (1) и (2) являются векторными формами интеграла Кирхгофа для гармонических электромагнитных полей. Непосредственно интеграл Кирхгофа в случае гармонических полей справедлив для любой функции $g(\mathbf{r})$, которая является решением уравнения Гельмгольца [4]:

$$g(\mathbf{r}) = -\frac{1}{4\pi} \iint_S \left(\frac{\partial G(\mathbf{r}, \mathbf{r}')}{\partial \mathbf{n}'} g(\mathbf{r}') + G(\mathbf{r}, \mathbf{r}') \frac{\partial g(\mathbf{r}')}{\partial \mathbf{n}'} \right) dS'. \quad (3)$$

Формула (3) позволяет реализовывать алгоритмы преобразования электромагнитного поля с существенно меньшей вычислительной сложностью. По ней каждая компонента векторов электромагнитного поля вычисляется через значение только этой компоненты и ее производной по нормали \mathbf{n}' . В формулах (1) и (2) каждая компонента вычисляется по значениям всех шести компонент векторов электромагнитного поля. Таким образом, число слагаемых в них в три раза больше в сравнении с формулой (3). Использование интеграла Кирхгофа (3) осложнено необходимостью вычислений или измерений производной волнового поля по нормали. Вычисление конечно-разностной аппроксимации требует значений волнового поля на двух подобных друг другу и близких по размеру замкнутых поверхностях. Получение этих значений особенно затруднено на практике в виду увеличения времени измерений в два раза и конечной точности выставления координат зондовой антенны.

В литературе представлены работы, в которых преобразование измеренных электромагнитных полей осуществляется с помощью интеграла Кирхгофа (3). В них производная волнового поля по нормали либо оценивается с помощью измерений на двух близких поверхностях [5], либо вовсе отбрасывается [6]. В последнем случае вносится дополнительная методическая погрешность, которая никак не оценивалась.

Цель работы – уменьшение вычислительной сложности алгоритмов преобразования гармонического электромагнитного поля. Для ее достижения решается задача разработки методов приближенного вычисления производной волнового поля по нормали к поверхности по значениям волнового поля только на этой поверхности. Сначала оцениваются ошибки расчета электромагнитного поля по формулам (1)-(3) со слагаемыми, которые зависят только обратно пропорционально расстоянию. Затем оцениваются ошибки для приближенных оценок производной волнового поля по нормали. В конце разработанные методы апробируются на экспериментальных данных, и делаются выводы.

Функция Грина G в формулах (1)-(3) убывает с расстоянием R как $1/R$. Каждый раз ее дифференцирование по координате порождает новые слагаемые с зависимостью от $1/R$ более высоких порядков. Вычисление этих слагаемых требует дополнительные вычислительные ресурсы, однако их вклад в интегралы быстро убывает с увеличением расстояния R .

Для проверки расчетов по формулам (1)-(3) в качестве источников электромагнитного поля рассмотрим значения напряженности электрического \mathbf{E} и магнитного \mathbf{H} поля в точках на сфере радиуса $r = 12,5\lambda$ с центром в точке $\{0, 0, -11,5\lambda\}$ декартовой системы координат $Oxyz$, где λ – длина волны. Точки расположены в узлах эквидистантной по полярным и азимутальным углам сетки размером 91×180 , соответственно. Электромагнитное поле на сфере рассчитано путем интегрирования токов по поверхности геометрической модели рупорной антенны с размерами $6,8\lambda \times 5,4\lambda \times 19,4\lambda$ ($x \times y \times z$). При этом центр раскрытия рупора помещен в начало декартовой системы координат, плоскость раскрытия ортогональна оси Oz , а меньшая из сторон направлена вдоль оси Oy , как показано в сечении Oyz на рисунке 1. Преобразование электромагнитного поля со сферы осуществим в 1071 точку, которые расположены на отрезке равномерно с шагом $0,1\lambda$.

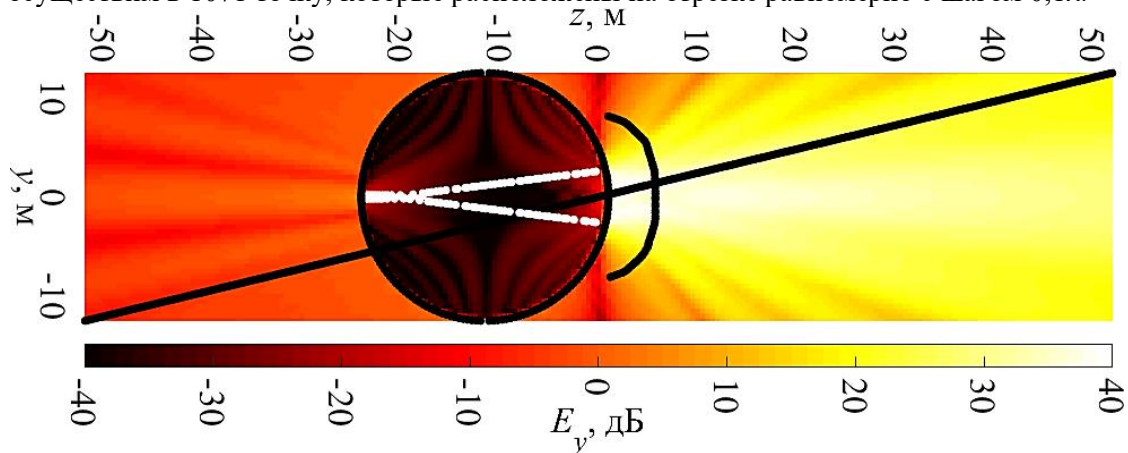


Рисунок 1 – Схема расположения источников электромагнитного поля и точек его расчета. Центр отрезка совпадает с началом декартовой системы координат, угол с осью Oz равен $13,5^\circ$.

Назовем приближением ближней зоны (БЗ, NF) электромагнитного излучения расчет поля по исходным формулам (1)-(3). Полученные в этом приближении зависимости ко-поляризованной компоненты E_y приведены на рисунке 2. Согласно принципу эквивалентности, замена исходного электромагнитного поля его эквивалентными источниками на замкнутой поверхности должна приводить к обнулению векторов поля внутри этой поверхности [4]. Из рисунка 2 видно, что значение E_y у внешней поверхности сферы составляет почти 40 дБ, у внутренней поверхности – –15 дБ, а внутри – –30 дБ. Таким образом, эквивалентная помеха [7] расчета электромагнитного поля по всем рассматриваемым формам интеграла Кирхгофа составляет от –55 до –70 дБ. Ее можно уменьшить, увеличив плотность точек на замкнутой поверхности, однако на практике крайне редко расстояние между точками берется существенно меньше значения $\lambda / 2$.

Расчет по слагаемым, зависящим от расстояния только как $1 / R$, назовем приближением волновой зоны (ВЗ, WF). Полученные в этом приближении зависимости ошибки расчета ко-поляризованной компоненты E_y по отношению к формуле (1) в приближении БЗ также приведены на рисунке 2. Видно, что систематическая ошибка приближения ВЗ быстро уменьшается с расстоянием вместе со слагаемыми с зависимостью от $1 / R$ более высоких порядков. Так на расстоянии 2λ от источников электромагнитного поля эквивалентная помеха уже не превышает –30 дБ, а к расстоянию 10λ она сравнивается с ошибкой расчета по формуле (1) в приближении БЗ. Поскольку на практике получение эквивалентной помехи с уровнем ниже –40 дБ чрезвычайно затруднительно, то приближением ВЗ можно пользоваться, начиная с расстояния всего 2λ .

Из рисунка 2 видно, что расчет электромагнитного поля по формуле (3) сопоставим по точности с расчетом по формулам (1) и (2). Однако для него потребовалось рассчитать значения E_y на двух подобных сферах с центром в той же точке, но радиусами $r_1 = 12,495\lambda$ и $r_2 = 12,505\lambda$. При этом производная волнового поля $g(\mathbf{r})$ по нормали \mathbf{n}' была оценена через конечно-разностную аппроксимацию:

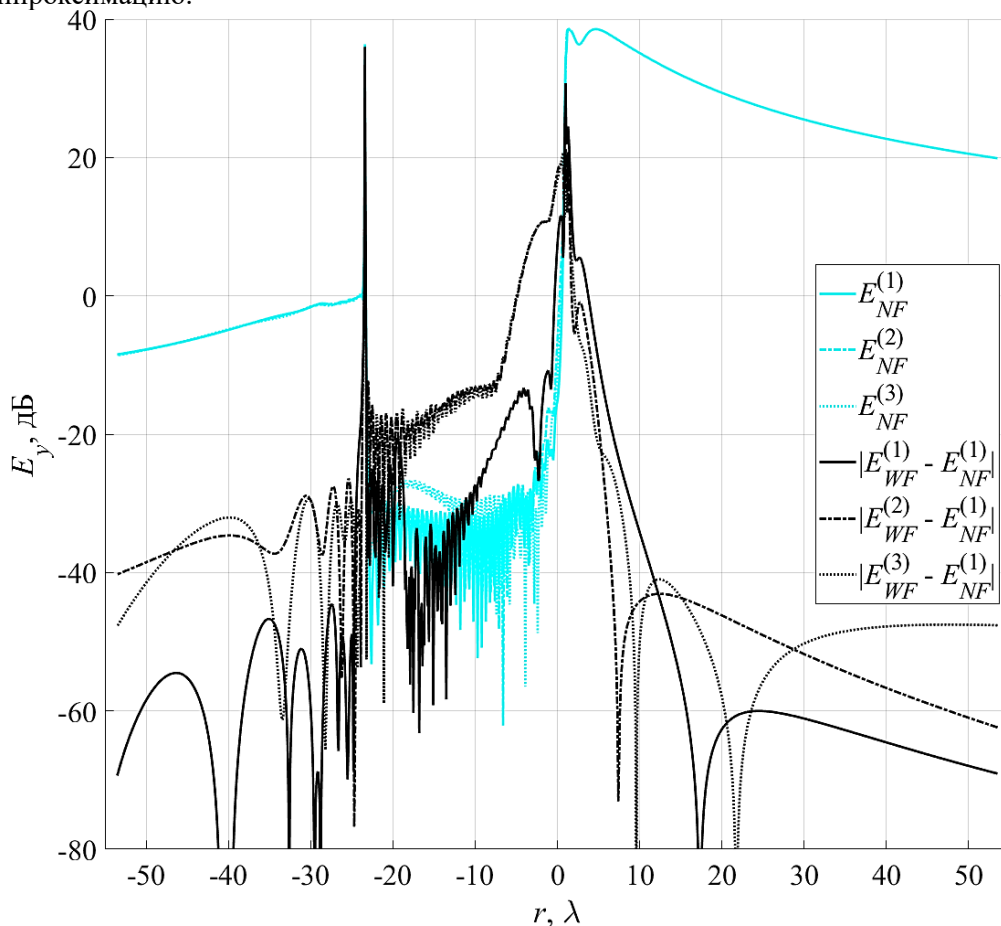


Рисунок 2 – Преобразование электромагнитного поля с поверхности сферы

$$\frac{\partial g(\mathbf{r})}{\partial \mathbf{n}'} = \nabla g(\mathbf{r}) \cdot \mathbf{n}' = \frac{g(\mathbf{r}_2) - g(\mathbf{r}_1)}{\mathbf{n}' \cdot (\mathbf{r}_2 - \mathbf{r}_1)}. \quad (4)$$

Предположим, что в ВЗ поле $g(\mathbf{r})$ в окрестности $\Delta \mathbf{r}$ точки \mathbf{r} медленно изменяется по модулю и быстро по фазе $\Phi(\mathbf{r})$: $g(\mathbf{r} + \Delta \mathbf{r}) = g(\mathbf{r})e^{i\Phi(\mathbf{r} + \Delta \mathbf{r}) - i\Phi(\mathbf{r})}$. Тогда градиент волнового поля $\nabla g(\mathbf{r})$ можно оценить по следующей формуле:

$$\nabla g(\mathbf{r}) = ig(\mathbf{r})\nabla\Phi(\mathbf{r}). \quad (5)$$

Предположим теперь, что существует общая для всех компонент векторов $\mathbf{E}(\mathbf{r})$ и $\mathbf{H}(\mathbf{r})$ фаза $\Phi(\mathbf{r})$ в окрестности $\Delta \mathbf{r}$ точки \mathbf{r} , которая изменяется как в плоской волне: $\Phi(\mathbf{r}) = -k\mathbf{m} \cdot \mathbf{r}$, где \mathbf{m} – вектор единичной нормали к фазовому фронту. Подстановка этой зависимости в одно из уравнений Максвелла $\nabla \times \mathbf{E}(\mathbf{r}) = -ik\mathbf{H}(\mathbf{r})$ позволяет получить следующую формулу:

$$\nabla E_\alpha(\mathbf{r}) = -ikE_\alpha(\mathbf{r})\mathbf{m} = -ikE_\alpha(\mathbf{r}) \begin{pmatrix} 0 & -E_z(\mathbf{r}) & E_y(\mathbf{r}) \\ E_z(\mathbf{r}) & 0 & -E_x(\mathbf{r}) \\ -E_y(\mathbf{r}) & E_x(\mathbf{r}) & 0 \end{pmatrix}^{-1} \begin{pmatrix} H_x(\mathbf{r}) \\ H_y(\mathbf{r}) \\ H_z(\mathbf{r}) \end{pmatrix}. \quad (6)$$

Наконец, в отсутствие информации о фазе $\Phi(\mathbf{r})$ можно предположить, что вектор \mathbf{m} направлен от фазового центра излучения \mathbf{r}_0 в точку \mathbf{r} : $\mathbf{m} = (\mathbf{r} - \mathbf{r}_0) / |\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|$. В этом случае градиент волнового поля $\nabla g(\mathbf{r})$ оценивается по следующей простой формуле:

$$\nabla g(\mathbf{r}) = -ikg(\mathbf{r})(\mathbf{r} - \mathbf{r}_0) / |\mathbf{r} - \mathbf{r}_0|. \quad (7)$$

В тех же самых точках на отрезке был проведен расчет производной $\partial E_y / \partial y$ по формулам (4)-(7). Ее значение было поделено на волновое число k , чтобы согласно формуле (6) порядок величины совпадал с компонентами векторов электромагнитного поля. Из рисунка 3 видно, что рассматриваемая величина на расстоянии 2λ от поверхности сферы на 25 дБ меньше ко-поляризованной компоненты E_y . При этом ошибка расчета градиента компоненты E_y по приближенным формулам (5) и (6) составляет около 0 дБ, что соответствует эквивалентной помехе на уровне -40 дБ. За фазовый центр было принято начало декартовой системы координат. Эквивалентная помеха расчета по формуле (7) оказалась значительно выше на уровне -15 дБ. Таким образом, приближенный расчет градиента компонент векторов электромагнитного поля по формулам (5) и (6) увеличивает эквивалентную помеху расчета в приближении ВЗ с -55 до -40 дБ.

Для апробации формул (5)-(7) был проведен эксперимент. В нем измерялся коэффициент передачи S_{21} между описанной рупорной антенной и зондовой антенной – открытым концом прямоугольного волновода сечением $0,72\lambda \times 0,34\lambda$ ($x \times y$). При этом меньшая сторона всегда была направлена вдоль оси Oy , а электрическая ось против оси Oz . Таким образом, пренебрегая свойствами направленности зондовой антенны, можно считать, что коэффициент передачи S_{21} пропорционален ко-поляризованной компоненте E_y . Центр сечения волновода помещался в 2442 точки на неканонической поверхности, алгоритм построения которой приведен в работе [8], на расстоянии 6λ от исследуемой антенны (рисунок 1). Измерения были проведены на двух подобных поверхностях, расстояние между которыми по нормали составляло $0,1\lambda$. Максимальное расстояние между соседними точками на поверхности не превышало $\lambda / 2$.

Результаты расчета коэффициента передачи S_{21} в предположении совпадения с ко-поляризованной компонентой E_y с точностью до константы по формуле (3) в приближении ВЗ с подстановкой в нее формул (4), (5) и (7) на том же рассматриваемом отрезке приведены на рисунке 4. Наибольшей точностью обладает расчет производной по нормали через конечно-разностную аппроксимацию (4). Соответствующая эквивалентная помеха по отношению к расчету компоненты E_y по формуле (1) в приближении ВЗ составляет не более -25 дБ. Поскольку методическая погрешность, обусловленная расчетом градиента ∇S_{21} по формулам (5) и (7), может быть много меньше суммарной погрешности, далее она оценивалась отдельно по отношению к расчету по формуле (3) с подстановкой формулы (4). Были рассмотрены следующие варианты: подстановка формул (5) и (7), формула (6) в предположении $\mathbf{m} = \mathbf{n}$ и совсем без градиента $\nabla S_{21} \equiv 0$.

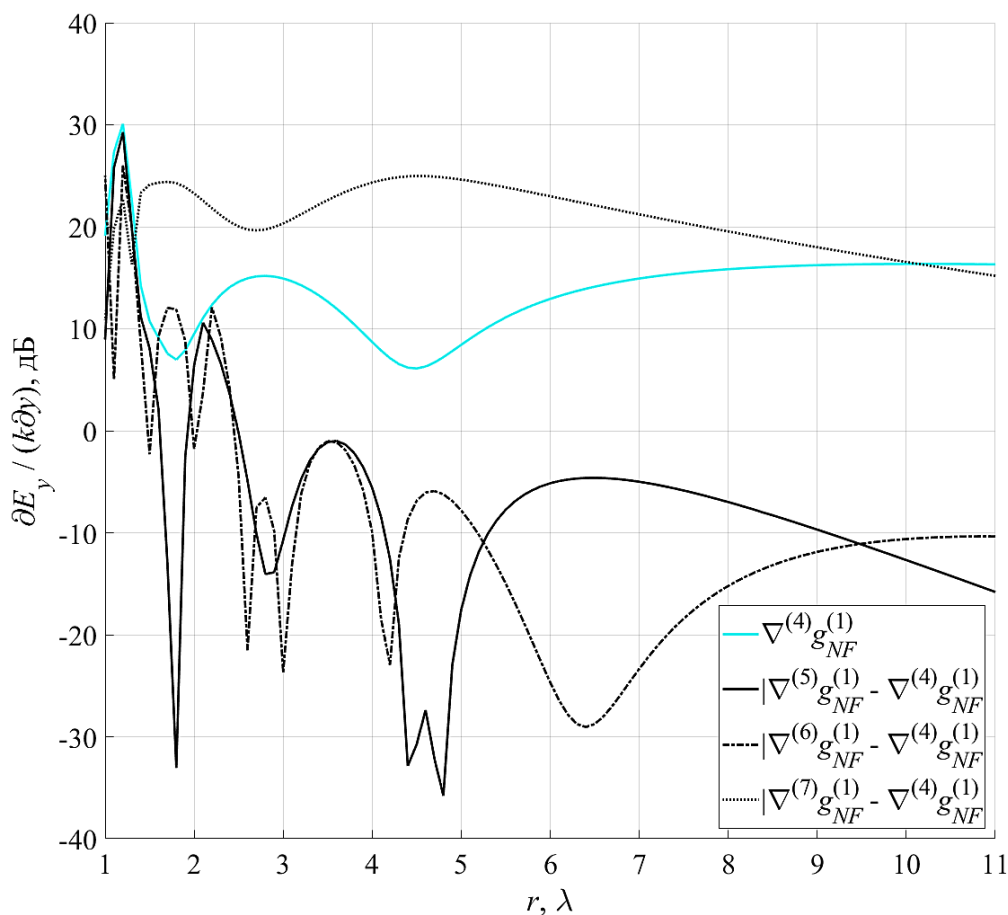


Рисунок 3 – Производная компоненты E_y в направлении оси Oy

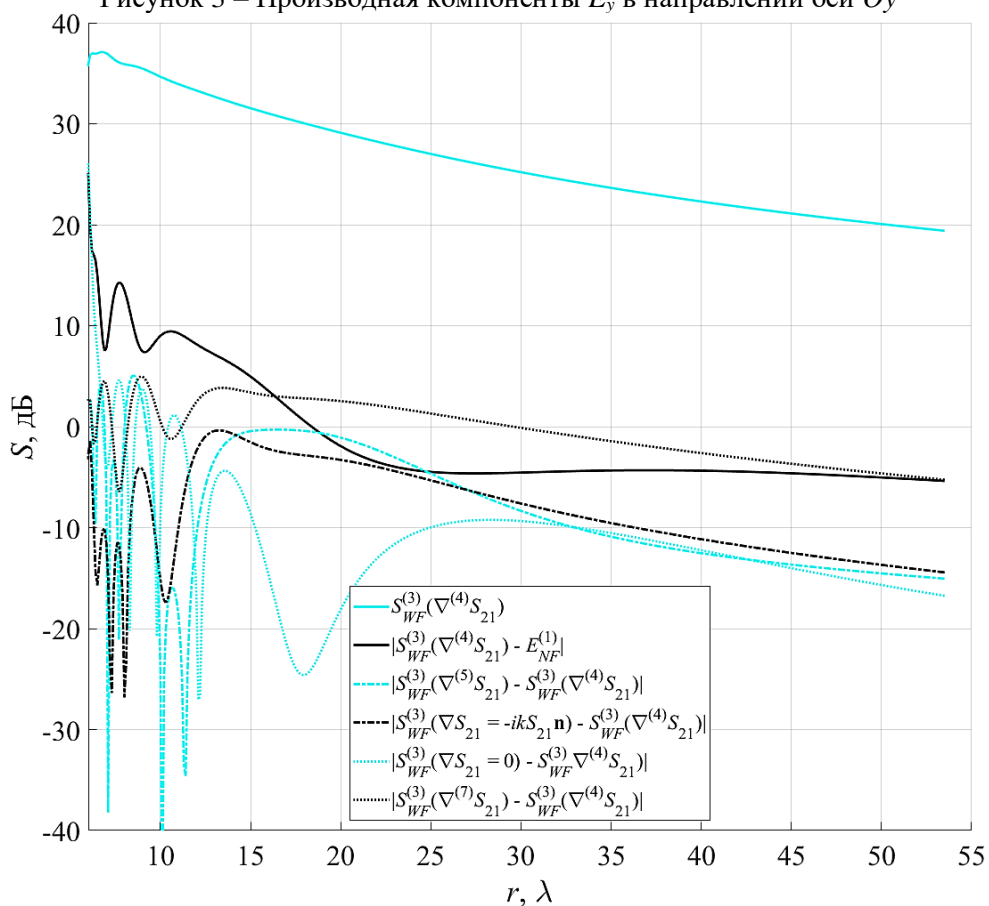


Рисунок 4 – Преобразование коэффициента передачи с неканонической поверхности

Из рисунка 4 видно, что подстановка формулы (5) вместо формулы (4) вносит методическую погрешность с эквивалентной помехой не более -35 дБ, что всего на 5 дБ выше теоретических оценок. Сопоставимую методическую погрешность вносят подстановка формулы (6) в предположении $\mathbf{m} = \mathbf{n}'$ и отбрасывание слагаемого с градиентом $\nabla S_{21} \equiv 0$. Однако этот результат в первом случае справедлив только для выбранной поверхности, а во втором – для выбранного отрезка в направлении, близком к главному лепестку.

Время расчета по теореме об эквивалентном излучении в приближении волновой зоны в сравнении с приближением ближней зоны уменьшилось на 13 %, а интеграла Кирхгофа в приближении волновой зоны с приближенной оценкой градиента волнового поля – на 95 %. При этом дополнительные методические ошибки эквивалентны помехе на уровне не выше -40 дБ, что на 5 дБ ниже эквивалентной помехи суммарной погрешности измерений в рассмотренном эксперименте. Таким образом, преобразование электромагнитного поля с помощью интеграла Кирхгофа в приближении волновой зоны с приближенной оценкой градиента волнового поля на практике выполняется до 20 раз быстрее без существенного уменьшения точности.

Литература

1. Gibson W. C. The method of moments in electromagnetics. – CRC press, 2014.
2. Inan U. S., Marshall R. A. Numerical electromagnetics: the FDTD method. – Cambridge University Press, 2011.
3. Eibert T. F. et al. Electromagnetic field transformations for measurements and simulations // Progress In Electromagnetics Research. – 2015. – Т. 151. – С. 127-150.
4. Потехин А. И. Некоторые задачи дифракции электромагнитных волн. М.: Советское радио, 1948.
5. Lai L. W. et al. Near-field to far-field transformation with non-contacting near-field measurement by using Kirchhoff surface integral representation // APMC-2015 Asia-Pacific. – IEEE, 2015. – Т. 1. – С. 1-3.
6. Кривошеев Ю. В., Шишлов А. В. Развитие метода восстановления диаграмм направленности антенн по измерениям в зоне Френеля // Радиотехника. – 2012. – № 11. – С. 47-53.
7. Newell A. C., Hindman G. E. Antenna Pattern Comparison Using Pattern Subtraction and Statistical Analysis // Proceedings of the 5th EUCAP. IEEE, 2011. – С. 2537-2540.
8. Анютин Н. В. Преобразование электромагнитного поля с описанной вокруг антенны замкнутой поверхности на апертуру антенны // Измерительная техника. – 2021. – №1. – С. 56-63.

THE METHOD OF APPROXIMATE CALCULATION OF THE KIRCHHOFF'S INTEGRAL

Candidate of Technical Sciences, Anyutin N.V.

Public joint-stock company “Research and Production Corporation «Almaz»

In the article, the accuracy of calculating different forms of the Kirchhoff's integral for harmonic electromagnetic fields is examined. It is shown that in most practical tasks, the use of the approximation of the radiated field zone inserts insignificant systematic errors in comparison with the total measurement errors. The approximate method for calculation of wave field derivative by surface normal is proposed. It inserts systematic errors comparable to the total measurement error. The implementation of this method and the radiated field zone approach can significantly reduce the computational complexity of the electromagnetic field transformation algorithms.



ВЛИЯНИЕ ВЛАЖНОСТИ, ГРАНУЛОМЕТРИЧЕСКОГО СОСТАВА И ОРГАНИЧЕСКОЙ КОМПОНЕНТЫ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ

инж. Варнаков С.А.^{1,2}
с.н.с., к.ф.-м.н. Яценко А.С.²
к.ф.-м.н. Кривальцевич С.В.^{1,2}

¹Омский научно-исследовательский институт приборостроения

²Омский научный центр СО РАН (Институт радиофизики и физической электроники)

Приведены данные о диэлектрической проницаемости образцов нескольких типов почв, отличающихся гранулометрическим составом и содержанием органической компоненты. Обнаружено, что вид экспериментально определенных и рассчитанных по модели Добсона зависимостей диэлектрической проницаемости от влажности, соответствующих разным типам почв, заметно отличаются друг от друга. Определены общие закономерности влияния частоты, влажности и гранулометрического состава на значения комплексной диэлектрической проницаемости. Полученные зависимости могут найти применение при оценке радиофизических характеристик подстилающей поверхности при решении прикладных задач радиофизики излучения и распространения радиоволн.

Введение

Решение прикладных задач распространения радиоволн в естественных природных условиях с приемлемой точностью возможно лишь при наличии априорных данных о состоянии окружающей среды: атмосферы, ионосферы, подстилающей поверхности, растительности и т.д. В частном случае достоверная и актуальная информация о диэлектрических характеристиках подстилающей поверхности находит применение при прогнозировании состояния нижней границы волновода «Земля-ионосфера» и оценке импедансных и направленных характеристик приземных антенн. Оценить комплексную диэлектрическую проницаемость (КДП) подстилающей поверхности можно либо с помощью диэлектрических моделей дисперсных смесей, либо по результатам прямых измерений. В отдельных случаях КДП однородной среды удаётся рассчитать теоретически. Так, диэлектрические характеристики пресной воды в широком частотном диапазоне описываются моделью Дебая [1]. Однако, для расчёта КДП солёной воды в широком температурном диапазоне в теоретически обоснованную модель Дебая необходимо вводить поправочные коэффициенты, определяемые эмпирически. Строгая теория диэлектрической проницаемости более сложных структур, например дисперсных смесей (в частности почв), на данный момент не создана. Известные на данный момент модели КДП влажных почв и грунтов носят полуэмпирический характер. Для их создания требуются данные о диэлектрических спектрах, полученные для разных типов почв в широком диапазоне температур. Этот факт определяет важность накопления данных о диэлектрической проницаемости разных типов почв в широком частотном и температурном диапазонах.

Разработка моделей КДП влажных почв в СВЧ диапазоне волн была инициирована в 60-70-х годах 20 века. Именно на эти годы приходится становление одной из технологий дистанционного зондирования Земли – микроволновой радиометрии. В результате проведённых исследований был разработан ряд моделей, среди которых наибольшее распространение получила модель Добсона [2]. Эта модель позволяет производить оценку КДП почв по известным значениям влажности, температуры, а также гранулометрическому составу. В доработанном виде [3] данная модель до сих пор используется при обработке спутниковых радиометрических данных. Несмотря на то, что эмпирические данные, используемые при создании модели Добсона, были получены на частотах, относящихся к СВЧ диапазону, Международный союз электросвязи рекомендует использовать эту модель для оценки диэлектрических характеристик почв и грунтов в гораздо более широкой полосе частот: от коротких волн до терагерцевых.

Можно утверждать, что несмотря на успехи в создании моделей КДП влажных почв ряд вопросов остаётся недостаточно изученным. Так диэлектрические характеристики почв отдельных регионов в особенности на частотах, относящихся к УКВ диапазону и ниже, остаются малоизученными. По этим причинам измерения КДП влажных почв разных типов в широком диапазоне частот являются актуальной научной задачей.

Описание методики проведения эксперимента

Измерения КДП образцов почв осуществлялись с помощью методики, разработанной сотрудниками Лаборатории диэлькометрии и петрофизики ОмГПУ [4] на базе совместной лаборатории Института радиофизики и физической электроники ОНЦ СО РАН и АО «ОНИИП». Эта методика позволяет проводить измерения КДП в широком частотном диапазоне (от единиц килогерц до нескольких гигагерц) без изменения

структуры образца. В процессе измерений образец находится в одной ячейке, представляющей собой отрезок коаксиальной линии. Схематическое изображение экспериментальной установки приведено на рисунке 1.

Измерение комплексного коэффициента передачи

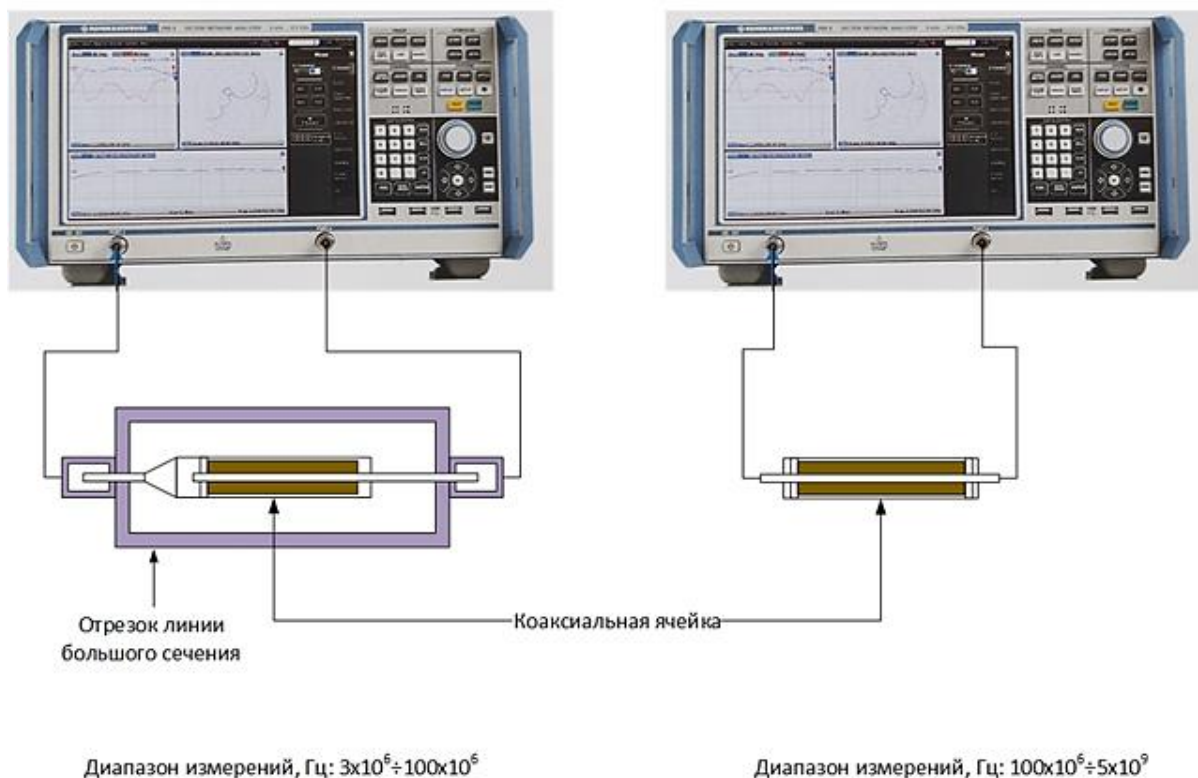


Рисунок 1. Схематическое изображение экспериментальной установки для определения частотной зависимости КДП образца

В данной работе мы проводили измерения диэлектрической проницаемости почвенных образцов в диапазоне частот 5 МГц-4 ГГц. Согласно данным, приведённым в [4], погрешность измерений действительной и мнимой частей КДП с использованием векторного анализатора цепей определяется влажностью образца, его гидрофизическими характеристиками и длиной коаксиальной линии, в которой он находится. Наибольшее значение относительной погрешности не превышает 6% как для действительной, так и для мнимой частей КДП, что наблюдается при измерении КДП очень влажного образца в относительно длинной ячейке. При правильном выборе длины ячейки для образца с определённой влажностью относительная погрешность не превышает 2,5%.

В процессе измерений определялись диэлектрические характеристики следующих образцов: суглинистой почвы умеренной климатической зоны, отобранной в двух горизонтах (0-10 см, и 40-50 см); песчаной почвы, органической и минеральной почвы Арктики. Перед измерением с образцом почвы выполнялись необходимые подготовительные процедуры. Крупные включения (части растений, гравий и др.) из образца почвы удаляли. После образец смачивался до очень высокой влажности (более $0,5 \text{ см}^3/\text{см}^3$) деионизированной водой. Это исключало возможность изменения солевого состава образца почвы. Изменение влажности образца происходило в процессе естественного испарения. Объемная влажность пробы определялась термостатно-весовым методом.

Перед измерением образец почвы при текущей влажности вносили внутрь коаксиальной ячейки и выдерживали в ней в течение суток. В дальнейшем выполнялись измерения параметров матрицы рассеяния (S-параметры) коаксиальной ячейки с образцом. Определение значений КДП осуществлялось в процессе минимизации функции невязки между значениями S-параметров определёнными экспериментально и рассчитанными теоретически.

Результаты эксперимента

Результаты измерений спектров КДП образцов почв, отличающихся гранулометрическим составом, приведены на рисунке 2. Как общую тенденцию в поведении КДП стоит отметить рост значений действительной и мнимой частей при уменьшении частоты, что не описывается моделью Добсона.

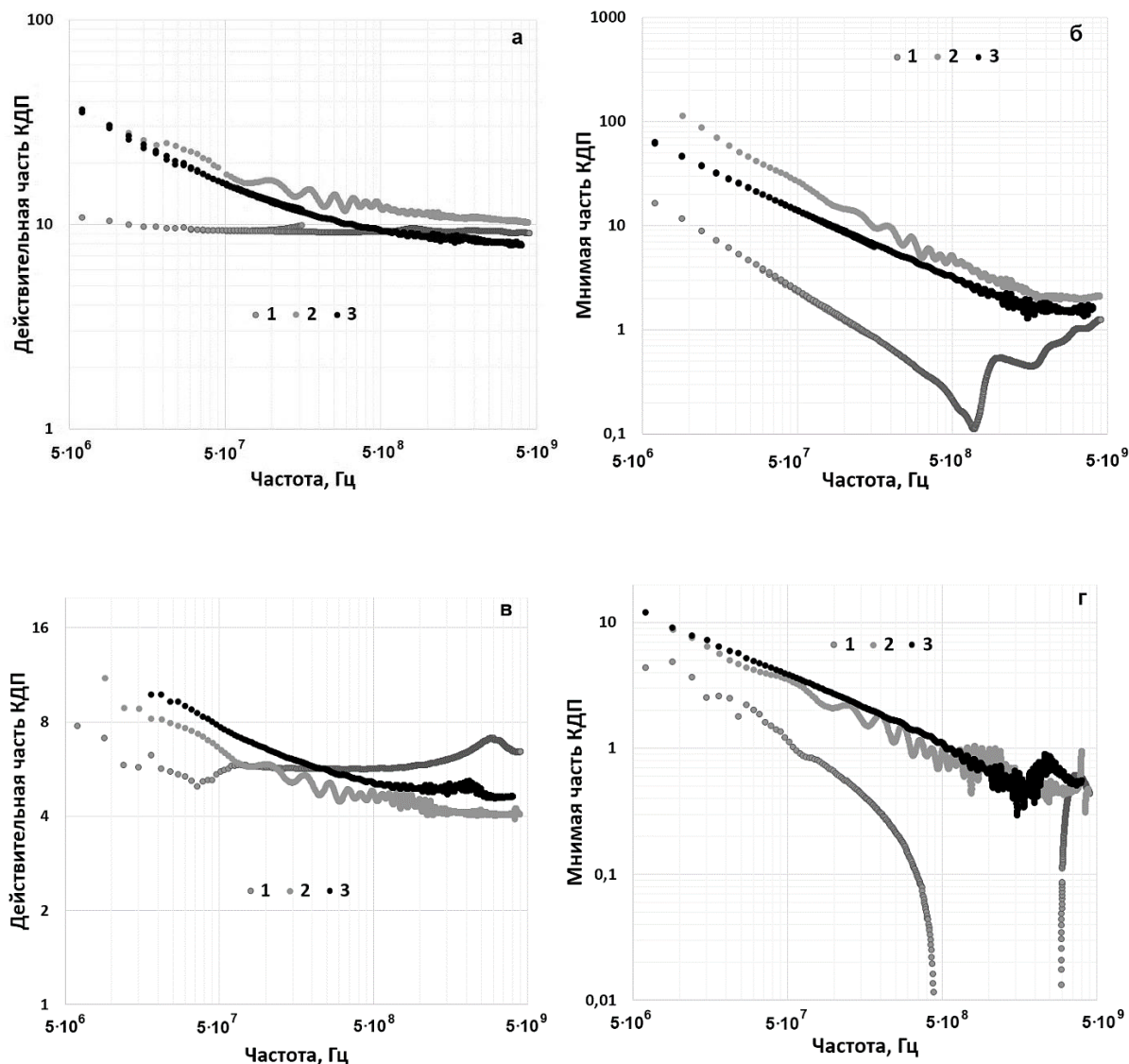


Рисунок 2. Диэлектрические спектры песчаной почвы (1), суглинистой почвы верхнего (2) и нижнего (3) горизонтов при влажностях 20% (а, б) и 10% (в, г). Температура +24°С

Согласно модели Добсона действительная часть КДП мало изменяется на частотах ниже 100 МГц. Это объясняется отсутствием экспериментальных диэлектрических данных, использовавшихся при создании модели Добсона, в указанном частотном диапазоне. На частотах ниже 300 МГц значения действительной и мнимой частей КДП проницаемости суглинка выше, чем у песчаной почвы. Что объясняется большей удельной поверхностью суглинистой почвы, а, следовательно, более заметным влиянием процессов диэлектрической релаксации, в частности обусловленным поляризационными явлениями на границе «твёрдая фаза – вода». На частотах выше 1 ГГц при малой влажности (10%) значения действительной части КДП песчаной почвы больше чем у суглинистой, что объясняется большим содержанием связанной воды у последней (см. рис. 2а и в). Как известно, связанная вода, молекулы которой интенсивно взаимодействуют с минеральной частицей, слагающей почву, отличаются меньшей подвижностью по сравнению со свободной, что приводит к уменьшению действительной части КДП.

Так же можно отметить отличия между КДП образцов суглинистой почвы, отобранных на разных горизонтах, что может свидетельствовать об отличиях в гранулометрическом и солевом составе. При этом характер отличий изменяется при росте влажности образца. Значения действительной части КДП суглинистой почвы нижнего горизонта больше, чем у верхнего во всём диапазоне частот при малой влажности образцов (10%). С увеличением влажности характер соотношения изменяется на противоположный (см. рис. 2а и в). Для диапазона частот от 500 МГц – 1 ГГц наблюдается минимум кривой, описывающей спектр мнимой части КДП песчаной почвы. Аналогичные характер зависимости даёт

зависимость, рассчитанная по модели Добсона. При этом, с увеличением влажности значения КДП становятся крайне низкими, сопоставимыми с погрешностью измерений (см. рис. 2б и г).

Результаты измерений КДП образцов почв, отличающихся содержанием органической компоненты, и расчёта по модели Добсона приведены на рисунке 3. Как общую тенденцию можно выделить тот факт, что расхождение между данными о КДП рассчитанными по модели Добсона и определёнными экспериментально уменьшается с уменьшением частоты.

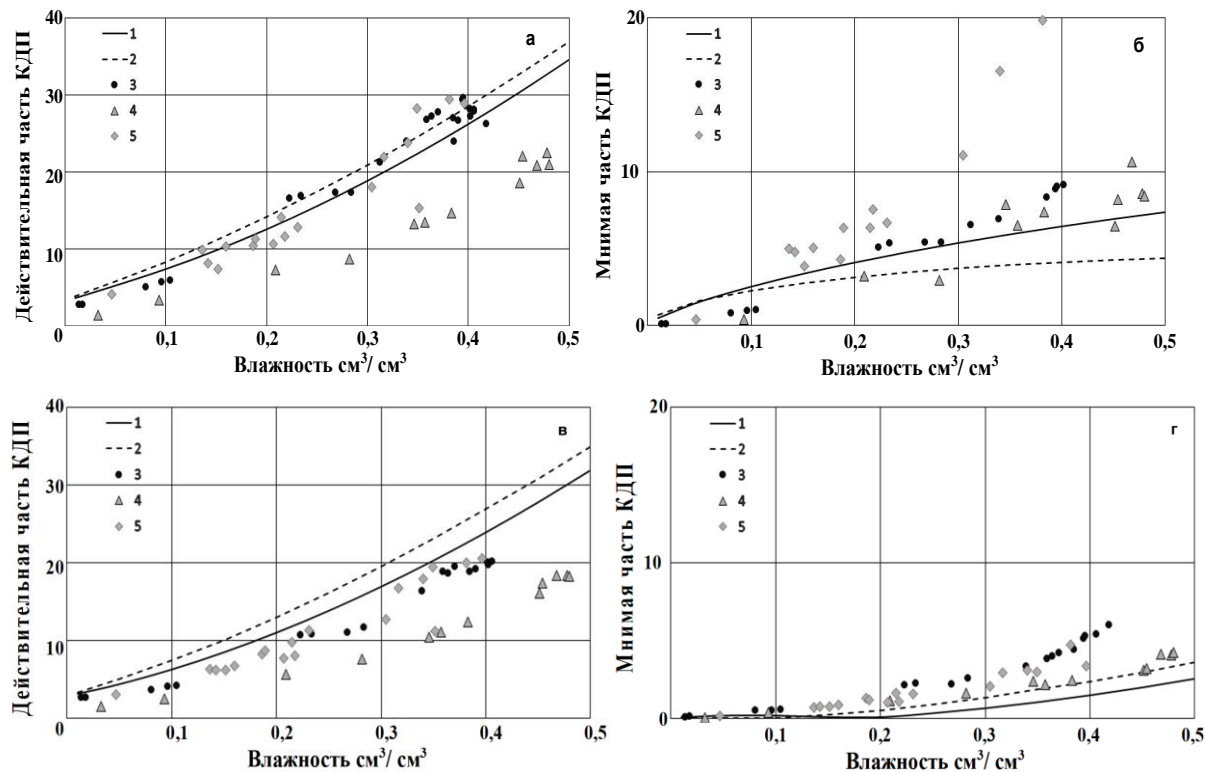


Рисунок 3. Зависимость действительной и мнимой части КДП от влажности. 1 – расчёт по модели Добсона для суглинка; 2 – расчет по модели Добсона для песчаного суглинка; 3 – экспериментальные результаты образца суглинистой почвы, 4 – экспериментальные результаты образца органической почвы Арктики, 5 – экспериментальные результаты образца минеральной почвы Арктики. Частота 100 МГц (а, б) и 2500 МГц (в, г). Температура +24°C

Как видно из приведённых данных диэлектрические характеристики образцов почв Арктики, измеренные в лабораторных условиях, и рассчитанные по модели Добсона для двух типов почв, характерных для умеренной климатической зоны, заметно отличаются друг от друга. Как уже было отмечено ранее, экспериментальные данные о КДП, использовавшиеся при создании модели Добсона, были получены в диапазоне СВЧ волн. Это объясняет заметное отличие экспериментальных и модельных данных в КВ диапазоне волн. Также следует отметить, что значения диэлектрической проницаемости, рассчитанные по модели Добсона для КВ диапазона волн, слабо зависят от частоты; при этом значения действительной части КДП и проводимости почв, измеренные экспериментально, изменяются с частотой. Кроме того, значения действительной части КДП и проводимости органической и минеральной почв также заметно отличается друг от друга, что объясняется отличием в химическом составе почв.

Вывод

Проведённые исследования показали заметное отличие в диэлектрических характеристиках почв, отличающихся содержанием физического песка, глины и органической компоненты. Причина этих отличий заключается в особенностях гидрофизических характеристик почв, приводящих к разному распределению почвенной влаги на поверхности минеральных частиц. Полученные результаты могут найти применение при оценке влияния подстилающей поверхности на процессы излучения и распространения радиоволн, и в перспективе, при совершенствовании диэлектрических моделей влажных почв.

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 122011200349-3).

Литература

1. Анализ моделей диэлектрической проницаемости водной среды, используемых в задачах дистанционного зондирования акваторий URL: <http://www.iki.rssi.ru/books/2013sadvovsky.pdf> (дата доступа: 30.05.2023).
2. Dobson M.C., Ulaby F.T., Hallikainen M.T., El-Rayes M.A. Microwave dielectric behavior of wet soil. Part II: Dielectric mixing models // IEEE Trans. on Geosci and Remote Sens. Vol. GE-23, No.1, P. 35-45, 1985.
3. Peplinski N. R., Ulaby F. T., Dobson M. C. Dielectric properties of soils in the 0.3-1.3 GHz range // IEEE Trans Geosci. and Remote Sens, Vol. 33, No. 3, P. 803-807, 1995.
4. Bobrov P. P., Repin A. V., Rodionova O. V. Wideband Frequency Domain Method of Soil Dielectric Property Measurements // IEEE Trans. Geosci. Remote Sens. 2015. Vol. 53, No. 5. P. 2366–2372.

EFFECT OF MOISTURE, PARTICAL SIZE DISTRIBUTION, AND ORGANIC MATTER ON THE UNDERLYING SURFACE DIELECTRIC CHARACTERISTICS

chief specialist, engineer Varnakov S.A.^{1,2}
senior Researcher, PhD, Yashchenko A.S.²
head of the laboratory, PhD, Krivaltsevich S.V.^{1,2}

¹Omsk Scientific-Research Institute of Instrument Engineering

²Omsk Scientific Center SB RAS (Institute of Radiophysics and Physical Electronics)

The permittivity data of several soil's types, which differ in particle size distribution and organic matter, are presented. It was found that the view of measure and calculated by Dobson's model dependences of the dielectric constant on moisture, corresponding to different types of soils, differ markedly from each other. The general regularities of the effect of frequency, moisture, and particle size distribution on the values of the complex permittivity are determined. These dependences can be use in assessing the radiophysical characteristics of the underlying surface in applied problems of the radiation and propagation of radio waves.



АПЛАНАТИЧЕСКАЯ ЗЕРКАЛЬНО-ЛИНЗОВАЯ АНТЕННА

к.ф.-м.н. Венецкий А.С.¹, д.ф.-м.н. Калошин В.А.¹,
асп. Чинь Ван Туан²

¹Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

²Московский физико-технический институт (НИУ)

Рассмотрены задачи синтеза и анализа осесимметричной апланатической зеркально-линзовой системы, преобразующей сферический фронт источника в плоский. Решение задачи синтеза для образующих найдено в виде кубического сплайна. Получены формулы для расчета эйконала в апертуре системы при смещении источника из фокуса. С использованием полученных формул и геометрической оптики исследована зависимость среднеквадратической aberrации эйконала от параметров системы и найдены их оптимальные значения. С использованием метода конечных элементов проведен анализ характеристик излучения антенны на основе синтезированной зеркально-линзовой системы.

Введение

Среди зеркальных и линзовых систем апланатические системы занимают важное место. Это обусловлено тем, что в них отсутствуют aberrации, пропорциональные первой степени угла отклонения луча. Это позволяет использовать такие системы в качестве фокусирующих элементов многолучевых широкоугольных антенн и оптических инструментов (фотообъективов, телескопов и микроскопов). Исследованию и оптимизации таких систем посвящено большое количество работ. Работ, посвященных исследованию зеркально-линзовых систем существенно меньше. Наиболее известные системы Шмидта и Максутава [1-3] удовлетворяют условиям апланатизма (условиям синусов Аббе) только приближенно (в параксиальном приближении). Зеркально-линзовая система, точно удовлетворяющая условиям синусов Аббе, синтезирована только для планарной конструкции (с цилиндрической симметрией [4]), которая в отличие от осесимметричной не требует учета двойного преломления. Данная работа посвящена синтезу и анализу осесимметричной зеркально-линзовой системы, точно удовлетворяющей условиям синусов Аббе и анализу антенны на ее основе.

1. Синтез апланатической зеркально-линзовой системы.

Рассмотрим задачу синтеза апланатической зеркально-линзовой системы (рисунок 1), содержащую осесимметричную диэлектрическую линзу, первая из поверхностей которой – преломляющая, а вторая – отражающая и источник, расположенный в фокусе (точке O). Введем следующие обозначения: f – фокальное расстояние (от фокуса до поверхности линзы), b – толщина линзы (расстояние между от первой до второй поверхности вдоль оси Y), n – показатель преломления материала линзы.

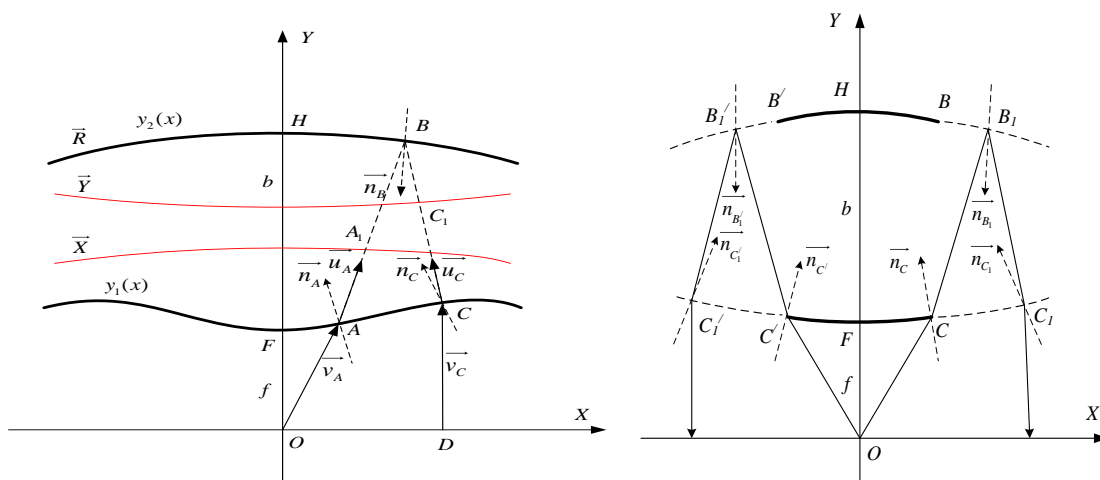


Рисунок 1. Зеркально-линзовая система

Рисунок 2. К определению новых участков

Разобьем образующие линзы на участки и зададим центральный участок образующей l (первой поверхности линзы) в виде квадратичной функции $y_1(x) = b_1x^2 + f$, $0 \leq x \leq x_c$, где b_1 – неизвестный коэффициент. Потребуем, чтобы произвольный луч, падающий на линзу из фокуса, после преломления в точке A ,

отражения в точке B и второго преломления в точке C выходил параллельно оси Y , пересекая ось X в точке D . При этом эйконал луча $OABCD$ должен быть равен эйконалу центрального луча $L_0=2f+2nb$:

$$|OA| + n|AB| + n|BC| + |CD| = L_0, \quad (1)$$

Единичный вектор преломленного луча в точке A имеет вид

$$\vec{u}_A = \vec{v}_A / n + [\sqrt{1 - a_A^2 (1 - (\vec{v}_A, \vec{n}_A)^2)} - a_A (\vec{v}_A, \vec{n}_A)] \vec{n}_A, \quad (2)$$

где $\vec{v}_A = \frac{\vec{OA}}{|\vec{OA}|}$, $\vec{OA} = (x_A, y_1(x_A))$, $\vec{n}_A = (\frac{-y_1'(x_A)}{\sqrt{[y_1'(x_A)]^2 + 1}}, \frac{1}{\sqrt{[y_1'(x_A)]^2 + 1}})$.

Фронт преломленной волны может быть выражен формулой:

$$\vec{X} = \vec{OA} + (L_1 - |\vec{OA}|) / n \vec{u}_A, \quad (3)$$

где $L_1 = f + n = |\vec{OA}| + n |\vec{AA}_1|$ - константа.

Аналогично находится фронт преломленной волны при падении плоской волны параллельно оси Y на поверхность линзы. Единичный вектор преломленного луча в точке C :

$$\vec{u}_C = \vec{v}_C / n + [\sqrt{1 - a_C^2 (1 - (\vec{v}_C, \vec{n}_C)^2)} - a_C (\vec{v}_C, \vec{n}_C)] \vec{n}_C, \quad (4)$$

$$\vec{v}_C = (0, 1), \quad \vec{n}_C = (\frac{-y_1'(x_C)}{\sqrt{[y_1'(x_C)]^2 + 1}}, \frac{1}{\sqrt{[y_1'(x_C)]^2 + 1}}),$$

а фронт преломленной волны выражается формулой

$$\vec{Y} = \vec{OC} + (L_2 - |\vec{DC}|) / n \vec{u}_C \quad (5)$$

где $L_2 = f + n + 1 = |\vec{DC}| + n |\vec{CC}_1|$ - постоянная величина.

Форму зеркала (образующей 2) можно найти по падающему (\vec{X}) и отраженному (\vec{Y}) фронту [5]

$$\vec{R}(x_A, x_C) = \vec{Y} + \vec{u}_C \frac{[K^2 - (\vec{Y} - \vec{X})^2]}{2[K + (\vec{Y} - \vec{X}) \vec{u}_C]}, \quad (6)$$

где K - длина пути луча между фронтами.

В выражении (6) входит неизвестная величина x_C , которая связана с величиной x_A условием ортогональности вектора $\vec{R} - \vec{X}$ фронту \vec{X} в точке A_1 :

$$(\vec{R} - \vec{X}) \cdot \frac{\partial \vec{X}}{\partial x_A} = 0, \quad (7)$$

где $\frac{\partial \vec{X}}{\partial x_A} = (\frac{\partial x_x}{\partial x_A}, \frac{\partial y_x}{\partial x_A})$ касательный вектор к фронту \vec{X} в точке A_1 , а компоненты этого вектора, найденные с помощью формул (2), (3):

$$x_x = x_A + \frac{a_A x_A |\vec{AA}_1|}{\sqrt{x_A^2 + y_1(x_A)^2}} - \frac{b_A y_1'(x_A) |\vec{AA}_1|}{\sqrt{(y_1'(x_A))^2 + 1}},$$

$$y_x = y_A + \frac{a_A y_A |\overline{AA_1}|}{\sqrt{x_A^2 + y_1(x_A)^2}} + \frac{b_A |\overline{AA_1}|}{\sqrt{(y_1'(x_A))^2 + 1}}.$$

При заданной толщине линзы b величина $K = 2b - (L_1 + L_2 - 2f) / n$. Из этого соотношения и условия синусов $x_C = \gamma \sin \alpha$, где $\alpha = \arctg(x_A / y_1(x_A))$ - угол между осью Y и падающим лучом \overline{OA} , $\gamma = f + kb$ - радиус апланатизма, $0 \leq k \leq 2$ - постоянный параметр, можно найти неизвестный коэффициент b_1 , а затем из выражения (6) найти первый участок образующей 2.

Для синтеза новых участков образующих рассмотрим луч, падающий из источника на линзу в точке C (определена выше), который преломляется и падает на зеркало в точке B_1 , отражается и после второго преломления выходит из линзы в точке C_1 параллельно оси Y (рисунок 2). Новый участок образующей 1 (CC_1) опишем кубическим полиномом:

$$f_2(x) = a_2(x_{C1} - x_C)^3 + b_2(x_{C1} - x_C)^2 + c_2(x_{C1} - x_C) + f_1(x_C).$$

Для обеспечения непрерывности амплитудного распределения преломленных волн в первом приближении геометрической оптики необходимо, чтобы первые и вторые производные функций, описывающих поверхности линз, были непрерывными в точке C . Из этого требования можно найти коэффициенты полинома $f_2(x)$: $c_2 = 3a_1(x_C - x_0)^2 + 2b_1(x_C - x_0) + c_1$, $b_2 = 3a_1(x_C - x_0) + b_1$, $a_2 = a_1$. Применяя описанный выше алгоритм, определяем новый участок образующей 2 (до точки B_1) и т.д.

2. Анализ апланатической зеркально-линзовой системы

Рассмотрим точку A на выходной поверхности линзы и найдем приближенное значение эйконала фронта в этой точке, если источник вынесен из фокуса системы в точке O в точку O_1 (рисунок 3). Рассмотрим луч, проходящий через точку A , с координатами R_A, φ , который выходит из фокуса. У этого луча известны геометрические параметры: координаты точек пересечения луча P и B , длины отрезков PB и AB , углы α, ξ, Ω . При малых смещениях источника из фокуса луч $AB_1P_1O_1$ в близок к невозмущенному лучу $ABPO$ и эйконал его выражается суммой

$$\Phi(O_1A) = |O_1P_1| + n|P_1B_1| + n|B_1A|,$$

где точки P_1 и B_1 расположены в окрестности точек P и B и будут определены ниже. $\Phi(O_1A)$ с точностью до третьего порядка малости по величине смещений может быть представлен в виде:

$$\Phi(O_1A) = \rho + nd + nt + \Phi_1(\delta_x, \delta_z, \Delta x, \Delta y, \Delta X, \Delta Y),$$

где $|OP| = \rho, |PB| = d, |BA| = t, \rho + nd + nt$ - эйконал невозмущенного луча $ABPO$.

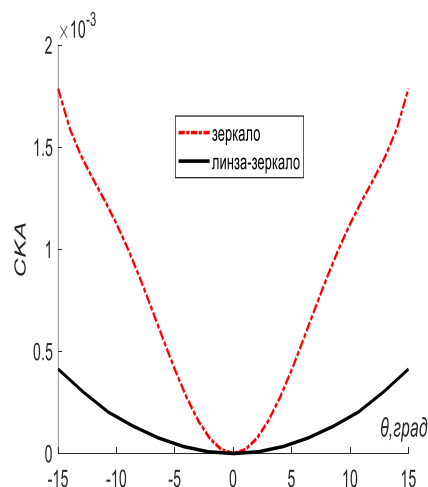
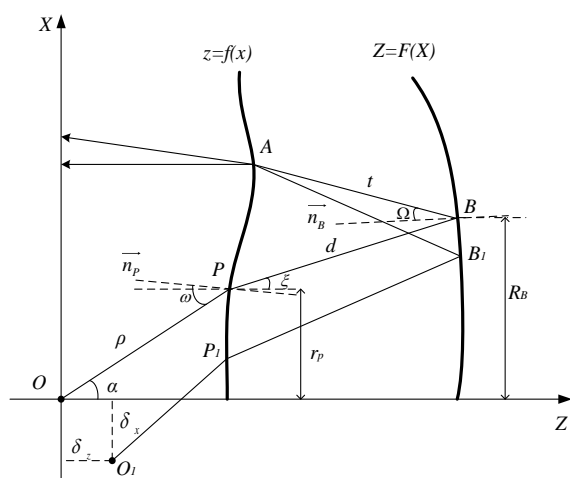


Рисунок 3. Луч при смещение источника из фокуса. Рисунок 4. Среднеквадратическая аберрация.

Из принципа Ферма для луча получаем систему линейных уравнений

$$\frac{\partial \Phi}{\partial \Delta x} = 0, \quad \frac{\partial \Phi}{\partial \Delta y} = 0, \quad \frac{\partial \Phi}{\partial \Delta X} = 0, \quad \frac{\partial \Phi}{\partial \Delta Y} = 0,$$

из которых, аналогично тому, как это сделано в [6], находим приращения $\Delta x, \Delta y, \Delta X, \Delta Y$ к координатам точек $P(x_p, y_p, z_p)$ и $B(X_B, Y_B, Z_B)$:

$$\Delta x = \frac{-2M_{x2}A_{1x}}{4A_{2x}M_{x2} - nN_x^2}, \quad \Delta y = \frac{-2M_{y2}Q_{y1}}{4A_{2y}M_{y2} - nN_y^2}, \quad \Delta X = \frac{-N_x \Delta x}{2M_{x2}}, \quad \Delta Y = \frac{-N_y \Delta y}{2M_{y2}}, \quad Q_{y1} = \frac{\delta_R \sin \varphi}{\rho}$$

$$M_{x2} = \frac{\cos^2 \Omega}{2 \cos^2(\Omega - \xi)} \left(\frac{1}{t} + \frac{1}{d} \right) + F_B'' \cos \Omega \cos(\Omega - \xi), \quad M_{y2} = \frac{1}{2d} + \frac{1}{2t} + \frac{\sin(\Omega - \xi) \cos \Omega}{R_B}, \quad N_y = -\frac{1}{d}$$

$$N_x = \frac{-\cos \Omega \sqrt{n^2 - \sin^2 \omega}}{nd \cos(\omega - \alpha) \cos(\Omega - \xi)}, \quad A_{2x} = \frac{1}{2 \cos^2(\omega - \alpha)} \left(\frac{\cos^2 \omega}{\rho} + \frac{n^2 - \sin^2 \omega}{nd} \right) + \frac{(\cos \alpha - n \cos \xi)}{2} f_p'',$$

$$A_{2y} = \frac{nR_B}{2d \rho \sin \alpha} \quad A_{1x} = \frac{\cos \omega}{\rho \cos(\omega - \alpha)} (\delta_R \cos \varphi \cos \alpha - \delta_Z \sin \alpha),$$

$$R_B = \sqrt{X_B^2 + Y_B^2}, \quad R_{B1} = \sqrt{(X_B + \Delta \tilde{X})^2 + (Y_B + \Delta \tilde{Y})^2},$$

а углы $\alpha, \omega, \xi, \Omega$ - показаны на рисунке 3. После находим точки $P_1(x_p + \Delta x, y_p + \Delta y, f(r_{p1}))$ и $B_1(X_B + \Delta \tilde{X}, Y_B + \Delta \tilde{Y}, F(R_{B1}))$, где $\Delta x = \Delta x \cos \varphi + \Delta y \sin \varphi, \quad \Delta y = \Delta x \sin \varphi - \Delta y \cos \varphi,$

$\Delta X = \Delta X \cos \varphi + \Delta Y \sin \varphi, \quad \Delta Y = \Delta X \sin \varphi - \Delta Y \cos \varphi$, и находим значение эйконала в точке A

$$\Phi(O_1A) = |O_1P_1| + n|P_1B_1| + n|B_1A|.$$

Вычислим величину среднеквадратической абберации (СКА) эйконала на выходе системы при смещении источника из фокуса вдоль фокальной кривой по формуле

$$\sigma = \frac{1}{D} \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N (L_i - L_0)^2},$$

где L_i - эйконал луча с номером i, N - количество учтенных лучей, D -диаметр апертуры, L_0 - эйконал опорного луча, относительно которого СКА имеет минимальное значение. Форму фокальной кривой при этом будем также находить по минимуму СКА для заданных параметров системы. Для этого проведем расчет эйконалов лучей зеркально-линзовой системы от источника до точек выхода на поверхности линзы при различных угла зрения и параметрах f, b, k, n . К этим значениям эйконалов прибавим длины перпендикуляров, опущенных из выходных точек на плоскость фронта.

В результате предварительной (с использованием формул) оптимизации СКА зеркально-линзовой систем с $n^2=1.1$ найдены оптимальные параметры $f=0.957, b=0.843, k=0.963$, для которых $\sigma = 4,2 \cdot 10^{-4}$. Далее, путем оптимизации в окрестности найденных параметров с использованием геометро-оптического расчета получено $\sigma = 4 \cdot 10^{-4}$ при значениях параметров $f=1.188, b=0.612, k=0.99$. На рисунке 4 приведены зависимости СКА оптимизированной зеркально-линзовой системы (сплошная кривая) и параболического зеркала (штрих-пунктирная кривая) с такими же величинами апертуры и фокального расстояния от угла зрения. Как видно на рисунке, СКА зеркально-линзовой системы при угле зрения 15^0 в 4 раза меньше, чем СКА параболического зеркала. В докладе будут приведены результаты анализа антенны на базе синтезированной и оптимизированной системы.

Литература

1. Schmidt B.// Centralzeitung fur Optik und Mechanik -1931.-V.52. - N2.- P.25.
2. Максугов Д.Д. Астрономическая оптика. 2-е изд.-Л.: Наука. 1979.
3. Михельсон Н.Н. Оптика астрономических телескопов и методы ее расчета. М.: Физматлит, 1995.
4. Калошин В.А., Фролова Е.В. // Журнал радиоэлектроники- 2015. - №12.
<http://jre.cplire.ru/jre/dec15/19/text.pdf>.
5. Kelleher K. S.// Journal of Applied Physics-1950.-V.21 - P.573.
6. Венецкий А.С., Калошин В.А.// РЭ - 2018. -Т.63. -№ 2. - С.144.

APLANATIC MIRROR-LENS ANTENNA

Venetskiy A.S.¹, Kaloshin V.A.¹, Trinh Van Tuan²

¹Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of RAS

²Moscow Institute of Physics and Technology (NRU)

The problems of synthesis and analysis of an symmetric aplanatic mirror-lens system that transforms a spherical front of a source into a flat one are considered. The solution of the synthesis problem for generatrices is found in the form of a spline. Formulas for calculating the eikonal in the aperture of the system when the source shifted out of focus are obtained. Using the obtained formulas and the ray bouncing method, the dependence of the root mean square aberration of the eikonal on the system parameters is investigated and their optimal values are found. The analysis of the antenna radiation characteristics based on the synthesized mirror-lens system was carried out using the finite element method.



МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА ЦИФРОВОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ MUSIC ДЛЯ РАЗНЫХ ВИДОВ ЛИНЕЙНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЁТОК САНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С УЧЁТОМ ВЗАИМНОГО ВЛИЯНИЯ АНТЕННЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

к. ф-м. н., доц. Пешков И.В., магист. Жигулин В.А.

Елецкий государственный университет им. И.А. Бунина

В данной работе проводится моделирование модифицированного алгоритма цифровой пеленгации для разных антенных решёток. Приводится краткое описание алгоритма пеленгации MUSIC. Описываются методы учёта взаимного влияния антенных элементов. Проводится моделирование нескольких антенных решёток, рассчитываются их диаграммы направленности и матрицы S-параметров. Осуществляется сравнительная оценка результатов моделирования для разных антенных решёток, приводятся полученные графики псевдоспектра.

Данная статья посвящена изучению антенных решёток. Большая часть работ в данной области была выполнена с использованием классической теории решёток. Фундаментальным для этого подхода является предположение, что взаимное влияние (ВВ) между элементами антенной решётки пренебрежимо мало. Во многих случаях это предположение оправдано. В общем случае ВВ может повлиять на поведение решётки, но не таким образом, который особенно пагубно сказался бы на общем качестве системы. С другой стороны, в областях со строгими требованиями, ВВ должно учитываться при проектировании. Области, представляющие особый интерес, включают высокочувствительные антенны для медицинской техники, спутниковой связи, дистанционного зондирования и радиоастрономии [1].

Основными причинами возникновения взаимного влияния можно считать недостаточную изоляцию, снижение эффективности антенны, уменьшение коэффициента усиления антенны, высокую корреляцию между излучателями и т.д. [2]. Рассмотрим воздействие взаимного влияния относительно фазированных антенных решёток [3]. ВВ изменяет активное сопротивление антенных элементов, что в свою очередь влияет на возбуждения, которые должны быть приложены к элементам для достижения заданной диаграммы направленности. Это могут быть фазовые сдвиги в традиционных аналоговых системах ФАР или веса формирователей луча в цифровых системах.

Взаимное влияние антенных элементов

Одним из условий в классическом анализе антенных решёток является исключение взаимной связи – предполагается, что диаграммы направленности (ДН) всех антенных элементов идентичны. Обычно в расчётах принимается ДН изолированного элемента. На рисунке 1.а представлен пример подобной ДН. Подобное приближение справедливо для антенных решёток с большим числом элементов. Однако для решётки с относительно небольшим количеством элементов взаимное влияние оказывает более сильное влияние (рисунок 1.б). Как следствие, общая ДН решётки больше не является просто произведением коэффициента решётки и ДН изолированного элемента.

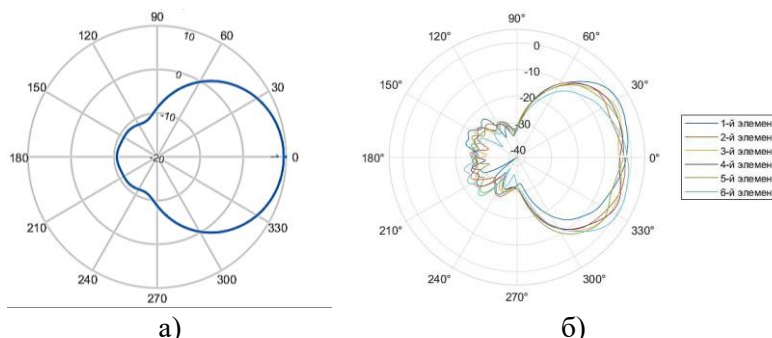


Рисунок 1. Диаграммы направленности патч-антенны
а) изолированного антенного элемента, б) с учётом взаимного влияния

Для проведения более приближённых к реальности расчётов требуется вычисление диаграмм направленности для каждого отдельного элемента антенной решётки. ДН с учётом взаимного влияния представляет собой диаграмму направленности антенной решётки, в которой исследуемый элемент считается активным, а все остальные элементы являются пассивными с отключёнными выходами. Ключевым моментом является то, что вычисленная таким образом ДН - это диаграмма направленности, учитывающая всю антенную решётку, включая рассеяние вблизи активного элемента.

Кроме изменений в диаграммах направленности, взаимное влияние элементов антенной решётки также можно выразить в матрицах S -параметров. Различные типы СВЧ-устройств можно описать с помощью падающих и отражённых волн, которые распространяются в подключённых к ним линиях (портах). Связь между этими волнами описывается волновой матрицей рассеяния или матрицей S -параметров. Например, для шестиэлементной антенной решётки матрица взаимного влияния на основе S -параметров будет представлять собой массив размерностью 6×6 :

$$S = \begin{pmatrix} S_{11} & S_{12} & S_{13} & S_{14} & S_{15} & S_{16} \\ S_{21} & S_{22} & S_{23} & S_{24} & S_{25} & S_{26} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} & S_{34} & S_{35} & S_{36} \\ S_{41} & S_{42} & S_{43} & S_{44} & S_{45} & S_{46} \\ S_{51} & S_{52} & S_{53} & S_{54} & S_{55} & S_{56} \\ S_{61} & S_{62} & S_{63} & S_{64} & S_{65} & S_{66} \end{pmatrix} \quad (1)$$

где S_{11} представляет собой мощность, отразившуюся от порта (элемента) 1, S_{12} представляет мощность, наводимую элементом 2 на элементе 1, S_{21} представляет мощность, наводимую с элемента 1 на 2, и т.д. В общем, S_{NM} представляет собой мощность, передаваемую от порта M к порту N в многопортовой сети.

Описание алгоритмов цифровой пеленгации

Рассмотрим принцип работы алгоритмов оценки угловых координат радиосигналов для цифровых антенных решёток. Их целью является определение мощности сигнала на выходе антенны в зависимости от угла прихода сигнала. По максимумам этой функции, называемой псевдоспектром, можно оценить, с какого направления поступает радиосигнал.

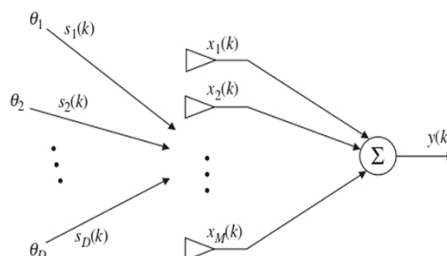


Рисунок 2. M -элементная антенная решётка с D поступающими сигналами

Существует достаточно большое количество подобных алгоритмов. Конкретно в данной статье рассматривается алгоритм MUSIC. Пусть имеется линейная антенная решётка, состоящая из M антенных элементов. Она принимает D независимых сигналов из D разных направлений с углами θ_D , как показано на рисунке 2. Здесь $S_D(k)$ – падающий сигнал, $X_M(k)$ – принятый сигнал с M -го антенного элемента, $y(k)$ – итоговый выходной сигнал. В итоге формула для выходного сигнала решётки имеет следующий вид:

$$y(k) = \bar{A} \cdot \bar{s}(k) + \bar{n}(k) \quad (2)$$

где $\bar{n}(k)$ – вектор шума; \bar{A} – матрица сканирующих векторов, рассчитываемая по следующей формуле:

$$\bar{A} = [\bar{q}(\theta_1) \bar{q}(\theta_2) \dots \bar{q}(\theta_D)] \quad (3)$$

где $\bar{q}(\theta_D)$ – это сканирующий вектор из M элементов для направления θ (представлена формула для линейной решётки):

$$\bar{q}(\theta) = [1 \quad e^{j\pi \sin \theta} \quad \dots \quad e^{j(M-1)\pi \sin \theta}] \quad (4)$$

Исходя из параметров выходного сигнала рассчитывается корреляционная матрица. Подробнее математические преобразования рассмотрены в [4, 5 с.169-202]. Корреляционную матрицу можно рассчитать по следующей формуле:

$$\bar{R}_{xx} = \bar{A}\bar{R}_{ss}\bar{A}^H + \bar{R}_{nn} \quad (5)$$

где \bar{R}_{ss} – корреляционная матрица источника. В случае, когда сигналы некоррелированы; \bar{R}_{ss} представляет собой диагональную матрицу; \bar{R}_{nn} – корреляционная матрица шумов.

Далее на основе корреляционной матрицы рассчитывается псевдоспектр. Ниже представлена формула для метода MUSIC [6]:

$$P_{MU}(\theta) = \frac{1}{|\bar{a}^H(\theta)\bar{E}_N\bar{E}_N^H\bar{a}(\theta)|} \quad (6)$$

где \bar{E}_N – это собственный вектор шумов; $\bar{a}(\theta)$ – матрица сканирующих векторов для всего диапазона пеленгации.

В представленных формулах учитывается сдвиг фаз в антенных элементах, вызванный формой антенной решётки. Однако при этом не учитывается взаимное влияния этих элементов. В связи с этим было решено составить модели алгоритмов таким образом, чтобы в них учитывался фактор взаимного влияния антенных элементов, а именно диаграммы направленности каждого элемента и матрицы S-параметров. В итоге формула для нахождения корреляционной матрицы принимает следующий вид:

$$\bar{R}_{xx} = (\bar{C}\bar{A}_{дн}) \cdot \bar{R}_{ss} \cdot (\bar{C}\bar{A}_{дн})^H + \bar{R}_{nn} \quad (7)$$

где \bar{C} – матрица взаимного влияния с учётом S-параметров, вида [7]:

$$C = \begin{bmatrix} S_{11} + (1 - |S_{11}|) & S_{12} & S_{13} \\ S_{21} & S_{22} + (1 - |S_{22}|) & S_{23} \\ S_{31} & S_{32} & S_{33} + (1 - |S_{33}|) \end{bmatrix} \quad (8)$$

$\bar{A}_{дн}$ – это матрица сканирующих векторов с учётом диаграммы направленности. Её значения рассчитываются по следующим формулам:

$$\bar{A}_{дн} = [\bar{q}_{дн}(\theta_1) \bar{q}_{дн}(\theta_2) \dots \bar{q}_{дн}(\theta_D)] \quad (9)$$

$$\bar{q}_{дн}(\theta) = [f(\theta) \quad f(\theta) \cdot e^{j\pi \sin \theta} \quad \dots \quad f(\theta) \cdot e^{j(M-1)\pi \sin \theta}] \quad (10)$$

где $f(\theta)$ – это значение диаграммы направленности в направлении угла θ .

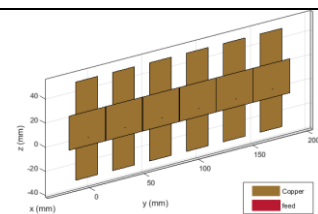
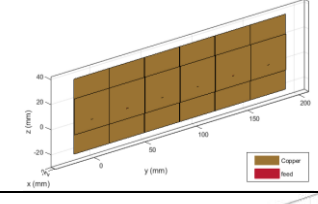
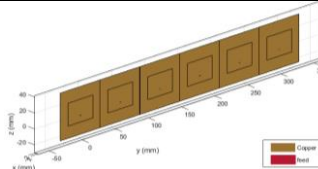
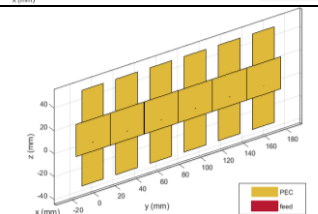
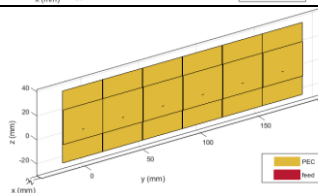
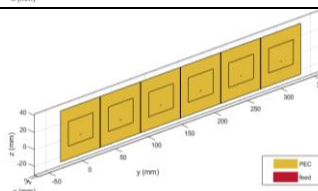
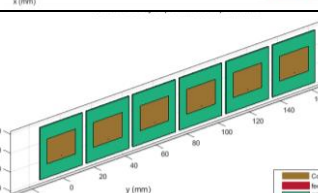
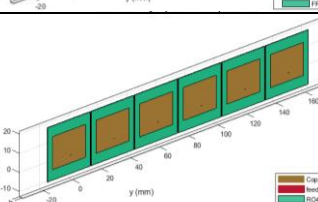
Моделирование антенных решёток

Для расчёта диаграмм направленности и матриц S-параметров было проведено моделирование антенных решёток согласно методу моментов. Моделирование проводилось согласно следующим параметрам:

- количество элементов решётки $M = 6$;
- тип антенных элементов – прямоугольные патч-антенны;
- частота принимаемого сигнала – 5 ГГц.

Все расчёты и моделирование проводилось в цифровом виде с помощью среды MATLAB и пакета Antenna Toolbox. Ниже представлены полученные модели и их характеристики (таблица 1)

Параметры моделей антенных решёток

Номер модели	Внешний вид	Описание	Материал антенн	Материал диэлектрика
1		ЛАР, элементы оптимизированы, K_u - 8,38 дБ, S_{11} -26 дБ на $f = 5$ ГГц	медь	воздух
2		ЛАР, элементы оптимизированы, K_u - 8,56 дБ, S_{11} -21 дБ на $f = 5$ ГГц	медь	воздух
3		ЛАР, элементы оптимизированы, K_u - 9,48 дБ, S_{11} -28 дБ на $f = 5$ ГГц	медь	воздух
4		ЛАР, элементы оптимизированы, K_u - 8,7 дБ, S_{11} -22 дБ на $f = 5$ ГГц	идеальный проводник	воздух
5		ЛАР, элементы оптимизированы, K_u - 9 дБ, S_{11} -21 дБ на $f = 5$ ГГц	идеальный проводник	воздух
6		ЛАР, элементы оптимизированы, K_u - 10 дБ, S_{11} -21 дБ на $f = 5$ ГГц	идеальный проводник	воздух
7		ЛАР, элементы оптимизированы, K_u - 1,8 дБ, S_{11} -11 дБ на $f = 5$ ГГц	медь	FR4
8		ЛАР, элементы оптимизированы, K_u - 4,8 дБ, S_{11} -17 дБ на $f = 5$ ГГц	медь	RO4730JXR

Моделирование алгоритма цифровой пеленгации

После всех дополнений, было проведено моделирование работы алгоритма цифровой пеленгации MUSIC. Были приняты следующие условия:

- Пеленгация осуществляется по азимуту в пределах от 0° до 180° , при значении угла места равном 0° ;
- На антенную решётку поступает два несвязанных между собой сигнала с углами места 0° и азимутами 80° и 100° соответственно.

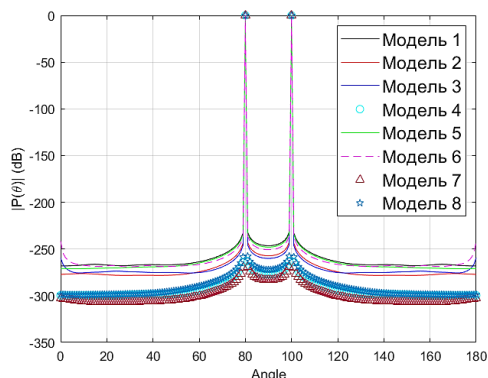


Рисунок 3. Результаты моделирования без учёта взаимного влияния антенных элементов

Первым делом было проведено моделирование без учёта взаимного влияния антенных элементов. Т.е. присутствует учёт диаграммы направленности отдельного элемента без учёта изменений, вносимых взаимным влиянием. На рисунке 3 представлены результаты моделирования. Далее было последовательно проведено три моделирования – с учётом только диаграмм направленности, с учётом только S-параметров и с учётом их обоих. Сделано это было с целью определить, что вносит больший вклад в искажение псевдоспектра. Результаты представлены на рисунках 4-6.

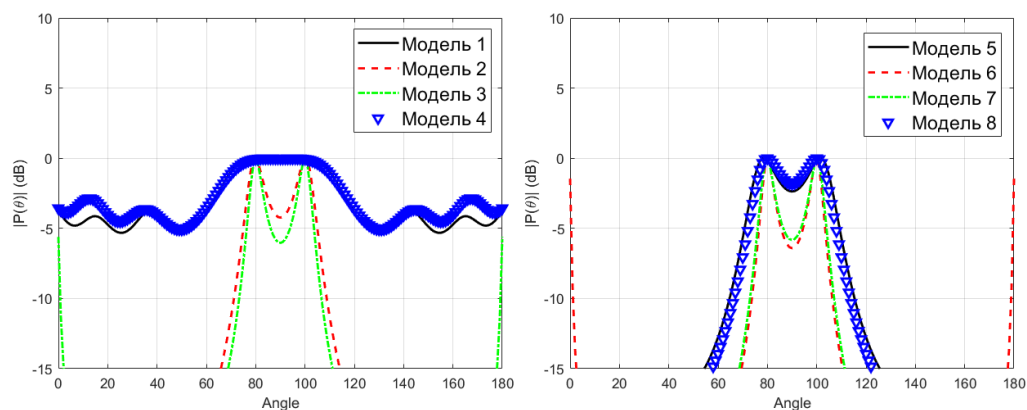


Рисунок 4. Результаты моделирования с учётом только диаграмм направленности

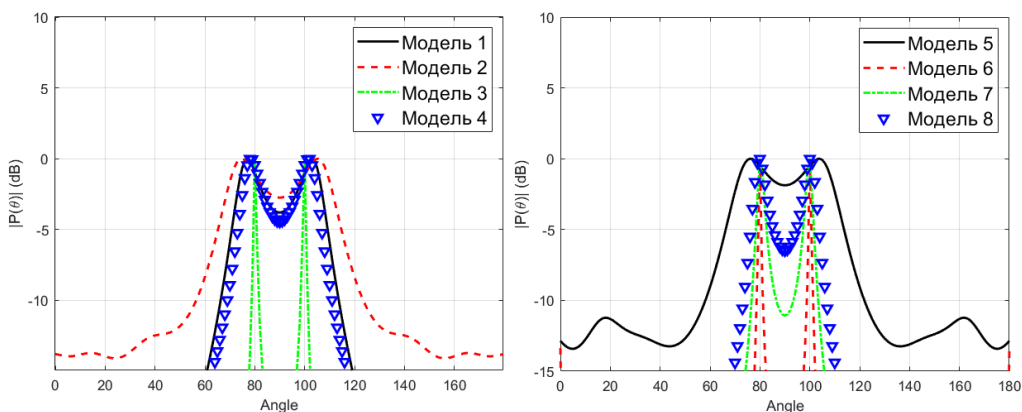


Рисунок 5. Результаты моделирования с учётом только S-параметров

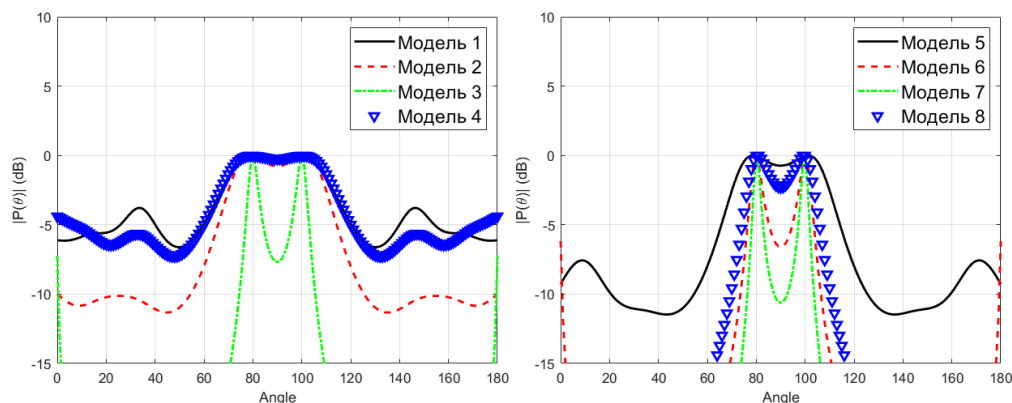


Рисунок 6. Результаты моделирования с учётом и диаграмм направленности, и S-параметров

Выводы

Рассмотрим полученные графики. Во-первых, учёт взаимного влияния продемонстрировал многократное падение разрешающей способности алгоритма. Во-вторых, наибольший вклад в искажения вносит фактор диаграмм направленности. Однако S-параметры частично компенсируют искажения. Это особенно видно для антенны Rect_FR4_S11_30_Gain_1_8.

Подводя итог, можно сделать вывод: для более приближенного к реальности моделирования алгоритмов цифровой пеленгации необходимо, чтобы в них учитывались особенности реальных антенных решёток, а именно взаимное влияние антенных элементов.

Исследование выполнено за счёт гранта Российского научного фонда № 23-21-00125, <https://rscf.ru/project/23-21-00125/>.

Литература

1. Phased Arrays for Radio Astronomy, Remote Sensing, and Satellite Communications / K. F. Warnick, R. Maaskant, M. V. Ivashina, D. B. Davidson, B. D. Jeffs. — Cambridge : Cambridge University Press, 2018. — 470 с.
2. A Review on Different Techniques of Mutual Coupling Reduction Between Elements of Any MIMO Antenna. Part 1: DGSs and Parasitic Structures / A. Kumar, A. Q. Ansari, B. K. Kanauji, J. Kishor, L. Matekovits. // Radio Science. — 2021. — № 56. — С. 1-25.
3. Davidson D.B., Warnick K.F. Contemporary Array Analysis Using Embedded Element Patterns // Antenna and Array Technologies for Future Wireless Ecosystems / под ред. Y. Jay Guo, R. W. Ziolkowski — Hoboken: Wiley-IEEE Press, 2018. — С. 285-303.
4. Оценка вероятности появления ложных пиков кольцевых и концентрических антенных решеток при радиопеленгации со сверхразрешением / Ю. Б. Нечаев, И. В. Пешков, Ю. О. Аальмуттар Атхеер, К. Д. Аль Хафаджи Сармад // Вестник Воронежского государственного университета. Серия: Системный анализ и информационные технологии. — 2016. — № 2. — С. 16-23.
5. Frank B. G. Smart Antennas for Wireless Communications: With MATLAB. - New York: McGraw-Hill Professional, 2005. — 288 с.
6. Schmidt, R. Multiple Emitter Location and Signal Parameter Estimation / R. Schmidt // IEEE Transactions on Antenna. Propagation. — 1986. — Vol. AP-34, №2. — С. 276-280.
7. Amado, J. Antenna coupling model in receiving mode / J. Amado, G. Fano. // 2016 IEEE Global Electromagnetic Compatibility Conference (GEMCCON). — 2016. — С. 1-5.

**MODELING OF THE MUSIC ANGLE-OF-ARRIVAL ESTIMATION ALGORITHM FOR
DIFFERENT TYPES OF LINEAR ANTENNA ARRAYS IN THE CENTIMETER RANGE,
TAKING INTO ACCOUNT THE MUTUAL COUPLING OF ANTENNA ELEMENTS**

Cand. Sc. (Phys. and Math.), Assoc. Prof. Peshkov I.V., Master's degree courses Zhigulin V.A.

Bunin Yelets State University

In this paper, a modified digital angle-of-arrival estimation algorithm is simulated for different antenna arrays. A brief description of the MUSIC algorithm is given. Methods of accounting for the mutual coupling of antenna elements are described. Several antenna arrays are modelled, their radiation patterns and S-parameter matrices are calculated. A comparative evaluation of the simulation results for different antenna arrays is carried out, the obtained pseudospectral graphs are presented.



ЗАДАЧА НАХОЖДЕНИЯ МИНИМАЛЬНО ДОСТАТОЧНЫХ МОЩНОСТЕЙ ПЕРЕДАТЧИКОВ В СОСТАВНОМ ДКМ РАДИОКАНАЛА ПРИ ЗАДАННЫХ ТРЕБОВАНИЯХ ПО ЕГО ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ И НАДЕЖНОСТИ И ЕЁ РЕШЕНИЯ

асп. Калач П.К.

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

В статье представлено решение задачи по определению минимально достаточных мощностей передатчиков в составном ДКМ радиоканала при заданных требованиях по его помехоустойчивости и надежности.

Рассматривается составной декаметровый канал радиосвязи между двумя абонентами, содержащий у абонента-источника (далее абонент А) радиопередающее устройство, далее пункт ретрансляции (ретранслятор Р), содержащий приемное и передающее устройства, а у абонента-получателя (абонент В) - приемное устройство (рисунок 1).

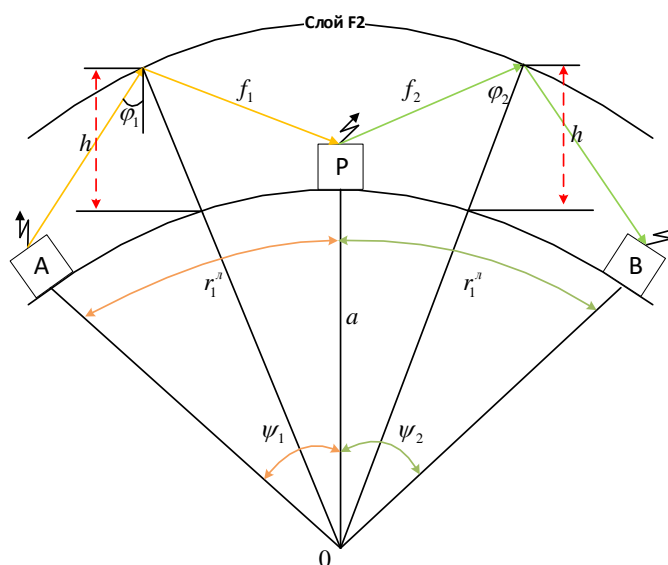


Рисунок 1. Составной декаметровый канал радиосвязи.

Таким образом, составной ДКМ канал представляет собой совокупность двух независимых каналов, помехоустойчивость и надежность каждого из которых определяется совокупностью его параметров. Следует отметить, что каждый из каналов работает с замираниями сигналов, вызванных многолучевостью распространения, при этом рассматривается случай наиболее сложных релейских замираний. Пусть по составному каналу, а следовательно, и по каждому отдельному каналу передается потоковая последовательность битов сообщения в виде двоичных ортогональных сигналов.

Согласно Финку [6] надежность ДКМ канала с замираниями характеризуется коэффициентом исправного действия (КИД), который зависит, от медианной мощности и мощности, обеспечивающей заданный уровень помехоустойчивости по вероятности битовой ошибки Вероятность битовой ошибки в одном отдельном канале при медианном значении отношения С/П находится согласно выражению:

$$P_b^{mp} = \frac{1}{2 + 2\bar{Z}(f)} \quad (1)$$

где,

P_b^{mp} - требуемая вероятность битовой ошибки, вытекающая из заданной помехоустойчивости;

$\bar{Z}(f)$ - медианное отношение С/П на входе ПРМ, зависящее от рабочей частоты и описываемое выражением вида:

$$\bar{Z}(f) = 20 \lg \left(\frac{\bar{E}_c(f)}{\bar{E}_n(f)} \right) \quad (2)$$

где:

\bar{E}_c и \bar{E}_n – медианные напряженности поля сигнала и естественных шумов в точке приема.

Отметим, что при медианном значении отношения С/П КИД ДКМ канала 0,5 при вероятности битовой ошибки, определяемой выражением (1)[1].

Для увеличения КИД ДКМ канала до требуемого значения K^{TP} необходимо увеличить текущее отношение С/П (по отношению к \bar{Z}) на величину $Z_{дон}$, которая находится из выражения $Z_{дон} = \frac{1 - P_b^{mp}}{2P_b^{mp}}$ и представляет собой допустимое превышение С/П на входе ПРМ.

Коэффициент исправного действия ДКМ канала находится численно по интегралу Лапласа[1]:

$$K = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^{\frac{\bar{Z} - Z_{дон}}{\sigma}} e^{-\frac{t^2}{2}} dt \quad (3)$$

где:

σ -среднеквадратическое отклонение (СКО) превышения С/П при замираниях сигналов и помех.

Соответственно для расчета вероятности битовой ошибки и надежности ДКМ канала необходимо найти среднее отношения С/П $\bar{Z}(f)$, что в свою очередь подразумевает нахождение медианных значений напряженности поля сигнала и помех \bar{E}_c и \bar{E}_n .

Порядок расчета медианного значения напряженности поля сигнала \bar{E}_c таков [4]:

Из рисунка 1 следует, что абонент А излучает сигнал на оптимальной рабочей частоте (ОРЧ) f . Для нахождения ОРЧ необходимо рассчитать максимальную применимую частоту (МПЧ) согласно следующей общей последовательности действий:

- для заданной длины трассы r^n определяем угол падения ионосферной волны φ на слой ионосферы F2 из выражения:

$$\operatorname{tg} \varphi = \frac{\sin \psi}{1 - \cos \psi + h/a} \quad (4)$$

где $\psi = \frac{r_{\text{Л}}}{222,4}$ – угловое расстояние от центра Земли между точками передачи и приема;

a – радиус Земли (6371 км);

h – действующая высота слоя F2.

- по графикам суточного хода критических частот для слоя F2, из прогноза на месяц, определяем частоту $f_0^{F_2}$.

- рассчитываем МПЧ слоя F2 для заданного расстояния между точками передачи и приема r^n :

$$f_{\text{мпч}}^{F_2} = f_0^{F_2} \sec \varphi \quad (5)$$

Рассчитанные значения МПЧ обеспечивают отражение ионосферной волны в 50% времени (медианные значения МПЧ). Для увеличения надежности отражения рабочую частоту уменьшают. Установлено, что для обеспечения отражения в 90% времени МПЧ для слоя F2 необходимо уменьшить на 15% [2]:

$$f_{\text{орч}}^{F_2} = 0,85 f_{\text{мпч}}^{F_2} \quad (6)$$

Для расчета надежности радиоканала и определения вероятности битовой ошибки необходимо определить медианное значение напряженности поля ионосферной волны в точке приема. Существующие методы расчета напряженности поля ионосферной волны являются приближенными. В инженерной практике наибольшее распространение получил метод А.Н.Казанцева [2], используемый для определения медианного значения напряженности поля ионосферной волны на трассах, проходящих в средних широтах.

Исходное выражение для определения действующего значения напряженности поля ионосферной волны по методу Казанцева имеет вид:

$$E = \frac{\sqrt{30P_1G_1}}{r_n} \frac{1}{2} \frac{1+|\dot{R}|}{2} |\dot{R}|^{(n-1)} e^{-\Gamma} \quad (7)$$

где:

P – мощность, подводимая к антенне;

G – коэффициент усиления передающей антенны;

r_n – расстояние, проходимое волной по основному лучу (по ломаной линии) между точками передачи и приема;

$|\dot{R}|$ – модуль коэффициента отражения от Земли;

n – число отражений от ионосферы;

Γ – интегральный коэффициент поглощения в ионосфере.

Значение r_n определяется из выражения

$$r_n = \sqrt{r^2 + (2nh)^2} \quad (8)$$

Множитель $\frac{1}{2}$ в (7) характеризует уменьшение мощности, переносимой волной, на 6 дБ. Из них 3 дБ обусловлены расщеплением волны в ионосфере на обыкновенную и необыкновенную (необыкновенная волна интенсивно поглощается в ионосфере, и поэтому полагают, что в пункт приема приходит только обыкновенная волна). Другие 3 дБ обусловлены поляризационным рассогласованием (волна после отражения от ионосферы в общем случае приобретает эллиптическую поляризацию, а используемые на практике приемные антенны имеют линейную поляризацию).

Множитель $\frac{1+|\dot{R}|}{2}$ учитывает факт сложения полей прямой и отраженной от Земли волн в точке приема.

При расчетах полагают $|\dot{R}| = 0,8$.

Следующий множитель $|\dot{R}|^{(n-1)}$ учитывает потери, возникающие при отражении от Земли в случае многоскачкового распространения.

Последний множитель $e^{-\Gamma}$ характеризует поглощение волны, распространяющейся в ионосфере.

Коэффициент поглощения волны в ионосфере Γ определяется путем суммирования поглощений во всех слоях, через которые проходит радиоволна.

А.Н.Казанцев установил, что поглощение в слоях ионосферы можно выразить через критические частоты слоя E. В простейшем случае коэффициент поглощения определяется при отражении от слоя F₂ днем из равенства

$$\Gamma = \frac{5,9(f_0^E)^2 \sec \varphi}{(f + f_L)^2} + 0,02 f^2 \cos^3 \varphi \quad (9)$$

где:

f – рабочая частота, выраженная в МГц;

$f_L = 0,8$ МГц – частота продольного гироманнитного резонанса.

При отражении от слоя F₂ ночью:

$$\Gamma = \frac{2,5(f_0^E)^2 \sec \varphi}{(f + f_L)^2} + 0,02 f^2 \cos^3 \varphi \quad (10)$$

Порядок расчета медианного значения напряженности поля сигнала \bar{E}_n таков:

В ДКМ диапазоне обычно определяются средние значения напряженности поля атмосферных $\bar{E}_{атм}$, промышленных $\bar{E}_{пр}$ и галактических $\bar{E}_{гал}$ помех (шумов), поскольку они соизмеримы по величине и существенно превосходят помехи других типов [1, 2]. Частотная зависимость медианного (среднего)

значения суммарной напряженности поля помех $\bar{E}_n(f)$ определяется не простым суммированием напряженности поля каждого вида помех, а более сложной комбинацией их значений. В соответствии с рекомендациями МСЭ [4] для коротких вертикальных несимметричных вибраторов над идеально плоской земной поверхностью суммарная напряженность поля помех определяется как

$$\bar{E}_n(f) = F_a(f) + 20 \lg f + 10 \lg B - 95,5 \quad (11)$$

где F_a – коэффициент внешнего шума (дБ),

f – рабочая частота (МГц),

B – ширина полосы пропускания приемника (Гц).

Величина F_a распределяется по обе стороны от медианного значения F_{am} согласно полунормальному распределению [4]. Медианное значение коэффициента внешнего шума F_{am} и стандартное отклонение σ_T зависят от выбора рабочей частоты f , координат приемника, даты и времени суток организации радиосвязи и в соответствии с рекомендациями МСЭ [9] определяется согласно выражению

$$F_a = c \left(\ln(a_T) - \frac{\sigma_T^2}{2c^2} \right) \text{ (дБ)} \quad (12)$$

где:

$$\sigma_T = c \cdot \sqrt{\ln \left(1 + \frac{\beta_T}{\alpha_T^2} \right)} \text{ (дБ)},$$

$$c = \frac{10}{\ln 10} = 4,343$$

$$\alpha_T = \sum_{i=1}^n \alpha_i = \sum_{i=1}^n \exp \left(\frac{F_{ami}}{c} + \frac{\sigma_i^2}{2c^2} \right) \text{ (Вт)}$$

$$\beta_T = \sum_{i=1}^n \alpha_i^2 \left(\exp \left(\frac{\sigma_i^2}{c^2} \right) - 1 \right) \text{ (Вт}^2\text{)}$$

Здесь F_{ami} – медианное значение мощности помех от различных ($i=1\dots3$) источников (F_{ama} – атмосферных, F_{amp} – промышленных, F_{amg} – галактических), выраженное в дБ, σ_i – стандартное отклонение для каждого источника помех (σ_{Fama} , σ_{Famp} , σ_{Famg}), выраженное в дБ.

Таким образом, порядок определения зависимости среднего значения суммарной напряженности поля помех \bar{E}_n и надежности связи K от выбора рабочей частоты f в различные времена года должна включать несколько основных этапов:

- определение в различные сезоны года частотной зависимости медианного значения F_{ami} и стандартного отклонения σ_i мощности различных ($i=1..3$) типов помех (шумов): атмосферных (F_{ama} , σ_{Fama}), промышленных (F_{amp} , σ_{Famp}) и галактических (F_{amg} , σ_{Famg});

- определение частотной зависимости медианного значения коэффициента внешнего шума $F_a(f)$ в различные сезоны года;

- определение частотной зависимости среднего значения суммарной напряженности поля помех $\bar{E}_n(f)$ в различные сезоны года;

- определение частотной зависимости надежности K ДКМ радиосвязи в различные сезоны года.

Таким образом, в соответствии с выражениями (1-12) можно рассчитать медианное значение отношения С/Ш, обеспечивающее заданный КИД K^{TP} декаметрового радиосвязи при заданной P_b^{mp} .

КИД составного ДКМ канала рисунка 1 в следствие независимости двух отдельных ДКМ каналов будет находиться так:

$$K_1 \cdot K_2 \geq K^{TP} \quad (13)$$

где:

K_1 и K_2 - КИД первого и второго канала соответственно.

Отметим еще раз, что основным параметром, влияющим на величины K_1 и K_2 , являются мощности передатчиков P_1 и P_2 соответственно.

При разных протяженностях первого и второго ДКМ каналов $r_n^1 < (>) r_n^2$ возникает оптимизационная задача по нахождению минимальной суммы мощностей составного ДКМ канала, обеспечивающих заданную помехоустойчивость при фиксированном КИД составного ДКМ канала:

$$F(P) = P_1 + P_2 \rightarrow \min \quad (14)$$

с учетом ограничений по надежности $g(P) = K_1 \cdot K_2 \geq K^{TP}$.

Одним из адекватных методов решения поставленной задач является метод множителей Лагранжа.[3] Данный метод заключается в переходе от задачи с ограничениями к задаче на безусловный экстремум функции Лагранжа:

$$F(x_1 \dots x_n, \lambda_1 \dots \lambda_m) = W(x_1 \dots x_n) + \sum_{i=1}^m \lambda_i \varphi_i \quad (15)$$

где:

$\lambda_1 \dots \lambda_m$ - переменные, характеризующие чувствительность целевой функции $W(x_1 \dots x_n)$ к изменениям соответствующего ограничения;

φ_i - предъявляемые ограничения.

Тогда в соответствии с (13-15) задача оптимизации имеет вид:

$$\begin{cases} F(P) = P_1 + P_2 \rightarrow \min \\ \varphi(P) = K_1(P_1) \cdot K_2(P_2) \geq K^{TP} \end{cases} \quad (16)$$

На основании (15) составляется вспомогательная функция Лагранжа:

$$L(P, \lambda) = P_1 + P_2 + \lambda (K_1(P_1) \cdot K_2(P_2) - K^{TP}) \quad (17)$$

Необходимым условием экстремума функции Лагранжа является равенство нулю ее частных производных по переменным P_i и неопределенному множителю λ .

Тогда получается следующая система:

$$\begin{cases} \frac{\partial L(P, \lambda)}{\partial P_1} = 1 + \lambda K_1'(P_1) K_2(P_2) = 0 \\ \frac{\partial L(P, \lambda)}{\partial P_2} = 1 + \lambda K_2'(P_2) K_1(P_1) = 0 \\ \frac{\partial L(P, \lambda)}{\partial \lambda} = K_2(P_2) K_1(P_1) - K^{TP} = 0 \end{cases} \quad (18)$$

Выразив из первого и второго уравнений $K_1(P_1)$ и $K_2(P_2)$, получим:

$$\begin{aligned} K_1(P_1) &= -\frac{1}{\lambda K_2'(P_2)} \\ K_2(P_2) &= -\frac{1}{\lambda K_1'(P_1)} \end{aligned} \quad (19)$$

Подставляя полученные значения (19) в третье уравнение, получим:

$$\frac{1}{\lambda^2 K_1'(P_1) K_2'(P_2)} - K^{TP} = 0 \quad (20)$$

Найдем производные $K_1'(P_1)$ и $K_2'(P_2)$ представляющие собой функции Лапласа по $F(P)$:

$$K_1'(P_1) = e^{-\frac{F(P_1)^2}{2}} \quad (21)$$

$$K_2'(P_2) = e^{-\frac{F(P_2)^2}{2}}$$

Тогда выражение (20) примет вид:

$$e^{-\frac{F(P_1)^2}{2}} \cdot e^{-\frac{F(P_2)^2}{2}} = \frac{1}{\lambda^2 K^{TP}} \quad (22)$$

Прологарифмировав выражение (9) и осуществив преобразование, имеем:

$$P_1^2 + P_2^2 = 2 \ln \lambda^2 K^{TP} \quad (23)$$

Из выражения (23), следует, что множитель Лагранжа остался неопределенным, давая понять, что данная задача оптимизации не может быть решена выбранным методом.

В качестве альтернативного варианта для решения указанной оптимизационной задачи является численный метод в соответствии со следующим порядком:

- зададим массив, элементами которого является допустимая излучаемая мощность передатчика с шагом в 1 Вт:

$$W = \{1, 2, 3 \dots n\} \quad (24)$$

где:

n - максимальная мощность передатчика.

- составим два массива (по количеству ДКМ каналов) размерностью $1 \times n$

где:

$$n = \frac{1}{s} \quad (s \text{ - требуемая точность расчета, } s < 0.1).$$

- сформируем массив для абонента A , заполняя его значениями необходимой излучаемой мощности передатчика из массива W (т.е. выполняется бинарный поиск подходящего значения мощности передатчика в зависимости от требуемого значения КИД в соответствии с выражениями (3,7):

$$A = \{P_{11}(K_{11}), P_{12}(K_{12}), P_{13}(K_{13}), \dots, P_{1n}(K_{1n})\} \text{ при } K_1 \in [K^{TP} \dots 1] \text{ с шагом } s$$

- сформируем массив для ретранслятора P заполняя его значениями необходимой излучаемой мощности в зависимости от требуемого значения КИД:

$$P = \{P_{21}(K_{21}), P_{22}(K_{22}), P_{23}(K_{23}), \dots, P_{2n}(K_{2n})\} \text{ при } K_2 \in [1 \dots K^{TP}] \text{ с шагом } s$$

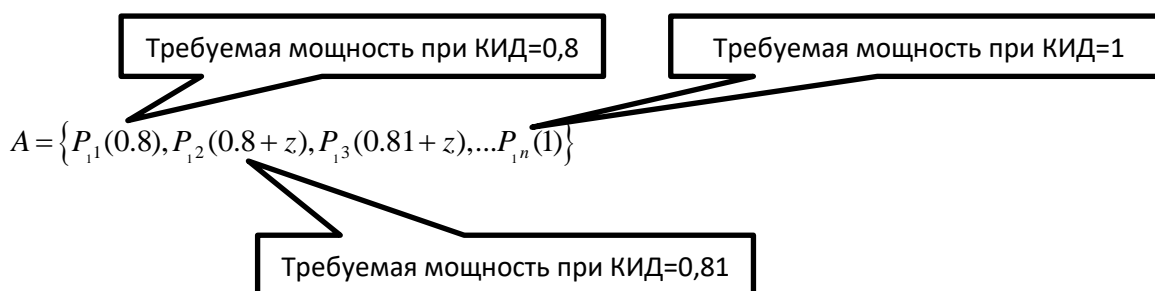
Ключевое правило заполнения массивов основывается на перекрёстном расчете мощностей в зависимости от требуемого значения КИД, т.е. если $K_1 \in [K^{TP} \dots 1]$, то $K_2 \in [1 \dots K^{TP}]$ должен принадлежать массиву с реверсным интервалом для выполнения требований по K^{TP} , вытекающее из (13).

Полученные значения массивов A и P суммируем между собой и находим наименьший элемент в суммарном массиве, тем самым определим минимально достаточные мощности передачи для A и P , а также коэффициенты надежности в условиях заданных ограничений по надежности составного ДКМ канала.

Пример:

Пусть требуемая точность расчета $s = 0.01$, а требуемое значение КИД $K^{TP} = 0,8$. Тогда $n = \frac{1}{s} = 100$.

Сформируем первый массив A :



Сформируем второй массив P , но с уже обратными (реверсными) границами интервала $K_2 \in [1 \dots K^{TP}]$:

$$P = \{P_{2_1}(1), P_{2_2}(1-z), P_{2_3}(0.99-z), \dots, P_{2_n}(0.8)\}$$

На заключительном этапе проводим суммирование двух массивов мощностей находим минимальный элемент массива.

$$\arg \min(A + P)$$

Определив минимальное значение мощностей передачи, определяем общую вероятность битовой ошибки в составном ДКМ канале согласно выражению [1]:

$$P_{\text{общ}} = p_1 + p_2 - 2p_1p_2. \quad (25)$$

где:

p_1 и p_2 - вероятность битовой ошибки первого и второго участков составного ДКМ радиоканала соответственно.

Следует отметить, что численный метод оптимизации основывается на направленном переборе вариантов, базирующемся на бинарном переборе элементов массива. Последнее обеспечивает существенное сокращение числа итераций, в частности приведенного примера полный перебор требует итераций (n), а предложенный вариант $\log_2(n)$.

Таким образом, с помощью численного метода определена минимально достаточная сумма мощностей составного ДКМ канал в условиях ограничения по надёжности радиосвязи, а также общая вероятность битовой ошибки.

Литература

1. Военная техника радиосвязи. / К.Н. Попов, В.Ф. Пивоваров Н.П. Скрипник – Военное издательство МО СССР, 1982. -100с.
2. Основы энергетического расчета радиоканалов / В.А. Мешалкин, Б.В. Сосунов – ВАС, 1991. -107с.
3. Методы оптимизации в примерах и задачах / А.В. Пантелеев, Т.А. Летова– М.:Высш. шк. 2005-544с.
4. Рекомендации МСЭ-R P.372-12. Радиосумм // Международный союз электросвязи. Серия Р. Распространение радиоволн [Электронный ресурс] URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.372-12-201507-S!!PDF-R.pdf (дата обращения: 15.03.2023).
5. Фабрицио Джузеппе А. Высокочастотный загоризонтный радар: основополагающие принципы, обработка сигналов и практическое применение. – М.: Техносфера, 2018. – 936с.
6. Финк, Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов. радио, 1972. – 720 с.

THE PROBLEM OF FINDING THE MINIMUM SUFFICIENT POWER OF TRANSMITTERS IN A COMPOSITE DKM RADIO CHANNEL UNDER SPECIFIED REQUIREMENTS FOR ITS NOISE IMMUNITY AND RELIABILITY AND ITS SOLUTIONS

Kalach P.K.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(с. Serpukhov, Moscow region)

The article presents a solution to the problem of determining the minimum sufficient transmitter powers in a composite DKM radio channel with given requirements for its noise immunity and reliability.



ИЗМЕРЕНИЕ ТЕПЛОВОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ПЕРЕХОД-КОРПУС ИНТЕГРАЛЬНЫХ СВЧ-УСИЛИТЕЛЕЙ НА ГЕТЕРОБИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

д.т.н., проф. Сергеев В. А.¹, д.т.н., проф. Смирнов В. И.^{1,2},
к.т.н. Гавриков А.А.¹

¹Ульяновский филиал Института радиотехники и электроники
им. В.А. Котельникова Российской академии наук,
²Ульяновский государственный технический университет,

Представлен краткий анализ методов и особенностей измерения тепловых параметров интегральных СВЧ-усилителей на биполярных (БТ) и гетеробиполярных транзисторах (ГБТ). Описаны метод измерения тепловых параметров усилителя по ОСТ 11 0944-96 и оригинальный модуляционный метод, реализованные в разработанном авторами аппаратно-программном комплексе. В обоих методах температура активной области кристаллов ГБТ определяется по изменению некоторого температурочувствительного параметра ГБТ при их разогреве импульсной мощностью. Приведены результаты сравнительных измерений теплового сопротивления переход-корпус интегральных СВЧ-усилителей (усилительных каскадов) на InGaP/GaP ГБТ. Показано, что результаты измерения теплового сопротивления переход-корпус интегральных СВЧ-усилителей обоими методами хорошо согласуются между собой. Установлено что с ростом греющего тока происходит уменьшение теплового сопротивления, что может быть обусловлено выравниванием токораспределения в структуре ГБТ при нагреве.

Ключевые слова: интегральные СВЧ-усилители мощности, гетеробиполярные транзисторы, тепловые параметры, измерение, модуляционный метод

СВЧ-усилители мощности на гетеробиполярных транзисторах (ГБТ) находят широкое применение в различных радиоэлектронных системах, работающих в S- и L-диапазонах [1, 2]. Одной из ключевых проблем для этого класса приборов является отвод тепла от кристаллов, поскольку коэффициент полезного действия СВЧ-усилителей мощности существенно меньше единицы [1, 2]. При этом реальные тепловые параметры модулей СВЧ-усилители мощности могут существенно отличаться от расчетных, поэтому необходим контроль их тепловых параметров как на предприятиях-изготовителях, так и на входном контроле предприятий-производителей радиоэлектронной аппаратуры с использованием таких устройств.

Для контроля тепловых параметров СВЧ-усилители мощности используют методы ИК-термометрии [3, 4], рамановской термометрии [5], или спектроскопии фотопроводимости [6]. Эти методы, очевидно, непригодны для полностью готовых изделий в закрытых корпусах.

Цель данной работы заключалась в апробации методов косвенного измерения тепловых параметров интегральных СВЧ-усилителей мощности на ГБТ стандартным и модуляционным методом при различных токах и в анализе полученных зависимостей.

Методы измерения теплового сопротивления интегральных СВЧ-усилителей

Тепловые свойства полупроводниковых приборов принято характеризовать тепловым сопротивлением «переход-корпус» $R_{Тп-к}$, определяемым как отношение приращения температуры ΔT_j p - n -перехода ГБТ к рассеиваемой в нем тепловой мощности:

$$R_{Тп-к} = \frac{T_n - T_k}{P} = \frac{\Delta T_n}{P},$$

где T_n – температура p - n -перехода транзистора, входящего в состав усилителя; T_k – фиксированная температура корпуса; P – мощность, рассеиваемая в усилителе.

Согласно ОСТ 11 0944-96 [7] для БТ и ГБТ используют импульсный режим разогрева объекта измерения, включенного по схеме с общей базой. Температура перехода T_n определяется в паузах между импульсами греющего тока $I_{гр}$ путем измерения температурочувствительного параметра (ТЧП), линейно зависящего от температуры перехода T_n . В качестве ТЧП для БТ и ГБТ используют прямое напряжение $U_{ЭБ}$ на эмиттерном переходе при протекании через него фиксированного измерительного тока. Погрешность измерения теплового сопротивления данным методом по оценкам [7] составляет более 12% с доверительной вероятностью 0,95. Одной из причин этого является переходный электрический процесс, возникающий при переключении БТ и ГБТ из режима разогрева в режим измерения ТЧП [8]. Другой причиной является неопределенность задания длительности греющих импульсов, которая согласно стандарту [7] должна в 3–5 раз превышать тепловую постоянную «переход-корпус» $\tau_{п-к}$, но методики измерения $\tau_{п-к}$ в стандарте не представлено.

Устранить эти недостатки позволяет модуляционный метод с нагревом объекта импульсами греющего тока, длительность которых изменяется по гармоническому закону [9]:

$$\tau(t) = \tau_{cp}(1 + a \cdot \sin 2\pi ft),$$

где τ_{cp} – средняя длительность импульсов; a, f – коэффициент и частота модуляции греющей мощности. Модуляция греющей мощности вызывает синусоидальные колебания средней за период температуры перехода T_n , со сдвигом φ по фазе относительно переменной мощности

$$T_n(t) = T_{n0} + T_m \cdot \sin(2\pi ft - \varphi),$$

где T_0 – постоянная составляющая температуры перехода; T_m – амплитуда переменной составляющей температуры перехода на частоте модуляции f .

Тепловой импеданс определяется как отношение амплитуд переменных составляющих температуры перехода и греющей мощности. Зависимость теплового импеданса от частоты модуляции греющей мощности имеет особенности в виде пологих участков и точек перегиба, определяемых компонентами теплового сопротивления объекта [10]. Модуляционный метод по сравнению со стандартным методом имеет ряд преимуществ [11]: он позволяет измерять компоненты теплового сопротивления, и в этом методе существенно снижены требования по поддержанию температуры корпуса объекта постоянной. Оба метода реализованы в аппаратно-программном комплексе, включающем в себя микропроцессорный измеритель теплового сопротивления, компьютер и специализированное программное обеспечение [11].

Измерение теплового сопротивления СВЧ-усилителя стандартным методом

Объектами исследования являлись СВЧ усилители на основе InGaP/GaP ГБТ типа MMG3003NT1 с предельной частотой 3,6 ГГц и максимальный ток 400 мА [12] и типа MMG3014NT1 с предельной частотой 4 ГГц и максимальным рабочим током 300 мА [13].

При измерениях объект подключался к источнику греющих импульсов по схеме с общей базой. Разогрев осуществлялся серией импульсов греющего тока, протекающих по цепи «коллектор-эмиттер». ТЧП, в качестве которого использовалось напряжения $U_{эб}$, измерялось с временной задержкой относительно окончания каждого импульса 40 мкс. Температурный коэффициент прямого падения напряжения измерялся стандартным методом и для ГБТ MMG3014 равен – 1,78 мВ/К, для ГБТ MMG3003 – 1.4 мВ/К

Для определения оптимальной длительности импульсов греющего тока вначале измерялась переходная тепловая характеристика (ПТХ) путем пропускания импульсов греющего тока, с изменением длительности от 1 до 600 мс с постоянным по логарифмической шкале шагом 50 импульсов на декаду. Результаты измерения ПТХ представлены в верхнем окне на рисунке 1.

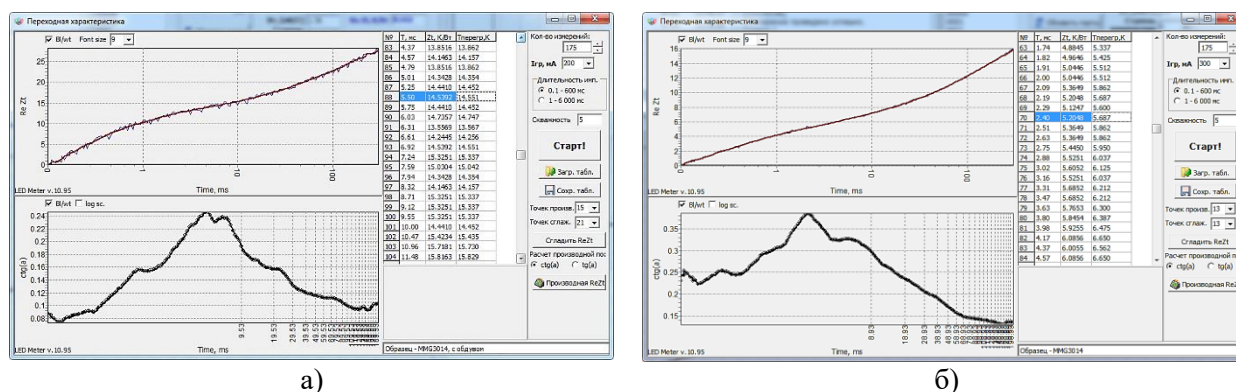


Рисунок 1. – Переходная тепловая характеристика (верхнее окно) и ее производная (нижнее окно) СВЧ усилителя на ГБТ MMG3014 (а) и на MMG3002 (б)

Выявление особенностей ПТХ производилось путем вычисления ее производной (нижнее окно на рисунке 1). Максимум графика в нижнем окне соответствует оптимальной длительности импульса, значение которой для ГБТ MMG3014 равно 5,6 мс, а для ГБТ MMG3002 – 2,4 мс; при этих длительностях импульсов и проводились измерения стандартным методом. Тепловое сопротивление $R_{Тп-к}$ определялось на основе вычисления разности температур кристалла до и после греющего импульса с последующим усреднением по всем импульсам. Результаты измерения при различных токах приведены в таблице 1.

Измерение теплового сопротивления модуляционным методом

В этом методе объект разогревается последовательностью импульсов греющего тока с заданным периодом следования и изменяющейся по гармоническому закону длительностью. Для определения $R_{Тп-к}$ измерялась зависимость вещественной части $Re Z_T(f)$ теплового импеданса от частоты модуляции греющей мощности f (верхнее окно на рисунке 2). Точка перегиба на зависимости $Re Z_T(f)$ определяется тепловым

СЕКЦИЯ № 1. Особенности распространение радиоволн; антенны и СВЧ-техника.

сопротивлением «переход-корпус» $R_{Тп-к}$. Для определения этой компоненты строился график зависимости обратной производной $Re Z_T(f)$ по частоте от $Re Z_T$ (нижнее окно на рисунке 2). Максимум на графике соответствует компоненте теплового сопротивления $R_{Тп-к}$.

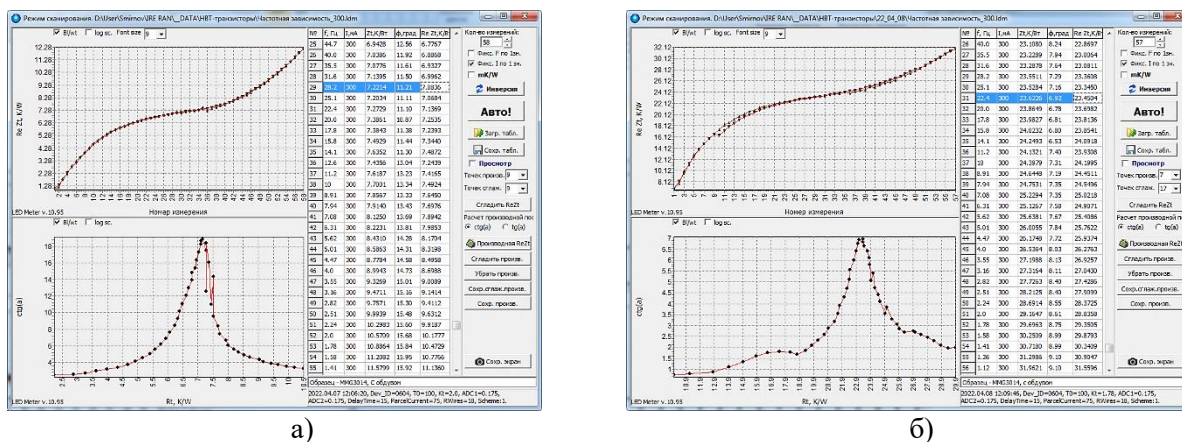


Рисунок 2. Частотная зависимость вещественной части $Re Z_T(f)$ теплового импеданса СВЧ усилителей на ГBT MMG3014 (а) и на MMG3002 (б)

Таблица 1

$I_{гр}, \text{ mA}$	$R_{Тп-к}, \text{ K/W}$			
	MMG3014		MMG3002	
	Метод по ОСТ 11 0944-96	Модуляционный метод	Метод по ОСТ 11 0944-96	Модуляционный метод
100	29,22	37,18	7,13	7,27
150	25,24	31,84	6,91	7,21
200	23,28	28,41	7,01	7,13
250	20,90	27,30	7,32	6,99
300	18,68	25,36	7,15	7,08

Результаты измерения теплового сопротивления $R_{Тп-к}$ обоими методами (таблица 1) хорошо согласуются между собой. При этом значения $R_{Тп-к}$ полученные модуляционным методом, несколько больше значений, полученных стандартным методом, что, вероятно, обусловлено погрешностью стандартного метода.

Кроме того из таблицы видно, что тепловое сопротивление $R_{Тп-к}$ СВЧ-усилителя на ГBT MMG3014 заметно уменьшается с увеличением амплитуды греющего тока. Тепловое сопротивление $R_{Тп-к}$ СВЧ-усилителя на ГBT MMG3014 с ростом амплитуды греющего тока уменьшается слабее. Одним из наиболее вероятных механизмов такого уменьшения является выравнивание токораспределения в структуре ГBT при нагреве [14]. Таким образом крутизна токовой зависимости $R_{Тп-к}$ может служить косвенным диагностическим параметром неоднородного токораспределения в структуре ГBT.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 22-29-01134, <https://rscf.ru/project/22-29-01134/>

Литература

1. Сечи Ф., Буджатти М. Мощные твердотельные СВЧ-усилители. Москва, Техносфера. 2015. 416 с.
2. Ретнюк В. Выбор технологии СВЧ-транзисторов для использования в усилителях мощности. СВЧ-электроника. 2018. № 2. С.4-6.
3. Сергеев В.А., Ходаков А.М., Тарасов Р.Г. Расчет и измерение тепловых параметров монолитных интегральных схем СВЧ-усилителей в составе выходных усилителей мощности X-диапазона. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 8. <http://jre.cplire.ru/jre/sep19/1/text.pdf>.
4. Mahalingam M., Mares E. Infrared temperature characterization of high power RF devices. 2001 IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest, 2001. V.3. P.2199-2202.

5. He J., Mehrotra V., Shaw M.C. Ultra-high resolution temperature measurement and thermal management of RF power devices using heat pipes. *11th International Symposium on Power Semiconductor Devices and ICs. ISPSD'99 Proceedings*. 1999. P.145-148.
6. Cinà L., Di Carlo A., Reale A. Thermal Model of High-Power Amplifiers Based on Time-Dependent Temperature Profiles Measured by Photoconductance. *IEEE Transactions on Electron Device*. 2018. V.65. №5. P.1739-1744.
7. ОСТ 11 0944-96 ОСТ 11 0944-96. Микросхемы интегральные и приборы полупроводниковые. Методы расчета, измерения и контроля теплового сопротивления. Москва, ГУП НИИ Пульсар. 1997. 110 с.
8. Blackburn D.L., Oettinger F.F. Transient Thermal Response Measurements of Power Transistors. *IEEE Transactions on Industrial Electronics. Control Instruments*. 1976. №2. P. 134-142.
9. Smirnov V.I., Sergeev V.A., Gavrikov A.A., Shorin A.M. Modulation method for measuring thermal impedance components of semiconductor devices. *Microelectronics Reliability*. 2018. V.80. P.205-212. <https://doi.org/10.1016/j.microrel.2017.11.024>
10. Смирнов В.И., Гавриков А.А., Шорин А.М. Метод измерения компонент теплового сопротивления полупроводниковых приборов и его практическая реализация. *Автоматизация процессов управления*. 2017. №2 (48). С. 98-105.
11. Смирнов В.И., Сергеев В.А., Гавриков А.А., Тарасов Р.Г. Сравнительный анализ методов измерения тепловых параметров интегральных СВЧ-усилителей мощности на биполярных транзисторах. *Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]*. 2022. №8. <https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.6.7>
12. Freescale Semiconductor Technical Data: Document Number: MMG3003NT1 Rev. 7, 3/2008 // <https://pdf1.alldatasheet.com/datasheet-pdf/view/162623/FREESCALE/MMG3003NT1.html>
13. Freescale Semiconductor Technical Data: Document Number: MMG3014NT1 Rev. 5, 3/2016. <https://datasheets.su/DS/NXP/MMG3014NT1.pdf>
14. Сергеев В.А., Ходаков А.М. Двухсекционная модель токораспределения в полосковых структурах биполярных и гетеробиполярных СВЧ транзисторов // *Радиотехника и электроника*. – 2022. – № 11. –С. 1146-1151. [10.31857/S0033849422110122](https://doi.org/10.31857/S0033849422110122)

MEASUREMENT OF JUNCTION-TO-CASE THERMAL RESISTANCE OF INTEGRATED MICROWAVE AMPLIFIERS ON HETEROBIPOLAR TRANSISTORS

Dr. Eng., Prof. Sergeev V. A.¹, Dr. Eng., Prof. Smirnov V. I.^{1,2},
Cand. Eng. Gavrikov A. A.¹

¹Ulyanovsk Branch of Kotel'nikov Institute of Radio-Engineering and Electronics
of Russian Academy of Sciences

²Ulyanovsk State Technical University

A brief analysis of methods and features of measuring thermal parameters of integrated microwave amplifiers on bipolar (BT) and heterobipolar transistors (HBT) is presented. The method of measuring the thermal parameters of the amplifier according to OST 11 0944-96 and the original modulation method implemented in the hardware and software complex developed by the authors are described. In both methods, the temperature of the active region of HBT crystals is determined by the change of a certain temperature-sensitive parameter (TSP) BT and HBT when heated by pulsed force. The results of comparative measurements of the thermal resistance of the junction-case of integrated microwave amplifiers (amplifier stages) on the InGaP/GaP HBT are presented.. It was shown that the results of measuring the thermal resistance of the junction-case of an integral microwave amplifier are in good agreement with both methods. It was found that with an increase in thermal current, the thermal resistance decreases, which may be caused by the equalization of the current distribution in the HBT structure during heating.



МНОГОЛУЧЕВАЯ АНТЕННА НА ОСНОВЕ МНОГОСЛОЙНОЙ ГЕОДЕЗИЧЕСКОЙ ЛИНЗЫ С ОСЕВОЙ СИММЕТРИЕЙ

асп. Чан Тиен Тханг

Московский физико-технический институт (Национальный исследовательский университет)

Предложена и исследована многолучевая антенна с полным азимутальным обзором на основе цилиндрической линзы с осевой симметрией в виде набора слоев, каждый из которых представляет собой металлодиэлектрическую геодезическую линзу с оболочкой. Цилиндрическая линза преобразует поля облучателей, расположенных на окружности с центром на оси симметрии в плоскости ее основания, в остронаправленные лучи в той же плоскости. Анализ многолучевой линзовой антенны с металлодиэлектрическими облучателями проведен путем численного моделирования методом конечных элементов.

Введение

В настоящее время возрос интерес к использованию многолучевых антенн на основе линз с центральной симметрией (линз Лüneбургa) в качестве антенн базовых станций мобильной связи [1-3]. Однако такие антенны не позволяют обеспечить полный азимутальный обзор (360°) из-за затенения апертуры облучающей системой.

В работе [4] получено решение задачи синтеза многослойной градиентной цилиндрической линзы с осевой симметрией, а в работе [5] предложена и исследована многолучевая антенна на базе такой линзы. Многолучевая антенна на основе многослойной цилиндрической линзы, каждый из слоев которой представляет собой планарную градиентную линзу с осевой симметрией, позволяет обеспечить полный азимутальный обзор (360°) в горизонтальной плоскости. В работе исследована реализация слоев линзы с радиальным градиентом диэлектрической проницаемости в виде набора диэлектрических колец переменного радиуса и переменной толщины. Период расположения колец в такой структуре должен быть менее половины длины волны, что может вызвать трудности при ее реализации в коротковолновой части миллиметрового диапазона.

Целью данной работы является синтез и анализ многолучевой антенны на основе цилиндрической линзы с осевой симметрией, каждый слой которой представляет собой геодезическую линзу.

1. Синтез многослойной цилиндрической линзы

Рассмотрим многолучевую антенну на основе цилиндрической линзы высотой H , состоящей из набора слоев с общими металлическими стенками, каждый из которых представляет собой осесимметричную геодезическую линзу с оболочкой (рисунок 1). Расстояния между кромками металлических идеальнопроводящих поверхностей, образующих геодезические линзы равны d . Каждая линза содержит слой диэлектрика, который примыкает к одной из металлических стенок. Геодезические линзы состоят из оболочки с толщиной диэлектрического слоя a_1 и центральной части с толщиной диэлектрического слоя a_0 . На окружности радиуса f в плоскости $z = d/2$ с центром на оси Z находятся фазовые центры металлодиэлектрических облучателей, оси которых расположены под углом к этой плоскости. Многослойная линза преобразует поля облучателей со сферическим фазовым фронтом в поля с плоским фронтом на выходе линзы.

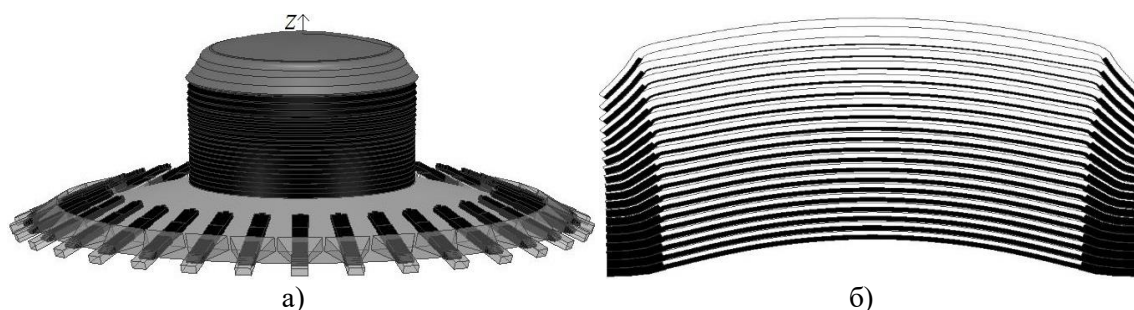


Рисунок 1. Цилиндрическая линзовая антенна: а) общий вид б) сечение линзы

Задача синтеза цилиндрической линзы состоит в нахождении профилей металлических поверхностей $z_i = f_i(r)$, образующих геодезические линзы и значений толщин слоев диэлектрика в оболочке и центральной части геодезических линз. Все размеры нормируются на радиус линзы r_0 , в связи с чем при решении задачи синтеза без ограничения общности будем полагать $r_0 = 1$.

Для анализа преломления и распространения волн внутри слоев используем приближение геометрической оптики. При падении поля облучателя на поверхность цилиндрической линзы сферическая волна преломляется гибридным образом (естественно и вынуждено), из-за чего нельзя использовать классический закон Снеллиуса. Для анализа преломления используем методику, описанную в работе [4]. Рассмотрим луч, падающий из точки F в точку A на поверхности линзы (рис.2). Из граничных условий для уравнений Максвелла следует, что касательные к поверхности линзы азимутальные компоненты волнового вектора падающей k и преломленной k_1 волны совпадают. Следовательно, для этих компонент волновых векторов в любой точке A на поверхности линзы справедливо соотношение

$$k_\varphi = \frac{f \sin \varphi}{|FA|} = k_{1\varphi} = n_1 \sin \psi_1, \quad (1)$$

где $|FA|^2 = f^2 + 1 - 2f \cos \varphi + H^2$, $n_1 = n(1)$ – коэффициент преломления (замедления) в оболочке. Из уравнения (1) следует

$$\sin \psi_1 = \frac{f \sin \varphi}{n_1 |FA|} = \frac{f \sin \varphi}{n_1 \sqrt{f^2 + 1 - 2f \cos \varphi + H^2}}.$$

Найденным лучам преломленной волны в трехмерной задаче соответствует падающее поле в двумерной задаче с углами падения $\psi(\varphi)$ в плоскости $z=H$ (рисунок 2). Используя закон Снеллиуса, находим:

$$\sin \psi = n_1 \sin \psi_1 = \frac{f \sin \varphi}{|FA|} = \frac{f \sin \varphi}{\sqrt{f^2 + 1 - 2f \cos \varphi + H^2}}.$$

Отсюда можно выразить φ через ψ :

$$\cos \varphi = \frac{1}{f} \left(h^2 + \sqrt{h^4 - h^2 - h^2 f^2 - h^2 H^2 + f^2} \right),$$

где $h = \sin \psi$.

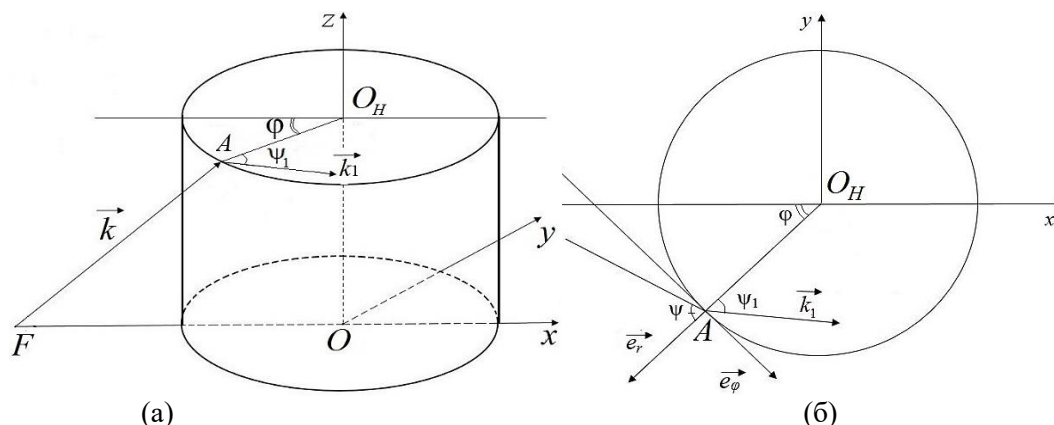


Рисунок 2. Геометрия лучей: а) трехмерная задача б) двумерная задача

Если двумерная задача синтеза геодезической линзы с осевой симметрией, формирующей линейный, ортогональный оси X фронт, для каждого слоя решена, то для синтеза трехмерной линзы, формирующей плоский фронт, достаточно приравнять эйконалы центральных лучей слоев.

Таким образом, трехмерная задача синтеза многослойной линзы сведена к решению набора задач синтеза геодезических линз, преобразующих заданный волновой фронт в линейный при условии равенства эйконалов центральных лучей в каждом слое.

В работе [6] получено решение задачи синтеза геодезической линзы с осевой симметрией и диэлектрическим заполнением, преобразующей цилиндрический волновой фронт – в произвольный. В силу принципа взаимности это решение остается справедливым и для задачи преобразования произвольного фронта в цилиндрический или, в предельном случае, в линейный. В нашем случае, в отличие от [6], из-за гибридного преломления апертура линзы используется не полностью. Рассмотрим задачу синтеза в случае неполного использования апертуры.

Уравнение луча в геодезической металло-диэлектрической линзе имеет вид [6]

$$d\varphi = \mp \frac{h}{r} \frac{l'(r)}{\sqrt{\rho(r)^2 - h^2}} dr \quad (2)$$

где $l'(r) = -\sqrt{1 + (dz/dr)^2}$, $\rho(r) = n(r)r$, $h = r_0 n_1 \sin \psi_1 = \sin \psi$ - лучевой параметр, являющийся инвариантом для каждого луча.

Из условия осевой симметрии для каждого луча (рис. 3) следует

$$\varphi + 2\Delta\varphi + 2\Delta\Phi + \psi = \pi. \quad (3)$$

Из уравнения (1) с учетом симметрии луча для углов $\Delta\varphi$, $\Delta\Phi$ можно записать

$$2\Delta\Phi = -2 \int_{r_{\min}}^a \frac{h}{r} \frac{l'(r)}{\sqrt{n_0^2 r^2 - h^2}} dr, \quad 2\Delta\varphi = -2 \int_a^1 \frac{h}{r} \frac{l'(r)}{\sqrt{n_1^2 r^2 - h^2}} dr, \quad (4)$$

где $r_{\min} = h/n_0$, n_1 и n_0 - коэффициенты преломления в оболочке и центральной части линзы, соответственно. Учитывая соотношения (4), уравнение (3) приводится к виду

$$\int_{r_{\min}}^a \frac{h}{r} \frac{l'(r) dr}{\sqrt{\rho^2(r) - h^2}} = -F(h), \quad 0 \leq h \leq A, \quad \rho(r) = n_0 r, \quad (5)$$

где $F(h) = \frac{\pi}{2} - \frac{1}{2} \arcsin h - \frac{\varphi(h)}{2} - F_a(h)$, $F_a(h) = \Delta\varphi = \int_a^1 \frac{h dr}{r \sqrt{n_1^2 r^2 - h^2}}$,

$$A = \sin \psi_0 = \frac{f \sin \varphi_0}{\sqrt{f^2 + 1 - 2f \cos \varphi_0 + H^2}}, \quad \varphi_0 = \frac{\pi}{3}.$$

Образующие оболочек геодезических линз, как и в работе [6], зададим в виде линейно-ломаных линий, которые описываются формулами: $z = z_{i-1} + C_i(r - r_{i-1})$, $r_i = r_0 - i\Delta r$, $\Delta r = (r_0 - r_N)/N$, $i = 1, \dots, N$, $r_N \leq r \leq r_0$, $r_N = a$. Ограничимся случаем $N=3$. С целью минимизации отражений угол наклона i -го участка $\alpha_i = \arctg((z_i - z_{i-1}) / (r_i - r_{i-1}))$ выбираем следующим образом: $\alpha_1 = \alpha/2$, $\alpha_2 = \alpha_1 + 10^0$, $\alpha_3 = \alpha_2 + 20^0$, где $\alpha = \arctg(H/(f - r_0))$ - угол падающего луча на слой, расположенный на высоте H . В этом случае выражение для $\Delta\varphi$ в (5) принимает вид:

$$\Delta\varphi = \sum_{i=1}^N k_i \left(\arcsin \frac{h}{n_i r_i} - \arcsin \frac{h}{n_i r_{i-1}} \right), \quad k_i = \sqrt{1 + C_i^2}.$$

В силу того, что функция $\rho(r) = n_0 r$ монотонная при $0 \leq r \leq a$, переменную интегрирования в (5) можно заменить на ρ . В результате, получим уравнение:

$$-\int_h^A \frac{h}{r(\rho)} \frac{l'(\rho) d\rho}{\sqrt{\rho^2 - h^2}} = F(h).$$

Разделив обе части последнего уравнения на $\sqrt{h^2 - \rho^2}$, интегрируя их по h от ρ до A и меняя порядок интегрирования в левой части, получаем

$$-\int_{\rho}^A \frac{l'(\rho) d\rho}{r(\rho)} = \frac{2}{\pi} \int_{\rho}^A \frac{F(h) dh}{\sqrt{h^2 - \rho^2}}.$$

Возвращаясь в левой части к переменной интегрирования r и проводя интегрирование правой части, получаем

$$-\int_r^a \frac{l'(r) dr}{r} = \ln \left[A + \sqrt{A^2 - \rho^2} \right] - \ln(\rho) + q\left(\frac{\rho}{A}, \frac{f}{A}\right) - q\left(\frac{\rho}{A}, \frac{1}{A}\right) + 2k_i \left(q\left(\frac{\rho}{A}, \frac{n_i r_{i-1}}{A}\right) - q\left(\frac{\rho}{A}, \frac{n_i r_i}{A}\right) \right) - \frac{1}{\pi} \int_{\rho}^A \frac{\varphi(h) dh}{\sqrt{h^2 - \rho^2}} \quad (6)$$

где $q\left(\frac{\rho}{A}, \frac{t}{A}\right) = \frac{1}{\pi} \int_{\rho}^A \frac{\arcsin(h/t)}{\sqrt{h^2 - \rho^2}} dh$.

Дифференцируя (6) по r , находим $l'(r)$

$$l'(r) = r \frac{d}{dr} \left[\ln \left[A + \sqrt{A^2 - \rho^2} \right] - \ln(\rho) - q\left(\frac{\rho}{A}, \frac{1}{A}\right) + \sum_{i=1}^N 2k_i \left(q\left(\frac{\rho}{A}, \frac{n_i r_{i-1}}{A}\right) - q\left(\frac{\rho}{A}, \frac{n_i r_i}{A}\right) \right) - \frac{1}{\pi} \int_{\rho}^A \frac{\varphi(h) dh}{\sqrt{h^2 - \rho^2}} \right] =$$

$$= r \frac{d\rho}{dr} \frac{d}{d\rho} \left[\ln \left[A + \sqrt{A^2 - \rho^2} \right] - \ln \rho - q\left(\frac{\rho}{A}, \frac{1}{A}\right) + \sum_{i=1}^N 2k_i \left(q\left(\frac{\rho}{A}, \frac{n_i r_{i-1}}{A}\right) - q\left(\frac{\rho}{A}, \frac{n_i r_i}{A}\right) \right) - \frac{1}{\pi} \int_{\rho}^A \frac{\varphi(h) dh}{\sqrt{h^2 - \rho^2}} \right] =$$

$$= \frac{1}{\pi} \left[\frac{-\pi n_0^2 r^2}{\sqrt{A^2 - n_0^2 r^2} \left(A + \sqrt{A^2 - n_0^2 r^2} \right)} - \pi - \arcsin \sqrt{\frac{A^2 - \rho^2}{1 - \rho^2}} - \frac{\arcsin A}{\sqrt{A^2 - \rho^2}} + \sum_{i=1}^N 2k_i \left(\arcsin \sqrt{\frac{A^2 - \rho^2}{n_1^2 r_{i-1}^2 - \rho^2}} - \frac{\arcsin(A/n_1^2 r_{i-1}^2)}{\sqrt{A^2 - \rho^2}} - \arcsin \sqrt{\frac{A^2 - \rho^2}{n_1^2 r_i^2 - \rho^2}} + \frac{\arcsin(A/n_1^2 r_i^2)}{\sqrt{A^2 - \rho^2}} \right) - r^2 n_0^2 \left[\frac{-\varphi(A)}{A\sqrt{A^2 - \rho^2}} + \int_{\rho}^A \frac{\varphi'(h)h - \varphi(h)}{\sqrt{h^2 - \rho^2}} dh \right] \right]. \quad (7)$$

где $\rho = n_0 r$, $\varphi(h) = \arccos \left(\frac{h^2 + \sqrt{h^4 - h^2 - f^2 h^2 - H^2 h^2 + f^2}}{f} \right)$.

При этом образующая центральной части геодезической линзы определяется уравнением

$$z(r) = \int_0^r \sqrt{l'(r)^2 - 1} dr, \quad 0 \leq r \leq a. \quad (8)$$

Отсюда следует, что при выборе параметров r_N, n_0, n_1 необходимо выполнение условия

$$|l'(r)| \geq 1, \quad 0 \leq r \leq a. \quad (9)$$

При синтезе линзы с неполным использованием апертуры необходимо, чтобы крайний луч с лучевым параметром $h=A$ удовлетворял условию: $\varphi(A) + 2\Delta\varphi + \arcsin A \leq \pi$, из которого с учетом выражения

$$\Delta\varphi = \sum_{i=1}^N k_i \left(\arcsin \left(\frac{A}{n_1 r_{i-1}} \right) - \arcsin \left(\frac{A}{n_1 r_i} \right) \right),$$

следует

$$a \geq \frac{A}{n_1 \sin \left(\frac{\pi}{2k_N} - \frac{1}{2k_N} \arcsin A + \frac{1}{k_N} \arcsin \frac{A}{n_1 r_{N-1}} + \sum_{i=1}^{N-1} \frac{k_i}{k_N} \left(\arcsin \frac{A}{n_1 r_{i-1}} - \arcsin \frac{A}{n_1 r_i} \right) - \frac{\varphi(A)}{2k_N} \right)}. \quad (10)$$

Зададим фокальное расстояние $f=2$, а высоту линзы $H_{\max}=1$. Для величины замедления в центральной части верхней линзы выберем минимальное значение ($n_0=1$). Тогда из условия касания крайнего луча границы центральной части линзы следует $r_N=a=A/n_0=A=\sin \psi_0$, а наименьшее значение коэффициента преломления в оболочке $n_1=1.2$. Проверка после нахождения $l'(r)$ показывает, что условия (9),(10) при этом выполнены, а эйконал центрального луча:

$$L_0 = \sqrt{(f-1)^2 + H_{\max}^2} + 2n_0 \int_0^a |l'(r)| dr + \sum_{i=1}^N 2n_1 \sqrt{(x_i - x_{i-1})^2 + (z_i - z_{i-1})^2} = 3.767.$$

Для нахождения параметров слоев будем использовать следующий алгоритм. Обозначим правую часть неравенства (10) $R(n_1)$ и ограничимся случаем строгого равенства, так как минимальное значение a соответствует наименьшему значению n_1 . С учетом соотношения $A=an_0$ получаем $n_0=A/R(n_1)$, после чего приравниваем эйконал центрального луча слоя эйконалу центрального луча верхнего слоя. В результате, получаем трансцендентное уравнение относительно n_1

$$L = \sqrt{(f-1)^2 + H^2} + 2n_0 \int_0^a |l'(r)| dr + \sum_{i=1}^N 2n_1 \sqrt{(x_i - x_{i-1})^2 + (z_i - z_{i-1})^2} = L_0, \quad (11)$$

при решении которого проверяем выполнение условия (9). В результате получаем набор геодезических линз с различной величиной замедления n_1 , при этом $n_0=A/a$, а величина a выбирается минимальной, удовлетворяющей условию (10).

2. Анализ многолучевой антенны на основе многослойной цилиндрической линзы.

Рассмотрим многолучевую антенну на основе многослойной цилиндрической линзы радиусом $r_0 = 50$ мм и фокальным расстоянием $f = 100$ мм (рис.1), каждая слой которой выполнен в виде геодезической линзы толщиной $d=2$ мм, частично заполненной слоем полистирола ($\epsilon_1=2.6$). Металло-диэлектрические рупорные облучатели с входным сечением $7,2 \times 3,4$ мм расположены вдоль радиальной координаты под углом 22.5 градусов к горизонтальной плоскости.

Зная величину замедления n_1 в оболочке и центральной части (n_0) геодезических линз, толщину диэлектрического слоя можно найти из дисперсионного уравнения для основной моды плоского металло-диэлектрического волновода [7]

$$\cos(k_z nd) = \cos(\chi_1 a) \cos(\chi_2 b) - \frac{1 + \kappa^2}{2\kappa} \sin(\chi_1 a) \sin(\chi_2 b) \quad (12)$$

где $\varepsilon_{\perp 0} = c\varepsilon_1 + (1-c)\varepsilon_2$, $\varepsilon_{\parallel 0} = (c/\varepsilon_1 + (1-c)/\varepsilon_2)^{-1}$, ε_1 – диэлектрическая проницаемость слоя, $\varepsilon_2 = 1$; $c = a/d$ – коэффициент заполнения, a – толщина диэлектрического слоя.

На рисунках 3а и 3б показаны результаты расчета методом конечных элементов в программной среде Ansys HFSS диаграмм направленности линзовой антенны из 23 слоев с одним облучателем на трех частотах в E и H плоскости, соответственно. На рисунках 4а и 4б показаны, соответственно, диаграммы направленности трех лучей в H -плоскости на частоте 30 ГГц и частотная зависимость КИПа линзовой антенны с 40 облучателями, полностью заполняющими фокальную окружность.

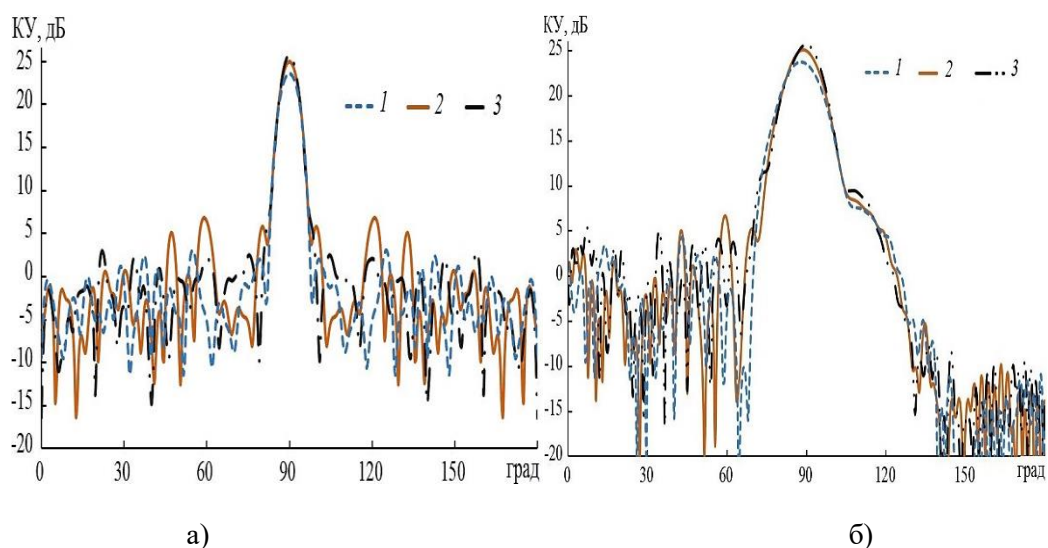


Рисунок 3. Диаграммы направленности линзовой антенны с одним облучателем на частотах: 27 (1), 30 (2), 33 (3) ГГц, а) E – плоскость б) H – плоскость

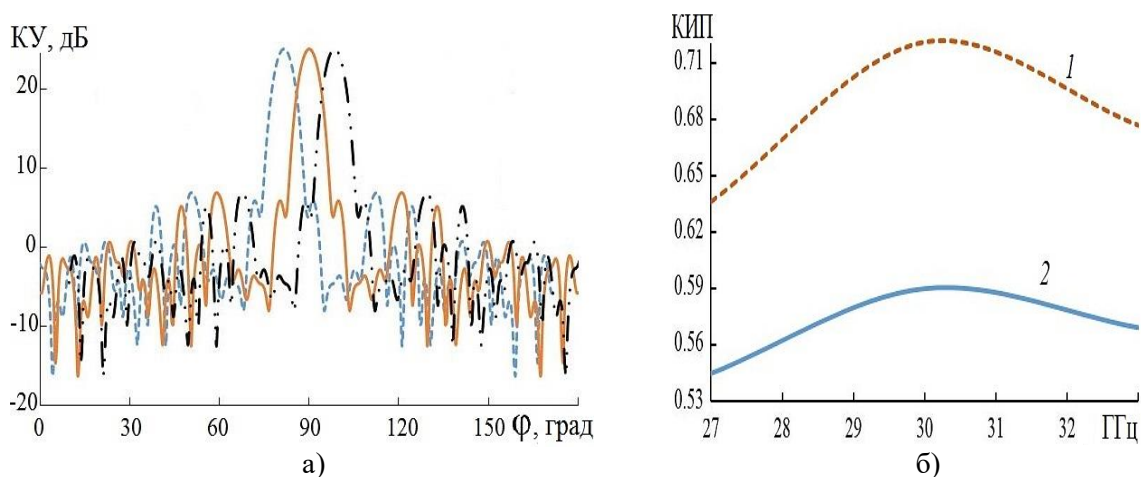


Рисунок 4. Диаграммы направленности трех лучей линзовой антенны с 32 облучателями (а) и частотная зависимость КИПа антенны с одним (1) и 40 (2) облучателями (б).

На основании полученных результатов можно сделать следующие выводы:

1. Антенна обеспечивает полный азимутальный угол обзора при уровне пересечения соседних лучей антенны примерно – 6 дБ (ширина луча по этому уровню - 9 градусов)
2. Несмотря на неполное использование апертуры линзы, антенна обеспечивает КИП более 0.5 в широкой полосе частот (более 20%).

3. Величина КИП с 40 облучателями за счет затенения апертуры на 0.1 меньше, чем с одним облучателем.

Литература

1. Jay Guo Y., Ansari M., Ziolkowski R.W., Fonseca N.J.G. // IEEE Open J. Antennas and Propagation. 2021. V.2. P.807.
2. Denisov D.V., Shabunin S.N., Kusaykin D.V., Klevakin M.A. // IEEE 15th Int. Conf. Actual Problems of Electronic Instrument Engineering (APEIE). Novosibirsk, Russia, 2021. P.260.
3. Захаров Е.В., Ильинский А.С., Медведев Ю.В. и др. // Журнал радиоэлектроники [электрон. журн.]. 2020. №2. <http://jre.cplire.ru/jre/feb20/3/text.pdf>.
4. Vadim Kaloshin; Thang Tran Tien; Alexander Venetskiy // 2022 IEEE 8th All-Russian Microwave Conference (RMC). Moscow., Nov. 2022. DOI: 10.1109/RMC55984.2022.10079354
5. Венецкий А.С., Калошин В.А., Чан Тиен Тханг // РЭ. 2023. Т. Т.68. №6, в печати.
6. Венецкий А.С., Калошин В.А., Чан Тиен Тханг // РЭ. 2023. Т.68. №5. С.417.
7. Мальцев В. П., Нефедов Е.И., Шевченко В.В. // РЭ. 1969. Т.12. №12. С.1855.

MULTIBEAM ANTENNA BASED ON A MULTILAYER GEODESIC LENS WITH AXIAL SYMMETRY

Tran Tien Thang

Moscow Institute of Physics and Technology (NRU)

A multibeam antenna with a full azimuthal view based on a cylindrical lens with axial symmetry in the form of a set of layers each of which is a metal-dielectric geodesic lens with a shell is proposed and investigated. A cylindrical lens converts the fields of feeds located on a circle centered on the axis of symmetry in the plane of its base into directed rays in the same plane. The analysis of a multibeam lens antenna with metal-dielectric feeds was carried out by numerical simulation using the finite element method.



ИНСТРУМЕНТАЛЬНАЯ ВОЗМОЖНОСТЬ НАБЛЮДЕНИЙ СОЛНЕЧНЫХ СУБТЕРАГЕРЦОВЫХ ВСПЫШЕК НА РАДИОТЕЛЕСКОПЕ РАТАН-600

В.Б.Хайкин¹, Г.А.Макоев¹,
Стороженко А.А.¹, В.М.Муравьев²

¹Специальная астрофизическая обсерватория РАН

²ООО «МВЭЙВ»

Предложен способ наблюдений солнечных субтерагерцовых вспышек на радиотелескопе РАТАН-600. Наблюдения предложено проводить на волне 3 мм и 2 мм в режиме сопровождения Солнца с сильно сокращенной апертурой в процессе штатных многоазимутальных наблюдений Солнца в СМ диапазоне волн. Рассчитаны ожидаемые диаграммы направленности антенной системы на волне 3 мм и 2 мм с учетом возможных ошибок поверхности щитов и их взаимной привязки. Получены свертки диаграмм направленности с моделью Солнца с лимбовым уярчением, характеризующие качество ожидаемых радиоизображений Солнца на волне 3 мм и 2 мм. Приведены достоинства АСУ облучателя тип 3 нового поколения и первые результаты сопровождения Солнца на волне 10 мм и 3 мм.

1. Введение

Одним из вызовов современной солнечной астрофизики стало обнаружение интенсивного излучения солнечных вспышек в субтерагерцовом диапазоне волн 0.1–1 ТГц [1]. Наибольший инструментальный вклад в обнаружение и изучение субТГц вспышек внес Submillimeter Solar Telescope (SST) диаметром 1.5 м [2], расположенный в Аргентинских Андах на высоте 2550 м. СубТерагерцовые Вспышки (СТВ) на Солнце могут иметь как тепловую так и нетепловую природу. Источником теплового торзозного суб-ТГц излучения Солнца с положительным наклоном спектра ($\alpha=0.5-3.4$) могут быть вспышечные ленты площадью $\sim 1000 \text{ arcsec}^2$, нагретые до 10^4-10^6 K [3]. Для нетеплового механизма излучения нужны аномально высокие магнитные поля (выше 3000 Гс), прогрев хромосферы Солнца до корональных температур 10^6-10^{10} K , ускорение частиц высокой концентрации до энергии 1 МэВ [1]. Согласно [2] плотность потока СТВ может превышать 10000 SFU на частоте 212 ГГц, что соизмеримо с плотностью потока спокойного Солнца в этом диапазоне. Анализ спектра и поляризации радиоизлучения Солнца в ДЦМ диапазоне волн с высоким частотным и временным разрешением [4] позволит регистрировать появление аномально высоких магнитных полей на Солнце в момент СТВ по гиромагнитному излучению быстро растущему в ДЦМ диапазоне с укорочением длины волны.

Метод длительного сопровождения Солнца на радиотелескопе РАТАН-600 с сокращенной до 100–120 м апертурой был предложен и впервые испытан в работе [5]. В современной многоазимутальной модификации метод позволяет сопровождать и сканировать Солнце в течение 8–10 минут в каждом из 16–20 азимутов АС “Юг+Плоский” с интервалом 4 градуса и полным временем наблюдений Солнца 4-5 часов в день [6].

В настоящей работе предложен способ наблюдений СТВ на РАТАН-600 в процессе штатных многоазимутальных наблюдений Солнца в СМ и ДЦМ диапазонах волн.

2. Способ наблюдений СТВ на радиотелескопе РАТАН-600

Для наблюдений таких мощных, но достаточно редких событий на Солнце как СТВ предлагается использовать сильно сокращенную апертуру радиотелескопа, облучая одну группу элементов (25 щитов) сектора состоящего из 6-7 групп щитов. Оптимальными для наблюдений СТВ на радиотелескопе РАТАН-600 являются волны 3 мм и 2 мм при том что радиотелескоп работает в штатном режиме с удовлетворительной антенной эффективностью до волны 10 мм. Наблюдения Солнца на РАТАН-600 на волне 3.2 мм 90-е годы проводились в основном с методической целью для оценки качества взаимной привязки элементов антенны по фронтам Солнца и отражающей поверхности по рассеянному фону под Солнцем [7], но они показали, что активные области (АО) на Солнце в этом диапазоне могут выделяться несмотря на их низкий контраст и значительную потерю антенной эффективности. Принципиальная возможность наблюдений радиотелескопа РАТАН-600 на волне 2 мм с точки зрения влияния систематических и случайных ошибок показана в работе [8] с рекомендацией облучения в этом диапазоне только центральной части щитов. Наблюдения СТВ предлагается проводить в процессе штатных многоазимутальных наблюдений Солнца в режиме прохождения с полной апертурой или длительного сопровождения Солнца с сокращенной апертурой. Для этого предложено использовать конические рупора с НРВW= ± 7 градусов разработки ООО “МВЭЙВ”. При этом эффективный горизонтальный размер апертуры

составит не более 50 м что обеспечит достаточно высокое пространственное разрешение АО Солнца и существенно упростит работу инструмента на волне 2-3 мм. СКО поверхности центральной части щитов РАТАН-600 размером 2x2 м спустя 25 лет после их последней переобшивки составляет не более 0.35 мм что позволяет наблюдать дискретные источники на Солнце с антенной эффективностью сокращенной апертуры 0.5%-5% в диапазоне 2-3 мм при достижимой сегодня СКО взаимной привязки щитов не хуже 0.15 мм. В течение 10 лет после новой переобшивки поверхности СКО центральной части щита кругового и плоского отражателей будет не более 0.1 мм, СКО центральной части вторичного зеркала не более 0.1 мм достижима сегодня методами лазерной геодезии.

Для получения СКО взаимной привязки элементов не хуже 0.15 мм предложено использовать быстрый автоколлимационный (АК) радиоголографический метод с радиальным движением опорного элемента [9] на волне 4 мм с контролем АК фокальных пятен на волне 3 мм. С этой целью в ООО "МВЭЙВ" разработаны высокостабильные источники сигнала на базе синтезаторов частоты на волны 4 мм и 3 мм. Для одновременного облучения 4 групп АС "Юг+Плоский" на волне 3-4 мм будет использоваться скалярная рупорная антенна диапазона 75-110 ГГц с шириной ДН 45° по уровню 10 дБ. В результате специальной подготовки антенны интегральная СКО поверхности на АС "Юг+Плоский" может быть снижена до 0.25 мм, что позволяет наблюдать источники на Солнце на волне 2-3 мм с максимальной антенной эффективностью сокращенной апертуры 5%-15%. Для эффективных наблюдений СТВ на этих волнах необходим мониторинг оптической толщи ясной и облачной атмосферы на волне наблюдений в направлении Солнца, что можно обеспечить методом предложенным в работе [10].

Далее оценим возможность наблюдений СТВ с помощью расчета ожидаемой диаграммы направленности (ДН) АС "Юг+Плоский" радиотелескопа РАТАН-600 и моделирования ожидаемого изображения Солнца с учетом возможных ошибок поверхности антенны. Нами также ставится задача изучить возможность наблюдений СТВ без специальной подготовки антенны с коматические аберрациями, вызванными значительным выносом облучателя из фокуса. Это безусловно снизит качество ДН и антенную эффективность но значительно облегчит задачу обнаружения и наблюдений СТВ. Единственным неизбежным требованием является измерение фактических характеристик антенны, с которой приходится работать. ДН такого инструмента и его чувствительность по потоку предлагается измерять в процессе ежедневного наблюдательного цикла по экспериментальным спутникам W-диапазона W-Qube на низких углах и EIVE CubeSat на средних углах наблюдений сравнивая ее с ДН, рассчитанной с учетом СКО поверхности, полученной по рассеянному фону под Солнцем на волне 3 мм $\varepsilon_{3\text{мм}}$. Поток излучения указанных спутников известен и может быть получен у их операторов. В 2 мм предлагается использовать расчетную ДН с учетом СКО, полученной по рассеянному фону под Солнцем на волне 2 мм $\varepsilon_{2\text{мм}}$. Это позволит оценить снижение чувствительности инструмента по потоку на волне 2 мм в сравнении с волной 3 мм.

Для наблюдений СТВ предложено использовать коммерчески доступные компактные радиометрические модули прямого усиления W и D диапазонов, разработанные для задач радиовидения с флуктуационной чувствительностью в режиме полной мощности не хуже 0.1-0.2 КГц². Для температурной калибровки приемников 3 мм и 2 мм диапазонов перед началом и в конце ежедневных наблюдений Солнца будет использоваться ранее разработанное термоэлектронное АЧТ с автоматически изменяемой температурой в диапазоне 10С°-45С°.

3. Моделирование диаграммы направленности антенны на волне 3 мм и 2 мм

АС "Юг+Плоский" радиотелескопа РАТАН-600 имеет плоский раскрыв на любых углах наблюдений, определяющий ножевую ДН инструмента во всех азимутах наблюдений.

Поле в д.з. антенны с плоским раскрывом высотой H и шириной L можно определить как [11]:

$$F(\theta, \varphi) = \int_{-H/2}^{H/2} \int_{-L/2}^{L/2} A_0(x, y) \exp[jk \sin \theta (x \cos \varphi + y \sin \varphi)] \exp[-jf(x, y)] dx dy, \quad (1)$$

где x-y – плоскость раскрыва, θ, φ – сферические координаты точки наблюдения. Из-за расположения раскрыва для удобства в плоскости x-y вместо плоскости y-z координаты θ, φ поменяются местами в обычном смысле, при этом θ будет соответствовать горизонтальному а φ вертикальному сечениям ДН. $A_0(x, y)$ – закон распределения амплитуды поля в раскрыве (возьмем спадающим по косинусу до

оптимального уровня), $f(x,y)$ – закон распределения фазы поля в раскрыве. Будем считать что $f(x,y)$ – нормально распределенная случайная функция фазы с нулевым средним: $\overline{f(x,y)} = 0$, дисперсией $\overline{f(x,y)^2} = \delta^2$ и коэффициентом корреляции r :

$$r(x_1, y_1, x_2, y_2) = \frac{\overline{f(x_1, y_1)f(x_2, y_2)}}{\delta^2} = e^{-\frac{(y_1-y_2)^2+(x_1-x_2)^2}{\rho^2}} \text{ (гауссианная форма),}$$

где h - высота наблюдаемого источника, ε_1 – среднееквадратичное значение величины ошибки привязки щитов, ε_2 – среднееквадратичное значение величины коррелированной ошибки поверхности щитов, ρ -радиус корреляции.

Тогда среднюю ДН антенны по мощности с нормально распределенными случайными ошибками фазы в плоском раскрыве можно представить как [11,12]:

$$|\overline{F(\theta, \varphi)}|^2 = \exp(-\overline{\delta^2}) \iint_{-H/2}^{H/2} \iint_{-L/2}^{L/2} A_0(x, y) \exp[jk \sin \theta (x \cos \varphi + y \sin \varphi)] \exp(\overline{\delta^2} r) dx_1 dx_2 dy_1 dy_2, \quad (2)$$

где r и $\overline{\delta^2}$ зададим как:

$$r = \overline{\delta_1^2} \frac{r_1}{\delta^2} + \overline{\delta_2^2} \frac{r_2}{\delta^2}$$

$$\overline{\delta^2} = \overline{\delta_1^2} + \overline{\delta_2^2} \quad \overline{\delta_1^2} = \left[\frac{4\pi\varepsilon_1 \cos^2(h/2)}{\lambda} \right]^2 \overline{\delta_2^2} = \left[\frac{4\pi\varepsilon_2 \cos(h/2)}{\lambda} \right]^2,$$

r_1 – коэффициент корреляции ошибок масштаба щита $a=2$ м, r_2 - коэффициент корреляции ошибок масштаба расстояния между юстировочными винтами на поверхности щита $b=0.2$ м.

Для интегрирования (2) возьмем их в гауссианной форме:

$$r_1 = \exp - \left\{ \frac{(x_1-x_2)^2}{R_{xa}^2} \right\}$$

$$r_2 = \exp - \left\{ \frac{(x_1-x_2)^2}{R_{xb}^2} + \frac{(y_1-y_2)^2}{R_{yb}^2} \right\},$$

где R_{xa} , R_{xb} , R_{yb} – радиусы корреляции ошибок.

Таким образом будут учтены случайные ошибки поверхности антенны с известными радиусами корреляции. Систематические ошибки поверхности щита из-за неоптимального радиуса кривизны щита, а также щели между щитами вносят меньший вклад в искажение ДН и потери антенной эффективности – их мы учитывать не будем. Более подробно основные виды возможных ошибок и их влияние на ДН и КУ Антенны Переменного Профиля (АПП) рассмотрены в работе (Брауде и др., 1960). Как показано в работе [8] существенным видом систематической фазовой ошибки на волне 2 мм на обычном секторе радиотелескопа станет отклонение цилиндрической поверхности отражающих элементов от идеальной конической поверхности (“диагональная ошибка”), что ведет к значительной потере коэффициента усиления и эффективной площади, на АС “Юг+Плоский” диагональная ошибка отсутствует но появляется квадратичная ошибка отличия поверхности кругового цилиндра щита от идеального параболического цилиндра всего Южного сектора. Согласно [13] при замене идеальной параболической поверхности плоскими элементами возникает квадратичная ошибка на краю щита: $\Delta l = a^2/(8f)$, где f - фокус параболы. Для $f=132$ м она составит 3.75 мм. В случае цилиндрических элементов для $\theta_0=0$ согласно работе [14] $\Delta l = -0.17(1 + \cos \theta_0 \cos \varphi) a^2/8R$, где R - радиус кривизны щитов (320 м), θ_0 – угол разворота элементов по углу места, φ – азимут щита, для $\theta_0=0$ и малых φ : $\Delta l = -0.5$ мм, что приемлемо для волны 2 мм. На рисунке 1 представлены ДН, полученные с помощью численного интегрирования формулы (2) в среде MATLAB на волне 3.3 мм и 2.15 мм с ожидаемыми ошибками поверхности. На рисунке 1 также представлены свертки полученных ДН на волне 3.3 мм и 2.15 мм с моделью Солнца с лимбовым уярчением, показывающие ожидаемое качество радиоизображений и достигаемую антенную эффективность при наблюдениях Солнца.

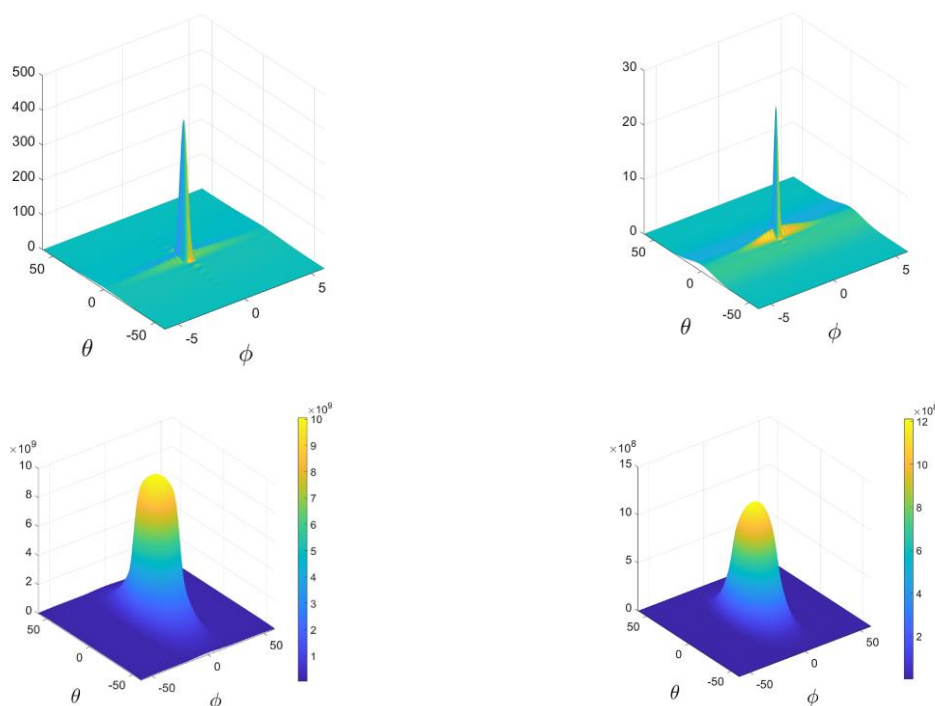


Рисунок 1. Расчетные ДН (°) с возможными ошибками поверхности на волне 3.3 мм (вверху слева) и 2.15 мм (вверху справа), свертки модели Солнца (°) с лимбовым уярчением с полученными ДН на волне 3.3 мм (внизу слева) и 2.15 мм (внизу справа)

4. Модернизация АСУ облучателя тип 3

С целью повышения точности сопровождение Солнца была выполнена глубокая модернизация АСУ облучателя тип 3, ранее построенная на базе цифрового инверторного привода Sew Eurodrive с инкрементным энкодером на валу асинхронного двигателя ведущего колеса облучателя [5]. В АСУ нового поколения облучателя тип 3 применены понижающий редуктор и серво-приводы Bosch Rexroth с абсолютными энкодерами. Приводы управляются контроллером Siemens, обмен данными между узлами АСУ реализован на основе сети Ethernet, АСУ поддерживает синхронизацию бортового времени посредством протокола NTP, передачу временных меток в пакетах-данных АСУ на верхние уровни, обмен данными с вышестоящими системами через стандартный открытый протокол Modbus TCP [15]. В новой АСУ предусмотрена: 1/поддержка режима слежения с автоматическим, согласно сценария движения, изменением параметров движения кабины и каретки облучателя, 2/поддержка автоматизированных режимов управления посредством АРМ с возможностью удаленного управления через web интерфейс, 3/возможность быстрого дооснащения измерительными приборами и исполнительными механизмами поддерживающими распространенные стандарты обмена данными — Modbus RTU, Modbus TCP, Profinet, Profibus, 4/привязка всей телеметрии АСУ к реальному времени. В дальнейшем планируется дооснастить АСУ высокоточной Инерциальной Навигационной Системы (ИНС) ГКВ-12 с двумя разнесенными ГНСС антеннами разработки ЛМП (Зеленоград), что обеспечит автономную обратную связь АСУ облучателя по угловой скорости и положению и позволит достичь максимальной точности позиционирования и слежения облучателя в безлюдном режиме работы.

5. Первые результаты наблюдений Солнца на радиотелескопе РАТАН-600 на волне 3 мм

В апреле 2023 г на фокальной линии облучателя тип 3 РАТАН-600 с целью отладки метода наблюдений СТВ был установлен радиометрический модуль W-диапазона прямого усиления с узкоугольным рупором ($HPBW = \pm 7^\circ$). Рядом с ним на фокальной линии располагался штатный радиометрический модуль 10 мм диапазона (Марс-3) с шумовой температурой менее 200 К и штатным рупором для облучения всего антенного сектора [16]. Как показали первые наблюдения Солнца в режиме прохождения антенная температура Солнца на волне 3 мм в разных азимутах изменяется в пределах $\pm 10\%$ от средней, что следует учитывать при оценке потоковой чувствительности в разных азимутах в сравнении с азимутом где могут быть измерены характеристики АС по спутнику W-диапазона. Качество сопровождения Солнца с новой АСУ облучателя

тип 3 [15] после отладки режима сопровождения стало достаточно высоким для волн 10 мм и 3 мм. Постоянство антенной температуры Солнца наблюдалась в процессе сопровождения Солнца в течение 8-10 мин, несмотря на то что ножевая ДН АС “Юг+Плоский” на волне 10 мм и 3 мм была направлена не на диск Солнца, а на его край что значительно повышает чувствительность метода к ошибкам сопровождения.

Работа выполнена в рамках государственного задания САО РАН, утвержденного Министерством науки и высшего образования Российской Федерации.

Литература

1. Степанов А.В. Терагерцовое излучение солнца. Достижения и новые вызовы // Материалы Международной Байкальской молодежной научной школы по фундаментальной физике (БШФФ-2019) «Физические процессы в космосе и околоземной среде». Иркутск, Россия. 2019. С. 30-34.
2. Kaufmann P., Raulin J.-P., Giménez de Castro C.G., et al. A New Solar Burst Spectral Component Emitting Only in the Terahertz Range // *Astrophys. J.* 2004. V. 603. P. L121–L124.
3. Kontar E.P., Motorina G.G., Jeffrey N.L.S., et al. Observation-driven model of the frequency rising sub-THz emission component in solar flares // *Astron. Astrophys.* 2018. V. 620. P. A95–100.
4. Рипак А. М., Лебедев М. К., Богод В. М. Помехоустойчивый радиометр ДМ диапазона волн для РАТАН-600 с высоким разрешением по частоте и времени. Труды ИПА РАН, в печати 2023.
5. V.V.Khaikin, E.K.Majorova, I.G.Efimov, O.A.Victorov. Long time cosmic source tracking at RATAN-600 in "radio-Schmidt" mode. *Astronomy & Astrophysics Transactions*, 2000, N3-4, pp.608-615.
6. В. Б. Хайкин, М. К. Лебедев, Н. Н. Бурсов, А. А. Стороженко, Н. Е. Овчинникова, В.М. Богод: Методические результаты наблюдений Солнца в режиме сопровождения (сканирования) на радиотелескопе РАТАН-600 // Труды ИПА РАН, вып. 47, 53–57 (2018).
7. Госачинский И.В., Майорова Е.К., Парийский Ю.Н. Результаты исследований радиотелескопа РАТАН-600 на волне 3.2 мм по наблюдениям Солнца, Луны, Юпитера. - *Сообщения САО*, 1989, No.63, сс.38-49.
8. Майорова Е.К. О возможности работы радиотелескопа РАТАН-600 на миллиметровых волнах. *астрофиз.исслед. (Изв. САО)*, 1987, N25, сс.135-142.
9. В. Б. Хайкин, М. К. Лебедев, А. М. Рипак. О методе радиолографического контроля поверхности главного зеркала радиотелескопа РАТАН-600 с радиальным движением опорного элемента // Труды ИПА РАН, вып. 47, 58–63 (2018).
10. В.Б.Хайкин. Радиометрический способ мониторинга пропускания атмосферы для наблюдений солнечных субтерагерцовых вспышек на радиотелескопе РАТАН-600. Принято на ХХІХ Международный симпозиум “Оптика атмосферы и океана. Физика атмосферы”, Москва, июнь 2023.
11. Шифрин Я.С. Вопросы статистической теории антенн. М.: Сов. радио, 1970.
12. О.И.Крат. Расчет рассеянного фона диаграммы направленности АПП. *Астрофиз.исслед. (Изв. САО)*, 1981, N14, сс.132-137.
13. Брауде Б. В., Есепкина Н.А, Кайдановский Н.Л., Хайкин С.Э. Исследование влияния случайных ошибок на электрические характеристики остронаправленных зеркальных антенн с отражателем переменного профиля *Радиотехника и электроника*, 1960, 5, No.4, с.584-596.
14. Б.В.Брауде, Н.А.Есепкина, Н.Л.Кайдановский, Ю.Н.Парийский, О.Н.Шиврис. Выбор размеров отражающих элементов и расчет электрических характеристик радиотелескопа РАТАН-600. *Известия ГАО РАН*, N188, сс.40-50, 1970.
15. Стороженко А.А., Богод В.М., Лебедев М.К., Овчинникова Н.Е., Хайкин В.Б., Перваков А.А., Гречкин А.А. СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ ПРИЕМНЫМ ЗЕРКАЛОМ РАТАН-600 ДЛЯ РЕЖИМА СЛЕЖЕНИЯ, в сборнике: СОЛНЕЧНАЯ И СОЛНЕЧНО-ЗЕМНАЯ ФИЗИКА - 2021. ТРУДЫ ХХV ВСЕРОССИЙСКОЙ ЕЖЕГОДНОЙ КОНФЕРЕНЦИИ ПО ФИЗИКЕ СОЛНЦА. Санкт-Петербург, 2021. С. 249-252., DOI: 10.31725/0552-5829-2021-249-252
16. А.Б. Берлин, Ю.Н. Парийский, Н.А. Нижельский, М.Г. Мингалиев, П.Г. Цыбулев, Д.В. Кратов, Р.Ю. Удовицкий, В.В. Смирнов, А.М. Пилипенко. Матричная радиометрическая система МАРС-3 для РАТАН-600. *Астрофизический Бюллетень*, 67(3), 2012, с.354-366.

INSTRUMENTAL POSSIBILITY OF OBSERVING SUBTERAHERTZ SOLAR FLASHES WITH THE RATAN-600 RADIO TELESCOPE

V.B. Khaikin¹, G.A. Makoev¹,
A.A.Storozhenko¹, V. M.Muravyov²

¹Special Astrophysical Observatory of the Russian Academy of Sciences (SAO RAS), Nizhny Arkhyz, Russia

²MWAVE LLC, Chernogolovka, Russia

A method for observing solar subterahertz flares with the RATAN-600 radio telescope is proposed. Observations are carried out in the solar tracking mode with a greatly reduced aperture in the course of regular multi-azimuth observations of the Sun in the SM wavelength range. The expected radiation patterns of the antenna system at a wave of 3 mm and 2 mm are calculated, taking into account possible errors in the surface of the shields and their mutual binding. Convolutions of radiation patterns with a model of the Sun with limb brightening were obtained, showing the quality of the expected radio images of the Sun at a wavelength of 3 mm and 2 mm. The advantages of a new generation ACS and the first results of tracking the Sun at a wavelength of 10 mm and 3 mm are presented.



АНАЛИЗ АРХИТЕКТУРЫ СЕТИ РАДИОСВЯЗИ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА С ВРЕМЕННЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ И ДОПОЛНИТЕЛЬНОЙ РЕТРАНСЛЯЦИЕЙ В ЗОНЕ ЧРЕЗВЫЧАЙНОЙ СИТУАЦИИ В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

к.т.н., доц. Чайков С.С.¹, Золотарев Р.М.², Жарнов А.А.¹

¹Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого

²Владимирский государственный университет имени А.Г. и Н.Г. Столетовых

В статье проведен анализ потенциальных возможностей по формированию кластеров сети радиосвязи метрового диапазона с подвижными объектами в зоне чрезвычайной ситуации при реализации в радиосети временного разделения каналов и организации дополнительных ретрансляционных каналов между узлами коммутации сети одного уровня иерархии. Представлены и рассмотрены несколько различных вариантов конфигурации радиосетей с указанными особенностями и показан потенциальный выигрыш в затратах аппаратных и частотных ресурсов.

Необходимость оперативного решения внезапно возникающих задач в зонах чрезвычайных ситуаций (ЗЧС), обуславливает необходимость формирования сети радиосвязи метрового диапазона с подвижными объектами кластерной структуры [1]. Сети радиосвязи такого типа широко применяются там, где отсутствует возможность оперативной организации других видов проводной и радиосвязи, в частности, при подвижности абонентов и узлов сети в малонаселенной местности со слабо развитой инфраструктурой связи.

Реализация в радиосети возможностей по формированию дополнительных ретрансляционных каналов между УК одного уровня иерархии повысит связность сети, однако необходимо провести анализ технических ресурсов УК, необходимых для этого. Структура существующей радиосети именуется структурой радиосети типа «С» (существующая), а структура радиосети с возможностью формирования дополнительных ретрансляционных каналов называется радиосетью типа «П» (перспективная) [2]. Структура радиосети типа «С» с нормой управляемости $k = 5$ представлена на рисунке 1.

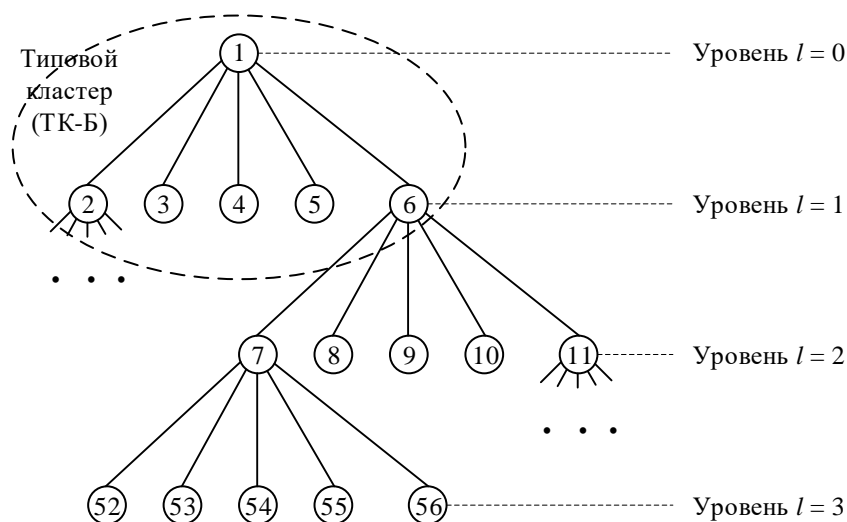


Рисунок 1 – Структура радиосети типа «С» с нормой управляемости $k = 5$

Анализ структуры радиосети, представленной на рисунке 1, показал, что она состоит из типовых кластеров (ТК), которые называются базовыми (ТК-Б). Отличительной особенностью ТК-Б является наличие в нем только радиальных линий радиосвязи типа «точка-точка». С учетом того, что информация в ТК-Б радиосети типа «С» сверху-вниз передается в радиосети, а снизу-вверх в радионаправлениях, минимально необходимый объем оборудования (радиопередатчиков (РПРД) и радиоприемников (РПРМ)), а также несущих частот (каналов) для обеспечения функционирования ТК-Б (рисунок 2) с нормой управляемости $k = 1 \div 5$ будет соответствовать данным, представленным в таблице 1. Тогда минимальные требования к объему оборудования и числу частот (каналов) радиосети типа «С», состоящей из ТК-Б (рисунок 1) представлены в таблице 2.

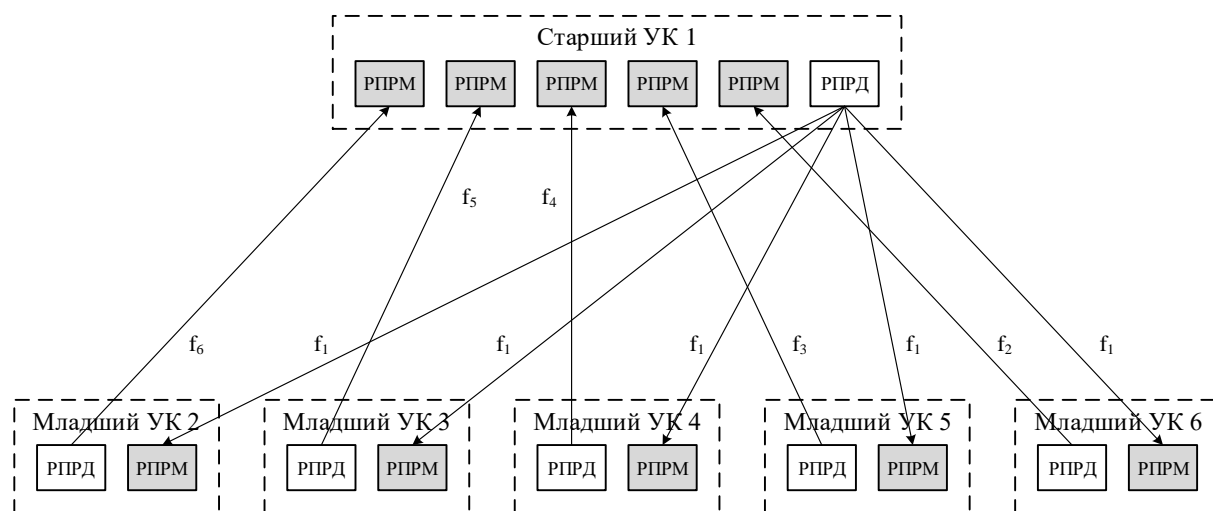


Рисунок 2 – Состав оборудования и частоты (каналы), необходимые для функционирования ТК-Б радиосети типа «С» с нормой управляемости $k = 5$

Таблица 1.

Минимально необходимые требования для ТК-Б при $k = 1 \div 5$

Конфигурация ТК-Б (1 : k)	Число несущих частот, N_f^{TC} [шт]	Объем радиосредств, $N_{об}^{TC}$ [шт]
1 : 1	2	4
1 : 2	3	7
1 : 3	4	10
1 : 4	5	13
1 : 5	6	16

Таблица 2

Минимально необходимые требования для радиосети типа «С», состоящей из ТК-Б при $k = 5$ и $l = 1 \div 3$

Уровни иерархии сети	Число несущих частот, $N_f^{сети}$ [шт]	Объем радиосредств, $N_{об}^{сети}$ [шт]
$l = 1$	6	16
$l = 2$	36	96
$l = 3$	186	496

Использование для построения сети типа «П» приемо-передающих комплексов (ППК) (RPRD+RPRM), формирующих радиоканалы со скоростью 19,2 Кбит/с, позволит реализовать в ней процедуру временного разделения каналов (ВРК), что сократит число несущих частот и уменьшит объем оборудования в УК. Состав оборудования и частоты (каналы), необходимые для функционирования ТС с ВРК (ТК-ВРК) радиосети типа «П» с нормой управляемости $k = 5$ представлены на рисунке 3.

Структура радиосети типа «П» с нормой управляемости $k = 5$ аналогична структуре радиосети типа «С» (рисунок 1), однако вместо ТК-Б (рисунок 2) для ее построения применяется ТК-ВРК (рисунок 3) и для обеспечения его функционирования с нормой управляемости $k = 1 \div 5$ необходимо минимально выполнить требования, представленные в таблице 3. С учетом этого минимальные требования к объему оборудования и числу частот (каналов) радиосети типа «П», состоящей из ТК-ВРК, представлены в таблице 4.

Сравнение данных таблиц 2 и 4 для максимального размера радиосети ($l = 3$) позволило сделать следующие выводы:

1. Число используемых несущих частот в радиосети сократилось в 3 раза.
2. Объем приемо-передающего оборудования, размещенного на УК радиосети, сократился, примерно в 1,33 раза.

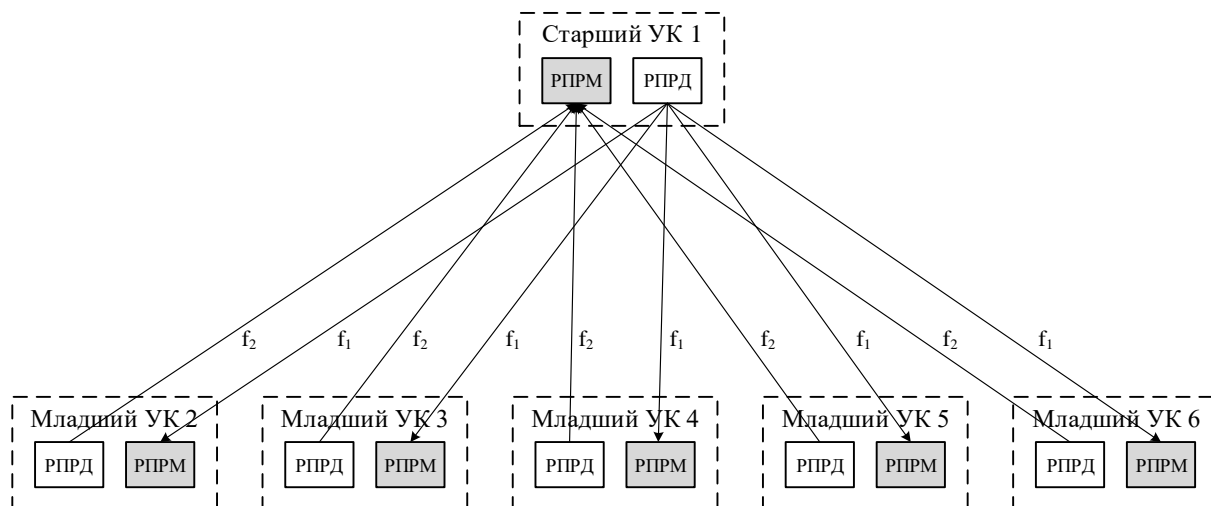


Рисунок 3 – Состав оборудования и частоты (каналы), необходимые для функционирования ТК-ВРК радиосети типа «П» с нормой управляемости $k = 5$

Таблица 3

Минимально необходимые требования для ТК-ВРК при $k = 1 \div 5$

Конфигурация ТК-ВРК (1 : k)	Число несущих частот, N_f^{TC} [шт]	Объем радиосредств, $N_{об}^{TC}$ [шт]
1 : 1	2	4
1 : 2	2	6
1 : 3	2	8
1 : 4	2	10
1 : 5	2	12

Таблица 4

Минимально необходимые требования для радиосети типа «П», состоящей из ТК-ВРК при $k = 5$ и $l = 1 \div 3$

Уровни иерархии сети	Число несущих частот, $N_f^{сети}$ [шт]	Объем радиосредств, $N_{об}^{сети}$ [шт]
$l = 1$	2	12
$l = 2$	12	72
$l = 3$	62	372

Анализ эффективности использования коммуникационного ресурса в ТК-ВРК показал, что техническая скорость передачи данных в канале радиосвязи порядка 19,2 Кбит/с позволяет организовать 16 элементарных каналов (временных окон) со скоростью 1200 бит/с в каждом. Тогда при наличии двух абонентов в каждом УК (передача данных, речь) и условии обеспечения их минимальными требованиями (скорость 1200 бит/с) на их обеспечение будет задействовано 10 каналов. Один канал на кадровую синхронизацию и один на передачу служебной информации. Всего задействовано будет 12 каналов из 16. Таким образом 4 канала будут являться свободным коммуникационным ресурсом, который можно использовать следующими способами:

- повысить скорость передачи в интересах отдельного(ых) абонента(ов) назначив свободные каналы для передачи его(их) трафика(ов);
- повысить достоверность передачи в одном из каналов путем дублирования его информации в свободных каналах;
- организовать дополнительные ретрансляционные каналы передачи между УК одного уровня иерархии, что повысит связность радиосети и увеличит число маршрутов доведения информации в ней, а следовательно, повысится надежность доведения.

Для организации дополнительных ретрансляционных каналов передачи между УК одного уровня иерархии необходимо установить дополнительный ППК на УК. С учетом этого ТК-ВРК эволюционирует в ТК-ВРК-ретранслятор (ТК-ВРК-Р) структура которого представлена на рисунке 4.

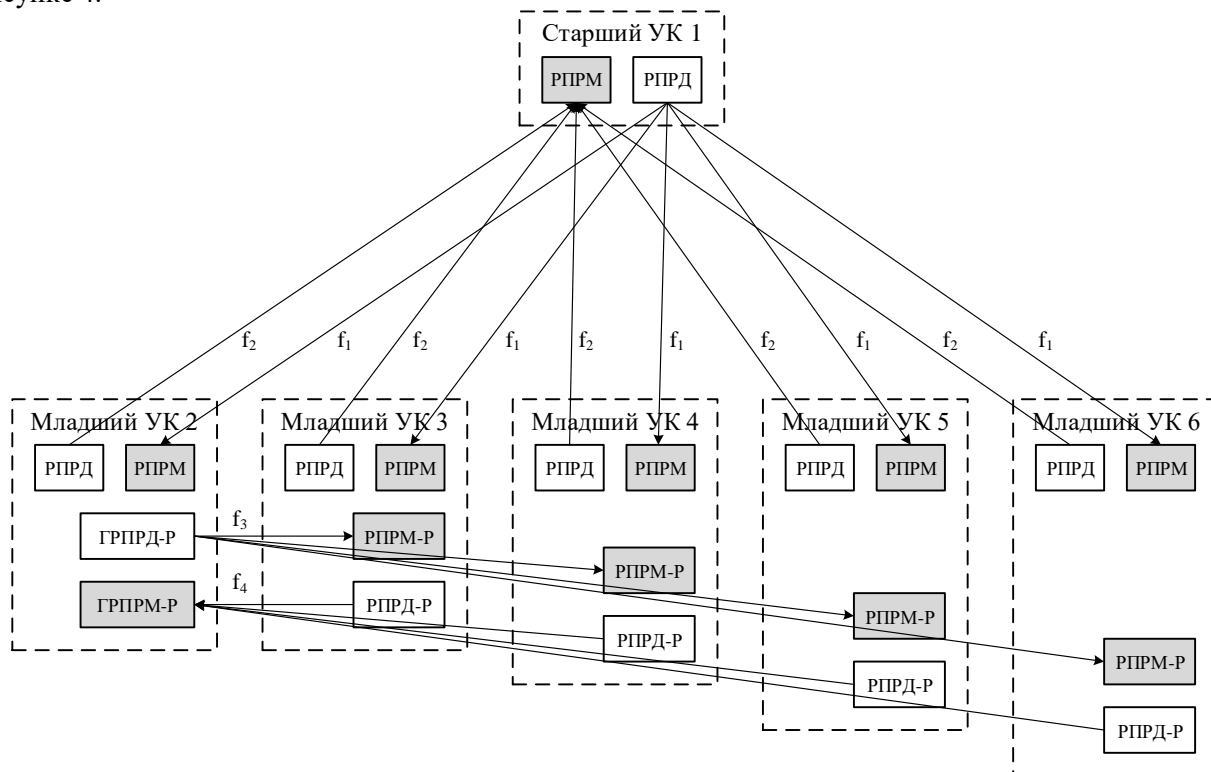


Рисунок 4 – Состав оборудования и частоты (каналы), необходимые для функционирования ТК-ВРК-Р радиосети типа «П-Р» с нормой управляемости $k = 5$

Особенностью функционирования ТК-ВРК-Р является наличие в каждом младшем УК ППК ретранслятора (ППК-Р), состоящего из РПРД ретранслятора (РПРД-Р) и РПРМ ретранслятора (РПРМ-Р), причем в соответствии с алгоритмом функционирования один ППК-Р назначается главным (ГППК-Р) и информационный обмен по дополнительным ретрансляционным связям между УК одного уровня иерархии организуется через него (технология кооперативной передачи сигналов (КПС) (кооперации)). При выходе из строя УК с ГППК-Р или технической неисправности ГППК-Р его функции берет на себя следующий по номеру ППК-Р и информационный обмен по дополнительным ретрансляционным связям организуется уже через него. При построении радиосети на основе ТК-ВРК-Р ее структура примет вид, представленный на рисунке 5.

Минимально необходимый объем оборудования и несущих частот (каналов) для обеспечения функционирования ТК-ВРК-Р (рисунок 4) представлен в таблице 5, а минимальные требования к объему оборудования и числу частот (каналов) радиосети типа «П-Р», состоящей из ТК-ВРК-Р (рисунок 5) представлены в таблице 6.

Сравнение данных таблиц 2 и 6 для максимального размера радиосети ($l = 3$) позволило сделать следующие выводы:

1. Число используемых несущих частот в радиосети сократится в 1,5 раза.
2. Объем приемо-передающего оборудования, размещенного на УК радиосети, вырастет в 1,375 раз.

Учитывая полученные выше результаты показывают необходимость уменьшения объема оборудования в сети типа «П-Р» относительно сети типа «С». Для получения ожидаемого положительного эффекта в радиосети от реализации в ней ВРК и организации дополнительных ретрансляционных связей с учетом необходимости уменьшения объема оборудования в радиосети типа «П» предлагается радиосеть типа «П-Р» строить на основе комбинации ТК-ВРК и ТК-ВРК-Р. С учетом этого структура комбинированной радиосети типа «П-Р-К» будет иметь вид, представленный на рисунке 6.

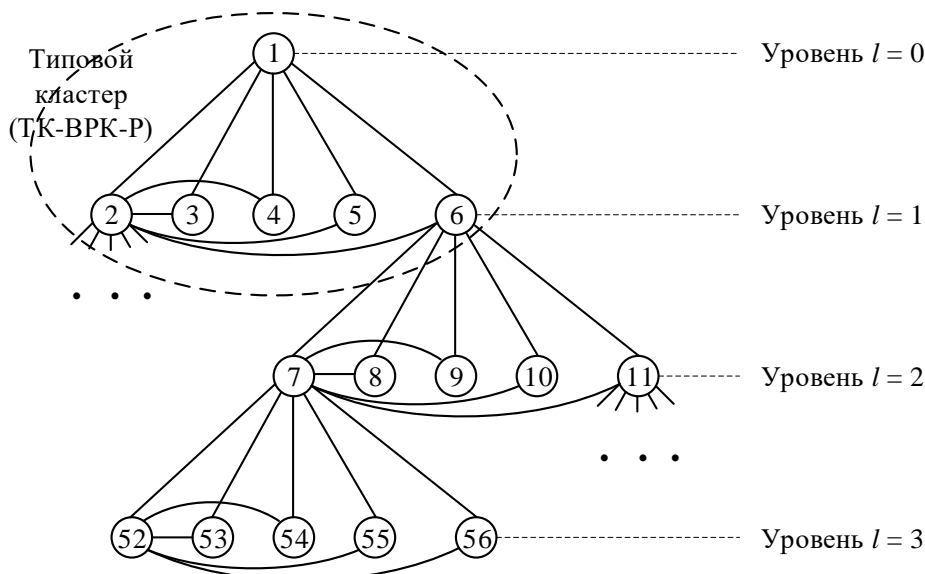


Рисунок 5 – Структура радиосети типа «П-Р» с нормой управляемости $k = 5$

Таблица 5

Минимально необходимые требования для ТК-ВРК-Р при $k = 1 \div 5$

Конфигурация ТК-ВРК-Р (1 : k)	Число несущих частот, N_f^{TC} [шт]	Объем радиосредств, $N_{об}^{TC}$ [шт]
1 : 1	2	4
1 : 2	4	10
1 : 3	4	14
1 : 4	4	18
1 : 5	4	22

Таблица 6

Минимально необходимые требования для радиосети типа «П-Р», состоящей из ТК-ВРК-Р при $k = 5$ и $l = 1 \div 3$

Уровни иерархии сети	Число несущих частот, $N_f^{сету}$ [шт]	Объем радиосредств, $N_{об}^{сету}$ [шт]
$l = 1$	4	22
$l = 2$	24	132
$l = 3$	124	

Тогда минимальные требования к объему оборудования и числу частот (каналов) радиосети типа «П-Р-К», состоящей из ТК-ВРК-Р на уровнях $l = 1$ и $l = 2$ и из ТК-ВРК на уровне $l = 3$ (рисунок 6) представлены в таблице 7.

Таблица 7

Минимально необходимые требования для радиосети типа «П-Р-К», состоящей из ТК-ВРК-Р при $k = 5$ и $l = 1 \div 2$ и из ТК-ВРК при $k = 5$ и $l = 3$

Уровни иерархии сети	Число несущих частот, $N_f^{сету}$ [шт]	Объем радиосредств, $N_{об}^{сету}$ [шт]
$l = 1$	4	22
$l = 2$	24	132
$l = 3$	74	432

Сравнение данных таблиц 2 и 7 позволило сделать следующие выводы:

1. Число используемых несущих частот в радиосети сократиться приблизительно в 2,5 раза.
2. Объем приемо-передающего оборудования, размещенного на УК радиосети, сократиться приблизительно в 1,15 раза.

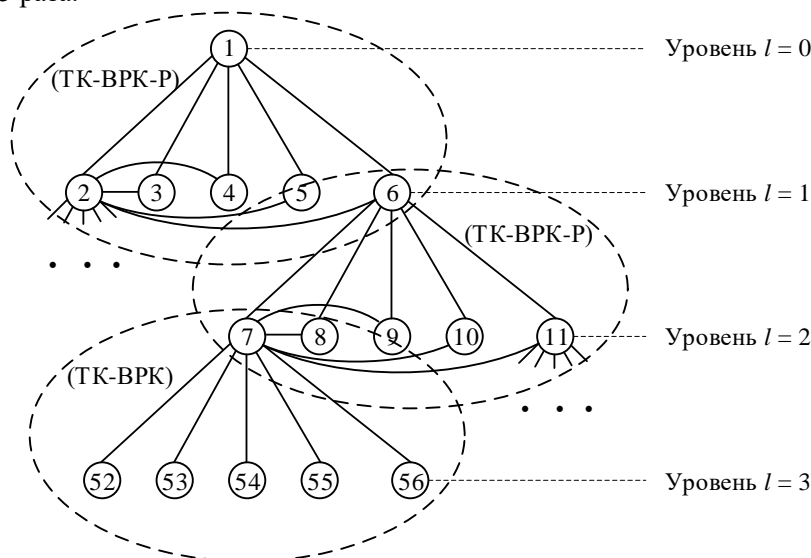


Рисунок 6 – Структура радиосети типа «П-Р-К» с нормой управляемости $k = 5$

Таким образом показано, что применение технологии ВРК совместно с возможностью организации дополнительных ретрансляционных связей между узлами сети одного уровня иерархии позволит сократить число используемых частот в рассматриваемой радиосети типа «П», а также уменьшить объем оборудования в УК, которые являются подвижными объектами. Также показана потенциально более высокая связность радиосети типа «П» (рисунок 6), что позволит формировать большее число маршрутов доставки информации для основных абонентов радиосети в условиях отказа отдельных радиоканалов.

Литература

1. Методические рекомендации по планированию, организации и обеспечению связи в МЧС России. – СПб.: Полиграфический центр ТК ФГБОУ ВПО СПбУ ГПС МЧС России, 2013. – 170 с.
2. Шантуров, Е.М. Исследование и разработка методов повышения помехоустойчивости при кооперативной передаче сигналов системы подвижной радиосвязи: дис. ... канд. тех. наук : 05.12.13 / Шантуров Евгений Михайлович. – Самара: ПГУТИ, 2019. – 122 с.
3. Цимбал, В. А. Оценка функциональной готовности цифровой сети радиосвязи в зоне чрезвычайной ситуации и оптимизация параметров ее подсистемы кадровой синхронизации в условиях помех / В. А. Цимбал, С. С. Чайков, Д. В. Смирнов, С. А. Бекренев // Научные и образовательные проблемы гражданской защиты : науч. журн. – Химки, 2020. – № 1 – С. 89–99.

ANALYSIS OF THE ARCHITECTURE OF A METER-BAND RADIO COMMUNICATION NETWORK WITH TEMPORARY CHANNEL SEPARATION AND ADDITIONAL RETRANSMISSION IN AN EMERGENCY ZONE UNDER INTERFERENCE CONDITIONS

Cand.Tech.Sci. Chaikov S.S.¹, Zolotarev R.M.², Gharnov A.A.¹

¹Branch of the Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great, s. Serpukhov

²Vladimir State University named after A.G. and N.G. Stoletov

The article analyzes the potential opportunities for the formation of clusters of a meter-range radio communication network with mobile objects in an emergency zone when implementing temporary channel separation in the radio network and organizing additional relay channels between network switching nodes of the same hierarchy level. Several different configuration options of radio networks with the specified features are presented and considered, and the potential gain in the cost of hardware and frequency resources is shown.

СЕКЦИЯ № 2. РАДИОТЕХНИКА, РАДИОЛОКАЦИЯ, В Т.Ч. ЗОНДИРОВАНИЕ ЗЕМЛИ, РАДИОНАВИГАЦИЯ.

УМЕНЬШЕНИЕ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ ЗАТРАТ В АЛГОРИТМЕ СТАБИЛИЗАЦИИ УРОВНЯ ЛОЖНОЙ ТРЕВОГИ НА ОСНОВЕ ПОРЯДКОВОЙ СТАТИСТИКИ

д.т.н., доц. Белокуров В. А., асп., Нгуен Ч.К.

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина

В данной работе приведён анализ вычислительной сложности алгоритма стабилизации уровня ложной тревоги на основе порядковой статистики с разбиением сортируемой выборки на две подвыборки и выполнение сортировки в каждой из подвыборки. С помощью моделирования выполнена оценка вероятности ложной тревоги, величины потерь в пороговом отношении сигнал-шум и вычислительной сложности предлагаемого алгоритма. На основе полученных результатов приведены рекомендации по выбору числа наибольших отчетов подвыборки и значения порядковой статистики для уменьшения вычислительных затрат.

Алгоритм стабилизации уровня ложной тревоги на основе порядковой статистики (OS-CFAR) является широко используемым в радиолокационных системах [1]. Однако его основным недостатком является большой объём вычислений [2]. В основе алгоритма лежит сортировка данных в массиве и выбор k -го ранжированного значения [3]. Операция сортировки требует больших вычислительных затрат, особенно при больших размерах массива данных и высоких значениях k .

В данной работе рассмотрен и проанализирован алгоритм стабилизации уровня ложной тревоги на основе порядковой статистики с разбиением сортируемого массива на части и выполнение сортировки в каждой из частей.

Схема стабилизации уровня ложной тревоги на основе порядковой статистики при разбиении сортируемого массива

На рисунке 1 показана структурная схема предлагаемого алгоритма с постоянным уровнем ложной тревоги, имеющая следующее обозначение: ПУ – пороговое устройство; M – размер «скользящего окна».

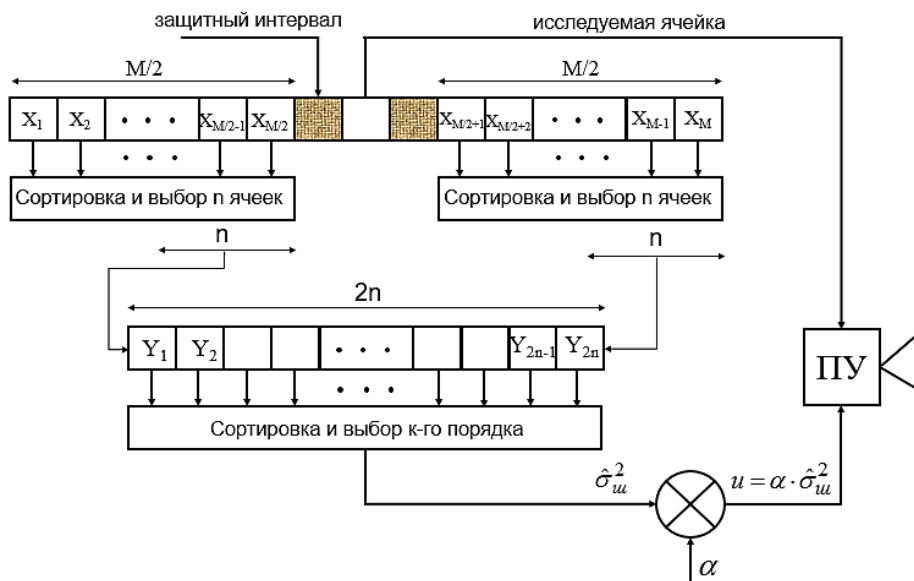


Рисунок 1 – Структурная схема предлагаемого алгоритма

В основе предлагаемого алгоритма лежит разбиение выборки M на две подвыборки размером $M/2$ элементов, в каждой из которых отсчёты сортируются в порядке возрастания. После этого в каждой

подвыборке выбираются n наибольших отчетов $\{X_i\}_{i=0.5M-n}^{0.5M}$, которые объединяются друг с другом в один массив и снова сортируются в порядке возрастания.

После сортировки выбирается k -я порядковая статистика в качестве оценки дисперсии шума $\hat{\sigma}_{ш}^2 = Y_k$, где вектор \mathbf{Y} имеет размерность $2n$. Адаптивный порог u обнаружения получается путем умножения оценки дисперсии шума $\hat{\sigma}_{ш}^2$ на пороговый множитель α , который равен $\ln\left(\frac{1}{F}\right)$, где F – заданная вероятность ложной тревоги.

Результаты моделирования

В рамках моделирования рассмотрим оценку вероятности ложной тревоги и заданную вероятность ложной тревоги, которая обеспечивается в предлагаемом алгоритме. Кроме того, рассмотрим потери в пороговом отношении сигнал-шум.

На рисунке 2 показана зависимость вероятности ложной тревоги от числа выбираемых наибольших отчетов n с различной порядковой статистике k при помощи моделирования для предлагаемого алгоритма.

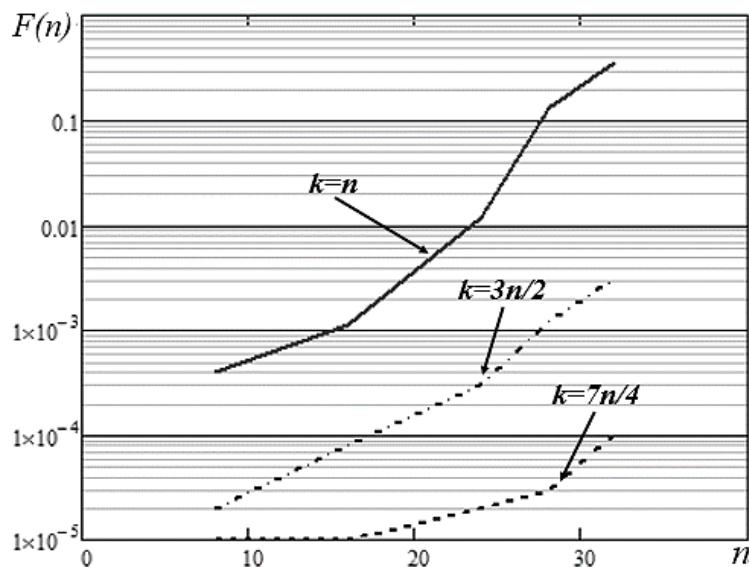


Рисунок 2 – Зависимость вероятности ложной тревоги от числа выбираемых наибольших отчетов n разных значениях k

На рисунке 2 сплошной линией показана вероятность ложной тревоги от числа выбираемых наибольших отчетов при значении $k=n$; штрихпунктирной тонкой линией – значение $k=3n/2$; пунктирной линией – значение $k=7n/4$. Параметры, при которых построены данные зависимости: заданная вероятность ложной тревоги $F=10^{-3}$; объем выборки $M=64$; число выбираемых наибольших отчетов меняется в диапазоне от $M/8$ до $M/2$; $k=n$, $k=3n/2$, $k=7n/4$.

Зависимость потерь в пороговом отношении сигнал-шум от числа выбираемых наибольших отчетов n с различным номером порядковой статистики k показана на рисунке 3. Потери определялись при вероятности правильного обнаружения $D=0,9$.

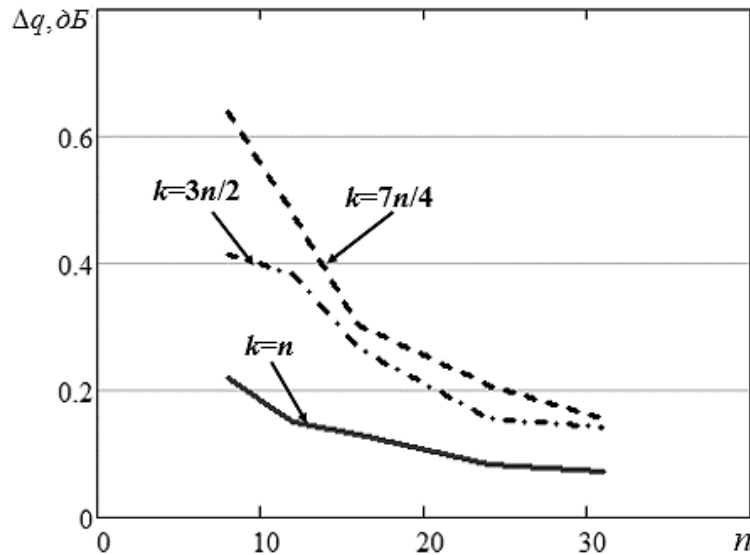


Рисунок 3 – Зависимость потерь в пороговом отношении сигнал-шум от числа выбираемых наибольших отчетов n с различным номером порядковой статистики k

На рисунке 3 сплошная линия соответствует потерям в пороговом отношении сигнал-шум при $k=n$; штрихпунктирная тонкая линия – $k=3n/2$; пунктирная линия – $k=7n/4$.

Анализ зависимостей на рисунке 3 показывает, что величина потерь в пороговом отношении сигнал-шум не превосходит $0,15 \text{ dB}$ при значении $n=3M/16$ и $k=n$.

Вычислительная сложность предлагаемого алгоритма

Оценку вычислительной сложности предлагаемого алгоритма рассмотрим на основе использования для сортировки алгоритма «пузырька», вычислительная сложность которого $O(n^2)$, где n – размер массива [4].

Вычислительная сложность алгоритма при объеме выборки M составляет $O(M^2)$ операций. Для предлагаемого алгоритма при разбиении выборки M на две подвыборки и выборе n наибольших отчетов, вычислительная сложность составляет $O(2(M/2)^2 + (2n)^2)$ операций.

Уменьшение вычислительных затрат предлагаемого алгоритма по сравнению с известным алгоритмом описывается выражением:

$$H = \frac{2(M/2)^2 + (2n)^2}{M^2}. \quad (1)$$

Из выражения (1) видно, что при $n=3M/16$ выигрыш составляет 36%, при $n=3M/8$ выигрыш уменьшается и равен 6,3%. Эти результаты показывают, что вычислительная сложность предлагаемого алгоритма уменьшается при выборке $n=3M/16$.

Выводы

Результаты анализа показывают, что при использовании предлагаемого алгоритма вероятность ложной тревоги F стремится к установленному значению вероятности и величина потерь в пороговом отношении сигнал-шум не превосходит $0,15 \text{ dB}$ при значении n приблизительно равно $3M/16$ в случае значения k равного n . Вычислительная сложность алгоритма значительно уменьшается при выборке $n=3M/16$. Полученные результаты позволяют рекомендовать предлагаемый алгоритм при значении $n=3M/16$ и $k=n$.

Литература

1. Mark A. Richards. Fundamentals of Radar Singnal Processing. – McGrow – Hill Education. 2014, p. 894.
2. Sebastián A. Villar , Bruno V. Menna, Sebastián Torcida , Gerardo G. Acosta. Efficient approach for OS-CFAR 2D technique using distributive histograms and breakdown point optimal concept applied to acoustic images //IET Radar Sonar Navig., 2019, Vol. 13 Iss. 21, pp. 2071-2082.
3. Joseph Haim Didi , Nadav Levanon. Repeated sorting on the sliding window for OS-CFAR //IET Radar Sonar Navig., 2019, Vol. 13 Iss. 8, pp. 1272-1278.

4. Biggar, P., Gregg. Sorting in the presence of branch prediction and caches //Technical Report TCD-CS-2005-57, Department of Computer Science, University of Dublin, Trinity College, August 2005.

**REDUCING THE COMPUTATIONAL COST FOR ORDER STATISTICS
CONSTANT FALSE ALARM RATE ALGORITHM**

Dr. Sc., Assoc. Prof. Belokurov V.A., Asp. Nguyen T.Q.

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin

In this paper, we analyze computational complexity of the order statistics constant false alarm rate algorithm by splitting the sorted sample into two subsamples and perform sorting in each of the subsamples. The false alarm probability, the loss in threshold signal-to-noise ratio and the computational complexity of the proposed algorithm were estimated through simulation. Based on the obtained results, a recommendation is provided on choosing the largest elements of the subsample and value of order statistics to reduce computational cost.



ПОВЫШЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ В КАНАЛАХ ПЕРЕДАЧИ РАДИОТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

д.т.н., проф. Беркович С.Б.¹, д.т.н., Ванюшин В.М.²,
к.т.н., Васильченко А.А.¹

¹Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого
²АНО «Институт инженерной физики»

В статье представлен результат повышения пропускной способности канала передачи радиотелеметрической информации за счет применения различных сигнально-кодовых конструкций. Выбор соответствующих сигнально-кодовых конструкций позволяет обеспечить повышение пропускной способности канала передачи радиотелеметрической информации до 5 раз.

Применение помехоустойчивого кодирования позволяет уменьшить (повысить помехоустойчивость) значение вероятности ошибки (на выходе из декодера) в зависимости от соотношения сигнал/шум на несколько порядков. В свою очередь, рассматривая зафиксированное значение вероятности битовой ошибки как $P_b=f(P_M)$, можно определить значение P_M , соответствующее зафиксированному значению вероятности битовой ошибки P_b . Тогда для соответствующего значения P_M при $P_c=const$, можно найти предельное значение скорости передачи информации R .

Отношение сигнал/шум по мощности в полосе пропускания приемника можно рассмотреть как выражение вида [1]:

$$h_0^2 = \frac{P_c}{P_{ш}} = \frac{P_c}{N_0 \Delta f_{np}} = \frac{P_c}{N_0 2R}$$

Значение скорости передачи информации в канале радиотелеметрии можно оценить выражением [2]:

$$V = \frac{k}{n} (\log_2 M) R [\text{бит} / \text{с}], \quad (1)$$

Тогда рассматривая диапазон значений вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-4}-10^{-1}$, можно построить графики зависимости значений скорости передачи информации в канале радиотелеметрии.

Значение вероятности ошибки в приеме единичного символа для сигналов с BPSK описывается выражением:

$$P_M = \frac{1}{2} e^{-h_0^2}, \quad (2)$$

Используя помехоустойчивое кодирование, получим:

$$h_{0\text{код}}^2 = \frac{k}{n} h_0^2, \quad (3)$$

Вероятность ошибки в приеме символа в случае использования помехоустойчивого кодирования для BPSK:

$$P_M = \frac{1}{2} e^{-h_{0\text{код}}^2}, \quad (4)$$

Для прямоугольного множества, приема с помощью согласованных фильтров, вероятность появления ошибки на выходе демодулятора при M -QAM, где M -основание модуляции, выражается следующим образом [3-4]:

$$P_M = \frac{2(1-L^{-1})}{\log_2 L} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\left(\frac{3 \log_2 L}{L^2 - 1} \right)} \cdot 2h_{0 \text{ код}}^2 \right], \quad (5)$$

Тогда, преобразовав и логарифмируя данное выражение, получим:

$$2P_M = e^{-h_0^2}, \quad (6)$$

$$\ln 2P_M = \ln e^{-h_0^2}, \quad (7)$$

$$-\ln 2P_M = h_0^2, \quad (8)$$

Приравнявая $\frac{P_c}{N_0} = A$, получим выражение:

$$-\ln 2P_M = \frac{A}{2R}, \quad (9)$$

$$A = -2R \cdot \ln(2P_M), \quad (10)$$

Задавая значением скорости передачи радиотелеметрической информации в диапазоне частот M2 $R=196$ бит/с, возможно определение коэффициента A для исследуемых сигнально-кодовых конструкций.

Далее используя для аппроксимации метод наименьших квадратов (степенные полиномы) была найдена зависимость значений вероятности ошибки в приеме одного символа P_M от значений вероятности битовой ошибки P_b . Методом планирования эксперимента было определено, что зависимость значений вероятности ошибки в приеме одного символа P_M от значений вероятности битовой ошибки P_b может описываться полиномами девятой степени, результате чего однозначно можно перейти от значения P_b к значению P_M . Вид аппроксимирующего полинома представляется следующим выражением:

$$P_M(P_b) = A_9 \cdot P_b^9 + A_8 \cdot P_b^8 + A_7 \cdot P_b^7 + A_6 \cdot P_b^6 + A_5 \cdot P_b^5 + A_4 \cdot P_b^4 + A_3 \cdot P_b^3 + A_2 \cdot P_b^2 + A_1 \cdot P_b + A_0, \quad (11)$$

Таблица 1

Расчет аппроксимирующих коэффициентов функции $P_M=f(P_b)$

A_i	БЧХ (15, 7, 5), BPSK	БЧХ (31,16,7), BPSK	PC (15, 7, 9), QAM-16	PC (31, 15, 17), QAM-32
A_9	60451509.933	45434773.416	197452.75	242778.4835
A_8	-76334451.934	-59477560.040	-509488.488	-603521.6179
A_7	40495794.304	32748920.952	554023.211	632946.735
A_6	-11727450.975	-9853241.013	-329935.3382	-363997.6764
A_5	2016481.645	1761255.998	117051.2408	124881.3659
A_4	-209813.559	-190454.620	-25212.5365	-26051.175
A_3	12917.312	12156.456	3222.8192	3228.9248
A_2	-443.264	-428.1018	-229.665	-222.88713
A_1	8.584	8.09338	8.87321	8.15646
A_0	0.0065593	0.0066018	0.04583	0.07953

Тогда для рассматриваемого значения вероятности битовой ошибки P_b значение максимально возможной информационной скорости передачи радиотелеметрической информации может определяться выражением при $P_c=const$:

$$R = -2A \cdot \ln(2P_M), \quad (12)$$

Результаты моделирования оценивания значений скорости передачи в канале радиотелеметрии V в зависимости от значений вероятности битовой ошибки P_b в диапазоне значений от $P_b=10^{-4}$ - 10^{-1} и значений соотношения сигнал/шум представлены на рисунках 1-5.

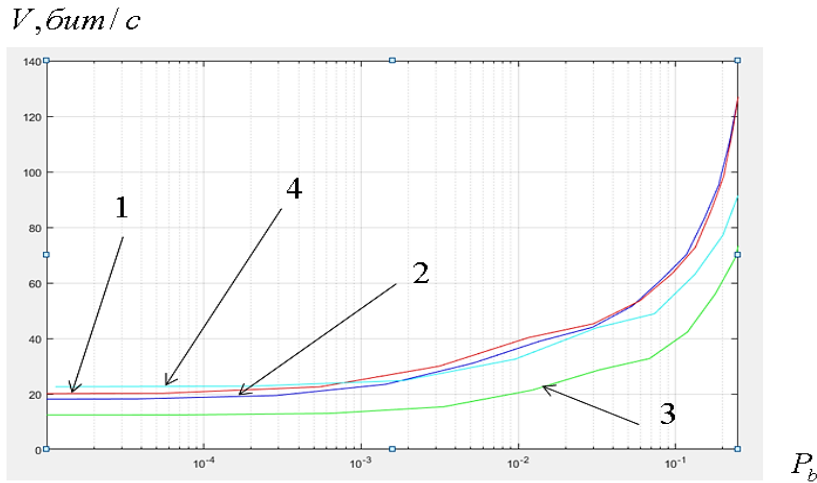


Рисунок 1 – Графики зависимости значений скорости передачи V в канале радиотелеметрии от значений вероятности битовой ошибки P_b при $h_0^2 = -5$ дБ:

- 1) БЧХ (15, 7, 5), BPSK; 2) БЧХ (31, 16, 7), BPSK; 3) PC (15, 7, 9), QAM-16; 4) PC (31, 15, 17), QAM-32

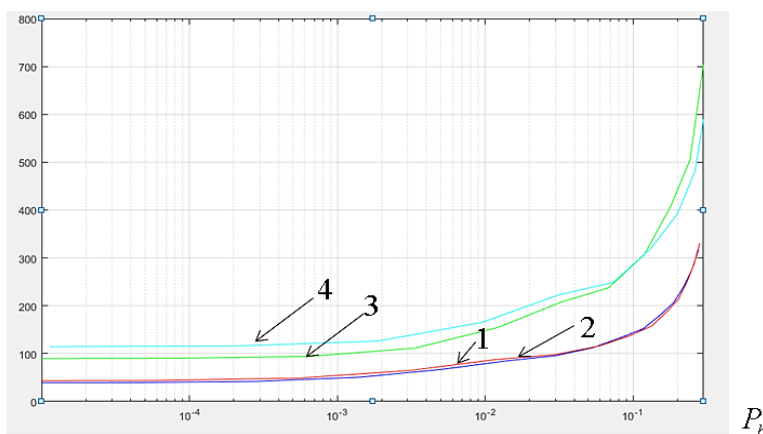


Рисунок 2 – Графики зависимости значений скорости передачи V в канале радиотелеметрии от значений вероятности битовой ошибки P_b при $h_0^2 = 0$ дБ:

- 1) БЧХ (15, 7, 5), BPSK; 2) БЧХ (31, 16, 7), BPSK; 3) PC (15, 7, 9), QAM-16; 4) PC (31, 15, 17), QAM-32

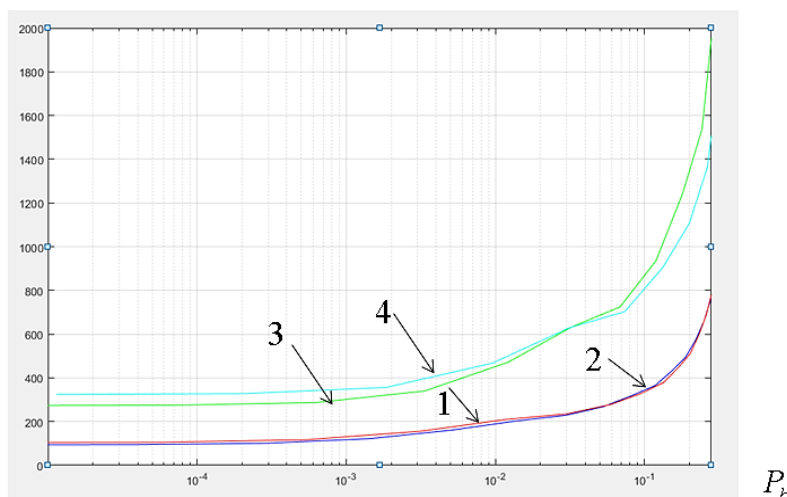


Рисунок 3 – Графики зависимости значений скорости передачи V в канале радиотелеметрии от значений вероятности битовой ошибки P_b при $h_0^2=5$ дБ:

- 1) БЧХ (15, 7, 5), BPSK; 2) БЧХ (31,16,7), BPSK; 3) PC (15, 7, 9), QAM-16; 4) PC (31, 15, 17), QAM-32

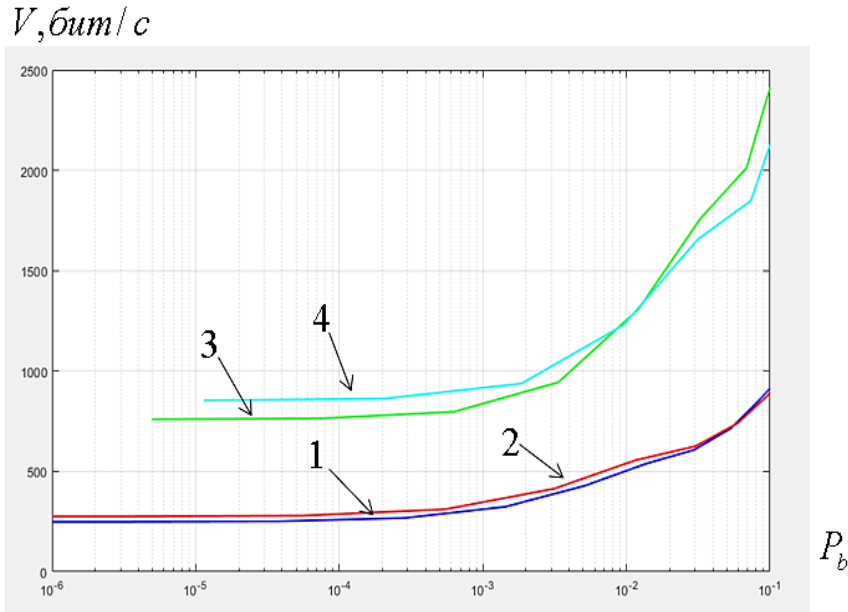


Рисунок 4 – Графики зависимости значений скорости передачи V в канале радиотелеметрии от значений вероятности битовой ошибки P_b при $h_0^2=10$ дБ:

- 1) БЧХ (15, 7, 5), BPSK; 2) БЧХ (31,16,7), BPSK; 3) PC (15, 7, 9), QAM-16; 4) PC (31, 15, 17), QAM-32

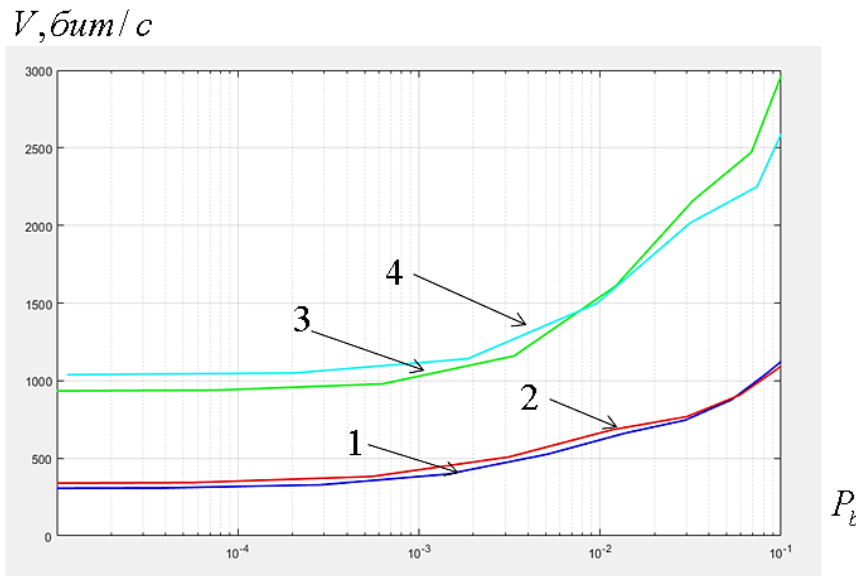


Рисунок 5 – Графики зависимости значений скорости передачи V в канале радиотелеметрии от значений вероятности битовой ошибки P_b при $h_0^2=11$ дБ:

- 1) БЧХ (15, 7, 5), BPSK; 2) БЧХ (31,16,7), BPSK; 3) PC (15, 7, 9), QAM-16; 4) PC (31, 15, 17), QAM-32

Отношение скорости передачи (пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации к скорости передачи равной 196 бит/с k показывает во сколько раз увеличивается (уменьшается) скорость передачи (пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации при применении исследуемой сигнально-кодовой конструкции для конкретного значения вероятности битовой ошибки P_b . При значениях коэффициента пропорциональности $k < 1$ достигается уменьшение скорости передачи (пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации в случае применения конкретной сигнально-кодовой конструкции, при значениях $k > 1$ достигается повышение скорости передачи (пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации. Результаты моделирования процесса оценивания изменения скорости передачи

(пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации при $P_b=10^{-4}$ для исследуемых сигнально-кодовых конструкций приведены в таблице 2.

Таблица 2

Изменение скорости передачи (пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации при $P_b=10^{-4}$ для исследуемых сигнально-кодовых конструкций

h_0^2	БЧХ (15, 7, 5), BPSK	БЧХ (31,16,7), BPSK	PC (15, 7, 9), QAM- 16	PC (31, 15, 17), QAM- 32
-5	0,0928	0,1017	0,0634	0,1163
-4	0,1076	0,1179	0,1196	0,1849
-3	0,1251	0,1372	0,1853	0,2644
-2	0,1461	0,1602	0,2624	0,357
-1	0,1712	0,1877	0,3531	0,4651
0	0,2014	0,2207	0,4603	0,5919
1	0,2378	0,2607	0,5877	0,7409
2	0,282	0,3091	0,7394	0,9171
3	0,3358	0,3682	0,9212	1,126
4	0,4016	0,4403	1,1398	1,3748
5	0,4824	0,5288	1,4038	1,6725
6	0,5819	0,6379	1,724	2,03
7	0,7048	0,7726	2,1141	2,4621
8	0,857	0,9395	2,591	2,9851
9	1,0461	1,1468	3,1764	3,6224
10	1,2815	1,4048	3,8974	4,4008
11	1,5751	1,7266	4,78814	5,3554

Анализ полученных результатов показывает следующее:

- наибольшее повышение скорости передачи (пропускной способности) канала передачи радиотелеметрической информации возможно при применении сигнально-кодовой конструкции PC (31, 15, 17), QAM-32 при $h_0^2 \geq 11$ дБ и составляет 5,3554 раза;
- применение сигнально-кодовых конструкций БЧХ (15, 7, 5), BPSK и БЧХ (31,16,7), BPSK при значении вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-4}$ целесообразно при $h_0^2 \geq 9$ дБ.
- применение сигнально-кодовой конструкции PC (15, 7, 9), QAM-16 при значении вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-4}$ целесообразно при $h_0^2 \geq 4$ дБ.
- применение сигнально-кодовой конструкции PC (31, 15, 17), QAM-32 при значении вероятности битовой ошибки $P_b=10^{-4}$ целесообразно при $h_0^2 \geq 3$ дБ.

Литература

1. Назаров А.В. Современная телеметрия в теории и на практике : учеб. курс / А. В. Назаров, Г. И. Козырев, И. В. Шитов, В. П. Обрученков, А. В. Дрелин, В. Б. Кравкин, С. Г. Кудряков, А. И. Петров, С. М. Соколов, В. Л. Якимов, А. И.
2. Скляр, Бернард. Цифровая связь. Теоретические основы и проактическое применение. Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. – 1104 с.: ил. – Парал. тит. англ.
3. Золотарев В.В., Овечкин Г.В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: Справочник. / Под ред. чл.-кор. РАН Ю.Б. Зубарева. – М.: Горячая линия – Телеком, 2004. – 126 с.:ил.
4. Финк Л.М. Сигналы, помехи, ошибки. Заметки о некоторых неожиданностях, парадоксах и заблуждениях в теории связи. – 2-е изд., перераб. И доп. – М.: Радио и связь. 1984. – 256 с., ил.
5. Хэмминг Р.В. Теория кодирования и теория информации: Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1983. – 176 с., ил.

THROUGHPUT INCREASE IN CHANNELS OF TRANSFER OF THE RADIO TELEMETERING INFORMATION

Doct.Tech.Sci. Berkovich S.B., Doct.Tech.Sci. Vanyushin V.M.,
Cand.Tech.Sci. Vasilchenko A.A.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(с. Serpukhov, Moscow region)

In article the result of increase of throughput of the channel of transfer of the radio telemetering information at the expense of application of various signalno-code designs is presented. The choice of corresponding signalno-code designs allows to provide increase of throughput of the channel of transfer of the radio telemetering information to 5 times.



РАДИОЛОКАЦИОННОЕ ИЗМЕРЕНИЕ КОМПЛЕКСНОЙ ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ И ОБЪЕМНОЙ ВЛАЖНОСТИ ПОЧВЫ

проф. Линец Г.И., проф. Баженов А.В.,
доц. Гривенная Н.В., студ. Гончаров В.Д.

Северо-Кавказский федеральный университет

В статье рассмотрена возможность использования результатов радиолокационных измерений комплексной относительной диэлектрической проницаемости почвы для определения её объемной влажности и удельной проводимости. Радиолокационное измерение комплексной относительной диэлектрической проницаемости плоскостойких диэлектриков естественного происхождения заключается в наклонном облучении земной поверхности вертикально и горизонтально поляризованным радиосигналом фиксированной частоты под разными углами падения и последующем приеме вертикально и горизонтально поляризованного интерференционного сигнала в условиях диффузно-зеркального отражения. Действительная и мнимая части комплексной относительной диэлектрической проницаемости почвы определяются с использованием формул Френеля для горизонтально и вертикально поляризованного радиосигнала фиксированной частоты в условиях полного (псевдо полного) преломления при угле падения, равном углу (псевдо углу) Брюстера. Псевдо угол Брюстера определяется по появлению разности фаз между вертикально и горизонтально поляризованными интерференционными сигналами. В отличие от известных радиолокационных методов, основанных на облучении земной поверхности по нормали, при наклонном облучении достигается более глубокое проникновение зондирующего сигнала в почву, что обеспечивает измерение объемной влажности и удельной проводимости почвы в районе корневой системы растений с погрешностью не более 1%.

Для обеспечения продовольственной безопасности страны необходимо повышение урожайности зерновых культур, что может быть достигнуто за счет внедрения технологии точного земледелия. Основой для правильного выбора агротехнических мероприятий служит оценка объемной влажности почвы на всех этапах жизненного цикла сельскохозяйственных растений. В последнее десятилетие существенное внимание уделяется комплексному дистанционному мониторингу состояния почвогрунтов. Для мониторинга обширных территорий сельскохозяйственных земель применяются радиолокаторы подповерхностного зондирования, установленные как на поверхности Земли, так и на авиационных и космических аппаратах [1]-[4]. Данные, полученные с помощью радиометрических систем дистанционного (спутникового) зондирования, являются сведениями о поверхностной или подповерхностной (на глубину до 10 см) влажности. На основании этой информации оценить распределение процентной (объемной) влажности вглубь почвы не представляется возможным. Устройства для дистанционного измерения влажности, которые позволяют оперативно и на протяженных участках проводить измерения поверхностной влажности участков земной поверхности, обладают низкой точностью оценки влажности в корневой зоне растений.

Лабораторные методы измерения процентной влажности почвы при высокой (эталонной/калибровочной) точности не обладают необходимой оперативностью в полевых условиях. В связи с этим возникает необходимость разработки новых методов дистанционного измерения влажности почвы, основанных на радиолокационном зондировании, с целью определения зависящих от влажности физических параметров почвы, в частности относительной диэлектрической проницаемости и удельной проводимости.

Диэлектрическая проницаемость почв, грунтов и горных пород существенно возрастает при увеличении их влажности, что может быть установлено по данным повторных измерений на контрольных участках с их известными типами [5].

Поскольку влажная слоистая почва представляет собой диэлектрик с потерями, то диэлектрическая проницаемость почвы и коэффициенты отражения радиолокационного поляризованного сигнала от границы раздела «воздух-поверхность» имеют комплексный характер.

При дистанционном зондировании почвы комплексный коэффициент отражения от границы раздела «воздух-поверхность» зависит от диэлектрических свойств верхнего слоя почвы и поляризации зондирующего сигнала, а также от угла его падения. При наклонном облучении поверхности вертикально поляризованным радиолокационным сигналом существует некоторый угол падения (угол Брюстера φ_B), при котором комплексный коэффициент отражения от границы диэлектрических сред принимает близкое к нулю значение, т.е. проявляется эффект полного (псевдо полного) преломления. Для повышения точности определения псевдоугла Брюстера, обеспечивающего выявление эффекта полного преломления, целесообразно использовать интерференцию прямой и отраженной волн для двух видов поляризации радиосигнала (вертикальной и горизонтальной).

Известен способ дистанционного измерения диэлектрической проницаемости плоскостойких диэлектриков естественного происхождения с потерями [6], при реализации которого над исследуемым участком земной поверхности раздельно размещают передающий и приемный модули радиолокационной системы. С позиции передатчика радиоволнами фиксированной частоты (469 МГц) с вертикальной и горизонтальной поляризацией (например, с использованием двух антенн) под различными углами падения облучают исследуемую поверхность. На приемной позиции принимают и регистрируют отдельно осцилляции горизонтально и вертикально поляризованных интерференционных сигналов, представляющих собой сумму сигналов:

- проходящего прямо от радиопередающего к радиоприемному модулю;
- отраженного от границы «воздух-поверхность»;
- проходящего ниже границы раздела «воздух-поверхность».

При приближении к углу Брюстера появляется сдвиг фаз между вертикально и горизонтально поляризованными интерференционными сигналами. По разности фаз определяют псевдоугол Брюстера, затем рассчитывают действительную и мнимую части относительной диэлектрической проницаемости контролируемого участка по известным формулам Френеля [7] для комплексных коэффициентов отражения горизонтально и вертикально поляризованного радиосигнала. С учетом допущений, что оба диэлектрика являются немагнитными, а первая среда (воздух) по своим свойствам близка к свойствам вакуума, и второго закона Снеллиуса, позволяющего выразить угол преломления через угол падения, коэффициенты отражения определяются только комплексной относительной диэлектрической проницаемостью второй среды. При известном угле падения, равном углу Брюстера φ_B , в системе уравнений из комплексных коэффициентов отражения горизонтально и вертикально поляризованного радиосигнала будет только одна неизвестная величина – комплексная относительная диэлектрическая проницаемость $\varepsilon = \varepsilon' + j\varepsilon''$, состоящая из действительной ($\varepsilon' = \varepsilon_2$) и мнимой ($\varepsilon'' = \frac{\sigma_2}{2\pi f \varepsilon_0}$) частей (здесь ε_0 – диэлектрическая проницаемость вакуума; ε_2 – относительная диэлектрическая проницаемость второй среды; σ_2 – удельная проводимость второй среды; f – частота зондирующего радиосигнала).

Для определения влажности почвы (диэлектрика с потерями) с заданной точностью необходимо знать зависимость комплексной относительной диэлектрической проницаемости почвы от объемной влажности и других физических параметров почвы.

В настоящее время для исследования физических свойств влажной почвы используется ряд моделей комплексной диэлектрической проницаемости [8]. Методы системного моделирования электрических характеристик почвы на основе оценки комплексной относительной диэлектрической проницаемости сведены в [9].

В соответствии с [9] почва рассматривается как смесь четырех компонентов:

- частиц почвы, состоящих из песка, глины и ила;
- воздуха;
- связанной воды;
- свободной воды (или текучей воды, которая свободно течет в пустотах почвы).

Комплексная относительная диэлектрическая проницаемость почвы $\varepsilon = \varepsilon' + j\varepsilon''$ этой четырехкомпонентной смеси представлена системой педотрансферных функций связи действительной и мнимой частей с объемной влажностью W , составом (процентным содержанием частиц почвы $P_{\text{песок}}$, $P_{\text{глин}}$, $P_{\text{ил}}$) и плотностью почвы ρ_b [9]

$$\begin{cases} \varepsilon' = [1 + (\rho_b/\rho_s)(\{\varepsilon'_{\text{пл}}\}^\alpha - 1) + W^{\beta'} (\varepsilon'_{\text{св}})^\alpha - W]^{1/\alpha} \\ \varepsilon'' = [W^{\beta''} (\varepsilon''_{\text{св}})^\alpha]^{1/\alpha} \end{cases} \quad (1)$$

В системе (1) ρ_s – удельный вес сухой смеси составляющих почвы;

ρ_b – объемная плотность почвы;

W – объемная влажность почвы;

$\varepsilon'_{\text{св}}$ и $\varepsilon''_{\text{св}}$ – действительная и мнимая части комплексной относительной диэлектрической проницаемости связанной воды;

$\varepsilon'_{\text{пл}}$ – составляющая диэлектрической проницаемости, определяемая плотностью почвы,

$$\varepsilon'_{\text{пл}} = (1,01 + 0,44 \rho_s)^2 - 0,062;$$

$$\beta' = 1,2748 - 0,00519 P_{\text{песок}} - 0,00152 P_{\text{глина}};$$

$$\beta'' = 1,33797 - 0,00603 P_{\text{песок}} - 0,00166 P_{\text{глина}};$$

$$\alpha = 0,65.$$

В качестве входного параметра для определения объемной влажности почвы требуется рассчитать значение объемной плотности почвы ρ_b [кг/м³]. Измерение объемной плотности почвы напрямую затруднено, поэтому объемную плотность определяют косвенным методом через процентное содержание сухих компонентов, образующих исследуемый объем почвы

$$\rho_b = 1,07256 + 0,078886 \ln(P_{\text{песок}}) + 0,038753 \ln(P_{\text{глина}}) + 0,032732 \ln(P_{\text{ил}}). \quad (2)$$

Состав почвы принято определять с использованием диаграммы Ферре по процентному содержанию её компонентов [10].

Проведя подстановку соответствующих выражений для определения объемной плотности (2), удельного веса сухой смеси компонентов почвы ρ_s , а также значения мнимой части комплексной относительной диэлектрической проницаемости почвы ϵ'' , определенного способом [6], во второе уравнение системы (1), определяем объемную влажность почвы

$$W = \beta'' \sqrt{\left(\frac{\epsilon''}{\epsilon''_{\text{CB}}}\right)^\alpha}. \quad (3)$$

Пример реализации выражения (3) для различных типов почв показан на рисунке 1.

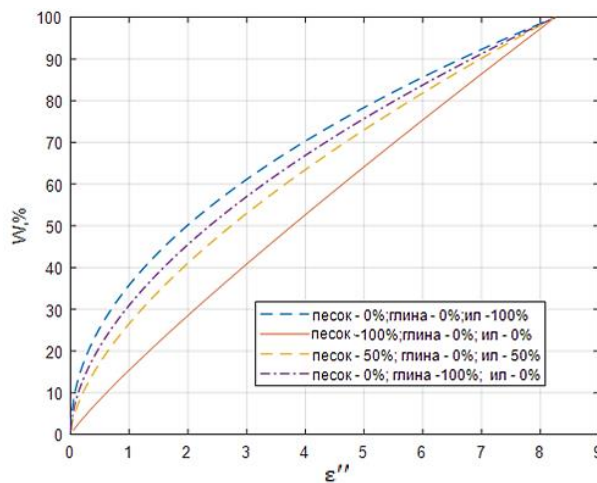


Рисунок 1 – Результаты расчета объемной влажности почвы разного состава по мнимой части комплексной относительной диэлектрической проницаемости почвы

Полученные в полевых условиях экспериментальные данные объемной влажности почвы хорошо согласуются с расчетными, выполненными по формуле (3). Погрешность определения W в диапазоне измерений 0,1...100% не превышает 1% и является приемлемой при использовании данных о влажности в целях дистанционного мониторинга сельскохозяйственных земель и выработки рациональных агротехнических мероприятий.

После определения угла Брюстера и вычисления действительной и мнимой частей комплексной относительной диэлектрической проницаемости [6], может быть определена удельная проводимость почвы с использованием выражения

$$\sigma = \epsilon'' 2\pi f \epsilon_0. \quad (4)$$

Для проверки адекватности вычислений влажности почвы по значениям мнимой и действительной частей комплексной диэлектрической проницаемости была рассчитана зависимость удельной проводимости почвы от ее объёмной влажности, представленная на рисунке 2. Результаты расчетов по формуле (4) удельной проводимости почвы представлены в сравнении с экспериментальными данными, полученными с помощью влагомера TDR 150 компании Spectrum Technologies на глубине 0,2 м. Отклонения экспериментальных данных от результатов расчетов с использованием (4) не превышают 6,9%, что подтверждает адекватность полученных выражений.

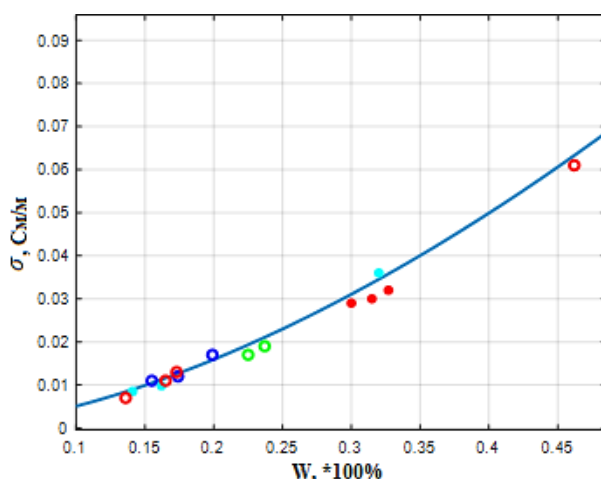


Рисунок 2 – Графики зависимости удельной проводимости (σ) от объемной влажности почвы (W). Цветными маркерами отмечены экспериментальные данные измерений удельной проводимости и объемной влажности на глубине 0,2 м в условиях полигона

Размещение передающего и приемного модулей радиолокационной системы дистанционного измерения комплексной диэлектрической проницаемости на двух беспилотных летательных аппаратах позволит проводить исследования объемной влажности и удельной проводимости почвы на больших территориях.

Таким образом, использование метода радиолокационного измерения комплексной диэлектрической проницаемости плоскостойких диэлектриков естественного происхождения позволяет определять относительную влажность и удельную проводимость почвы на уровне корневой системы сельскохозяйственных растений на всех этапах их жизненного цикла с требуемой оперативностью и точностью.

Работа выполнена в рамках реализации программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» при финансовой поддержке Минобрнауки России (соглашение № 075-15-2021-1319)

Литература

1. Florian Mallet, Vincent Marc, Johnny Douvinet, Philippe Rossello, Daniel Joly, Stéphane Ruy, Assessing soil water content variation in a small mountainous catchment over different time scales and land covers using geographical variables, *Journal of Hydrology*, Volume 591, 2020, 125593, <https://doi.org/10.1016/j.jhydrol.2020.125593>.
2. Fei Xie, Wallace W.L. Lai, Xavier Dérobert, Building simplified uncertainty models of object depth measurement by ground penetrating radar, *Tunnelling and Underground Space Technology*, Volume 123, 2022, 104402, <https://doi.org/10.1016/j.tust.2022.104402>.
3. Tasnuva Rouf, Manuela Girotto, Paul Houser, Viviana Maggioni, Assimilating satellite-based soil moisture observations in a land surface model: The effect of spatial resolution, *Journal of Hydrology X*, Volume 13, 2021, 100105, <https://doi.org/10.1016/j.hydroa.2021.100105>.
4. Rohil, M. K., Mathur, S. ,CYGNSS-derived soil moisture: Status, challenges and future // *Ecological Informatics* – 2022. – Vol.69.
5. Мачерет, Ю. Я. Диэлектрические свойства почв и грунтов и оценка их гидротермического состояния под снежным покровом по данным радиозондирования / Ю. Я. Мачерет, А. В. Сосновский, А. Ф. Глазовский // *Лёд и снег*. – 2022. – Т. 62, № 2. – С. 203-216. – DOI 10.31857/S2076673422020126. – EDN EOTXTT.
6. Патент № 2790085 С1 Российская Федерация, МПК G01R 27/26. Способ дистанционного измерения комплексной диэлектрической проницаемости плоскостойких диэлектриков естественного происхождения : № 2022127905 : заявл. 27.10.2022 : опубл. 14.02.2023 / Г. И. Линец, А. В. Баженов, С. В. Мельников [и др.] ; заявитель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования "Северо-Кавказский федеральный университет".

7. Марков, Г. Т. Электродинамика и распространение радиоволн : Учебное пособие для вузов / Г. Т. Марков, Б. М. Петров, Г. П. Грудинская. – Москва : Советское радио, 1979. – 376 с. – EDN URZGXQ.
8. Mohamed A.-M.O., Evan K. Paleologos L.K. Dielectric Permittivity and Moisture Content. Fundamentals of Geoenvironmental Engineering, Butterworth-Heinemann, 2018, pp. 581-637
9. Рекомендация МСЭ-R P.527 – 6(09/2021). Электрические характеристики земной поверхности. Серия Р. Распространение радиоволн.
10. Гаврилов Д.А. Использование R для классификации гранулометрических классов почв и построения диаграммы Ферре // Почвы и окружающая среда. 2021. Том 4. № 1. e136. doi:10.31251/pos.v4i1.136

RADAR MEASUREMENT OF COMPLEX RELATIVE PERMITTIVITY AND VOLUMETRIC SOIL MOISTURE

Prof. Linets G.I., prof. Bazhenov A.V.,
assoc. Grivennaya N.V., student. Goncharov V.D.

North Caucasus Federal University,

The article considers the possibility of using the results of radar measurements of the complex relative permittivity of the soil to determine its volumetric humidity and specific conductivity. Radar measurement of the complex relative permittivity of plane-layered dielectrics of natural origin consists in oblique irradiation of the Earth's surface with a vertically and horizontally polarized radio signal of a fixed frequency at different angles of incidence and subsequent reception of a vertically and horizontally polarized interference signal under diffuse-specular reflection conditions. The real and imaginary parts of the complex relative permittivity of the soil are determined using Fresnel formulas for a horizontally and vertically polarized radio signal of a fixed frequency under conditions of total (pseudo total) refraction at an angle of incidence equal to the Brewster angle (pseudo angle). The pseudo Brewster angle is determined by the appearance of the phase difference between vertically and horizontally polarized interference signals. In contrast to the known radar methods based on normal irradiation of the Earth's surface, with oblique irradiation, a deeper penetration of the probing signal into the soil is achieved, which provides measurement of volumetric humidity and specific conductivity of the soil in the area of the root system of plants with an error of no more than 1%.



РАЗРАБОТКА АДАПТИВНОГО АЛГОРИТМА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ДВИЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ РЕГУЛЯРИЗОВАННОГО ФИЛЬТРА КАЛМАНА

д.т.н., проф. Есиков О.В.¹, преп. Данилов А.С.²

¹АО Центральное конструкторское бюро аппаратостроения,
² Филиал военной академии материально-технического обеспечения,

Разработан адаптивный алгоритм определения параметров движения объектов на основе обработки траекторной информации. Для реализации адаптации параметров модели предложено и формализовано применение метода максимального правдоподобия. Предложено для определения параметров объектов применять регуляризованный фильтр Калмана. Представлены схемы реализации регуляризованного фильтра Калмана и фильтра с распараллеливанием по параметру регуляризации. Полученные результаты могут иметь практическую реализацию на многопроцессорных системах обработки данных.

Задача определения положения объекта на основе обработки траекторной информации в условиях сложной помеховой обстановки стоит по-прежнему крайне остро.

Из теории случайных процессов известно, что при оптимальном выборе параметров модели состояния невязка \tilde{Z}_k является последовательностью независимых гауссовских векторов с ковариационной матрицей ошибок P_k [1].

Это позволяет построить функцию правдоподобия $f(Z, \Theta)$, определяемую как вероятность поступления последовательности измерений Z_k при заданном составе параметров модели состояния системы

$$f(Z, \Theta) = \prod_{k=1}^N \left[(2\pi)^m \det P \right]^{-\frac{1}{2}} \exp \left\{ -\frac{1}{2} Z_k^T P^{-1} \tilde{Z}_k \right\}, \quad (1)$$

где P - ковариационная матрица ошибок прогноза.

Следовательно, необходимо получить такие значения параметров Θ , при которых функция правдоподобия (1) будет максимальной. В качестве параметров Θ используются периоды корреляции и дисперсии случайных процессов движения и погрешностей измерений модели.

Для реализации адаптации параметров модели методом максимального правдоподобия при расчетах удобнее пользоваться логарифмом функции правдоподобия

$$-L(Z, \Theta) = \frac{N}{2} \ln 2\pi + \frac{N}{2} \ln \det P + \frac{1}{2} \sum_{k=1}^N \tilde{Z}_k^T P^{-1} \tilde{Z}_k. \quad (2)$$

Из анализа этого выражения видно, что для минимизации функционала $L(Z, \Theta)$ необходимо оптимизировать последние слагаемые

$$L^* = \sum_{k=1}^N \tilde{Z}_k^T P^{-1} \tilde{Z}_k + N \ln \det P.$$

Исходя из критерия оптимальности по минимуму суммы квадратов невязок, для минимизации L^* будем использовать метод Ньютона, который обеспечивает высокую скорость сходимости последовательных приближений к решению.

Итерационная процедура метода Ньютона имеет вид

$$\Theta_{m+1} = \Theta_m - I_2^{-1} I_1, \quad (3)$$

где Θ - вектор определяемых параметров; m - номер итерации; I_2 - матрица вторых частных производных; I_1 - вектор первых частных производных.

Частные производные вычисляются по формулам

$$\frac{\partial L^*}{\partial \Theta} = \sum_{k=1}^N \tilde{Z}_k^T P^{-1} \frac{\partial \tilde{Z}_k}{\partial \Theta_i} + N \frac{\partial}{\partial \Theta_i} (\ln \det P),$$

$$\frac{\partial^2 L^*}{\partial \Theta_i \partial \Theta_j} = \sum_{k=1}^N \frac{\partial \tilde{Z}_k^T}{\partial \Theta_i} P^{-1} \frac{\partial \tilde{Z}_k}{\partial \Theta_j} + \sum_{k=1}^N \tilde{Z}_k^T P^{-1} \frac{\partial^2 \tilde{Z}_k}{\partial \Theta_i \partial \Theta_j} + N \frac{\partial^2}{\partial \Theta_i \partial \Theta_j} (\ln \det P).$$

Для оптимизируемых параметров, когда их значения близки к оптимальным, элементы матрицы $\frac{\partial^2 \tilde{Z}_k}{\partial \Theta_i \partial \Theta_j}$

мало отличны от нуля. Учитывая это, рассчитываем матрицу вторых частных производных

$$\frac{\partial^2 L^*}{\partial \Theta_i \partial \Theta_j} = \sum_{k=1}^N \frac{\partial \tilde{Z}_k^T}{\partial \Theta_i} P^{-1} \frac{\partial \tilde{Z}_k}{\partial \Theta_j} + N \frac{\partial^2}{\partial \Theta_i \partial \Theta_j} (\ln \det P),$$

$$\frac{\partial \tilde{Z}_k}{\partial \Theta} = \frac{\partial a_2}{\partial \Theta} (Z_{k-1} - H_0) - \frac{\partial H^*}{\partial \Theta} M_{k-1} - H^* \frac{\partial M_{k-1}}{\partial \Theta}.$$

Отсюда получим

$$\frac{\partial M_k}{\partial \Theta} = \frac{\partial F}{\partial \Theta} M_{k-1} + F \frac{\partial M_{k-1}}{\partial \Theta} + \frac{\partial K_k}{\partial \Theta} P_k^{-1} \tilde{Z}_k + K_k P_k^{-1} \frac{\partial \tilde{Z}_k}{\partial \Theta} + K_k \frac{\partial P_k^{-1}}{\partial \Theta} \tilde{Z}_k$$

Здесь производная коэффициента усиления определяется как

$$\frac{\partial K_k}{\partial \Theta} = \frac{\partial G G^T}{\partial \Theta} H^T + \frac{\partial F}{\partial \Theta} D_{k-1} H^{*T} + F \frac{\partial D_{k-1}}{\partial \Theta} H^{*T} + F D_{k-1} \frac{\partial H^{*T}}{\partial \Theta},$$

где производная матрицы измерений имеет вид

$$\frac{\partial H^*}{\partial \Theta} = H \frac{\partial F}{\partial \Theta} + \frac{\partial a_2}{\partial \Theta} H.$$

Учитывая линейность оператора sp , получаем окончательное выражение для производной логарифма определителя ковариационной матрицы ошибок прогноза

$$\frac{\partial}{\partial \Theta} (sp \ln P) = sp \left(\frac{\partial}{\partial \Theta} \ln P \right) = sp \left(P^{-1} \frac{\partial P}{\partial \Theta} \right).$$

Для нахождения матрицы вторых частных производных продифференцируем первую производную и получим

$$\frac{\partial^2}{\partial \Theta_i \partial \Theta_j} (\ln \det P) = sp \left\{ \left(-P^{-1} \frac{\partial P}{\partial \Theta_i} P^{-1} \right) \frac{\partial P}{\partial \Theta_j} + P^{-1} \frac{\partial^2 P}{\partial \Theta_i \partial \Theta_j} \right\}.$$

В свою очередь выражение для производной $\partial P / \partial \Theta$ определяется как

$$\frac{\partial P_k}{\partial \Theta} = \frac{\partial}{\partial \Theta} G G^T H^T + \frac{\partial}{\partial \Theta} b_2 b_2^T + \frac{\partial H^*}{\partial \Theta} D_{k-1} H^{*T} + H^* \frac{\partial D_{k-1}}{\partial \Theta} H^{*T} + H^* D_{k-1} \frac{\partial H^{*T}}{\partial \Theta}.$$

Производная $\partial^2 P / \partial \Theta_i \partial \Theta_j$ определяется численным методом по приращениям.

Полученные выражения для частных производных позволяют рассчитать элементы вектора I_1 матрицы I_2 и решить оптимизационную задачу (3) и тем самым найти решение уравнения максимального правдоподобия (2).

Однако разработанный таким образом адаптивный фильтр предполагает строго определенную модель состояния. При ее изменении возникает необходимость пересчета фильтра, в результате которого появляются громоздкие аналитические выражения для составляющих фильтра. Кроме того, такой алгоритм не позволяет использовать в процессе обработки дополнительную априорную информацию, получаемую по результатам обработки предыдущих экспериментов.

Фундаментальная матрица $\Phi(t)$ представляет собой матричную экспоненту вида

$$\Phi(t) = e^{tA} = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(tA)^n}{n!}$$

и является решением дифференциального уравнения

$$\frac{d\Phi}{dt} = A\Phi, \quad \Phi(0) = I. \quad (4)$$

Из результатов дифференцирования (4), с использованием теоремы Шварца [2] получим систему матричных дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial \Phi}{\partial \Theta} \right) = A \frac{\partial \Phi}{\partial \Theta} + \frac{\partial A}{\partial \Theta} \Phi \\ \frac{d}{dt} \Phi = A\Phi \end{cases} \quad (5)$$

решением которой является матрица искомым производных.

Производную $\frac{\partial}{\partial \Theta} G G^T$ определяется путем решения систему матричных дифференциальных уравнений

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left(\frac{\partial}{\partial \Theta} GG^T \right) = \frac{\partial A}{\partial \Theta} GG^T + A \frac{\partial}{\partial \Theta} GG^T + \frac{\partial}{\partial \Theta} GG^T A^T + GG^T \frac{\partial A}{\partial \Theta} + \frac{\partial}{\partial \Theta} BB^T \\ \frac{d}{dt} GG^T = AGG^T + GG^T A^T + BB^T \end{cases} \quad (6)$$

Дифференцируя алгебраическое уравнение Риккати [3] получим зависимость для расчета производной ковариационной матрицы ошибок фильтрации

$$\frac{\partial D}{\partial \Theta} q_1 D + D \frac{\partial q_1}{\partial \Theta} + D q_1 \frac{\partial D}{\partial \Theta} + \frac{\partial D}{\partial \Theta} q_2 + D \frac{\partial q_2}{\partial \Theta} - \frac{\partial q_3}{\partial \Theta} D - q_3 \frac{\partial D}{\partial \Theta} - \frac{\partial q_4}{\partial \Theta} = 0, \quad (7)$$

где

$$\begin{aligned} \frac{\partial q_1}{\partial \Theta} &= \frac{\partial C_1}{\partial \Theta} C_4 + C_1 \frac{\partial C_4}{\partial \Theta}, \quad \frac{\partial q_2}{\partial \Theta} = \frac{\partial C_1^{-T}}{\partial \Theta}, \quad \frac{\partial q_3}{\partial \Theta} = \frac{\partial C_1}{\partial \Theta} + \frac{\partial C_2}{\partial \Theta} C_1^{-T} C_4 + C_2 \frac{\partial C_1^{-T}}{\partial \Theta} C_4 + C_2 C_1^{-T} \frac{\partial C_4}{\partial \Theta}, \\ \frac{\partial q_4}{\partial \Theta} &= \frac{\partial C_2}{\partial \Theta} C_1^{-T} + C_2 \frac{\partial C_1^{-T}}{\partial \Theta}, \\ \frac{\partial C_1}{\partial \Theta} &= \frac{\partial F}{\partial \Theta} GG^T H^T C_3^{-1} H^{*T} + F \frac{\partial}{\partial \Theta} GG^T H^T C_3^{-1} H^{*T} + F GG^T H^T \frac{\partial C_3}{\partial \Theta} H^{*T} + F GG^T H^T C_3^{-1} \frac{\partial H^{*T}}{\partial \Theta}, \\ \frac{\partial C_2}{\partial \Theta} &= \frac{\partial}{\partial \Theta} GG^T - \frac{\partial C_3^{-1}}{\partial \Theta} H GG^T - C_3^{-1} H \frac{\partial}{\partial \Theta} GG^T, \quad \frac{\partial C_4}{\partial \Theta} = \frac{\partial H^{*T}}{\partial \Theta} C_3^{-1} H^* + H^* \frac{\partial C_3^{-1}}{\partial \Theta} H^* + H^{*T} C_3^{-1} \frac{\partial H^*}{\partial \Theta}. \end{aligned}$$

Таким образом, решение уравнений (5), (6), (7) позволяет полностью рассчитать фильтр с адаптацией по параметрам стохастической модели в непрерывном виде. Изменение функциональной формы модели не требует пересчета фильтра, так как в этом случае изменяются только элементы переходных матриц и весь расчет проводится по тем же алгоритмам синтеза фильтра.

В разработанном дискретно-непрерывном фильтре b_2 является параметром регуляризации, который адаптируется к реализующимся измерениям. Однако получаемые оценки являются субоптимальными, так как их вычисление зависит непосредственно от значения параметра регуляризации, что эквивалентно внесению некоторой дополнительной погрешности на вход фильтра, приводящей к увеличению результирующей ошибки фильтрации.

В результате обработки траекторной информации, накапливаются различные статистические данные, в том числе и о значениях регуляризирующего параметра b_2 , который для простоты изложения и соответствия общепринятой терминологии обозначим через α . Это позволяет задать априорную плотность $\rho(\alpha)$ распределения параметра регуляризации на положительной полуоси $(0, \infty)$.

Экспериментальные исследования показали, что наилучшая точность оценок при определении движения объекта, достигается при $\alpha \in (10^{-8}, 10^{-2})$. Поэтому целесообразно ограничиться конечным интервалом (α_0, α_m) значений α и тогда, когда для решаемого класса задач не проводились численные эксперименты и расчеты. В этом случае плотность $\rho(\alpha)$ будем считать соответствующей равномерному распределению [4]. При поступлении реализации наблюдаемого процесса $Z(t)$, используя свойство математического ожидания, получаем

$$\hat{X}_0(t) = M[X(t)|Z(t)] = M\{M[X(t)|Z(t), \alpha]Z(t)\} = \int_a^b \hat{X}_\alpha(t) \rho_t(\alpha) d\alpha,$$

где $\hat{X}_\alpha(t)$ - регуляризованная оценка; $\rho_t(\alpha)$ - апостериорная плотность распределения.

Известно [5], что если некоторая случайная величина связана каким-либо образом с измерениями этой величины, то для нахождения оптимальной (в определенном смысле) оценки со статистической точки зрения необходимо восстановить апостериорную плотность распределения вероятности этой величины, зная которую, легко найти оценку методом максимального правдоподобия.

Для определения $\rho_t(\alpha)$ по формуле Байеса получим

$$\rho_t(\alpha) = \rho[\alpha|Z(t)] = \frac{\rho[X(t), \alpha|Z(t)]}{\rho[X(t)|Z(t), \alpha]}. \quad (8)$$

По теореме Бьюси [6] и используя свойства математических ожиданий для (8) получим

$$\rho_t(\alpha) = \frac{M_Z[\Psi_t(\alpha)|\alpha] \rho_0(\alpha)}{\int_0^b M_Z[\Psi_t(\alpha)|\alpha] \rho_0(\alpha) d\alpha},$$

где функция $M_Z[\Psi_t(\alpha)|\alpha]$ есть функция правдоподобия $\Phi_t(\alpha)$.

Тогда окончательно выражение для апостериорной плотности распределения параметра регуляризации принимает вид

$$\rho_t(\alpha) = \frac{\Phi_t(\alpha)\rho_0(\alpha)}{\int_{\alpha_0}^{\alpha_m} \Phi_t(\alpha)\rho_0(\alpha)d\alpha}. \quad (9)$$

Таким образом, оптимальная в среднеквадратическом смысле линейная оценка $\hat{X}_0(t)$ состояния системы $X(t)$ по наблюдениям $Z(t)$ вычисляется по формуле

$$\hat{X}_0(t) = \int_{\alpha}^{\alpha_m} \hat{X}_{\alpha} \rho_t(\alpha) d\alpha.$$

Корреляционная матрица ошибок имеет вид

$$P(t) = \int_0^b \left\{ P_{\alpha}(t) + [\hat{X}_0(t) - \hat{X}_{\alpha}(t)] [\hat{X}_0(t) - \hat{X}_{\alpha}(t)]^T \right\} \rho_t(\alpha) d\alpha,$$

где $\rho_t(\alpha)$ определяется выражением (9).

Вычисляемые регуляризованные оценки $\hat{X}_{\alpha}(t)$ не зависят друг от друга при различных значениях параметра регуляризации из интервала $\alpha \in [\alpha_0, \alpha_m]$. Это позволяет распараллелить вычислительный процесс по α , задавшись сеткой опорных значений параметра регуляризации $\alpha_0, \alpha_1 = \alpha_0 + \Delta\alpha, \alpha_2 = \alpha_1 + \Delta\alpha$ и т.д. до $\alpha_j = \alpha_{j-1} + \Delta\alpha = \alpha_m$, и получить оптимальную в среднеквадратическом смысле и совпадающую с условным математическим ожиданием оценку в темпе поступления измерений.

На рисунке 1 представлена структурная схема такого фильтра с распараллеливанием по параметру регуляризации. Он содержит N регуляризованных фильтров Калмана 1, первый сумматор 2, N основных множителей 3, N делителей 4, N канальных множителей 5, N интеграторов 6, N делителей на минус два 7, N вычислителей экспоненты 8, первый множитель на постоянную величину 9, второй сумматор 10, N множителей 11, второй множитель на постоянную величину 12, N блоков деления 13 и генератор тактовых импульсов 14.

Каждый регуляризованный фильтр Калмана (РФК), структурная схема которого приведена на рисунке 2, содержит вычислитель 1, первый сумматор 2, множитель 3, второй сумматор 4, интегратор 5, матричные множители 6, 7 и генератор стационарного случайного сигнала 8.

На вход адаптивного фильтра поступает сигнал $Z(t)$ и попадает на все регуляризованные фильтры Калмана 1. Каждый РФК 1 стабилизируется случайным процессом с различной интенсивностью. Первый РФК имеет параметр регуляризации α_0 , второй - $\alpha_1 = \alpha_0 + \Delta\alpha$, третий - $\alpha_2 = \alpha_1 + \Delta\alpha$ и т.д., или в общем виде $\alpha_N = \alpha_{N-1} + \Delta\alpha$, где $\hat{X}_i(t)$ - оценка, получаемая на выходе i -го РФК; H - коэффициент перехода от оценки к измерению; i - номер канала.

Значения невязки $\tilde{Z}_i(t)$ поступают на соответствующие входы делителей 4, вычисляющих отношение невязки и регуляризованной дисперсии $\tilde{Z}_i(t)/S_{\alpha_i}(t)$, и на канальный множитель 5, на выходе которых, получаются отношения $\tilde{Z}_i^2(t)/S_{\alpha_i}$.

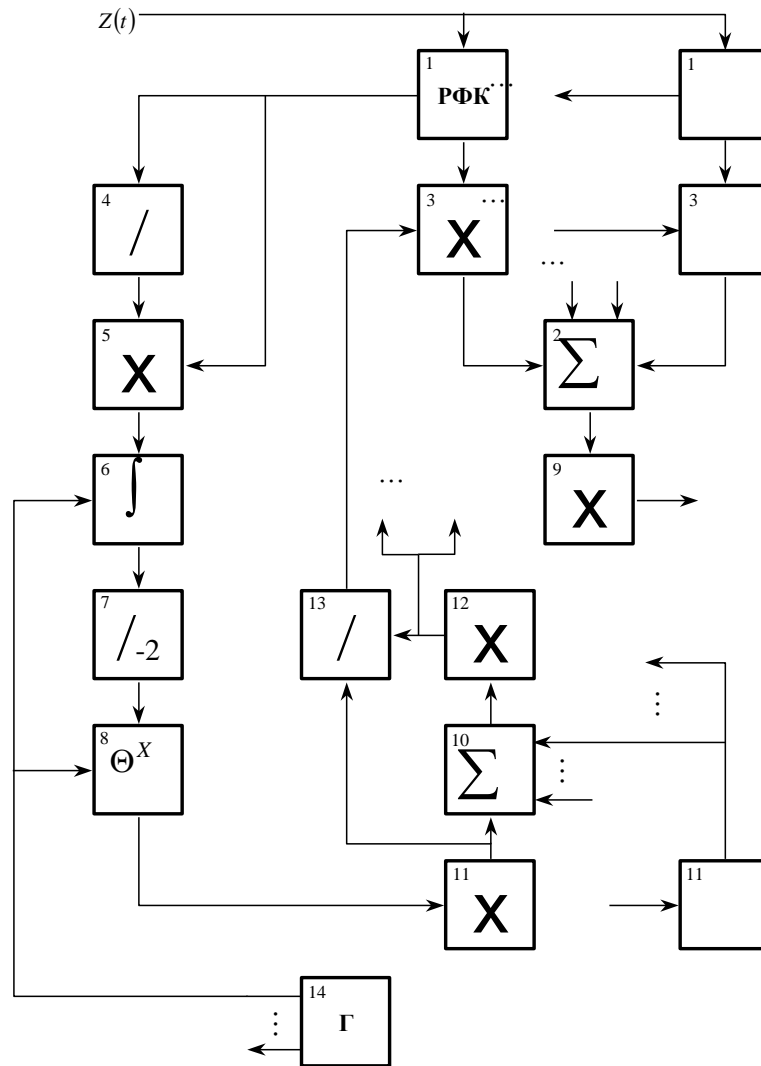


Рисунок 1- Структурная схема фильтра с распараллеливанием по параметру регуляризации

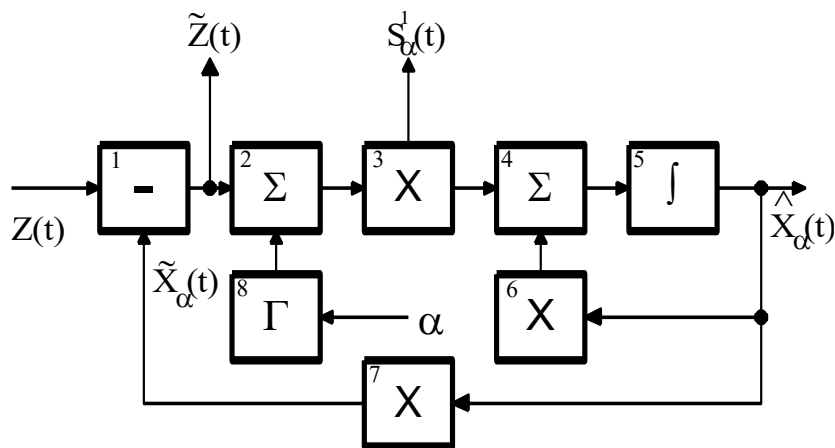


Рисунок 2- Регуляризованный фильтр Калмана

Эти значения поступают последовательно на интеграторы 6, делители 7 на минус два и вычислители 8 экспоненты, на выходе которых образуются значения отношений правдоподобия

$$\Phi(\alpha_i) = \exp\left\{-\frac{1}{2} \int_0^1 \frac{\tilde{Z}_i^2(\tau)}{S_{\alpha_i}(\tau)} d\tau\right\},$$

которые поступают на умножители 11 и на их выходе получают произведения отношений правдоподобия

и априорной плотности распределения параметра регуляризации $\Pi_i = P_0(\alpha_i)\Phi(\alpha_i)$.

Значения α_0 и $\Delta\alpha$ задаются заранее с таким расчетом, чтобы оптимальное $\alpha_{\text{опт}}$ для решаемой задачи попадало в интервал $[\alpha_0, \alpha_N]$. На выходе вычислителя 1 (рисунок 2), который является разностным выходом РФК, образуется невязка

$$\tilde{Z}_i = Z(t) - H\hat{X}_i(t),$$

Произведения Π_i с выходов умножителей 11 подаются на входы "делимое" блоков 13 деления и на второй сумматор 10, образуя сумму

$$S_m = \sum_{i=1}^n \Pi_i = \sum_{i=1}^n P_0(\alpha_i)\Phi(\alpha_i).$$

Эта сумма умножается на постоянную величину $\Delta\alpha$ в умножителе 12 и подается на входы "делитель" блока 13 деления. На выходах блоков 13 образуются значения апостериорной плотности распределения параметра регуляризации

$$\rho_i(\alpha_i) = \frac{\Pi_i}{S_m} = \frac{\rho_0(\alpha_i)\Phi(\alpha_i)}{\Delta\alpha \sum_{i=1}^N \rho_0(\alpha_i)\Phi(\alpha_i)},$$

которые являются весовыми коэффициентами для соответствующих оценок $\hat{X}_i(t)$ и перемножаются с ними в основных перемножителях 3. Значения получаемых на выходах основных перемножителей 3 произведений $\rho_i(\alpha_i)\hat{X}_i(t)$ суммируются в первом сумматоре 2, и сумма

$$S_m = \sum_{i=1}^N \rho_i(\alpha_i)\hat{X}_i(t)$$

перемножается с величиной $\Delta\alpha$ в умножителе 9. При поступлении таковых импульсов от генератора 14 на выходе фильтра вычисляется оценка

$$\hat{X}_{\text{опт}}(t) = \Delta\alpha \sum_{i=1}^N \rho_i(\alpha_i)\hat{X}_i(t).$$

В результате на основе использования апостериорной информации о параметре регуляризации получена не зависящая от этого параметра оптимальная в среднеквадратическом смысле и совпадающая с условным математическим ожиданием оценка исследуемого процесса. При необходимости может быть использована субоптимальная оценка, получаемая на информационном выходе каждого из РФК.

Полученный результат позволяет эффективно использовать в практике обработки траекторной информации многопроцессорные вычислительные системы.

Литература

1. Коновалов А.А. Основы траекторной обработки радиолокационной информации. Ч.2. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2014.-180 с.
2. Александров И.А., Пчелинцев В.А. Множество значений производной Шварца//Вестник Томского ГУ, №3,2010.с.5-12
3. Питер Ланкастер, Лейба Родман Алгебраические уравнения Риккати, Oxford University Press, 1995, с.504
4. Ботов, М. И. Основы теории радиолокационных систем и комплексов : учеб. / М. И. Ботов, В. А. Вяхирев ; под общ. ред. М. И. Ботова. – Красноярск : Сиб. федер. ун-т, 2013. – 530 с.
5. Венцель Е.С. Овчаров Л.А. Теория случайных процессов и ее инженерные приложения. -М.:Наука, 1991.-384 с.
6. Ширяев А.Н. Вероятность. Элементарная теория вероятности. Математические основания. Предельные теоремы. -М.: Из-во МЦНМО. 2007.-552 с.

DEVELOPMENT OF AN ADAPTIVE ALGORITHM FOR DETERMINING THE MOTION PARAMETERS OF OBJECTS BASED ON A REGULARIZED KALMAN FILTER

Doctor of Technical Sciences, prof. Yesikov O.V.¹, teacher Danilov A.S.²

¹ JSC Central Design Bureau of Hardware Engineering, Tula

² Branch of the Military Academy of Logistics, Penza

An adaptive algorithm for determining the parameters of the movement of objects based on the processing of trajectory information has been developed. To implement the adaptation of the model parameters, the application of the maximum likelihood method is proposed and formalized. It is proposed to use a regularized Kalman filter to determine the parameters of objects. Implementation schemes of a regularized Kalman filter and a filter with parallelization by the regularization parameter are presented. The results obtained may have practical implementation on multiprocessor data processing systems.



ФОРМИРОВАНИЕ СОВПАДАЮЩИХ ПО ФОРМЕ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНЫХ ХАОТИЧЕСКИХ РАДИОИМПУЛЬСОВ

В.н.с., д.ф.-м.н. Кузьмин Л.В.,
В.н.с., д.ф.-м.н. Ефремова Е.В., М.н.с. Ицков В.В.

Институт радиотехники и электроники им. В.А.Котельникова РАН

Предлагается метод генерации хаотических радиоимпульсов, форму которых можно изменять и воспроизводить путем управления напряжением питания аналогового генератора хаотических колебаний. Метод позволяет получать импульсы различной формы и воспроизводить их от импульса к импульсу, как одним и тем же экземпляром генератора хаотических колебаний, так и разными экземплярами конструктивно идентичных генераторов. Проведено численное моделирование процесса генерации импульсов, и разработан макет из четырех генераторов, экспериментально доказывающий данную возможность в диапазоне частот от 200 до 500 МГц. Предлагаемый метод необходим как для создания способов когерентного приема хаотических СШП колебаний СВЧ диапазона, так и для когерентного излучения хаотических сигналов СВЧ диапазона несколькими независимыми источниками.

1. Введение

С конца 20 века использование сверхширокополосных (СШП) сигналов [1, 2] в гражданских беспроводных системах массового назначения находится в центре внимания научного сообщества. В частности, внедрение СШП-решений, предназначенных для массового использования, связывают с внедрением СШП спектральной маски в США [3] и последующей разработки ряда международных стандартов для беспроводной связи UWB. Ряд крупных производителей бытовой электроники уже включили в свои устройства СШП-решения [4, 5].

Направление СШП беспроводной связи стало катализатором для поиска сигналов нового типа, которые могли бы совмещать несколько требований: удовлетворять требования спектральной маски (распределять энергию сигнала по большому диапазону частот), давать возможность формировать сигналы с требуемой энергетикой на бит и управлять спектром колебаний. В процессе этих поисков возникла идея использовать хаотические сигналы [6, 7] и генераторы хаотических колебаний, как технически относительно простой способ получать шумоподобные СШП колебания.

На сегодняшний день имеется множество примеров синтеза сигналов с требуемыми авто- и кросскорреляционными свойствами. С вовлечением хаотических сигналов в поле зрения специалистов по беспроводной передаче информации эта задача также стала решаться для хаотических сигналов.

Например, это многочисленные способы применения фрагментов хаотических сигналов в различных видах позиционной модуляции [8]. Применение хаотических последовательностей для модуляции положения и знака сверхширокополосных ультракоротких импульсов (УКИ) [9, 10]. Популярным является применение хаотических последовательностей и хаотических сигналов, как сигналов с большой размерностью (базой), для организации расширения спектра и накопления [11]. В [12] развивается подход по синтезу импульсных хаотических сигналов, допускающих когерентный прием без знания копии сигнала в приемнике. Хаотические последовательности и хаотические отображения используются как средство для синтеза дискретных последовательностей с заданными авто- и кросскорреляционными свойствами [13]. В некоторых работах задача по улучшению обнаружения хаотических последовательностей за счет накопления ставится напрямую [14].

Помимо цифровых методов генерации фрагментов хаотических сигналов, описанных выше, также ведутся работы по созданию методов аналогового формирования [15].

Наконец, нельзя не упомянуть о возможных и перспективных приложениях хаотических последовательностей для задач пространственного разделения сигналов и диаграммообразования в перспективных беспроводных системах [16–18].

В рамках описанных направлений речь идет о синтезе хаотических сигналов при помощи цифровых систем. За кадром остаются возможности по синтезу хаотических сигналов при помощи аналоговых систем, аналоговых генераторов. С инженерно-практической точки зрения это более удобно, так как отпадает необходимость в переносе цифрового сигнала на радиочастоту.

Ранее было показано, что в определенных пределах возможно воспроизведение хаотического сигнала при формировании хаотических радиоимпульсов, которые используются в прямохаотической схеме передачи информации в микроволновом диапазоне частот (DCC) [19–23].

Новизна настоящей работы в том, что ставится и решается задача создания источников колебаний на основе аналоговых генераторов хаоса, которые, во-первых, могут генерировать хаотические сигналы разнообразной формы непосредственно в СВЧ диапазоне, во-вторых, они способны эту форму

воспроизводить. Показывается, что при помощи аналогового генератора хаотических колебаний, формирующего СШП сигнал, возможно: 1 – получать аналоговые импульсные сигналы различной формы от одного и того же источника хаоса; 2 – воспроизводить импульсы как одним и тем же генератором, так и разными экземплярами генераторов хаоса.

2. Модель генератора

Рассматриваемый здесь генератор (рисунок 1) относится к семейству одностранзисторных генераторов, теоретические и экспериментальные подходы к созданию которых разрабатывались в течение ряда лет [24–26], в результате чего были созданы источники хаотических колебаний, пригодные для практических инженерных приложений, которые обеспечивают хаотические колебания в требуемой полосе частот с широкими зонами хаотических мод в пространстве параметров.

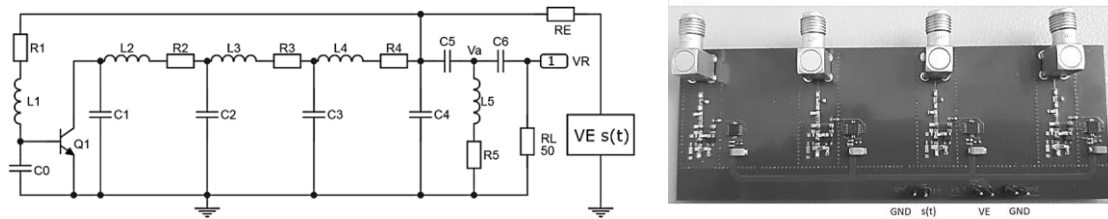


Рисунок 1. Схема генератора хаоса и макет из четырех таких генераторов.

Согласно методу [27–29] СШП хаотические радиоимпульсы в таком генераторе формируются путем включения и выключения питания $V_E s(t)$ в заданные интервалы времени. Питание включается и выключается внешним видеосигналом $s(t)$. Режим работы генератора определяется амплитудой видеоимпульсов V_E . Возбуждение колебаний происходит, когда открывается переход база-эмиттер транзистора.

Динамика системы (рисунок 1) исследовалась для значений параметров $L_1 = 55$ нН; $L_2 = 110$ нН; $L_3 = 47$ нН; $L_4 = 12$ нН; $L_5 = 33$ нН; $C_0 = 0.4$ пФ; $C_1 = 1.5$ пФ; $C_2 = 10$ пФ; $C_3 = 15$ пФ; $C_4 = 15$ пФ; $C_5 = 5$ пФ; $C_6 = 10$ пФ; $R_E = 150$ Ом; $R = 50$ Ом; $R_1 = 25$ Ом; $R_2 = 25$ Ом; $R_3 = 25$ Ом; $R_4 = 25$ Ом; $R_5 = 25$ Ом; $\beta = 200$, для которых имеют место режимы хаотических колебаний в широкой области значений по напряжению питания. Реализация колебаний и спектр мощности колебаний для значения $V_E = 2.3$ В для математической модели системы на рисунке 1 приведены на рисунке 2.

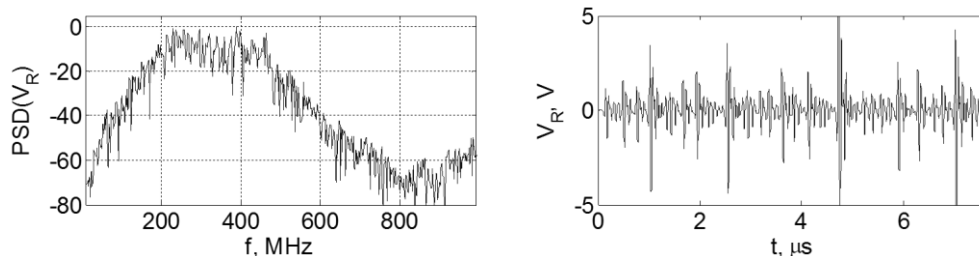


Рисунок 2. Спектр мощности (справа) и фрагмент хаотических колебаний (слева) для модели генератора на рисунке 1.

3. Формирование хаотических радиоимпульсов с повторяемой формой

Механизм и способ формирования близких по форме импульсов, которые рассматриваются в данной работе, основан на модуляции питания генератора потоком видеоимпульсов [35–37].

При закрытом переходе генератор находится в состоянии покоя. В случае воздействия видеоимпульсами генератор скачкообразно переводится из режима «покоя» в режим хаотической генерации и обратно. При скачкообразном переводе системы из состояния покоя в режим генерации колебания будут развиваться приблизительно с одних и тех начальных условий, благодаря чему будет обеспечиваться воспроизводимость сигнала на начальном участке колебаний. Отсюда следует, что система будет генерировать хаотические радиоимпульсы, начальные участки у которых будут близки друг другу, и с течением времени форма сигналов будет расходиться из-за разбегания траекторий, стартующих с различающихся начальных условий.

Здесь показывается, что генератор на рисунке 1 позволяет формировать не только импульсы, имеющие близкие по форме начальные участки, но также форму этих участков можно управляемо изменять. Идея формирования импульсов с различной формой основана на свойстве экспоненциального разбегания траекторий, стартующих с разных начальных условий. Реализация этого качества возможна разными способами. Здесь рассматривается способ, при котором форма импульсов управляемо изменяется за счет

задания той или иной амплитуды питающего напряжения. Моделирование системы на рисунке 1 подтвердило такую возможность.

4. Экспериментальное подтверждение генерации близких по форме хаотических радиоимпульсов

Экспериментальное подтверждение описанных выше модельных возможностей по формированию и воспроизведению импульсов разной формы при помощи генератора хаотических колебаний проводилось путем сравнения хаотических колебаний, формируемых 4-я различными полностью конструктивно идентичными экземплярами генераторов хаотических колебаний, выполненных на единой печатной плате из однотипных радиоэлементов (рисунок 1). Точность подбора номиналов элементов составляет 2%. Использовались радиоэлементы общего назначения, доступные в свободной продаже.

Схема измерительного стенда показана рисунке 3.

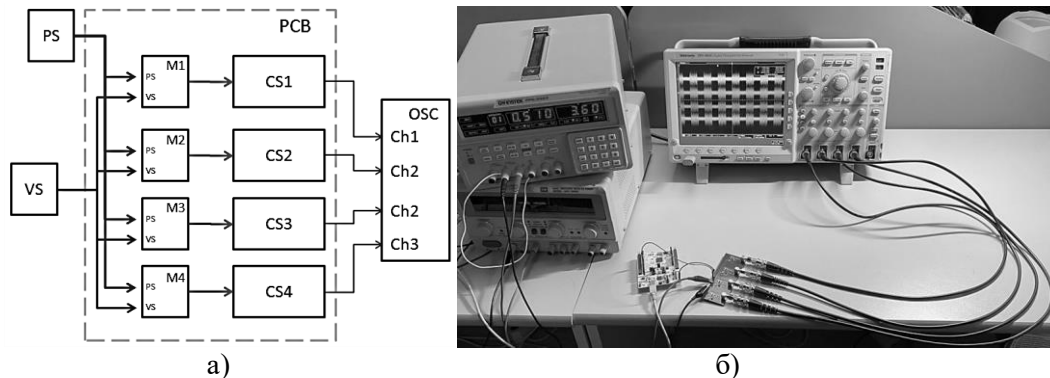


Рисунок 3. а) Схема макета для измерения формы хаотических радиоимпульсов: PS - источник питания, VS - генератор видеоимпульсов, M1...M4 – модуляторы, CS1...CS4 – генераторы хаотических колебаний, OSC – 4-канальный осциллограф; б) Измерительный стенд.

При подаче постоянного питания, генераторы формируют хаотических сигнал со спектром мощности, изображенным на рисунке 4. Мощность сигнала каждого генератора составляет ~1 мВт. Сравнение спектров мощности сигналов от генераторов показывает, что они с высокой степенью точности совпадают, что свидетельствует об их хорошей повторяемости.

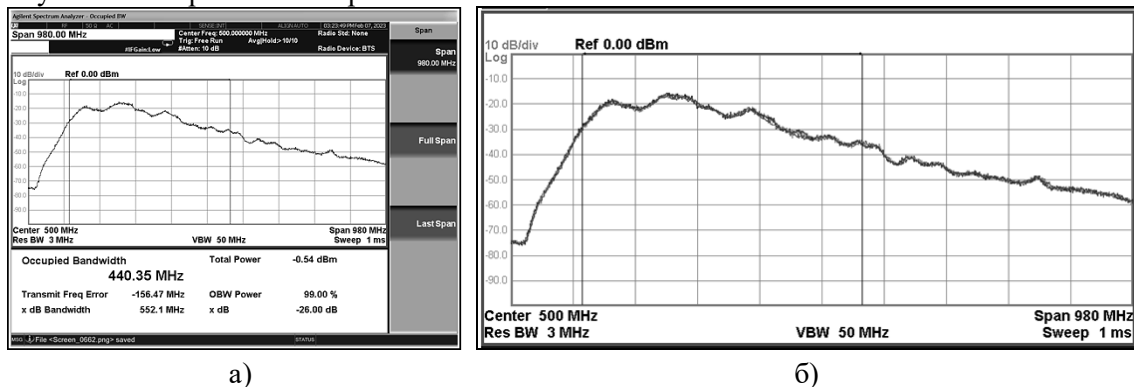


Рисунок 4. а) Спектр мощности генератора CS1 (напряжение питания $V_E = 2.2$ В; и б) наложенные друг на друга кривые спектров мощности четырех генераторов CS1, CS2, CS3 и CS4.

Подача питания на генераторы хаотических колебаний реализована через общую для всех генераторов шину питания с напряжением питания V_E , включение и выключение которой осуществляется под управлением видеоимпульсов $s(t)$: $s(t) = 1$ – питание подается, $s(t) = 0$ – не подается. Варьирование напряжения V_E питания дает возможность изменять форму колебаний. Коммутация питания осуществлялась при помощи модуляторов M1...M4, выполненных на базе цифровых логических ключей. Формирование близких по форме хаотических радиоимпульсов и их сравнение проводилось для значений напряжения питания генераторов $V_E = 2.2$ В и $V_E = 3.6$ В. Изображения экрана осциллографа с сигналами от четырех генераторов представлены на рисунке 5.

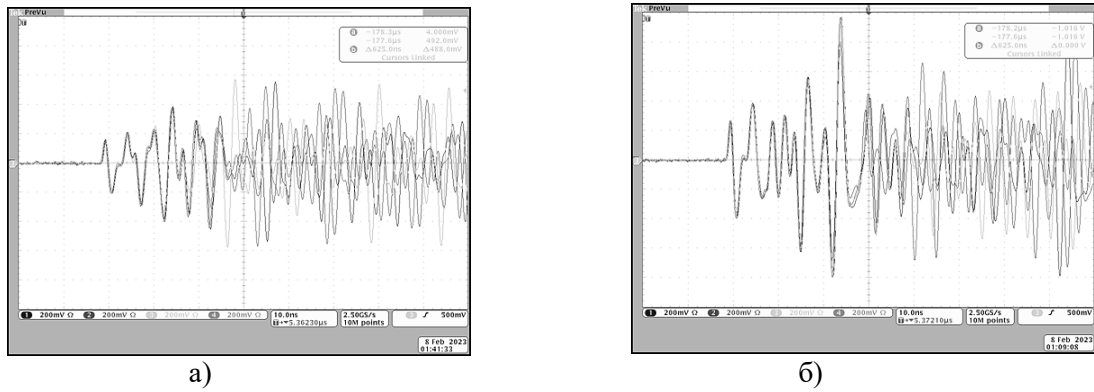


Рисунок 5. Снимки экрана осциллографа с реализациями начальных участков хаотических радиоимпульсов от четырех различных генераторов при напряжении питания генераторов а) $V_E = 2.2$ В и б) $V_E = 3.6$ В.

Для установления близости формы начального участка хаотических радиоимпульсов, формируемых конкретным генератором, проводилось прямое сравнение этих участков, пользуясь возможностью осциллографа оцифровывать сигналы с частотой оцифровки 2.5 ГГц. Из сигнала, формируемого каждым генератором, выделялись фрагменты с начальными участками импульсов, и эти фрагменты накладывались друг на друга. Результаты сравнения показаны на рисунке 6, на котором приведены реализации 1000 импульсов от каждого генератора, совмещенные по времени их начала для $V_E = 2.2$ В и $V_E = 3.6$ В. Имеется возможность убедиться, что начальные формы импульсов совпадают как в сигнале от одного генератора, так и в сигналах, формируемых разными экземплярами генераторов. Длительность совпадающих участков составляет около 50 нс.

Таким образом, управляя питанием генераторов хаоса с длительностью видеоимпульсов ~ 40 нс, имеется возможность повторять (воспроизводить) форму импульсов и изменять эту форму, меняя амплитуду питающих видеоимпульсов.

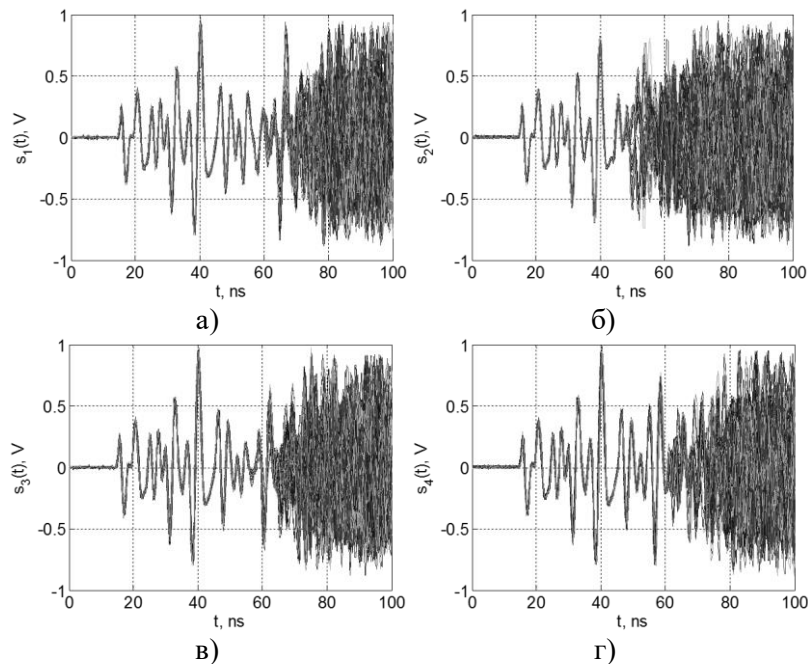


Рисунок 6. Формы начальных участков 1000 импульсов генераторов CS1 (а), CS2 (б), CS3 (в), CS4 (г), напряжение питания 3.6 В.

5. Заключение

В работе показана практическая возможность управляемого формирования СШП колебаний при помощи генераторов хаотических колебаний за счет использования фундаментального свойства хаотических динамических систем – неустойчивости хаотических траекторий. Предложенный метод позволяет формировать колебаний разной формы естественным для радиотехники образом: путем изменения напряжения питания генератора хаоса. Предложен и экспериментально продемонстрирован способ воспроизведения хаотических радиоимпульсов импульсов, практически совпадающих по форме. Это

качество открывает возможность применения хаотических генераторов для создания методов когерентного излучения и приема хаотических радиоимпульсов.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-29-00297, <https://rscf.ru/project/23-29-00297/>.

Литература

1. Liuqing Y.; Giannakis, G. B. Ultra-wideband communications: An idea whose time has come. *IEEE Signal Process. Mag.* 2004, 6, 26–54.
2. V. Niemelä, J. Haapola, M. Hämäläinen and J. Iinatti, "An Ultra Wideband Survey: Global Regulations and Impulse Radio Research Based on Standards," in *IEEE Communications Surveys & Tutorials*, vol. 19, no. 2, pp. 874-890, Secondquarter 2017, doi: 10.1109/COMST.2016.2634593.
3. Breed, G. A summary of FCC rules for ultra wideband communications. *High Freq. Electron.*, 2005, 1, 42–44.
4. Apple U1 TMKA75 Ultra Wideband (UWB) Chip Analysis. Available online: <https://www.techinsights.com/blog/apple-u1-tmka75-ultra-wideband-uwband-chip-analysis>.
5. What Is Ultra-Wideband, and How Does It Work? Available online: <https://www.smartprix.com/bytes/phones-with-uwband-ultrawideband-connectivity/>
6. W. M. Tam, F. C. M. Lau, and C. K. Tse, *Digital Communications With Chaos: Multiple Access Techniques and Performance Evaluation*. Oxford, U.K.: Elsevier Science, 2010.
7. *Chaotic Signals in Digital Communications*, 1st ed.; Eisenkraft, M., Attux, R., Suyama, R., Eds.; CRC Press: Boca Raton, FL, USA, 2014.
8. N. X. Quyen, V. Van Yem and T. M. Hoang, "Chaotic modulation based on the combination of CPPM and CPWM," *Proceedings of the Joint INDS'11 & ISTET'11*, Klagenfurt am Wörthersee, Austria, 2011, pp. 1-6, doi: 10.1109/INDS.2011.6024801.
9. Y. -P. Hong, S. -Y. Jin and H. -Y. Song, "Coded N-ary PPM UWB Impulse Radio with Chaotic Time Hopping and Polarity Randomization," 2007 3rd International Workshop on Signal Design and Its Applications in Communications, Chengdu, China, 2007, pp. 252-256, doi: 10.1109/IWSDA.2007.4408370.
10. N. F. Rulkov, M. M. Sushchik, L. S. Tsimring and A. R. Volkovskii, "Digital communication using chaotic-pulse-position modulation," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications*, vol. 48, no. 12, pp. 1436-1444, Dec. 2001, doi: 10.1109/TCSI.2001.972850.
11. G. Yuan, Z. Chen, X. Gao and Y. Zhang, "Enhancing the Security of Chaotic Direct Sequence Spread Spectrum Communication Through WFRFT," in *IEEE Communications Letters*, vol. 25, no. 9, pp. 2834-2838, Sept. 2021, doi: 10.1109/LCOMM.2021.3096388.
12. H. -P. Ren, S. -L. Guo, C. Bai and X. -H. Zhao, "Cross Correction and Chaotic Shape-Forming Filter Based Quadrature Multi-Carrier Differential Chaos Shift Keying Communication," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 70, no. 12, pp. 12675-12690, Dec. 2021, doi: 10.1109/TVT.2021.3119176.
13. D. Song, J. Liu and Fang Wang, "Statistical analysis of chaotic stochastic properties based on the logistic map and Fibonacci sequence," *Proceedings of 2013 2nd International Conference on Measurement, Information and Control*, Harbin, China, 2013, pp. 611-614, doi: 10.1109/MIC.2013.6758038.
14. S. Sedaghatnejad and M. Farhang, "Detectability of Chaotic Direct-Sequence Spread-Spectrum Signals," in *IEEE Wireless Communications Letters*, vol. 4, no. 6, pp. 589-592, Dec. 2015, doi: 10.1109/LWC.2015.2469776.
15. B. S. Dmitriev, J. D. Zharkov, V. N. Skorokhodov and S. A. Sadovnikov, "Ultra-wide band UHF chaotic impulse generator," *IVESC 2012*, Monterey, CA, USA, 2012, pp. 91-92, doi: 10.1109/IVESC.2012.6264162.
16. Z. Ben Jemaa and S. Belghith, "Chaotic sequences with good correlation properties for MIMO radar application," 2016 24th International Conference on Software, Telecommunications and Computer Networks (SoftCOM), Split, Croatia, 2016, pp. 1-5, doi: 10.1109/SOFTCOM.2016.7772127.
17. G. Zeng, Y. Liao, J. Wang and Y. -C. Liang, "Design of a Chaotic Index Modulation Aided Frequency Diverse Array Scheme for Directional Modulation," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, doi:

- 10.1109/TVT.2023.3253926.
18. A. M. Haimovich, R. S. Blum and L. J. Cimini, "MIMO Radar with Widely Separated Antennas," in *IEEE Signal Processing Magazine*, vol. 25, no. 1, pp. 116-129, 2008, doi: 10.1109/MSP.2008.4408448.
19. Andreyev, Yu. V.; Dmitriev, A.S.; Efremova, E.V.; Khilinsky, A.D.; Kuzmin, L.V. Qualitative theory of dynamical systems, chaos and contemporary communications. *Int. J. Bifurc. Chaos* 2005, 11, 3639–3651.
20. Dmitriev, A.S.; Kuzmin, L.V.; Lazarev, V.A.; Ryshov, A.I.; Andreyev, Yu.V.; Popov, M.G. Self-organizing ultrawideband wireless sensor network. In *Proceedings of the Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SINKHROINFO)*, Kazan, Russia, 3–4 July 2017; pp. 1–6.
21. Kuz'min, L.V. & Grinevich, A.V. "Method of Blind Detection of Ultrawideband Chaotic Radio Pulses on the Background of Interpulse Interference". *Tech. Phys. Lett.* (2019) 45: 831-834.
<https://doi.org/10.1134/S1063785019080261>
22. Kuzmin, L.V., Grinevich, A.V. & Ushakov, M.D. An Experimental Investigation of the Multipath Propagation of Chaotic Radio Pulses in a Wireless Channel. *Tech. Phys. Lett.* 44, 726–729 (2018).
<https://doi.org/10.1134/S1063785018080242>
23. Messaadi M.; Tegui D.; Sadoudi S.; Ouslimani A.; Mesloub A. GoF Based Chaotic On-Off Keying: A New Non-Coherent Modulation for Direct Chaotic Communication. *J. Commun. Technol. Electron.* 2021, Suppl 2, S194—S200.
24. Dmitriev A.S.; Efremova E.V.; Maksimov N.A.; Grigor'ev E.V. Generator of microwave chaotic oscillations based on a selfoscillating system with 2.5 degrees of freedom. *Journal of Communications Technology and Electronics.* 2007, 10, 1137–1145.
25. Dmitriev A.S.; Efremova E.V.; Rumyantsev N.V. A microwave chaos generator with a flat envelope of the power spectrum in the range of 3-8 GHz. *Technical Physics Letters.* 2014, 1, 48–51.
26. Efremova E.V.; Dmitriev A.S. Ultrawideband microwave 3–7 GHz chaotic oscillator implemented as SiGe integrated circuit. *Springer Proceedings in Physics.* 2017, 191, 71–80.
27. Dmitriev A.S.; Efremova E.V.; Kuz'min L.V. Chaotic pulse trains generated by a dynamical system driven by a periodic signal. *Technical Physics Letters.* 2005, 11, 961–963.
28. Dmitriev A.S.; Efremova E.V.; Kuz'min L.V.; Atanov N.V. A train of chaotic pulses generated by a dynamic system driven by an external (periodic) force. *Journal of Communications Technology and Electronics.* 2006, 5, 557–567.
29. Dmitriev A.; Efremova E.; Kuzmin L.; Atanov N. Forming pulses in non-autonomous chaotic oscillator. *Int. J. Bifurcation and Chaos.* 2007, 10, 3443–3448.

GENERATION OF IDENTICAL ULTRA-WIDEBAND CHAOTIC RADIO-PULSES

Sen. Res., Prof. Kuzmin L.V., Sen. Res., Prof. Efremova E.V., J. Res. Itskov V.V.

Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of the RAS

A method is proposed for generating chaotic radio pulses with a reproducible waveform by controlling the supply voltage of an analog chaotic oscillation generator. The proposed method makes it possible to form pulses of various shapes and reproduce them from pulse to pulse both with the same copy of the chaotic oscillation generator and with separate copies of structurally identical generators. Numerical simulation of the pulse generation process was carried out and a circuit of four generators was developed. This possibility has been experimentally proven in the frequency band from 200 to 500 MHz. The proposed method is necessary both for coherent reception of chaotic UWB oscillations in the microwave range and for coherent emission of chaotic microwave signals by different chaotic sources.



ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЕ УСТРОЙСТВО ДОПЛЕРОВСКОГО ИЗМЕРИТЕЛЯ СКОРОСТИ И УГЛА СНОСА

асп. Лавриненко А.Д.

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

Рассмотрена архитектура вычислительного устройства четырехлучевого вертолетного доплеровского измерителя скорости и угла сноса. Приведены основные математические соотношения для вычисления составляющих вектора скорости летательного аппарата. Рассмотрены общая структурная схема доплеровского измерителя и структурная схема его вычислительного устройства. Выявлены недостатки детектора частоты доплеровского сдвига, предложен способ их устранения. Предложено соответствующее архитектурное решение вычислительного устройства доплеровского измерителя.

Введение

Доплеровские измерители скорости и угла сноса (ДИСС) сегодня широко используются в авиационной и космической технике для автономной навигации летательных аппаратов (ЛА). ДИСС функционирует на основе эффекта Доплера [1], способен измерять скорость ЛА и другие параметры полета. В зависимости от типа и назначения ДИСС его функции могут включать измерение составляющих вектора скорости, высоты полета, путевой скорости ЛА в горизонтальной плоскости [2]. С увеличением степени интеграции компонентной базы вычислительных систем расширяются возможности для увеличения точности измерений. В настоящей работе описана структурная схема вычислительных устройств ДИСС, полученная по результатам анализа существующих решений [2, 3]. Актуальной является задача разработки вычислительного устройства, улучшающего показатель точности измерений.

В работе рассматривается четырехлучевой X-образный вертолетный ДИСС с непрерывным излучением частотно-модулированного (ЧМ) сигнала. На рисунке 1 представлены геометрические характеристики вертолетного X-образного ДИСС.

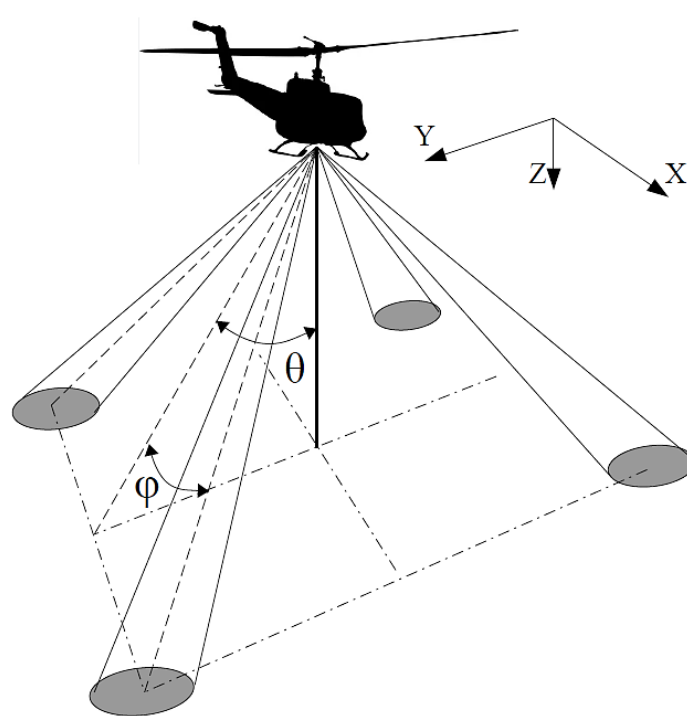


Рисунок 1 — Геометрия ДИСС

Назначением данного прибора является измерение составляющих вектора скорости вертолета в связанной с ним системе координат. Угол сноса вертолета в горизонтальной плоскости определяется исходя из вычисленных составляющих вектора скорости по осям X и Y. Задача измерения скорости сводится к измерению частоты доплеровского сдвига в отраженном сигнале и использованию информации о геометрии ДИСС.

Рассмотрим для простоты двумерный случай. Пусть ЛА может перемещаться только в направлении продольной (X) и вертикальной (Z) осей (рисунок 2).

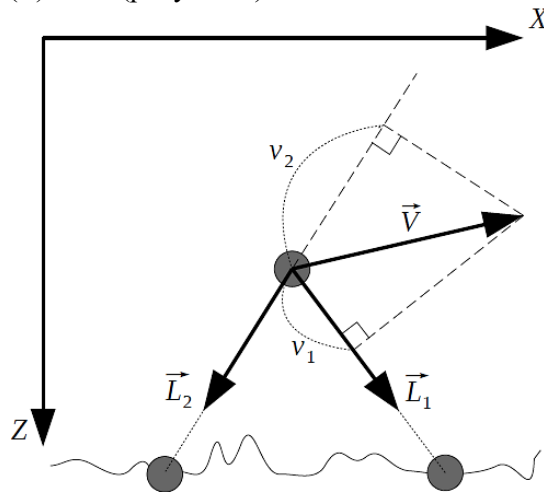


Рисунок 2 — Вектор скорости ЛА и единичные векторы направления лучей антенны в двумерном случае

Тогда для определения вектора скорости ЛА достаточно двух лучей (\vec{L}_1, \vec{L}_2 — единичные векторы направления лучей антенны). Проекции вектора скорости \vec{V} ЛА на направления лучей антенны определяются по формулам:

$$v_1 = \frac{\vec{V} \cdot \vec{L}_1}{|\vec{L}_1|} = v_x l_{1x} + v_z l_{1z}$$

$$v_2 = \frac{\vec{V} \cdot \vec{L}_2}{|\vec{L}_2|} = v_x l_{2x} + v_z l_{2z}$$

Для трехмерного случая можно записать выражение:

$$\vec{V}_f = L \cdot \vec{V} = \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \\ v_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} l_{1x} & l_{1y} & l_{1z} \\ l_{2x} & l_{2y} & l_{2z} \\ l_{3x} & l_{3y} & l_{3z} \\ l_{4x} & l_{4y} & l_{4z} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_x \\ v_y \\ v_z \end{bmatrix}$$

Чтобы вычислить составляющие вектора скорости в системе координат, связанной с ЛА, необходимо воспользоваться соотношением:

$$\vec{V} = L^{-1} \cdot \vec{V}_f = \frac{c}{2f_0} \cdot L^{-1} \cdot \vec{F}$$

Данное соотношение лежит в основе вычислителя ДИСС. Элементы матрицы L определяются из углов φ, θ (рисунок 1) на этапе изготовления антенного модуля ДИСС и известны на этапе его эксплуатации.

Принцип работы ДИСС

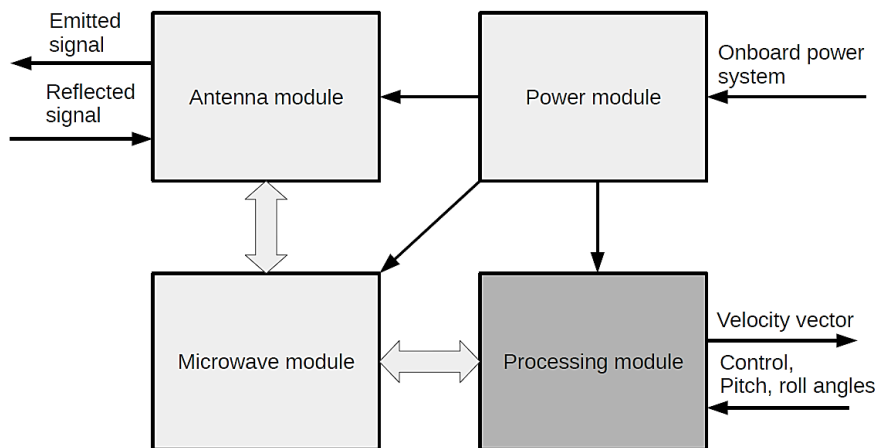


Рисунок 3 — Структурная схема ДИСС

На рисунке 3 представлена общая структурная схема устройства ДИСС, которое состоит из антенного модуля, модуля формирования высокочастотного сигнала (СВЧ), процессорного модуля и модуля питания.

ДИСС функционирует следующим образом. Передатчик модуля СВЧ формирует и непрерывно излучает ЧМ-сигнал. Опорный сигнал для него формируется в процессорном модуле на основе программно-управляемого генератора. На приемник модуля СВЧ попеременно от каждого луча антенны поступает отраженный от подстилающей поверхности сигнал.

На рисунке 4 приведена обобщенная структурная схема вычислительного устройства ДИСС, построенная по результатам анализа существующих решений.

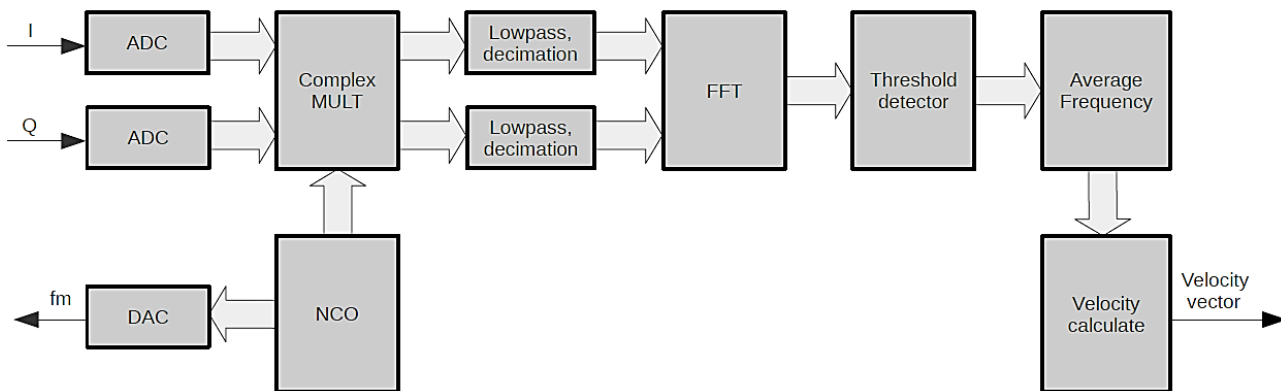


Рисунок 4 — Структурная схема процессорного модуля

Управление переключением луча антенны осуществляется в процессорном модуле. Две квадратурные составляющие отраженного сигнала на промежуточной частоте поступают на входы двухканального аналого-цифрового преобразователя (АЦП) процессорного модуля. В процессорном модуле сигнал обрабатывается в окрестности опорной частоты модуляции. К каждой из квадратурных составляющих применяется фильтр нижних частот (ФНЧ), после чего сигнал переводится в частотную область методом быстрого преобразования Фурье (БПФ). Массив данных, полученных на выходе БПФ, подвергается спектральной обработке, в результате которой фиксируется измеренное значение частоты Доплера.

Проблемы спектральной обработки

Первым этапом спектральной обработки является вычисление модулей комплексных отсчетов результата БПФ или вычисление амплитудного спектра. На втором этапе определяют номер максимального значения полученного массива, превысивший определенное пороговое значение. Этот номер соответствует частоте доплеровского сдвига. Аналогично измеряются частоты Доплера по всем четырем лучам, которые

последовательно переключаются с определенным периодом. Как правило, этот период больше при малых скоростях полета ЛА, например, при висении или посадке вертолета.

Анализ экспериментальных данных показал, что существует две проблемы, ограничивающие эффективность описанной выше спектральной обработки сигнала. Во-первых, довольно часто встречаются случаи, когда максимум амплитудного спектра не превышает порог. Это обстоятельство зависит от типа подстилающей поверхности, соотношения сигнал/шум на входе приемника, высоты полета ЛА. При этом, занижение порогового значения приводит к ложным срабатываниям. Во-вторых, из-за измерения характеристик радиочастотных компонентов устройства ДИСС при изменении условий окружающей среды амплитудный спектр может приобретать нелинейные искажения. Это обстоятельство может препятствовать получению достоверных измерений частоты Доплера.

В ходе анализа экспериментальных данных было определено, что эффективным методом выделения полезного сигнала на фоне шума является усреднение спектров в течение времени. При усреднении шумовая составляющая стремится к своему среднему значению, а среднеквадратичное отклонение шума уменьшается. Сигнальная составляющая стремится к значению, пропорциональному мощности входного сигнала. На рисунке 5 изображено 2 кривые:

- 1) амплитудный спектр входного сигнала без усреднения;
- 2) амплитудный спектр входного сигнала с восьмикратным усреднением.

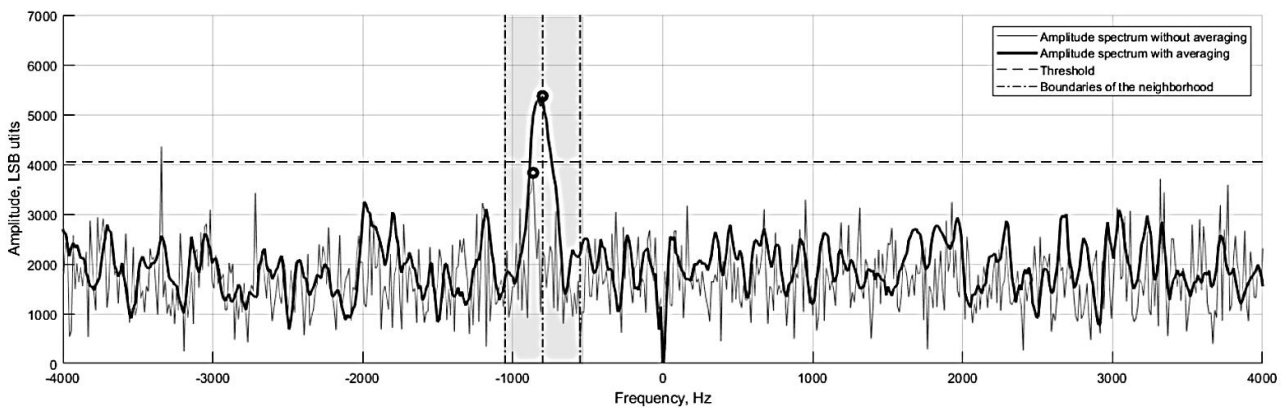


Рисунок 5 — Амплитудно-частотные спектры с усреднением и без усреднения, уровень порога, границы окрестности максимума

Чем больше усреднение, тем эффективнее выделяется сигнал на фоне шума. Недостатком этого метода является возникновение задержки в выдаче результата из-за временных затрат на формирование усредненного спектра. Нивелировать эту задержку можно, используя положение максимума усредненного амплитудного спектра в качестве ориентира. В [4] было показано, что данный метод существенно повышает точность измерений ДИСС. На каждой итерации алгоритма определяется максимум усредненного амплитудного спектра, затем определяется окрестность частот около этого максимума. В этой окрестности частот по амплитудному спектру без усреднения вычисляется более точное значение частоты Доплера. Такой подход позволяет существенно увеличить точность показаний ДИСС. В примере на рисунке 5 видно, что значение максимума спектра без усреднения, превысившее порог, является выбросом. Значение частоты Доплера отличается от максимума усредненного спектра и взято из его окрестности.

Архитектура вычислительного устройства ДИСС

Предложено архитектурное решение вычислителя ДИСС. Структурная схема процессорного модуля изображена на рисунке 6.

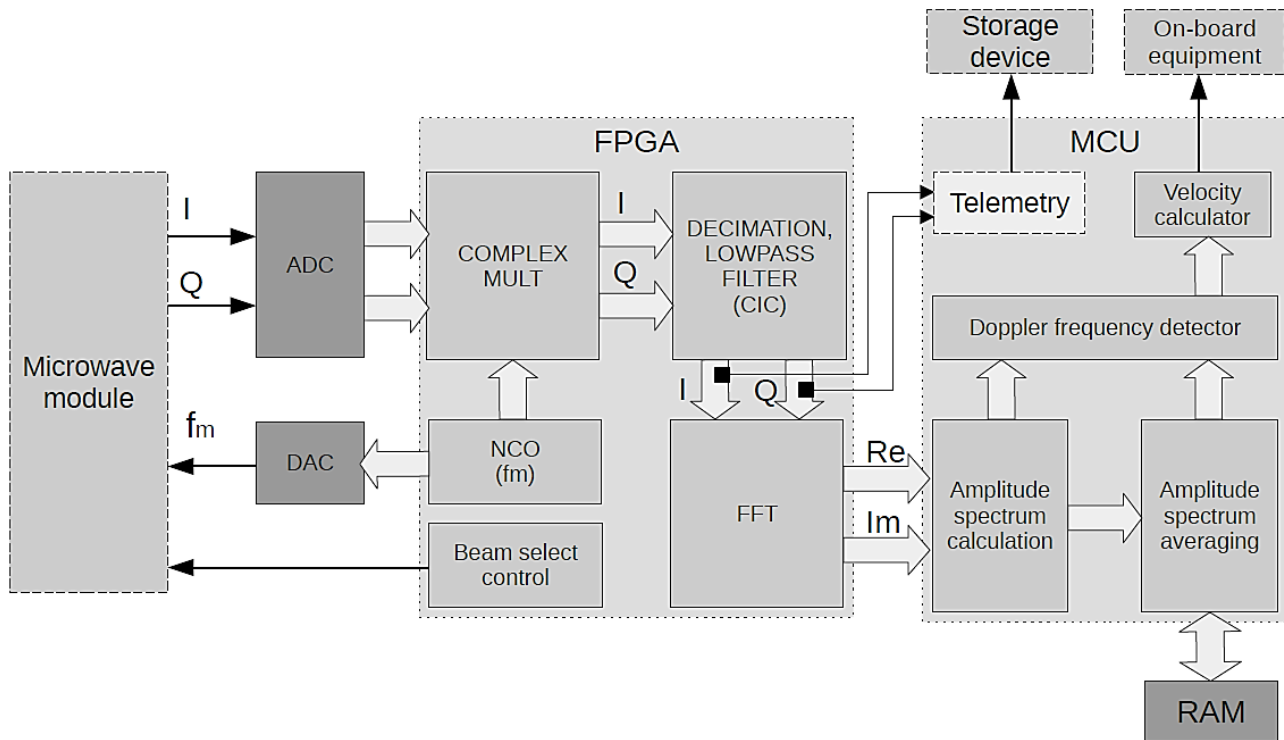


Рисунок 6 — Структурная схема процессорного модуля ДИСС

Весь процесс обработки сигнала ДИСС можно условно разделить на 2 этапа: 1) предварительная обработка; 2) спектральная обработка.

Предварительную цифровую обработку сигналов целесообразно реализовать на программируемой логической интегральной микросхеме (ПЛИС, FPGA). Для ее реализации необходимо спроектировать цифровые блоки: блок управления переключением лучей антенны, комплексный умножитель, программно-управляемый генератор опорной частоты модуляции (NCO), блок фильтрации и прореживания, блок быстрого преобразования Фурье. Спектральная обработка реализована в виде программы, исполняемой микропроцессорным устройством (МПУ). Программа вычисляет амплитудный спектр, реализует механизм усреднения амплитудных спектров, вычисляет частоту Доплера и составляющие вектора скорости ЛА. В качестве периферийного устройства в МПУ необходимо наличие контроллера прямого доступа к памяти (ПДП) для эффективного взаимодействия с ПЛИС. При помощи контроллера ПДП реализуется трансфер данных от выхода БПФ в адресное пространство МПУ без дополнительных затрат процессорного времени.

Важной функцией вычислительного устройства ДИСС является возможность записи телеметрических данных об исходном сигнале во временной области. Эта функция обеспечивает возможность анализа экспериментальных данных об отраженном сигнале. Трансфер потока телеметрических данных также можно реализовать при помощи контроллера ПДП напрямую в запоминающее устройство.

Заключение

В работе рассмотрен принцип функционирования ДИСС. Рассмотрена геометрия X-образного четырехлучевого вертолетного ДИСС с непрерывным частотно-модулированным излучением. Исходя из геометрии приведены основные математические соотношения для вычисления составляющих вектора скорости ЛА. Рассмотрен общий принцип работы вычислительного устройства ДИСС исходя из анализа существующих решений. Продемонстрирована эффективность усреднения амплитудных спектров с использованием положения его максимума в качестве ориентира в задаче определения частоты Доплера. Рассмотрены этапы цифровой обработки сигналов ДИСС. Предложено архитектурное решение, которое включает в себя механизм усреднения спектров, что существенно повышает точность измерений ДИСС.

Литература

1. Викторов В.А., Лункин Б.В., Совлуков А.С. Радиоволновые измерения параметров технологических процессов. М.: Энергоатомиздат. 1989. 208 с.
2. Колчинский В. Б., Мандровский И. А., Константиновский М. И. Автономные доплеровские устройства и системы навигации летательных аппаратов. - М.: Советское радио, 1975. - 431 с.
3. Патент № 2083998 Российская Федерация, МПК G01S 13/92, 13/42. Доплеровский измеритель составляющих вектора скорости, высоты и местной вертикали для вертолетов и космических аппаратов вертикальной посадки : № 95115747/11 : заявл. 11.09.1995 : опубликовано 10.07.1997 / Фитенко В.В., Выдревич М.Б., Бирюков Ю.В., Чесалов В.П., Процеров В.И.; заявитель Выдревич М.Б.
4. Богданов В. А., Кузнецов М. С., Лавриненко А. Д., Романов С. П., Широ Г. Э. Устройство помехоустойчивого доплеровского измерителя скорости летательного аппарата // Оборонный комплекс – научно-техническому прогрессу России (ОКНТПР). 2022. №1(153). С.43-51.

COMPUTING DEVICE OF DOPPLER VELOCITY SENSOR

A.D. Lavrinenko

National Research University of Electronic technology, Moscow, Russia

The architecture of a four-beam helicopter Doppler Velocity Sensor computing device is considered. The main mathematical relationships for calculating of the aircraft's velocity vector components are presented. The general structural scheme of the Doppler Sensor and the structural scheme of its computing device are considered. The disadvantages of the Doppler shift frequency detector are identified and the method for eliminating them is proposed. The corresponding architectural solution for the Doppler Sensor computing device is proposed.



АНАЛИЗ ИНТЕРВАЛЬНОГО СПОСОБА ИЗМЕРЕНИЯ ТРАЕКТОРНОЙ СКОРОСТИ ПРИ ОБРАБОТКЕ ДОПЛЕРОВСКОГО СМЕЩЕНИЯ ЧАСТОТЫ

инж. Медеев Д.А.

Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»

В статье рассматривается интервальный способ измерения траекторной скорости по доплеровскому смещению частоты. Дана оценка точности измерения траекторной скорости без учета угла наблюдения. Описана математическая модель относительной погрешности измерения траекторной скорости и проведен анализ данных, который показал влияние относительной погрешности определения угла на суммарную погрешность при вычислении траекторной скорости на малых расстояниях от радиолокационного устройства. Приведен альтернативный способ измерения траекторной скорости на интервале и описана математическая модель относительной погрешности измерения данным способом.

Введение

Несмотря на то, что в литературе достаточно подробно рассматриваются различные методы и средства определения параметров движения объектов [1], на сегодняшний день основные тенденции развития направлены на использование доплеровских измерителей непрерывного излучения, которые обеспечивают измерение скорости независимо от направления движения объектов. По сравнению с измерителями фотоэлектронного [2, 3], индукционного [4] и оптического типа [5], радиолокационные обладают рядом преимуществ:

- траектория может находиться не вблизи земной поверхности;
- объект измерения не обязательно должен быть намагничен или обладать магнитными свойствами;
- оптические помехи не оказывают влияния на точность измерения.

Эти преимущества послужили причиной широкого распространения доплеровских измерителей для определения параметров движения объектов в последние годы.

При движении объекта с определённой скоростью, любой сигнал, при отражении от поверхности этого объекта, формирует доплеровский сдвиг частоты как

$$f_d = \frac{2 \cdot V_r}{\lambda}, \quad (1)$$

где V_r – радиальная скорость объекта, λ – длина волны сигнала, излучаемого радиолокационным устройством (РЛУ).

Размещение РЛУ относительно траектории движения объекта показано на рисунке 1, где H – расстояние от РЛУ до траектории движения объекта, D_i – прямая дальность от РЛУ до объекта измерений, ΔD_i – пройденный путь за время измерений, R_i – радиальное расстояние от РЛУ до объекта измерения, α_i – угол между РЛУ и объектом измерений.

В общем случае, для вычисления траекторной скорости объекта достаточно знать угол наблюдения, при котором проводятся измерения, так как траекторная и радиальная скорость связаны соотношением

$$V_t = \frac{V_r}{\cos \alpha}, \quad (2)$$

где V_t – траекторная скорость объекта.

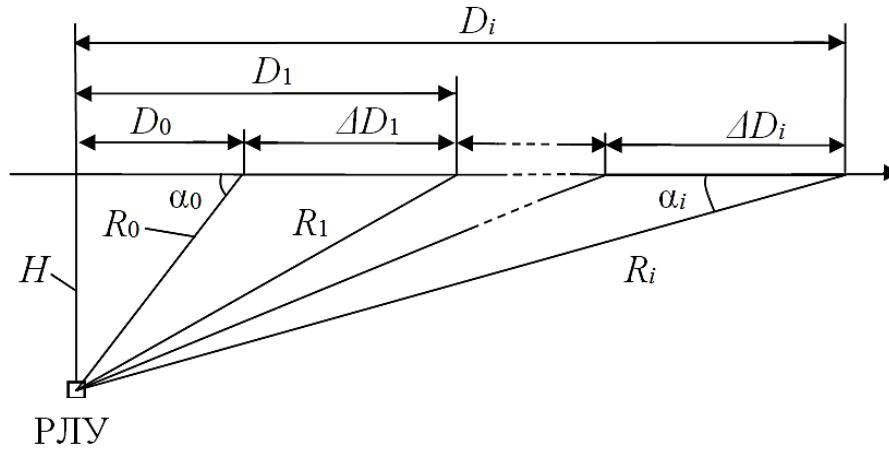


Рисунок 1. Размещение РЛУ относительно траектории движения объекта измерения

Угол наблюдения по наклонной дальности определяется выражением

$$\alpha_i = \arcsin \frac{H}{R_i}. \quad (3)$$

Геометрические расстояния H и R_i определяются конструктивными особенностями метательного устройства. Так, например, при выбранном расстоянии до траектории движения объекта $H = 0,3$ м угол α_i будет меняться в диапазоне от 0,3 до 0,03 радиан (от 17° до 1,7°) при $R_i = (1 \dots 10)$ м. Если не учитывать угол наблюдения, то относительная погрешность вычисления траекторной скорости V_t будет увеличиваться на $\delta\alpha_{na_i}$, которое будет равно

$$\delta\alpha_{na_i} = 1 - \cos \alpha_i. \quad (4)$$

Для принятых расстояний увеличение относительной погрешности $\delta\alpha_{na_i}$ представлено в таблице 1.

Таблица 1.

Относительная погрешность без учета угла наблюдения $\delta\alpha_{na_i}$

$H, \text{ м}$	$R_i, \text{ м}$	$\alpha_i, \text{ рад}$	$\cos \alpha_i$	$\delta\alpha_{na_i}$
0,3	1	0,304693	0,953939	$460,6 \cdot 10^{-4}$
0,3	2	0,150568	0,988686	$113,1 \cdot 10^{-4}$
0,3	3	0,100167	0,994987	$50,1 \cdot 10^{-4}$
0,3	4	0,07507	0,997184	$28,2 \cdot 10^{-4}$
0,3	5	0,060036	0,998198	$18,0 \cdot 10^{-4}$
0,3	6	0,050021	0,998749	$12,5 \cdot 10^{-4}$
0,3	7	0,04287	0,999081	$9,2 \cdot 10^{-4}$
0,3	8	0,037509	0,999297	$7,0 \cdot 10^{-4}$
0,3	9	0,03334	0,999444	$5,6 \cdot 10^{-4}$
0,3	10	0,030005	0,99955	$4,5 \cdot 10^{-4}$

Как видно из таблицы 1, относительная погрешность без учета угла наблюдения на максимальной дальности $R_i = 10$ м не опускается ниже $4,5 \cdot 10^{-4}$. Таким образом, для обеспечения более высокой точности при измерении траекторной скорости следует учитывать угол между РЛУ и объектом измерений.

Оценка влияния относительной погрешности определения угла на погрешность вычисления траекторной скорости

Для вычисления траекторной скорости по (2) требуется учитывать угол наблюдения на интервале измерения между траекторией движения объекта и РЛУ, с которого поступает информационный сигнал. В работе [6] приведена математическая модель ошибки измерения траекторной скорости по доплеровскому сдвигу частоты с учетом угла между РЛУ и объектом измерений

$$\delta V_{t_i} = \delta f_{ref} + \delta f_{d_i} + \delta \alpha_i + \delta T_i, \tag{5}$$

где:

- δf_{ref} – относительная погрешность, связанная с нестабильностью длины волны зондирующего сигнала, $\delta f_{ref} = const$, так как определяется параметрами кварцевого резонатора, который является опорным генератором для формирования зондирующего сигнала;
- δf_{d_i} – относительная погрешность, связанная с наличием собственных шумов в приемном тракте, которая меняется на интервале измерения в соответствии с параметром отношение сигнал/шум;
- $\delta \alpha_i$ – относительная погрешность, связанная с неточностью определения угла α_i ;
- δT_i – относительная погрешность, связанная с определением длины кода временного интервала, определяется выбранными характеристиками вычислительной системы [7].

Корректности модели относительной погрешности измерения траекторной скорости δV_{t_i} определялась по осциллограмме (рисунок 2) с записью доплеровского сдвига частоты от объекта с эффективной площадью рассеяния (ЭПР) $\sigma = 2,2 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$.

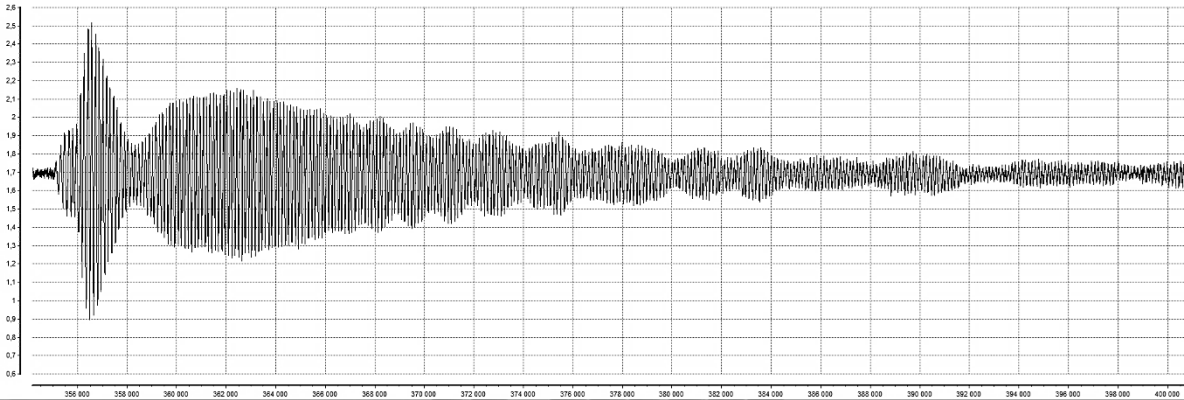


Рисунок 2 – Осциллограмма доплеровского смещения частоты

Относительные погрешности по математической модели (5) приведены в таблице 2. Первый измерительный интервал начинается на расстоянии 0,87 м от РЛУ. Минимальная относительная погрешность вычислений траекторной скорости $\delta V_{t_i} = 20,1 \cdot 10^{-4}$ обеспечивается на 5 измерительном интервале с учетом угла наблюдения. Измерительный интервал составляет $\Delta D_i \approx 1$ м.

При измерительном интервале $\Delta D_i \approx 1$ м относительная погрешность измерения траекторной скорости с учетом угла наблюдения на первом интервале превышает значение, полученное без учета угла. Уменьшение относительной погрешности измерения траекторной скорости с учетом угла наблюдения более чем в 1,5 раза наблюдается на 3 ($R_3 = 2,89$ м), 4 ($R_4 = 3,91$ м) и 5 ($R_5 = 4,92$ м) измерительном интервале.

Таблица 2.

Относительная погрешность измерения траекторной скорости δV_{t_i}

i	δf_{ref}	δf_{a_i}	$\delta \alpha_i$	$\delta \alpha_{na_i}$	δT_i	δV_{t_i}	δV_{na_i}	$\delta V_{na_i} / \delta V_{t_i}$
1	$2 \cdot 10^{-4}$	$3,7 \cdot 10^{-4}$	$690 \cdot 10^{-4}$	$613,3 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$701,3 \cdot 10^{-4}$	$624,6 \cdot 10^{-4}$	0,9
2	$2 \cdot 10^{-4}$	$2,0 \cdot 10^{-4}$	$90,4 \cdot 10^{-4}$	$127,7 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$100 \cdot 10^{-4}$	$137,3 \cdot 10^{-4}$	1,4
3	$2 \cdot 10^{-4}$	$3,9 \cdot 10^{-4}$	$28 \cdot 10^{-4}$	$53,8 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$39,5 \cdot 10^{-4}$	$65,3 \cdot 10^{-4}$	1,7
4	$2 \cdot 10^{-4}$	$4,6 \cdot 10^{-4}$	$12,2 \cdot 10^{-4}$	$29,5 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$24,4 \cdot 10^{-4}$	$41,7 \cdot 10^{-4}$	1,7
5	$2 \cdot 10^{-4}$	$6,1 \cdot 10^{-4}$	$6,4 \cdot 10^{-4}$	$18,6 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$20,1 \cdot 10^{-4}$	$32,3 \cdot 10^{-4}$	1,6
6	$2 \cdot 10^{-4}$	$11,0 \cdot 10^{-4}$	$3,7 \cdot 10^{-4}$	$12,8 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$22,3 \cdot 10^{-4}$	$31,4 \cdot 10^{-4}$	1,4
7	$2 \cdot 10^{-4}$	$13,8 \cdot 10^{-4}$	$2,4 \cdot 10^{-4}$	$9,3 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$23,8 \cdot 10^{-4}$	$30,7 \cdot 10^{-4}$	1,3
8	$2 \cdot 10^{-4}$	$18,4 \cdot 10^{-4}$	$1,6 \cdot 10^{-4}$	$7,1 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$27,6 \cdot 10^{-4}$	$33,1 \cdot 10^{-4}$	1,2
9	$2 \cdot 10^{-4}$	$27,6 \cdot 10^{-4}$	$1,3 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$36,5 \cdot 10^{-4}$	$40,8 \cdot 10^{-4}$	1,1
10	$2 \cdot 10^{-4}$	$36,8 \cdot 10^{-4}$	$0,8 \cdot 10^{-4}$	$4,5 \cdot 10^{-4}$	$5,6 \cdot 10^{-4}$	$45,2 \cdot 10^{-4}$	$48,9 \cdot 10^{-4}$	1,1

В процентном отношении погрешность определения угла от общей относительной погрешности вычисления траекторной скорости выражается как

$$C_{\alpha_i} = \frac{\delta \alpha_i}{\delta V_{t_i}} \cdot 100\%. \quad (6)$$

На графике, представленном на рисунке 3, видно, что относительная погрешность оценки угла $\delta \alpha_i$ составляет более 30 % при вычислении траекторной скорости до 5-ого измерительного интервала ($R_5 \leq 5$ м) включительно.

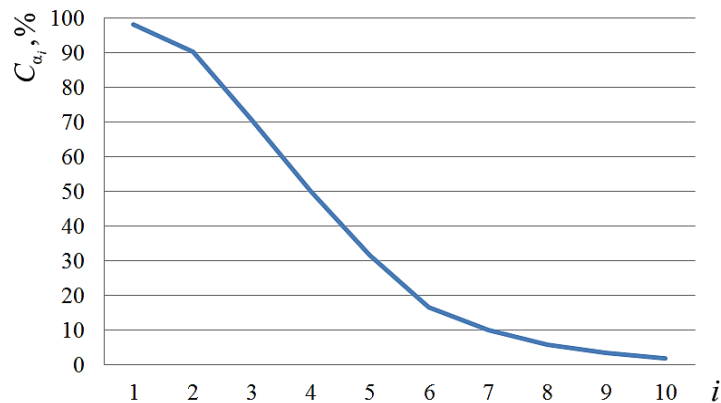


Рисунок 3. Процентное отношение $\delta \alpha_i$ от общей погрешности определения траекторной скорости δV_{t_i}

Следовательно, для повышения точности измерений требуется исключить из вычислений угол наблюдения.

Математическая модель вычисления траекторной скорости без учета угла наблюдения

Для вычисления траекторной скорости по доплеровскому сдвигу частоты построена математическая модель, которая не учитывает угол между траекторией движения объекта и РЛУ, а определяет пройденный

путь D_i . На рисунке 4 приведена схема расположения доплеровского РЛУ и траектории движения объекта, R_M – расстояние на котором начинается определяться пройденный путь, Δ – пройденный радиальный путь за время измерения T_i .

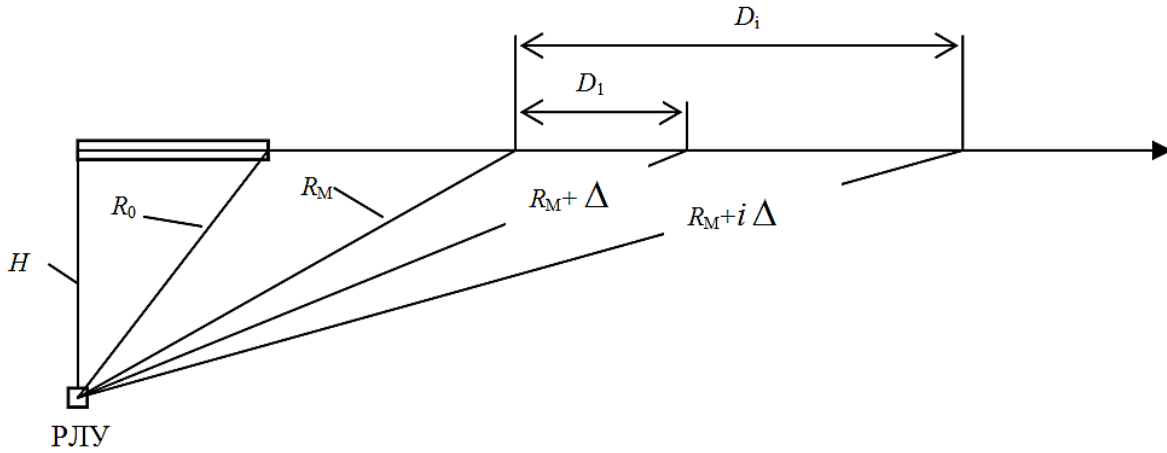


Рисунок 4. Схема расположения доплеровского РЛУ

Траекторная скорость V_{T_i} вычисляется из величины интервала D_i и времени измерения T_i , за которое объект проходит этот путь

$$V_{T_i} = \frac{D_i}{T_i}. \quad (7)$$

Из рисунка 4 следует, что предполагаемый пройденный путь за временной интервал измерения выражается как

$$D_i = \sqrt{R_M^2 - H^2 + 2iR_M\Delta + (i\Delta)^2} - \sqrt{R_M^2 - H^2}, \quad (8)$$

где $i = 0, 1, 2, \dots, n$ – номер измеряемого интервала. Так как временной интервал измерения T_i выбирается равным целому числу N периодов доплеровского сигнала, то

$$\Delta = \frac{\lambda N}{2} \quad (9)$$

С учетом (7) – (9) интервальную траекторную скорость можно выразить как

$$V_{T_i} = \frac{\sqrt{R_M^2 - H^2 + 2iR_M\Delta + (i\Delta)^2} - \sqrt{R_M^2 - H^2}}{T_i}. \quad (10)$$

Таким образом, чтобы вычислить траекторную скорость V_{T_i} на некотором интервале необходимо:

- измерить временной интервал T_i , за который укладывается целое число N периодов доплеровской частоты;
- знать геометрические расстояния R_M и H ;
- знать длину волны зондирующего сигнала λ .

Поскольку представленная математическая модель не требует при вычислении траекторной скорости учитывать угол наблюдения, то результирующую математическую модель относительной погрешности определения траекторной скорости можно описать как

$$\delta V_{T_i} = \delta f_{\text{ref}} + \delta f_d + \delta T_i + \delta D_i, \quad (11)$$

где δD_i – относительная погрешность, связанная с определением геометрических расстояний R_M и H . Данная погрешность является систематической и может быть выявлена и скомпенсирована по результатам натуральных испытаний.

Выводы

Таким образом, в настоящей работе предложен способ исключить погрешность определения угла $\delta\alpha_i$, путем определения пройденного пути D_i через пройденный радиальный путь за время измерения T_i . В этом случае относительная погрешность определения угла $\delta\alpha_i$ заменится на погрешность δD_i , связанную с определением геометрических расстояний R_M и H . Относительная погрешность δD_i является систематической и может быть выявлена и скомпенсирована по результатам натуральных испытаний.

Работа выполнена при поддержке АО «Зеленоградский инновационно-технологический центр».

Литература

1. Соловьев В. А., Ярошук С. С., Федотов А. В., Конохов И. Е. Методы и средства оценки параметров движения артиллерийских снарядов (обзор) // Военное обозрение. – 2020. – № 2(8). – С. 4-29.
2. Фотоэлектронный измеритель скорости «ФЭБ». URL: [https:// www.ntiim.ru/](https://www.ntiim.ru/) (дата обращения: 31.03.2022).
3. Патент № 2285267 С1 Российская Федерация, МПК G01P 3/66. Устройство для измерения скорости метаемого тела : № 2005114669/28 : заявл. 13.05.2005 : опубл. 10.10.2006 / Ефанов В. В., Мужичек С. М.
4. Патент № 2184978 С1 Российская Федерация, МПК G01P 3/66. Способ измерения скорости проводящей пули : № 2001120625/28 : заявл. 23.07.2001 : опубл. 10.07.2002 / Ашихмин А. С., Познухов А. В. ; заявитель Рязанская государственная радиотехническая академия.
5. Еловигов В.С., Смагин К.В., Заводова Т.Е., Стыров А.В., Хмельников Е.А. Разработка методики определения скоростей движения боеприпасов на начальном участке траектории и у цели с использованием скоростной видео съемки // Наука. Промышленность. Оборона. 2016. С. 52–56.
6. Медеев Д. А., Переверзев А.Л. Математическая модель ошибки измерения траекторной скорости по доплеровскому сдвигу частоты // Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем (МЭС). – 2022. – № 3. – С. 176-182. – DOI 10.31114/2078-7707-2022-3-176-182.
7. Медеев Д.А. Цифровая обработка информационного сигнала с доплеровской РЛС во временной области // Труды 24-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применения – DSPA-2022». Москва, Россия. 30 марта - 1 апреля 2022 г. С. 183-187.

ANALYSIS OF THE INTERVAL METHOD FOR MEASURING THE TRAJECTORY VELOCITY WHEN PROCESSING THE DOPPLER FREQUENCY SHIFT

Medeev D.A.

National Research University of Electronic Technology

This article discusses the interval method of measuring trajectory velocity by Doppler frequency shift. The accuracy of the trajectory velocity measurement without regard for the observation angle is assessed. A mathematical model of the relative error in measuring trajectory velocity is described, and a data analysis is performed, which showed the influence of the relative error in determining the angle on the total error in calculating trajectory velocity at small distances from the radar device. An alternative method of measuring trajectory velocity on the interval is presented, and a mathematical model of the relative error of measurement by this method is described.



АЛГОРИТМ ТРАЕКТОРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ УГЛОМЕРНЫМИ ИЗМЕРИТЕЛЯМИ НА ПОДВИЖНЫХ ПЛАТФОРМАХ

д.т.н., Бугаков И.А.¹, д.т.н., Ванюшин В.М.²
асп. Орловский В.М.¹

¹Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого
²АНО «Институт инженерной физики»

В статье рассматривается оптическая измерительная система, размещаемая на беспилотном летательном аппарате, предназначенная для поиска и обнаружения объектов испытаний. Определены преимущества применения подвижных платформ на базе беспилотных летательных аппаратов для траекторных измерений. Проанализированы способы определения местоположения объекта. Представлен математический аппарат, позволяющий произвести оценку точности определения координат объекта измерения ОЭС на базе БПЛА в условиях наличия неопределенностей.

Для повышения эффективности применения на современном этапе развития летательных аппаратов применяются специальные объекты наблюдения, которые на конечном участке полета имеют пространственную траекторию, проекции которой на произвольные ортогональные плоскости являются случайными непрерывными функциями.

Недоступность непосредственного измерения некоторых характеристик летательных аппаратов, то есть совокупность показателей, по которым производится оценка качества испытываемого объекта, шире совокупности параметров объекта, которые на данном этапе развития измерительного оборудования возможно определить экспериментально [1].

Преимущества применения подвижных платформ на базе беспилотных летательных аппаратов для траекторных измерений:

- 1) выигрыш в дальности контроля по сравнению с наземным расположением угломерной ОЭС;
- 2) выигрыш во времени при подготовке к испытаниям объекта;
- 3) выигрыш при оперативной смене задачи испытаний;
- 4) выигрыш за счет возможности размещения БПЛА в местах, оптимальных для контроля.

Применение угломерного способа для решения совершенно определенной задачи контроля объекта при помощи БПЛА наиболее целесообразно. Это обусловлено:

- 1) существующей практикой применения оптико-электронных станций (ОЭС), в которых измерительный дальномерный канал не предусмотрен;
- 2) простотой реализации способа в одномерном режиме;
- 3) возможностью совмещения датчика углового элемента навигации с пеленгованием контролируемого объекта для фото- и видеофиксации.

Для решения навигационной задачи определения координат объекта, необходимо сформировать две пересекающиеся линии положения (прямых). Поэтому для реализации угломерного способа необходимо иметь не менее двух оптико-электронных измерителей [2,3].

Определение местоположения контролируемого объекта испытаний помощью ОЭС на базе БПЛА основано на использовании позиционного метода: местоположения объекта измерения определяется как точка пересечения двух или более линий положения. В этом случае важно определить, от каких факторов зависит точность определения местоположения [4].

Для круговой СКО σ_r случайной погрешности определения координат ОИ по пересечению двух линий положения ЛП1 и ЛП2 справедливо выражение [5]:

$$\sigma_r = \frac{\sqrt{\sigma_{l1}^2 + \sigma_{l2}^2 + 2\rho_{l2}\sigma_{l1}\sigma_{l2}\cos\alpha}}{\sin\alpha} \quad (1)$$

где ρ_{l2} – коэффициент взаимной корреляции погрешностей определения линий положения АС и ВС (рис. 2.1);

α – угол пересечения линий положения;

$\sigma_{li}, i=1,2$, – СКО определения соответствующих линий положения аппаратурой ОЭС на подвижных БПЛА.

Вследствие того, что БПЛА подвижны, погрешность определения их собственных координат включает ряд погрешностей с СКО $\sigma_{н.i}, \sigma_{оэ.i}, \sigma_{д.i}, \sigma_{п.i}, i=1;2$, где:

- $\sigma_{н.i}$ - СКО погрешности измерения координат БПЛА собственной навигационной системой;
- $\sigma_{оэ.i}$ - СКО погрешности измерения пеленга ОИ оптической системой оптико-электронного измерителя, установленного на БПЛА;
- $\sigma_{д.i}$ - СКО погрешности вычисления дальностей между i -м БПЛА и ОИ;
- $\sigma_{п.i}$ - СКО погрешности координат БПЛА, возникающих вследствие собственного их собственного движения

В общем случае перечисленные погрешности в некоторой мере коррелированы. Но в первом приближении их можно считать независимыми. Наиболее существенными представляются погрешности измерений собственных координат и погрешности оптической системы. На основании этих замечаний справедливо [4]:

$$\sigma_{l.i}^2 = \sigma_{н.i}^2 + \sigma_{оэ.i}^2 \quad (2)$$

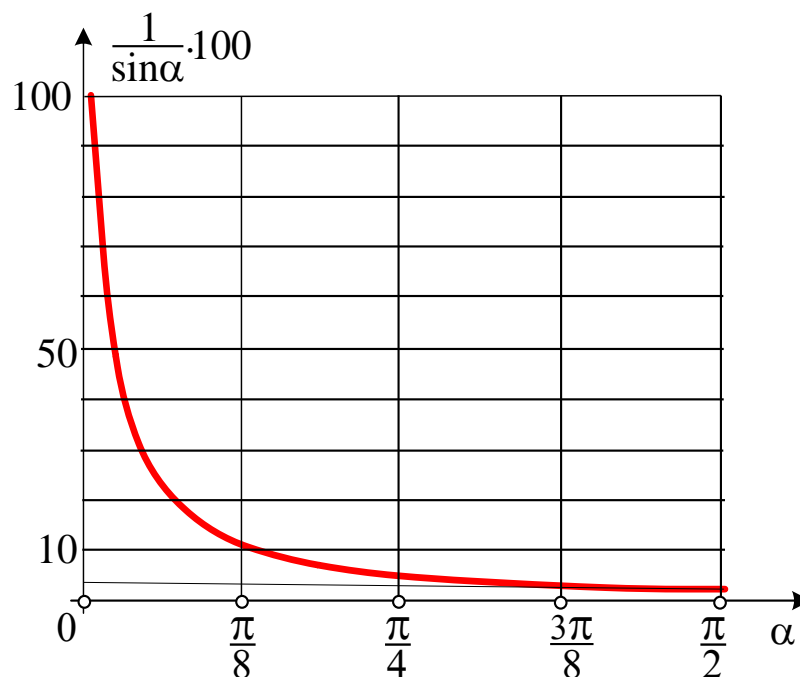


Рисунок 1 - Зависимость множителя геометрического фактора от угла пересечения линий положения

Линии положения ЛП1 и ЛП2 формируются независимо. Тогда справедливо, что в (1) $\rho_{12}=0$. И формула для расчета круговой СКО примет вид:

$$\sigma_r = \frac{\sqrt{\sigma_{l1}^2 + \sigma_{l2}^2}}{\sin \alpha}, \quad (3)$$

Выражения (2) и (3) показывают, что круговая СКО σ_r определения местоположения объекта зависит от угла пересечения ЛП α .

Минимум круговой СКО мгновенного позиционирования ОИ (σ_r) достигается при пересечении линий положения под углом 90° :

$$\sigma_{r, \text{мин}} = \sigma_{l1}^2 + \sigma_{l2}^2. \quad (4)$$

Из графика зависимости $\sigma_r(\alpha)$ (рисунок 1) следует, что погрешность позиционирования ОИ увеличивается на порядок уже при угле $\alpha=\pi/8$. Поэтому интервал допустимых положений БПЛА должен соответствовать углам пересечения линий положения примерно в интервале $\pi/8 < \alpha \leq \pi/2$.

Следовательно, алгоритм траекторных измерений угломерными измерителями на подвижных платформах будет выглядеть следующим образом:

Исходные данные для определения показателя точности:

- 1) Θ_i, Θ_j - углы азимута;
- 2) β_i, β_j - углы места;
- 3) $\sigma_{\Theta_i}, \sigma_{\Theta_j}$ - ошибки определения углов места ;
- 4) $P_{кр} = 0,95$ - вероятность определения местоположения ЛА в заданной области;
- 5) $\sigma_K = const$ - СКО погрешности определения координат БПЛА.

Необходимо определить: показатель точности определения местоположения ЛА с учетом погрешности определения координат БПЛА $\sigma_{кр}^{общ}$:

- 1) Определение расстояния между БПЛА(база):

$$d_{ij} = \sqrt{(x_i - x_j)^2 + (y_i - y_j)^2} \quad (5)$$

- 2) Определение дальности до ОИ:

$$D_i = \frac{d_{ij} \cdot \sin \beta_i}{\sin \alpha_{ij}} \quad D_j = \frac{d_{ij} \cdot \sin \beta_j}{\sin \alpha_{ij}} \quad (8)$$

- 3) Определение ошибки i,j линий положения:

$$\sigma_{лji} = D_j \sigma_{\Theta_j} \quad \sigma_{ли} = D_i \sigma_{\Theta_i} \quad (9)$$

- 4) Определение показателя точности $\sigma_{кр}$:

$$\sigma_{кр} = \frac{\sqrt{\sigma_{ли}^2 + \sigma_{лji}^2}}{\sin \alpha_{ij}} \quad (10)$$

$$\sigma_{кр} = \frac{\sigma_{\Theta} \sqrt{D_i^2 + D_j^2}}{\sin \alpha_{ij}} \quad (11)$$

$$D_i = D_j, \text{ то } \sigma_{кр} = \frac{\sigma_{\Theta} D \sqrt{2}}{\sin \alpha_{ij}} \quad (12)$$

$$\sigma_{кр.мин} = \sigma_{\Theta} D \sqrt{2} \quad (13)$$

- 5) Показатель точности определения местоположения ЛА с учетом погрешности определения координат БПЛА:

$$\sigma_{кр}^{общ} = \sqrt{\sigma_K^2 + \sigma_{кр}^2} \quad (2.53)$$

Построены графики зависимости при различных дальностях и постоянной базе (рисунок 2). При увеличении дальности $D^{(2)}$ от БПЛА до ЛА круговое СКО $\sigma_{кр}$ увеличивается, уменьшая $D^{(1)}$, соблюдая условие оптимального размещения, точность измерений увеличивается. Как отмечалось ранее при $\alpha = 90^\circ$ $\sigma_{кр}$ принимает минимальное значение.

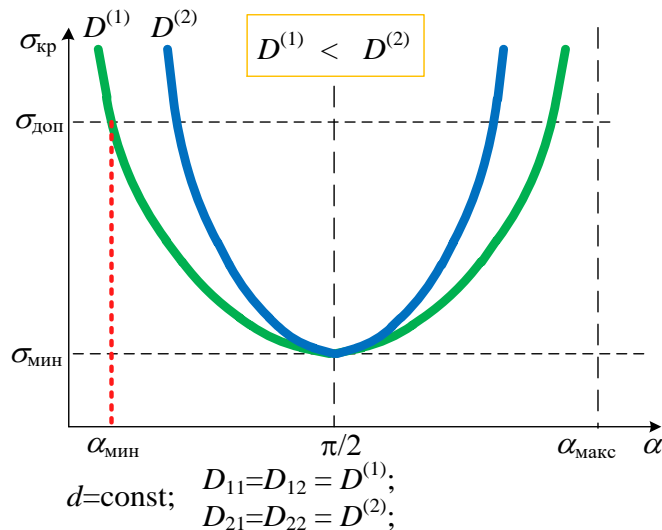


Рисунок 2 - Зависимость кругового СКО определения координат ОИ от угла засечки α и дальности D

Обоснована актуальность решения задач определения характеристик летательных аппаратов, движущихся по сложным траекториям с применением ОЭС на базе БПЛА.

Определены преимущества применения подвижных платформ на базе беспилотных летательных аппаратов для траекторных измерений.

Выбран способ для решения совершенно определенной задачи контроля объекта при помощи БПЛА.

Представленный математический аппарат, позволяет произвести оценку точности определения координат объекта измерения ОЭС на базе БПЛА в условиях наличия неопределенностей, а также с учетом погрешностей определения местоположения БПЛА в ходе проведения измерений.

Таким образом, из всего вышесказанного можно сделать вполне очевидный вывод – развитие измерительных средств полигонов должно «шагать в ногу» с научно-техническим прогрессом. Это является необходимым условием для качественного обеспечения испытаний летательных аппаратов соответствующими измерениями.

Литература

1. Богатырев И.С. Анализ текущего состояния и оценка перспектив развития средств полигонных измерительных комплексов в условиях проведения испытаний новых образцов ракетного вооружения. Проблемные вопросы траекторных измерений. Матрица научного познания. 2021. № 4-1. С. 36-41.
2. Елисеев А.К., Чупахин А.П., Воробьев К.П., Шипунова И.А. Мобильный автоматизированный измерительный комплекс для измерения внешнетраекторных параметров высокودинамичных объектов. Ракетно-космическая техника. 2013. Т. 1. № 2 (3). С. 5.
3. Меркулов В.И., Миляков Д.А., Радоминов О.Е., Чернов В.С. Методы траекторного управления наблюдением в интегрированных многодатчиковых двухпозиционных системах радиомониторинга воздушного базирования. Журнал радиоэлектроники. 2016. № 4. С. 7.
4. Орловский В.М., Марюхненко В.С. Оптико-электронная система траекторных измерений на базе беспилотных летательных аппаратов [Текст] // Сб. док. XXIX Междун. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация и связь» / Воронеж: 2023. – С. 187-194.
5. Васильченко А.А., Керимов И.В., Морозов М.В. Оценивание точности траекторных измерений в ходе проведения испытаний [Текст] // Сб. док. XXVI Междун. науч.-техн. конф. «Радиолокация, навигация и связь» / Воронеж: 2020. – С. 69–79.

**ALGORITHM OF TRAJECTORY MEASUREMENTS BY ANGLE METERS
ON MOBILE PLATFORMS**

Doct.Tech.Sci. Bugakov I.A., Doct.Tech.Sci. Vanushin V.M., Orlovskiy V.M.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(с. Serpukhov, Moscow region)

The article discusses an optical measuring system placed on an unmanned aerial vehicle, designed to search and detect test objects. The advantages of using mobile platforms based on unmanned aerial vehicles for trajectory measurements are determined. The methods of determining the location of the object are analyzed. A mathematical apparatus is presented that makes it possible to assess the accuracy of determining the coordinates of the object of measurement of the ECO based on the UAV in the presence of uncertainties.



ЗАВИСИМОСТЬ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ПРИЕМА СИГНАЛОВ С ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ В СИСТЕМАХ СПУТНИКОВОЙ СВЯЗИ ОТ МЕЛКОМАСШТАБНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ИОНОСФЕРЫ

Пашинцев В. П., Песков М. В.,
Михайлов Д. А., Сенокосов М. А.

Северо-Кавказский федеральный университет

Разработана трехэтапная методика анализа помехоустойчивости систем спутниковой связи при мелкомасштабных возмущениях ионосферы с учетом возможности возникновения общих и время-селективных замираний принимаемых сигналов с относительной фазовой манипуляцией. Получена зависимость вероятности ошибочного приема сигналов с относительной фазовой манипуляцией от среднего энергетического отношения сигнал/шум на входе приемника, частотно-временных параметров сигналов и характеристик мелкомасштабных ионосферных неоднородностей.

Известно [1 – 3], что воздействие на ионосферу возмущающих факторов различной природы может приводить к образованию в ней интенсивных мелкомасштабных (со средними размерами $l_s \approx 10 \dots 10^3$ м) неоднородностей электронной концентрации (ЭК) ΔN и соответствующему увеличению мелкомасштабных флуктуаций полного электронного содержания (ПЭС) $\Delta N_T \sim \Delta N$ ионосферы.

Трансионосферное распространение радиоволн (РРВ) в системах спутниковой связи (ССС) с несущими частотами в диапазоне $f_0 = 0,2 \dots 2$ ГГц в этих условиях сопровождается эффектами дифракции на мелкомасштабных неоднородностях ионосферы и возникновением интерференционных замираний (мерцаний, сцинтилляций) общего (гладкого) или селективного (по времени, частоте и пространству) типа.

Появление общих замираний рэлеевского типа приводит к существенному снижению помехоустойчивости ССС [4], которая характеризуется зависимостью $P_{\text{ош}} = \psi(\overline{h^2})$ величины вероятности ошибки ($P_{\text{ош}}$) от среднего значения отношения сигнал/шум на входе приемника ($\overline{h^2}$). При передаче в ССС сигналов с относительной фазовой (фазоразностной) манипуляцией (ОФМ) повышение входного отношения сигнал/шум ($\overline{h^2} \sim \tau_s$) за счет увеличения длительности передаваемого сигнала (τ_s) в рассматриваемых условиях может приводить к снижению помехоустойчивости ССС из-за увеличения степени ($\frac{\tau_s}{\tau_k}$) время-селективных замираний с интервалом корреляции $\tau_k < \tau_s$ [5]. Причиной такого изменения является то, что по мере возрастания при возмущениях ионосферы среднеквадратического отклонения (СКО) мелкомасштабных флуктуаций ее ПЭС ($\sigma_{\Delta N_T} = \langle \Delta N_T^2 \rangle^{1/2}$) на трассе РРВ и/или уменьшения среднего размера мелкомасштабных ионосферных неоднородностей (l_s) возрастает величина СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы ($\sigma_\varphi \sim \frac{\sigma_{\Delta N_T}}{f_0}$), что приводит к сужению интервала временной корреляции, или среднего периода замираний ($\tau_k \sim \frac{l_s f_0}{\sigma_{\Delta N_T}}$).

Поэтому целью работы является получение и анализ зависимости $P_{\text{ош}} = \psi(\overline{h^2}, f_0, \tau_s, \sigma_{\Delta N_T}, l_s)$ вероятности ошибочного приема сигналов с относительной фазовой манипуляцией от среднего отношения сигнал/шум на входе приемника ($\overline{h^2}$), частотно-временных параметров сигналов (несущей частоты (f_0) и длительности (τ_s)) и характеристик мелкомасштабных ионосферных неоднородностей ($\sigma_{\Delta N_T}$ и l_s).

Известно [1 – 3, 6], что процесс РРВ с несущей частотой f_0 в ССС через ионосферный слой с мелкомасштабными неоднородностями (фазовый экран) в пределах области пространства ρ , ограниченной

диаметром первой зоны Френеля ($l_F \approx 2\sqrt{ch_{\text{max}}/f_0} \geq l_s$), сопровождается искажениями (флуктуациями) их

фазового фронта $\Delta\varphi(\rho)$, которые характеризуются величиной СКО

$$\sigma_\varphi = \langle \Delta\varphi^2(\rho) \rangle^{1/2} = 80,8\pi\sigma_{\Delta N_T}/cf_0, \text{ рад.}, \quad (1)$$

где $80,8$ - коэффициент, имеющий размерность $\text{м}^3/\text{с}^2$; $\sigma_{\Delta N_T} = \langle \Delta N_T^2(\rho) \rangle^{1/2}$ - СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы (м^{-2}); c - скорость света ($3 \cdot 10^8 \text{ м/с}$).

Интерференция отдельных участков (ρ) волны, которая проявляется по мере увеличения СКО флуктуаций ее фазового фронта (1) $\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N_T}$, обуславливает возникновение случайных изменений (флуктуаций) мощности принимаемого сигнала (P_r), то есть его замираний (или мерцаний, скинтилляций). В этом случае ее среднее значение ($\overline{P_r} = P_p + P_{\text{фл}}$) описывается суммой регулярной (P_p) и флуктуационной ($P_{\text{фл}}$) составляющих. Их соотношение определяет величину параметра Райса [3]

$$\gamma^2 = P_p / P_{\text{фл}} = \left(\exp(\sigma_\varphi^2) - 1 \right)^{-1} = \left(\exp\left((80,8\pi\sigma_{\Delta N_T} / cf_0)^2 \right) - 1 \right)^{-1}, \quad (2)$$

который традиционно используется для оценки степени проявления (глубины) замираний. Кроме того, увеличение $\sigma_\varphi \sim \sigma_{\Delta N_T}$ сопровождается уменьшением интервала пространственной корреляции замираний [3]

$$\Delta\rho_k \approx l_s / \sigma_\varphi = cf_0 l_s / 80,8\pi\sigma_{\Delta N_T} \quad (3)$$

и непосредственно связанного с ним интервала их временной корреляции

$$\tau_k \approx \Delta\rho_k / v_c = l_s / \sigma_\varphi v_c = cf_0 l_s / 80,8\pi\sigma_{\Delta N_T} v_c, \quad (4)$$

где v_c - скорость перемещения радиолинии на высоте максимума ионизации ионосферы ($h_{\text{max}} \approx 250 \dots 350 \text{ км}$).

Известно [5, 7], что параметры (2) γ^2 и (4) τ_k , наряду со средним энергетическим отношением сигнал/шум на входе приемника ($\overline{h^2}$), определяют вероятность ошибки при некогерентном приеме сигналов с ОФМ в канале связи с аддитивным гауссовым шумом и замираньями:

$$P_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \frac{1 + \gamma^2 + \overline{h^2}(1 - R)}{1 + \gamma^2 + \overline{h^2}} \exp\left(\frac{-\gamma^2 \overline{h^2}}{1 + \gamma^2 + \overline{h^2}} \right). \quad (5)$$

Входящий в (5) параметр [8, 9]

$$R = \exp\left(-\tau_s^2 / \tau_k^2 \right) \quad (6)$$

характеризует степень корреляции амплитуды принимаемого сигнала на интервале времени, соответствующем длительности передаваемого сигнала τ_s . Однако в [10] показано, что приближенное выражение (3) $\Delta\rho_k \approx \frac{l_s}{\sigma_\varphi}$ не позволяет достоверно оценить интервал пространственной корреляции замираний, поскольку при $\sigma_\varphi \ll 1$ он стремится к бесконечным значениям ($\Delta\rho_k \rightarrow \infty$), что противоречит известным [11] экспериментальным данным, согласно которым в указанных условиях $\Delta\rho_k \approx l_s$. Поэтому

использование основанного на (3) $\Delta\rho_k \approx l_s / \sigma_\varphi$ приближенного выражения (4) $\tau_k \approx \Delta\rho_k / v_c$ для оценки интервала временной корреляции (среднего периода) замираний может в итоге существенно уменьшить достоверность результатов оценки помехоустойчивости ССС при возмущениях ионосферы на основе данных

о характеристиках ее мелкомасштабных неоднородностей ($\sigma_{\Delta N_T}$ и l_s).

Устранение описанного недостатка достигается при использовании полученной в [10] уточненной зависимости интервала пространственной корреляции замираний ($\Delta\rho_k$) от характерных размеров мелкомасштабных неоднородностей (l_s) и СКО флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (σ_φ):

$$\Delta\rho_k = l_s \left(-\ln \left(1 - \frac{1 - \ln(1 - \exp(-\sigma_\varphi^2) + \exp(1 - \sigma_\varphi^2))}{\sigma_\varphi^2} \right) \right)^{0,5}. \quad (7)$$

С учетом (7) и общей зависимости (4) $\tau_k \approx \frac{\Delta\rho_k}{v_c}$ уточненное выражение для оценки интервала временной корреляции (среднего периода) замираний (τ_k) может быть представлено в виде:

$$\tau_k = \frac{l_s}{v_c} \left(-\ln \left(1 - \frac{1 - \ln(1 - \exp(-\sigma_\phi^2) + \exp(1 - \sigma_\phi^2))}{\sigma_\phi^2} \right) \right)^{0,5} \quad (8)$$

Таким образом, полученное выражение (8) в совокупности с известными выражениями (2), (5) и (6)

$$P_{\text{ош}} = \psi(\bar{h}^2, f_0, \tau_s, \sigma_{\Delta N_T}, l_s)$$

устанавливают искомую зависимость вероятности ошибки при некогерентном приеме сигналов ($P_{\text{ош}}$) с ОФМ от среднего энергетического отношения сигнал/шум на входе приемника (\bar{h}^2), частотно-временных параметров передаваемых сигналов (f_0, τ_s) и характеристик мелкомасштабных ионосферных неоднородностей ($l_s, \sigma_{\Delta N_T}$).

Проанализируем изменение помехоустойчивости ССС в условиях возмущений ионосферы, которые сопровождаются увеличением СКО мелкомасштабных флуктуаций ее ПЭС на 1 – 2 порядка (до $\sigma_{\Delta N_T} \approx 10^{14} \dots 10^{15} \text{ м}^{-2}$) относительно невозмущенных условий ($\sigma_{\Delta N_T} \approx 10^{13} \dots 10^{14} \text{ м}^{-2}$), при типовых значениях характерного размера ионосферных неоднородностей $l_s \approx 100 \dots 300 \text{ м}$ [3, 12].

На рисунке 1 приведены построенные в соответствии с (2), (5), (6) и (8) графики зависимости вероятности ошибочного приема сигналов ($P_{\text{ош}}$) с ОФМ от среднего отношения сигнал/шум на входе приемника (\bar{h}^2) при различных значениях СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ($\sigma_{\Delta N_T}$) ионосферы и характерного размера неоднородностей (l_s). Расчет произведен для случая приема сигналов с несущей частотой $f_0 = 1,6 \text{ ГГц}$ и длительностью $\tau_s = 0,02 \text{ с}$ аналогичных сигналам, используемым для передачи навигационных сообщений в глобальных навигационных спутниковых системах (ГНСС) GPS и ГЛОНАСС.

Анализ рисунка 1 показывает, что в условиях увеличения СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ($\sigma_{\Delta N_T}$) ионосферы на 1 – 2 порядка, что характерно для естественных возмущений ионосферы в полярных и экваториальных (в редких случаях – в средних) широтах, помехоустойчивость ССС может существенно снижаться ($P_{\text{ош}}$ возрастает на 3 – 4 порядка и более). При этом наблюдается достижение несократимой (предельной) вероятности ошибки, устранение которой не представляется возможным с использованием традиционных методов, направленных на повышение среднего энергетического отношения сигнал/шум (\bar{h}^2) на входе приемника.

Причина возникновения описанного явления при использовании ОФМ известна и заключается в том, что изменения фазы двух последовательно принимаемых сигналов становятся менее различимыми по мере увеличения отношения сигнал/шум (\bar{h}^2) и уменьшения корреляции (R) замираний этих сигналов. Последняя определяется соотношением (τ_s/τ_k) длительности сигнала (τ_s) и интервала временной корреляции (среднего периода) замираний (τ_k), который согласно выражению (8) сокращается по мере увеличения СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы ($\sigma_{\Delta N_T}$) и уменьшения характерного размера мелкомасштабных неоднородностей (l_s).

Отсюда следует, что обеспечение в современных и перспективных ССС, использующих сигналы с ОФМ, помехоустойчивости не хуже требуемой в условиях естественных мелкомасштабных возмущений

$$P_{\text{ош}} = \psi(\bar{h}^2, f_0, \tau_s, \sigma_{\Delta N_T}, l_s)$$

ионосферы базируется на ее оценке в соответствии с полученной зависимостью и выборе (адаптации) параметров передаваемых сигналов (в первую очередь, их длительности τ_s) на основе

результатов оценки параметров мелкомасштабных ионосферных неоднородностей ($\sigma_{\Delta N_T}, l_s$). Осуществить такую оценку в настоящее время возможно на основе результатов GPS-мониторинга ионосферы с использованием двухчастотных приемников ГНСС класса GISTM (GNSS Ionospheric Scintillation and TEC Monitor)

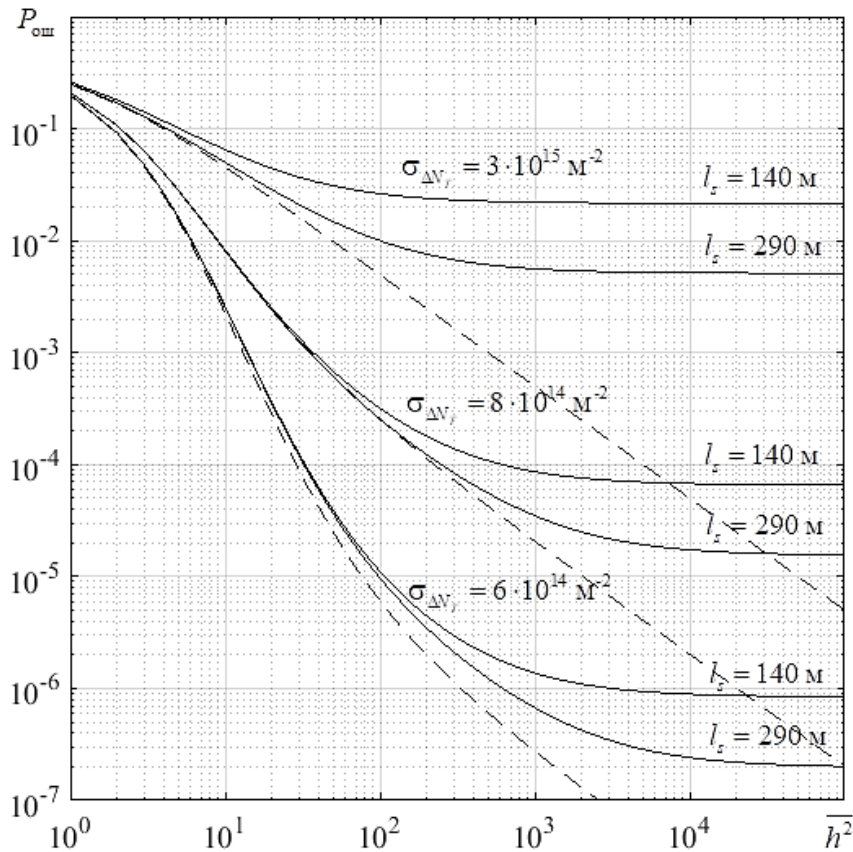


Рисунок 1 – Зависимость вероятности ошибочного приема сигналов с ОФМ от СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ($\sigma_{\Delta N_T}$) ионосферы и размера неоднородностей (l_s)

Таким образом, разработана методика анализа зависимости помехоустойчивости ССС от характеристик мелкомасштабных неоднородностей ионосферы с учетом возможности возникновения общих и время-селективных замираний принимаемых сигналов с ОФМ.

Методика включает 3 этапа:

1) получения уточненного выражения (7) для оценки интервала пространственной корреляции замираний $\Delta\rho_k = \psi(l_s, \sigma_\varphi)$ в транссионосферной радиолинии, справедливого при произвольных значениях флуктуаций фазового фронта волны на выходе неоднородной ионосферы (в том числе при $\sigma_\varphi < 1$ рад);

2) получения выражения (8) $\tau_k = \psi(l_s, \sigma_\varphi)$ на основе уточненного выражения (7) и известной взаимосвязи $\tau_k \approx \Delta\rho_k/v_c$ интервалов временной и пространственной корреляции замираний в транссионосферном радиоканале;

3) получения зависимости $P_{ош} = \psi(\overline{h^2}, f_0, \tau_s, \sigma_{\Delta N_T}, l_s)$ вероятности ошибочного приема сигналов с двоичной ОФМ от среднего энергетического отношения сигнал/шум на входе приемника ($\overline{h^2}$), частотно-временных параметров сигналов (несущей частоты f_0 и длительности τ_s) и характеристик мелкомасштабных ионосферных неоднородностей ($\sigma_{\Delta N_T}$ и l_s) в виде совокупности выражений (2), (5), (6) и (8).

Достоверность полученного выражения (8) подтверждается тем, что в частном случае сильных возмущений ионосферы, когда величина $\sigma_\varphi \gg 1$, оно сводится к известному виду $\tau_k = l_s/v_c \sigma_\varphi$, а в частном случае очень слабых возмущений, когда $\sigma_\varphi \ll 1$, оно принимает конечное значение $\tau_k \approx l_s/v_c$.

Литература

1. Гундзе Е., Чжаохань Лю. Мерцания радиоволн в ионосфере // ТИИЭР. – 1982. – Т. 70. – № 4. – С. 5 – 45.
2. Crane R. K. Ionospheric scintillations // Proceedings of the IEEE. – 1977. – Vol. 65. – № 2. – P. 180-204.
3. Маслов О.Н., Пашинцев В.П. Модели трансionoсферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи. Приложение к журналу Инфокоммуникационные технологии. Выпуск 4. ПГАТИ. Самара: 2006. 358 с.
4. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. М.: Сов. радио, 1970. 728 с.
5. Заездный А.М., Окунев Ю.Б., Рахович Л.М. Фазоразностная модуляция и ее применение для передачи дискретной информации. М.: Связь, 1967. 304 с.
6. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Часть 2. Случайные поля. М.: Наука. 1978. 463 с.
7. Окунев Ю.Б. Теория фазоразностной модуляции. М.: Связь, 1979. 216 с.
8. Немировский А.С. Борьба с замираниями при передаче аналоговых сигналов. М.: Радио и связь, 1984. 208 с.
9. Введенский Б.А., Колосов М.А., Калинин А.И. и др. Дальнее тропосферное распространение ультракоротких радиоволн. М.: Сов. радио, 1965. 416 с.
10. Пашинцев В.П., Коваль С.А., Песков М.В. Оценка интервала пространственной корреляции замираний в системах спутниковой связи // Сборник трудов XL Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы эффективности и безопасности функционирования сложных технических и информационных систем». Часть 5. г. Серпухов. – 2021. – С. 23 – 29.
11. Колосов М.А., Арманд Н.А., Яковлев О.И. Распространение радиоволн при космической связи. М.: Связь, 1969. 155 с.
12. Черенкова Л.Е., Чернышов О.В. Распространение радиоволн. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.

DEPENDENCE OF NOISE IMMUNITY OF RECEPTION OF SIGNALS WITH DIFFERENTIAL PHASE SHIFT KEYING IN SATELLITE COMMUNICATION SYSTEMS ON SMALL-SCALE INHOMOGENEITIES OF THE IONOSPHERE

Pashintsev V. P., Peskov M. V., Mikhailov D.A., Senokosov M. A.

North-Caucasus Federal University

A three-stage technique has been developed for analyzing the noise immunity of satellite communication systems under small-scale ionospheric disturbances, taking into account the possibility of general and time-selective fading of received signals with differential phase shift keying. The dependence of the probability of erroneous reception of signals with differential phase shift keying on the average signal-to-noise energy ratio at the receiver input, the time-frequency parameters of the signals and the characteristics of small-scale ionospheric inhomogeneities is obtained.



ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИЧЕСКИХ РЕЖИМОВ АВТОГЕНЕРАТОРНОЙ СИСТЕМЫ С ЧАСТОТНО-ФАЗОВОЙ АВТОПОДСТРОЙКОЙ С ПОМОЩЬЮ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

проф. Пономаренко В.П.¹, студ. Пономаренко С.В.²

¹Национальный исследовательский Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского».

²Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

Приведены результаты исследования режимов динамического поведения в автогенераторной системе с частотно-фазовым управлением при использовании инверсно включенного многочастотного дискриминатора в цепи частотной автоподстройки в случае одинаковых фильтров третьего порядка в цепях фазового и частотного управления. Исследование проведено на основе математической модели системы с двумя степенями свободы с применением качественно-численных методов нелинейной динамики и компьютерного моделирования. Выявлено, что в такой системе возможно существование как синхронного режима, так и множества несинхронных периодических и хаотических режимов различной сложности. Изучена эволюция автомодуляционных режимов в системе при изменении параметра, характеризующего степень влияния цепи частотного управления.

Двухкольцевые системы фазовой синхронизации с цепями управления по фазе и частоте, иначе называемые системами частотно-фазовой автоподстройки (ЧФАП), представляют большой интерес для ряда приложений: стабилизация частоты колебаний, оптимальный прием, синхронизация и слежение, в том числе, в спутниковых радионавигационных системах, информационно-телекоммуникационные системы передачи и обработки информации, в том числе системы с использованием динамического хаоса [1-3] и др. Основным режимом систем ЧФАП при решении традиционных задач синхронизации и слежения является режим фазовой синхронизации, которому соответствуют моногармонические колебания управляемого генератора на частоте внешнего сигнала. В новых нетрадиционных задачах генерации сложных регулярных и хаотических колебаний основными динамическими состояниями систем являются несинхронные режимы с непостоянными величинами фазового и частотного рассогласований управляемого и внешнего колебаний (квазисинхронные и асинхронные [1,2]).

Несинхронным режимам соответствуют периодические, квазипериодические и хаотические режимы автомодуляции фазы колебаний управляемого генератора. Использование несинхронных режимов в качестве основных рабочих процессов систем ЧФАП позволяет расширить их функциональные возможности, которые могут найти применение, в частности, для создания на основе таких систем источников фазового хаоса для прямохаотических систем передачи данных [3]. В связи с этим сохраняет актуальность исследование нелинейной динамики систем ЧФАП, основное содержание которого составляет поиск эффективных путей увеличения набора возможных автомодуляционных режимов, областей их существования и управления их характеристиками. В качестве таких путей естественно рассматривать усложнение фильтров низких частот (ФНЧ) в цепях управления и нелинейных характеристик дискриминаторов фазовых и частотных рассогласований, а также использование в кольце частотного управления положительной, вместо традиционной отрицательной, обратной связи, которую легко реализовать инверсным включением частотного дискриминатора.

В данной работе приводятся результаты исследования особенностей динамического поведения системы ЧФАП с инверсно включенным многочастотным дискриминатором в цепи частотного управления, имеющим синусоидальную характеристику [4], и одинаковыми фильтрами третьего порядка в фазовой и частотной цепях управления. Установлено, что в такой системе возможно существование множества различных типов периодических и хаотических автомодуляционных режимов, включая режимы с нерегулярными переключениями колебательных движений.

Исходным уравнением для описания динамических процессов в рассматриваемой системе ЧФАП является следующее уравнение для разности фаз ϕ колебаний управляемого и эталонного генераторов, записанное в операторной форме ($p \equiv d/dt$) [1,2]

$$p\phi + \Omega_1 K_1(p)F(\phi) + \Omega_2 K_2(p)\Phi(p\phi) = \delta\omega. \quad (1)$$

В уравнении (1) $K_1(p)$ и $K_2(p)$ – коэффициенты передачи фильтров низких частот (ФНЧ) в цепях управления, $F(\phi)$ и $\Phi(p\phi)$ – характеристики фазового и частотного дискриминаторов, нормированные на единицу, Ω_1 и Ω_2 – коэффициенты усиления по цепям управления, $\delta\omega$ – начальная расстройка частот колебаний эталонного и управляемого генераторов. Характеристики дискриминаторов будем

аппроксимировать функциями $F(\varphi) = \sin \varphi$ и $\Phi(p\varphi) = -\sin(\beta_1 p\varphi)$, где β_1 – параметр частотного дискриминатора. Знак «минус» в выражении $\Phi(p\varphi)$ соответствует инверсному включению многочастотного дискриминатора.

В рамках данной работы мы будем рассматривать случай, когда в цепях управления используются одинаковые ФНЧ третьего порядка с коэффициентами передачи $K_1(p) = K_2(p) = 1/(1 + a_1 p + a_2 p^2 + a_3 p^3)$, где a_1, a_2 и a_3 – параметры инерционности. Математическая модель рассматриваемой системы ЧФАП с такими ФНЧ, полученная на основании уравнения (1), представляется динамической системой:

$$d\varphi/d\tau = u, \quad du/d\tau = y, \quad dy/d\tau = z, \quad \mu_1 dz/d\tau = \gamma - \sin \varphi - u - \varepsilon y - \mu z + b \sin(\beta u) \quad (2)$$

с четырехмерным цилиндрическим фазовым пространством $U = \{\varphi(\text{mod } 2\pi), u, y, z\}$. В уравнениях (2) $\tau = \Omega_1 t$, $\beta = \beta_1 \Omega_1$, $b = \Omega_2 / \Omega_1$, $\gamma = \delta\omega / \Omega_1$, $\varepsilon = a_1 \Omega_1$, $\mu = a_2 \Omega_1^2$, $\mu_1 = a_3 \Omega_1^3$.

Исследование полной картины нелинейной динамики рассматриваемой системы ЧФАП на основе модели (2) сопряжено с существенными трудностями, в связи с чем в качестве основного метода ее исследования применено компьютерное моделирование, которое базируется на качественных и численных методах нелинейной динамики [1,2].

Система (2) при значениях $0 \leq \gamma < 1$ имеет два состояния равновесия $A_1(\arcsin \gamma, 0, 0, 0)$ и $A_2(\pi - \arcsin \gamma, 0, 0, 0)$. Состояние равновесия A_1 устойчиво при значениях параметров

$$\mu_1 < \mu_1^0(b, \beta, \varepsilon, \gamma), \quad \mu_1^0 = \mu \varepsilon (1 - b\beta) - \mu^2 \sqrt{1 - \gamma^2} / (1 - b\beta)^2, \quad 1 - b\beta > 0, \quad (3)$$

состояние равновесия A_2 – неустойчивое седлового типа. Неравенства (3) выделяют в пространстве параметров модели (2) область $B_0: \{\mu_1 < \mu_1^0(b, \beta, \varepsilon, \gamma)\}$ – область удержания режима синхронизации в системе ЧФАП, определяемого устойчивым состоянием равновесия A_1 .

Как показали результаты компьютерного исследования модели (2), при значениях параметров вне области B_0 в фазовом пространстве U может существовать большое число предельных циклов, притягивающих двумерных торов и хаотических аттракторов колебательного и вращательного типа, соответствующих несинхронным (автомодуляционным) режимам системы ЧФАП. Несинхронные режимы подразделяются на квазисинхронные, в которых разность фаз ϕ изменяется в ограниченном диапазоне значений, и асинхронные, при которых наблюдается либо возрастание (или убывание) разности фаз ϕ , либо чередование стадий неограниченного изменения ϕ и ее колебательного поведения в ограниченном диапазоне значений ϕ [1,2]. В несинхронных режимах имеет место периодическая, квазипериодическая или хаотическая модуляция частоты колебаний управляемого генератора.

Рассмотрим особенности развития асинхронных режимов, аттракторы которых локализованы в области $u > 0$ фазового пространства U . Обратимся к результатам однопараметрического исследования модели (2) при значениях параметров $\gamma = 0.3$, $\beta = 8$, $\varepsilon = 25$, $\mu = 4.8$, $\mu_1 = 5.5$ и вариации параметра b , характеризующего степень влияния цепи частотного управления. При возрастании b в фазовом пространстве U выявлены бифуркации рождения двумерных торов из вращательных предельных циклов, чередование режимов торов и предельных циклов и переходы к хаотическим режимам через разрушение торов. На рисунке 1 приведен пример однопараметрической бифуркационной диаграммы (b, u) , характеризующей эволюцию асинхронных режимов системы при возрастании параметра b . Для построения (b, u) -диаграммы начальные условия были выбраны на вращательных торах T_1^+, T_2^+, T_7^+ , торе $T_6^{+(2)}$, который образовался в результате бифуркации удвоения тора T_6^+ , и на хаотических аттракторах V_3^+, V_4^+ и V_5^+ , которые образовались в результате разрушения торов T_3^+, T_4^+ и T_5^+ ; значения параметра b изменялись от 6.5 до 7.8. На рисунке 1 слева от (b, u) -диаграммы даны (y, u) -проекции сечения Пуанкаре, соответствующие указанным стартовым аттракторам модели (2) при $b=6.5$.

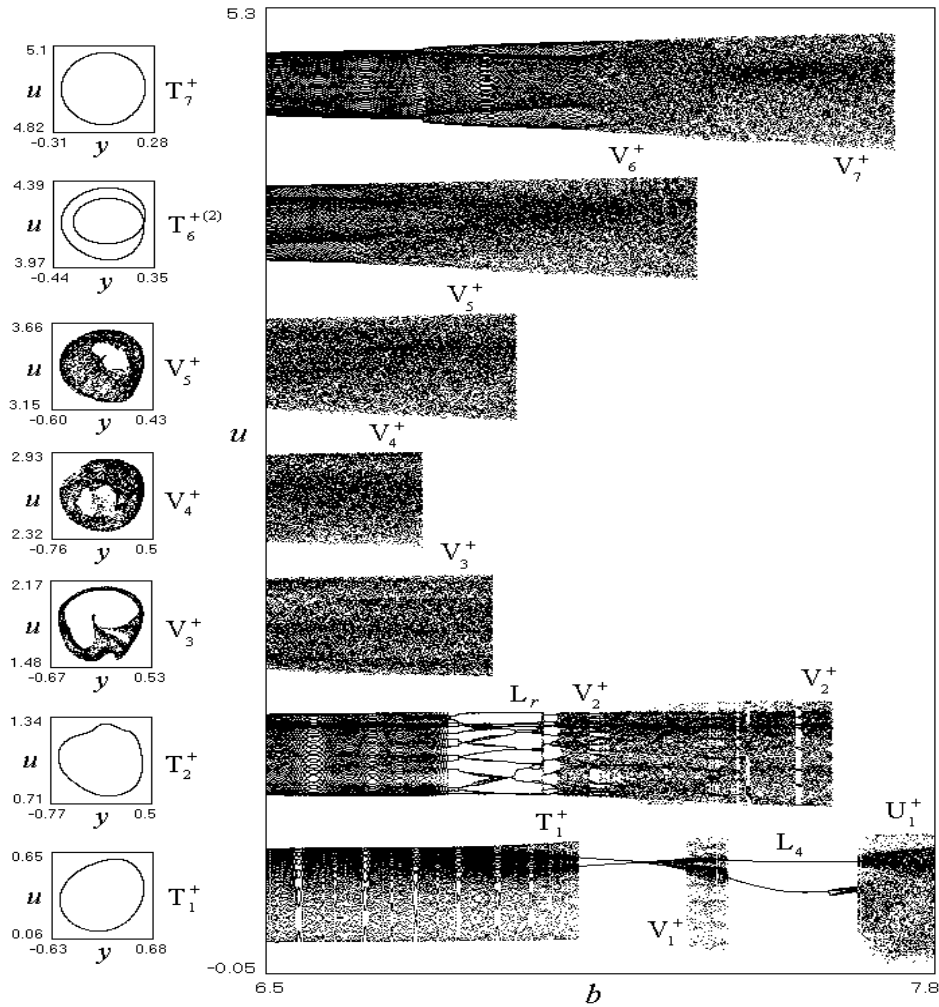


Рисунок 1. Развитие режимов аттракторов $T_1^+, T_2^+, T_7^+, T_6^{+(2)}$ и хаотических аттракторов V_3^+, V_4^+ и V_5^+ при возрастании параметра b ($\gamma = 0.3, \beta = 8, \varepsilon = 25, \mu = 4.8, \mu_1 = 5.5$)

Анализ диаграммы (b, u) показывает, что развитие режимов торов $T_1^+, T_2^+, T_6^{+(2)}$ и T_7^+ при изменении b в интервале $(6.5; 7.8)$ завершается переходами к вращательным хаотическим аттракторам U_1^+, V_2^+, V_6^+ и V_7^+ соответственно. Далее при возрастании b наблюдается последовательное прекращение режимов аттракторов $V_4^+, V_3^+, V_5^+, V_6^+, V_2^+, V_7^+$ и жесткие переходы $V_4^+ \rightarrow V_3^+, V_3^+ \rightarrow$ многооборотный вращательный предельный цикл $L_r, V_5^+ \rightarrow T_1^+, V_6^+ \rightarrow V_2^+, V_2^+ \rightarrow$ четырехоборотный вращательный предельный цикл $L_4, V_7^+ \rightarrow U_1^+$, который сформировался на базе цикла L_4 (рис.7). Таким образом, при возрастании b развитие режимов торов $T_1^+, T_2^+, T_6^{+(2)}, T_7^+$ и хаотических аттракторов V_3^+, V_4^+, V_5^+ в итоге завершается установлением в системе режима хаотического аттрактора U_1^+ , сформировавшегося в процессе эволюции режима тора T_1^+ .

При дальнейшем увеличении b на базе аттрактора U_1^+ образуются сложные хаотические аттракторы W^n , ($n=1, 2, 3, \dots$), с n областями сосредоточения колебательных движений и нерегулярными переключениями между этими областями. Аттракторы W^n по виду (u, y) -проекции фазовых портретов и реализаций

колебаний $u(\tau)$ похожи на так называемые хаотические многоспиральные аттракторы. На рисунке 2 приведены примеры хаотических аттракторов W^n с $n=2,3,5,7,12$. На (u, y) -проекциях фазовых портретов этих аттракторов четко выделяются n областей сосредоточения колебательных движений, между которыми совершаются нерегулярные переходы. Видно, как усложняется структура хаотического аттрактора и занимаемый объем в фазовом пространстве при возрастании параметра b . Об этом усложнении свидетельствуют вычисленные величины ляпуновских характеристических показателей ρ_m на аттракторах W^n при значениях параметра b , указанных на рисунке 2, они имеют значения 0.27, 0.33, 0.7, 0.93, 1.17 соответственно.

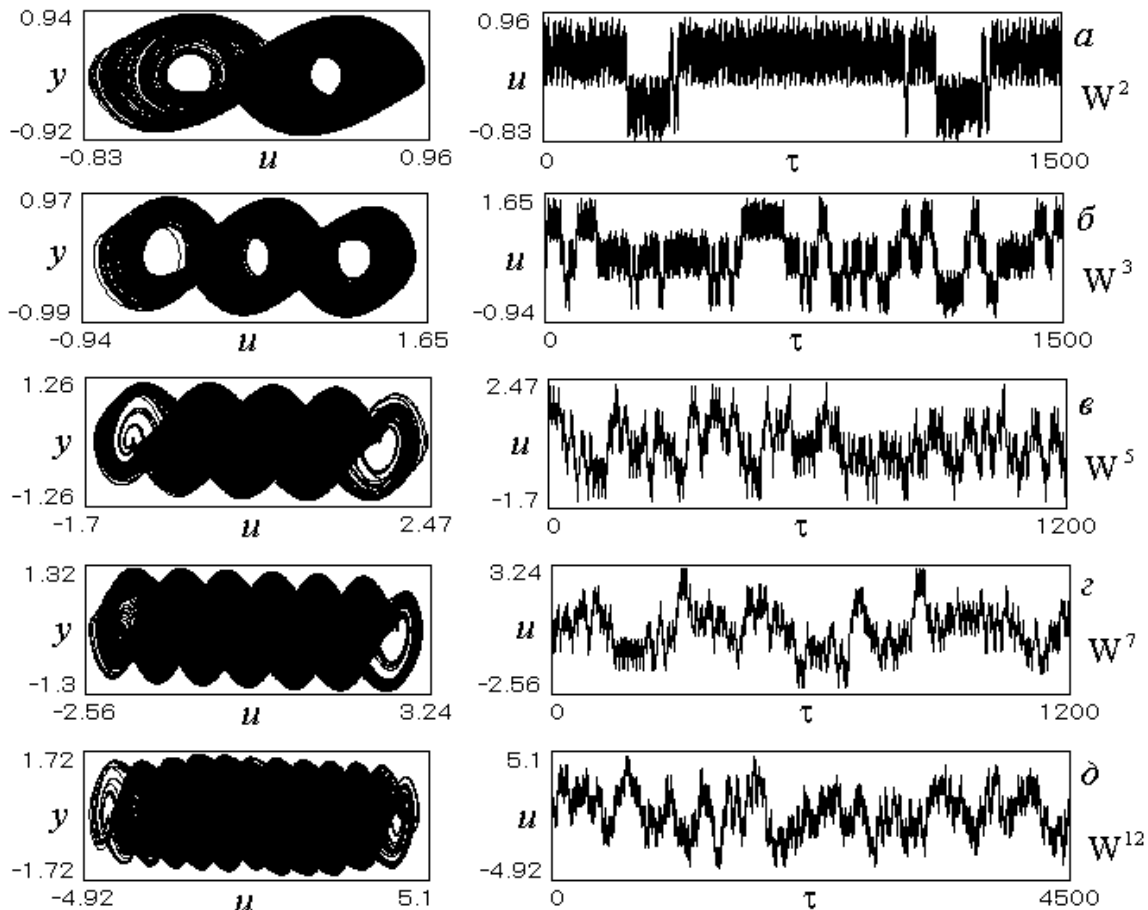


Рисунок 2. Хаотические аттракторы W^n , $n=2,3,5,7,12$, наблюдаемые при значениях $\gamma = 0.3$, $\beta = 8$, $\varepsilon = 25$, $\mu = 4.8$, $\mu_1 = 5.5$ $b = 9.25$ (а), 9.8 (б), 16.0 (в), 18.0 (г), 23.0 (д)

Представленные в данной работе результаты исследования модели (2) свидетельствуют о достаточно сложной картине динамических состояний системы ЧФАП, обусловленной существованием множества асинхронных режимов различной сложности и их бифуркаций. Выяснено, что переходы к хаотическим режимам реализуются в результате бифуркаций удвоения периода предельных циклов, через перемежаемость и разрушение двумерных торов, через бифуркации удвоения двумерных торов, а также в результате седло-узловых бифуркаций предельных циклов. Выявлена нетривиальная роль нелинейности частотного дискриминатора при формировании автомодуляционных колебаний в системе. Результатом влияния этой нелинейности является появление в системе ЧФАП новых колебательных режимов и нелинейных эффектов, не свойственных отдельным системам с фазовым и частотным управлением.

Наиболее интересными эффектами являются: потеря устойчивости синхронного режима, многочисленные переходы между периодическими и хаотическими режимами по мере увеличения степени влияния частотного кольца управления, и возникновение хаотических колебаний с переключениями движений, похожих на колебания в режимах многоспиральных хаотических аттракторах, характерных для

динамических систем с неединственным состоянием равновесия. Возникновение подобных колебательных режимов в рассматриваемой системе обязано своим происхождением применению в системе ЧФАП многочастотного дискриминатора с синусоидальной характеристикой.

Выявленное многообразие динамических состояний модели (2) и возможность эффективного воздействия на их свойства и области существования путем легко реализуемого изменения параметров цепей управления создают предпосылки для расширения области применения систем с частотно-фазовым управлением, в частности, для использования их в качестве генераторов хаотических колебаний при формировании перспективных сигналов с хаотической модуляцией их неэнергетических параметров: частоты и фазы и применения таких сигналов в информационно-коммуникационных системах [3].

Литература

1. Шалфеев В.Д., Матросов В.В. Нелинейная динамика систем фазовой синхронизации. Нижний Новгород: Изд-во Нижегородского госуниверситета, 2013. 366 с.
2. Пономаренко В.П. Динамические режимы и бифуркации в системе частотно-фазовой автоподстройки с многочастотным дискриминатором // Радиотехника и электроника. 2015. Т. 60. № 2. С. 186-200.
3. Дмитриев А.С., Клецов А.В., Кузьмин Л.В. Генерация сверхширокополосного хаоса в дециметровом диапазоне // Радиотехника и электроника. 2009. Т. 54. № 7. С. 709-718.
4. Капранов М.В., Романов Е.В. Линейные модели системы ЧАП с дискриминатором на линии задержки // Радиотехника. 1988. № 11. С. 34-38.

ANALYSIS OF DYNAMICS MODES OF AN AUTUOSCILLATORY SYSTEM WITH FREQUENCY-PHASE CONTROL USING COMPUTER SIMULATION

prof. Ponomarenko V.P.¹, stud. Ponomarenko S.V.²

¹N.I. Lobachevski National Research State University of Nizhniy Novgorod, Russia

²R.E. Alekseev State Technical University of Nizhniy Novgorod, Russia

The results of investigation of dynamical modes in the model of oscillatory system with frequency-phase control using multi-frequency discriminator inversely switched in the chain of frequency control in the case of identical thirteenth-order filters in control loops are presented. The study was carried out on the basis of mathematical model of the system with two degrees of freedom with the use of qualitative and numerical methods of nonlinear dynamics and computer simulation. It is shown that in such a system may be realized both synchronous and great number of non-synchronous periodic and chaotic modes of different complexity. The processes developing of non-synchronous modes in the domain of instability of the synchronous mode under variation of that system's parameter which characterizes the degree of frequency control loop effect is studied.



ХАРАКТЕРИСТИКИ ОБНАРУЖЕНИЯ РАДИОЛОКАЦИОННОГО СИГНАЛА НА ФОНЕ ОТРАЖЕНИЙ ОТ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ

д.т.н., проф. В.Л. Румянцев¹, С.А. Курбатский¹, И.А. Ростовцев²

¹АО Центральное конструкторское бюро аппаратостроения,

²Филиал военной академии материально-технического обеспечения,

В статье рассматриваются факторы, влияющие на характеристики обнаружения полезного сигнала. Приводятся расчетные зависимости вероятности правильного обнаружения от нормированной дальности. Производится оценка влияния величины пачки принятых сигналов на характеристики обнаружения. Представлены характеристики обнаружения надводных целей для модели помехи, основанной на К-распределении при различных ее параметрах, характеризующих состояние моря, а также характеристика обнаружения для модели помехи, основанной на Рэлеевском распределении.

В современных радиолокационных станциях (РЛС) устройства обработки сигналов должны устанавливать факт наличия слабого сигнала (близкого к пороговому) на фоне интенсивного воздействия пассивных помех. Амплитуда и фаза полезного сигнала испытывают случайные флюктуации вследствие интерференционного характера отражений от реальной цели и влияния среды. В связи с этим обнаружение полезного сигнала оказывается случайной величиной. Ее статистический характер необходимо учитывать в расчетах, связанных с обоснованием энергетических характеристик радиолокационных станций сопряженных с системами обнаружения и сопровождения целей. При всех расчетах такого рода, требуется иметь возможность устанавливать связь между дальностью, вероятностью правильного обнаружения, характером флюктуаций отраженного от целей сигналов и техническими параметрами используемой РЛС.

Представляет определенный интерес исследование характеристик обнаружения малоразмерных целей, наблюдаемых на фоне морской поверхности применительно к когерентно-импульсной РЛС с высоким разрешением с учетом условий радиолокационного наблюдения, приближенных к реальным условиям окружающей среды (высота волны, направление ряби, направление ветра, скорость ветра).

При высоком разрешении РЛС статистическая модель радиолокационных отражений от взволнованной морской поверхности часто становится негауссовской. Изучению таких моделей посвящены многочисленные работы отечественных и зарубежных авторов [1-6], в которых показано, что адекватное статистическое описание огибающей радиолокационных отражений от морской поверхности возможно при использовании К-распределения.

Поэтому целью работы является получение характеристик обнаружения целей по радиолокационному сигналу для гауссовской и негауссовской модели, основанной на К-распределении огибающей отраженного сигнала.

Рассматривая задачу обнаружения пачки сигналов отраженных от реальной цели необходимо учитывать изменение коэффициента корреляции мерцаний во всем диапазоне значений. Однако для разного количества импульсов в пачке определение характеристик обнаружения представляет определенные трудности [3]. В связи с этим в большинстве случаев рассматривают лишь два предельных случая, соответствующих полностью независимым (быстрым) и полностью или жестко коррелированными (медленными) мерцаниями. Такое резкое деление, хотя и не полностью отражает физические процессы, имеющие место в действительности, являются удобной моделью, позволяющей получить количественные соотношения в двух крайних случаях, представляющих непосредственный практический интерес.

Обнаружение быстро мерцающей цели. Введем нормированную дальность $\beta = R/R_{max}$, где R_{max} – дальность действия радиолокатора. Величина β может также рассматриваться как коэффициент, учитывающий уменьшение дальности обнаружения по сравнению с максимальной вследствие вероятностного характера процесса обнаружения. Тогда задача сведется к отысканию зависимости коэффициента p от вероятности правильного обнаружения D .

Согласно [1] выражение для вычисления необходимого значения вероятности ложной тревоги F как для быстрых, так и для медленных мерцаний будет одинаковым. Значение F может быть получено из формулы (6). Выражение для определения вероятности правильного обнаружения D для быстрых мерцаний согласно [1]:

$$F = \frac{1}{2^{L-1}(L-1)} \int_0^{\infty} C^{2L-1} e^{-\frac{C^2}{2}} dC, \quad (1)$$

где L – количество импульсов в пачке; C – порог ограничения; m – коэффициент, учитывающий превышение принимаемого сигнала над собственными шумами, необходимый для реализации заданной вероятности обнаружения.

Обнаружение медленно мерцающей цели. Для полностью коррелированных (медленных) мерцаний в работе [1] приводится выражение связывающее эффективное отношение сигнал/шум для пачки из L импульсов с вероятностью правильного обнаружения мерцающей цели:

$$D = \left(\frac{1-Lm}{Lm} \right)^{L-1} e^{\frac{-C}{1-Lm}}, \quad (2)$$

на основании которой получена зависимость $\beta(D)$:

$$\beta = \sqrt{\frac{L}{\frac{C-L+1}{Ln \frac{1}{D}} - 1}}. \quad (3)$$

Проведена оценка влияния характера мерцаний на характеристики обнаружения, результаты которой иллюстрируются рисунками 1 и 2.

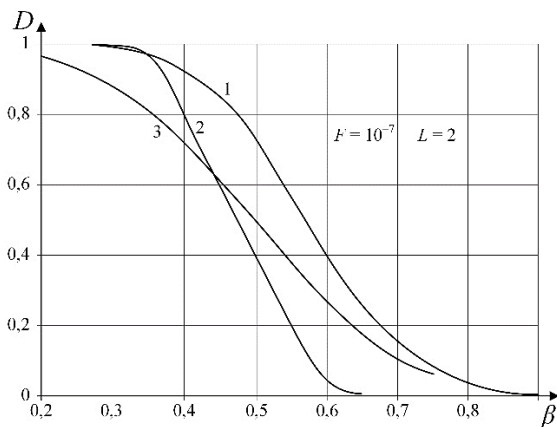


Рисунок 1 - Влияние характера мерцаний на вероятность правильного обнаружения при малом количестве импульсов в пачке ($F = 10^{-7}$; $L = 2$): 1 – статическая цель, 2 – быстрые мерцания, 3 – медленные мерцания

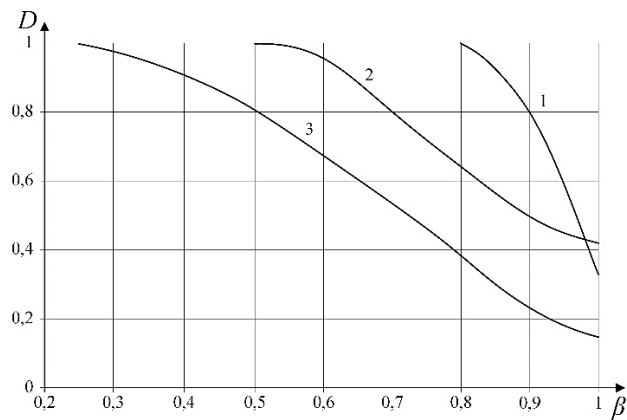


Рисунок 2 - Влияние характера мерцаний на вероятность правильного обнаружения при большом количестве импульсов в пачке ($F = 10^{-7}$; $L = 30$): 1 – статическая цель, 2 – быстрые мерцания, 3 – медленные мерцания

Характер мерцаний оказывает воздействие по-разному в зависимости от количества импульсов в пачке. Например, при коротких пачках (рисунок 1) в случае слабого сигнала (большое значение β) условия обнаружения быстро мерцающей цели оказываются наиболее тяжелыми. В то время как при более длинных пачках (рисунок 2) наиболее тяжелыми являются условия обнаружения медленно мерцающей цели даже при значительно слабых сигналах. Условия обнаружения статической цели в любых случаях наиболее благоприятны.

Характеристики обнаружения целей по радиолокационному сигналу для негауссовской модели помехи, основанной на К-распределении огибающей отраженного сигнала.

Плотность распределения вероятностей (ПРВ) К-распределения имеет вид:

$$P(E) = \frac{4b^{(\mu+1)/2} E^\mu}{\Gamma(\mu)} K_{\mu-1}(2E\sqrt{b}), \quad (4)$$

где μ – параметр формы К-распределения, b – масштабный коэффициент К-распределения, $K_{\mu-1}(\cdot)$ – модифицированная функция Бесселя.

Параметр формы μ К-распределения определяется по формуле [1, 3]:

$$\log_{10}(\mu) \cdot \log_{10}(\Phi_{gy}^\circ) + \frac{5}{8} \cdot \log_{10}\left(\frac{\rho}{4}\right) - K_{pot} - \frac{\cos(2 \cdot \theta_{sw})}{3} - \log_{10}\left(\frac{\tau_u}{30}\right) \cdot \log_{10}\left(\frac{50}{\Phi_{gy}^\circ}\right) \cdot \log_{10}(5,5 \cdot \Phi_{gy}^\circ)^{0,8}, \quad (5)$$

где Φ_{gy}° – угол скольжения в градусах; ρ – разрешение радара по дальности; K_{pol} – параметр, зависящий от поляризации (1.39 при VV и 2.09 при HH); θ_{sw} – угол между направлением луча РЛС и направлением морской ряби в радианах.

Средняя мощность морской помехи определяется выражениями [1, 4]:

$$\langle x \rangle = \mu / b;$$

$$P_c = \frac{P_t \cdot \mu_c \cdot G^2 \cdot \lambda^2 \cdot \sigma^0 \cdot S_{ob}}{(4\pi)^3 \cdot R^4 \cdot L_a \cdot L_\mu}, \quad (6)$$

где P_t – излучаемая мощность; μ_c – коэффициент сжатия импульсов; G – коэффициент усиления антенны; λ – длина волны зондирующего сигнала; σ^0 – удельная эффективная поверхность рассеяния (ЭПР) облучаемой поверхности; S_{ob} – облучаемая площадь; R – наклонная дальность; L_a – потери в атмосфере с учетом погодных условий; L_μ – сумма потерь волновых, в фильтрах радара, антенне.

Для того, чтобы рассчитать μ , необходимо знать удельную ЭПР облучаемой поверхности σ^0 , вычисляемую с помощью математических моделей, основанных на различных аналитических методах. Эти полуэмпирические модели используют упрощающие предположения, которые могут быть применены с некоторыми ограничениями для прогнозирования удельной ЭПР и дают хорошие результаты как для низких, так и для высоких углов скольжения.

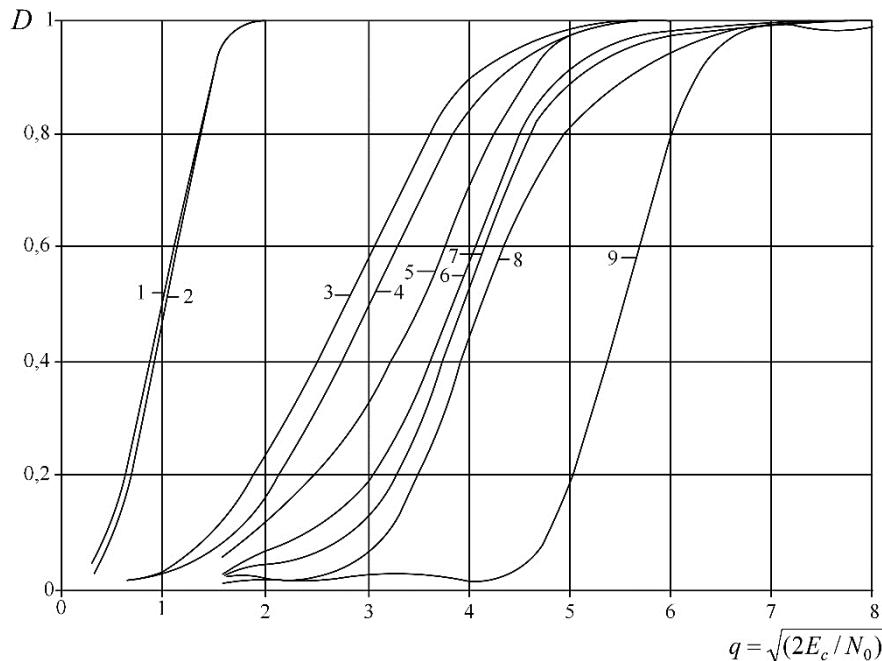


Рисунок 3 - Характеристики обнаружения: 1 – Рэлеевское распределение; 2 – К-распределение при $\mu = 7$ и $b = 7$; 3 – К-распределение при $\mu = 1$ и $b = 0,5$; 4 – К-распределение при $\mu = 0,7$ и $b = 0,35$; 5 – К-распределение при $\mu = 0,4$ и $b = 0,2$; 6 – К-распределение при $\mu = 0,1$ и $b = 0,05$; 7 – К-распределение при $\mu = 0,07$ и $b = 0,035$; 8 – К-распределение при $\mu = 0,04$ и $b = 0,02$; 9 – К-распределение при $\mu = 0,01$ и $b = 0,005$

На рисунке 3 представлены характеристики обнаружения [1, 2, 6] для модели помехи, основанной на К-распределении при различных параметрах μ и b (при остальных одинаковых условиях), характеризующих различное состояние моря (графики 2-9), а также характеристика обнаружения для модели помехи, основанной на Рэлеевском распределении (график 1).

На рисунке 3 график 1 совпадает с графиком 2. Это является следствием того, что графики Рэлеевского распределения и К-распределения при $\mu = 7$ и $b = 7$ (при остальных одинаковых условиях) близки по форме.

По рисунку 3 можно сделать вывод, что при модели помехи от взволнованной морской поверхности, основанной на К-распределении, характеристики обнаружения получаются менее оптимистичными, чем при модели помехи, основанной на распределении Рэля, поскольку, как показано в монографии [1],

K-распределение огибающей радиолокационных отражений наиболее адекватно описывает структуру принимаемых помех от поверхности для РЛС с высоким разрешением.

По результатам исследования можно сделать следующие выводы.

1. При малых значениях μ ошибка в определении порога может достигать значительной величины (при $\mu = 1,6-8$ дБ.)

2. Характеристики обнаружения чувствительны к виду модели, применяемой для описания помехи, при небольшом количестве накапливаемых импульсов. При накоплении больших пачек импульсов, ввиду нормализации статистики обнаружения, чувствительность к виду модели снижается.

3. Модель с Рэлеевским распределением даёт завышенные значения вероятности правильного обнаружения, по сравнению с более точной моделью, основанной на K-распределении.

4. Для построения процедур обнаружения целей на фоне морской поверхности целесообразно использовать непараметрические (ранговые) процедуры, инвариантные в виду распределения помехи.

Литература

1. Ward K. Sea clutter: scattering, the K-distribution and radar performance / K. Ward, R. Tough, S. Watts. 2nd edition. Croydon.: CPI Group Ltd, 2013. - 586 p.
2. Румянцев В.Л., Хомяков А.В., Акиншин О.Н. Аппроксимация порога обнаружения цели на фоне отражений от морской поверхности // Сб. трудов 13 НТК "Системы наблюдения, мониторинга и дистанционного зондирования земли". Сочи, 2016. - С. 311-314.
3. Bocquet S. Calculation of Radar Probability of Detection in K-Distributed Sea Clutter and Noise / Bocquet S. Canberra.: DSTO Defence Science and Technology Organisation, 2011. - 35 p.
4. Abraham D. A. Detection-Threshold Approximation for Non-Gaussian Backgrounds / IEEE Journal of Oceanic Engineering. Vol. 35. No. 2, 2010. - Pp. TBD.
5. Alban E. X., Magaña M. E., Skinner H. A Low Sample Size Estimator for K Distributed Noise / Journal of Signal and Information Processing. 2012. No. 3. - Pp. 293-307.
6. Милащенко Е. А., Валеев В. Г. Исследование характеристик обнаружения мелких морских целей с учетом негауссовских морских отражений // VII Всероссийская научно-техническая конференция «Радиолокация и радиосвязь». Сборник трудов, 2013. - С. 88-92.

CHARACTERISTICS OF RADAR SIGNAL DETECTION IN THE BACKGROUND OF REFLECTIONS FROM THE SEA SURFACE

Doctor of Technical Sciences, prof. V.L. Rumyantsev¹, S.A. Kurbatsky¹, I.A. Rostovtsev²

¹JSC Central Design Bureau of Apparatus,
²Branch of the Military Academy of Logistics

The article discusses the factors that affect the characteristics of the detection of a useful signal. Calculated dependences of the probability of correct detection on the normalized range are given. An assessment is made of the influence of the size of a packet of received signals on the detection characteristics. Surface target detection characteristics are presented for the interference model based on the K-distribution with its various parameters characterizing the state of the sea, as well as the detection characteristic for the interference model based on the Rayleigh distribution.



НЕЙРОСЕТЕВОЙ МЕТОД ИДЕНТИФИКАЦИИ МЕТЕООБРАЗОВАНИЯ

к.т.н., доц. Чайковский В.М., студ. Сарайкин А.А.

Пензенский государственный университет

В приведенном алгоритме идентификация обнаруженного метеообразования (МО) за основу взята метеорологическая радиолокация, обеспечивающая оценку типов ячеек облаков. Предметом предлагаемого исследования является методика анализа прогноза погоды, осуществляемая на применение нейронной сети. Суть работы заключается в разработке алгоритма идентификации, обнаруженного МО, путем сопоставления значений в алгоритме идентификации, полученного изображения, обнаруженного МО, с образцами изображений кучевых облаков, хранящихся в виде базы данных нейронной сети. В качестве материалов для оценки погодных условий используется классификация ячеек облаков по искусственной нейронной сети по методу предварительной обработки для идентификации прогнозируемых данных изображения, обнаруженного МО. Введено понятие нейронной сети и представлена структура её построения. На основе предложенного подхода разработан алгоритм идентификации обнаруженного МО и представлен принцип его работы. Реализация алгоритма, обнаруженного МО, с применением нейронной сети, это есть будущее метеорологической радиолокации, которое становится доступным уже сегодня.

Как правило, метеорологические радары содержат пять компонентов: передатчик, приемо-передающую антенну, радиолокационный процессор, приемник, систему анализа [1]. Передатчик генерирует ВЧ импульсы, а антенна излучает радиоимпульсы в атмосферу и принимает отраженные радиоимпульсы. Антенна совершает круговой обзор по азимуту и сканирует требуемый сектор атмосферы, под различными углами места. Процессор РЛС анализирует полученные данные, а система передачи данных передает эти данные радара для отображения их на мониторе.

В 1922 году [2] большой вклад в развитие численного прогноза погоды внес Льюис Фрай Ричардсон, предложив практическое использование численного алгоритма на базе программируемых электронных компьютеров. Над созданием вычислительной модели для нейронных сетей, основанную на численных алгоритмах, трудились в 1943 году [2] Уоррен Маккаллох и Уолтер Питтс. Затем идея прошла через так называемый «спящий режим», так как еще не существовало на тот момент математической вычислительной мощности, благодаря которой и функционируют нейронные сети. 2022 год называют годом пика развития графических процессоров (GPU). Дело в том, что первоначально графические процессоры создавались для обработки графики в различных симуляторах. Позже стало понятно, что GPU имеют широкую сферу применения вплоть до использования их в построении нейронных сетей, представляющих собой сеть искусственных нейронов в программном обеспечении. На рисунке 1 показана структура нейронной сети [3]. Суть работы приведенной нейронной сети заключается в передаче по разъему USB Type C во входной слой данных: очертаний по длине облака и по степени рассеяния кучевых облаков, форм, образованных комбинацией очертаний и т.д. Рассматривая принцип действия на примере сети, обученной программным обеспечением распознавать кучевые облака. Первый слой нейронов разделит, поступившее на вход по разъему USB Type C, оцифрованное с помощью АЦП изображение кучевых облаков на светлые и темные области, далее прогоняя оцифрованное с помощью АЦП изображение кучевых облаков по базе данных слоев нейронной сети ей будет принято решение к какому типу кучевых облаков относится изображение.

Приведенный метод идентификация осадков происходит на базе нейронной сети, которая была обучена на предварительном этапе в программном обеспечении с помощью аналого-цифрового преобразования значений параметров классификации Всемирной метеорологической организации, представленной в таблице [4].

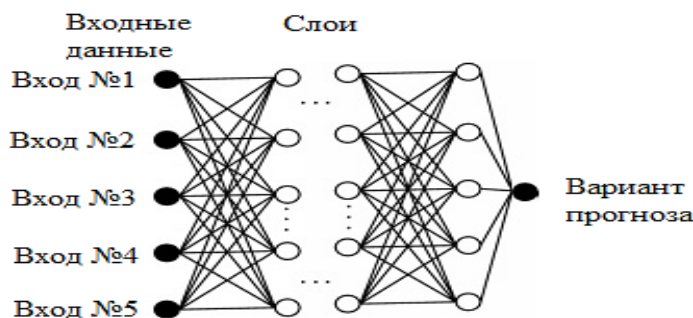


Рисунок 1 Структура нейронной сети

СЕКЦИЯ № 2. Радиотехника, радиолокация, в т.ч. зондирование Земли, радионавигация.

Исходя из которой кучевые облака были разделены на 3 группы: одноячейковые, многоячейковые, суперячейковые. Каждой группе присвоено определенное значение параметров: продолжительность существования кучевых облаков во времени, (T час), высота их нахождения в виде верхней границы, (H км), размер поперечного сечения, (D км) и соответственно характер данного МО. Одноячейковой группе соответствуют такие значения параметров, как продолжительность существования во времени кучевых облаков до 1 часа, высота их верхней границы $H=8\div 12$ км, размер поперечного сечения $D=5\div 20$ км, характерным для данного МО будут: ливень, гроза, град. Многоячейковой группе соответствуют следующие значения параметров: продолжительность существования кучевых облаков $T=1,5$ часа, высота верхней границы $H=10\div 14$ км, размер поперечного сечения $D=20\div 40$ км, при этом данным МО будут характерны: сильный ливень, гроза, град. Суперячейковой группе соответствуют такие значения параметров, как продолжительность существования кучевых облаков $T = 4$ часа, высота верхней границы $H=12\div 16$ км, размер поперечного сечения, $D=20\div 40$ км, при данных характеристиках МО будут присущи: катастрофический ливень, град, торнадо.

Таблица

Параметр	Одноячейковые	Многоячейковые	Суперячейковые
Продолжительность (T) существования	До 1 часа	До 1,5 часов	До 4 часов
Высота верхней границы, км (H).	8-12	10-14	12-16
Размер поперечного сечения, км (D).	5-20	20-40	20-40
Характер МО	Ливень, гроза, град	Сильный ливень, гроза, град	Катастрофический ливень, град, торнадо.

На основе рассмотренных средств и полученных данных классификации Всемирной метеорологической организации, представленной в таблице [4], используя метод метеорологической радиолокации на базе нейронной сети был разработан и построен в программе Visio алгоритм идентификации обнаруженного МО, приведенный на рисунке 3.

Принцип действия алгоритма идентификации обнаруженного МО заключается в следующем. Радиолокационный процессор, находящийся в системе анализа метеорологического радара, анализирует полученные данные, характеризующие МО, а именно: продолжительность существования кучевых облаков - T ; высоту их верхней границы - H ; размер поперечного сечения - D , а также оценивает логарифмическую отражательную способность зондирующего сигнала $Lz(\text{dBZ})$, от обнаруженного МО. Далее, путем передачи этой полученной информации в виде данных системой передачи данных, от радиолокационного процессора на монитор. Затем происходит сопоставление нейронной сетью данных, полученных на выходе процессора с данными, которые на предварительном этапе были занесены в базу данных нейронной сети с помощью АЦП в виде характерных признаков МО согласно классификации Всемирной метеорологической организации, представленной в приведенной таблице [4] и данных, обнаруженного метеообразования, полученных с системы передачи метеорологической радиолокационной станции.

На основе сопоставления значений таких параметров МО как: продолжительности существования кучевых облаков (T час), высоты верхней границы (H км) и размера поперечного сечения (D км), нейронная сеть принимает решение к какому классу кучевых облаков относится обнаруженное МО: одноячейковые, многоячейковые, суперячейковые. В случае, если ни одно из значений параметров не удовлетворяет заданным критериям алгоритма, информация поступает в программное обеспечение нейронной сети, где происходит корректировка цифрового кода в обучении нейронной сети.

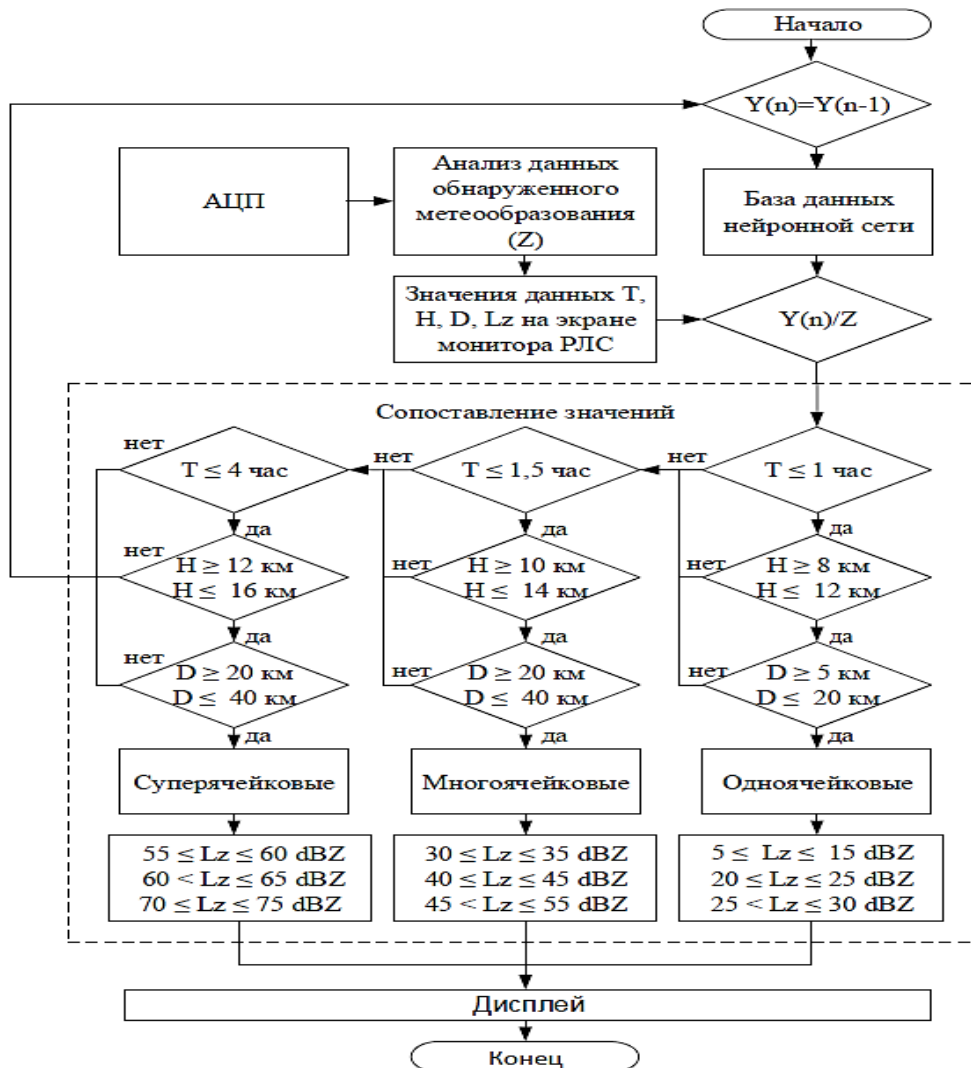


Рисунок 3. Алгоритм идентификации обнаруженного МО

Для повышения значения вероятности определения погодных условий, обнаруженного МО используется уравнение коэффициента отражения МО Z ($мм^6$), которое зависит от количества осадков N за время облучения зондирующим сигналом и количества отражателей D в одном кубометре воздуха, формирующих отражающих эхо-сигнал:

$$Z = \int_0^{D_{\max}} N \cdot e^{\Delta D} \cdot D^6 dD (мм^6 \cdot м^3)$$

Уравнение логарифмической отражательной способности сигнала Lz (dBZ) найдем, разделив коэффициент отражения радара Z на эквивалентное значение капли 1 мм в одном кубометре воздуха Z_0 [5]:

$$Lz = 10 \cdot \log_{10} \frac{Z}{Z_0} (dBZ)$$

Система передачи данных передает значение логарифмической отражательной способности сигнала Lz (dBZ) с микроконтроллера на монитор, преобразуя его по следующему критерию. Одноячейковые: $5 \leq Lz \leq 15$ дождь/снег, $20 \leq Lz \leq 25$ гроза, $25 < Lz \leq 30$ град; Многаячейковые: $30 \leq Lz \leq 35$ сильный ливень/обильный, $40 \leq Lz \leq 45$ порывы ветра с грозой, $45 < Lz \leq 55$ сдвиги ветра с крупным градом; Суперячейковые: $55 \leq Lz \leq 60$ катастрофический ливень/снегопад, $60 < Lz \leq 65$ сдвиги ветра с сильной грозой, $70 \leq Lz \leq 75$ торнадо.

В итоге необходимо подчеркнуть, что данному предложению присущ ряд существенных достоинств, а именно: обеспечение достаточно высокого качества и достоверности результатов метеопрогнозирования, а

также при выходе из строя одного или более слоев нейронной сети, это не будет оказывать влияния на формирование выходных данных, что несомненно, позволит сетям легко переносить различные технические сбои. Используемые нейронные сети, реализуемые на базе современной вычислительной системы, обладающей достаточно значительными вычислительными ресурсами, позволяет данным сетям выполнять одновременно массу сравнительных операций, при реализации предложенного алгоритма идентификации.

Также следует подчеркнуть, что реализация предложенного алгоритма возможна на базе первого российского RISC-V микроконтроллера МІК32 АМУР, что полностью согласуется с рекомендациями Правительства РФ о широком внедрении во все сферы деятельности методики импортозамещения.

Литература

1. Ахияров В.В., Нефедов С.И., Николаев А.И. “Радиолокационные системы,” 2018 –75-80 с.
2. Галушкин А.И. “Нейронные сети – история развития,” 2001. – 15-17 с.
3. Y.Liu, J.Du-Gang, Xi.Zhao-Liang, Li.Chun-Xiang Shi, “Automatic Tracking and Characterization of Cumulonimbus Clouds from FY-2C Geostationary Meteorological Satellite Images,” 2014. – P. 10.
4. “Официальный сайт Всемирной метеорологической организации www.wmo.int”
5. С.С.Henken, M.J.Schmeits, H.Deneke, and R.A.Roebeling, “Using MSG-SEVIRI cloud physical properties and weather radar observations for the detection of Cb/TCu clouds” – Journal of Applied Meteorology and Climatology. – Vol. 50. – Design. 2011. – №. 7. – P. 1587-1600.

A NEURAL NETWORK METHOD FOR METEO FORMATION IDENTIFICATION

candidate of technical sciences, assoc. Tchaikovsky V.M., stud. Saraykin A.A.

Penza State University

In the above algorithm, the identification of a detected meteorological formation (MO) is based on meteorological radar, which provides an assessment of the types of cloud cells. The subject of the proposed study is a method for analyzing the weather forecast, carried out on the use of a neural network. The essence of the work is to develop an identification algorithm detected by the MO by comparing the values in the identification algorithm of the received image, detected by the MO, with samples of cumulus cloud images stored in the form of a neural network database. As materials for assessing weather conditions, the classification of cloud cells by an artificial neural network according to the pre-processing method is used to identify the predicted image data detected by the MO. The concept of a neural network is introduced and the structure of its construction is presented. Based on the proposed approach, an algorithm for identifying the detected MO was developed and the principle of its operation is presented. The implementation of the algorithm discovered by MO using a neural network is the future of weather radar, which is becoming available today.



БИОНИЧЕСКАЯ ПЕРЧАТКА ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ЖЕСТОВ

к.т.н., доц. Чайковский В.М., студ. Медведев М.А.

Пензенский государственный университет.

Руки являются неотъемлемой частью повседневной жизни человека, помимо того, что руки выполняют функции манипуляции с предметами, также они помогают в общении людям с дефектами речи и слуха. Поэтому нужно найти способ не только отслеживать движения и жесты человеческих рук, но и интегрировать их, а распознавание жестов особенно важно для людей, использующих руки для общения. В данной работе предложена методика организации общения людей слабослышащих и с дефектами речи, включающая использование роботизированной перчатки, позволяющая, в дальнейшем использовать данное предложение для в случае, когда стандартный язык жестов будет исчерпан и потребуются его дополнение. Проработана схема соединения промышленно изготовленных плат: Bluetooth модуль HC-05 и отладочной платы Arduino Nano совместно с черновым, упрощенным вариантом макета роботизированной кисти человека с закреплёнными тензорезистивными датчиками. Предлагаемый приём совместно с технологией роботизированных перчаток и позволяет осуществить общение не только между людьми с дефектами речи и слуха, но и позволяет исключить недопонимание при общении людей с нарушением речи и слуха с обычными, здоровыми гражданами.

Введение

Общение – важнейшая часть взаимодействия между людьми. Человек лучше всего понимает собеседника через речь. Но в мире живет большое количество людей с отсутствием слуха, которое препятствует развитию речи (речевого аппарата). Разработка умных перчаток для рук поможет преодолеть глухонемым людям коммуникационный барьер.

Цель данного устройства заключается в создании наиболее простого в реализации и использовании аппарата, способного прийти на помощь к человеку с ограниченными возможностями в коммуникации с людьми.

Аппаратные компоненты

Умная перчатка была сконструирована для перевода символов русской дактильной азбуки (рисунок 1) в письменные и устные символы.

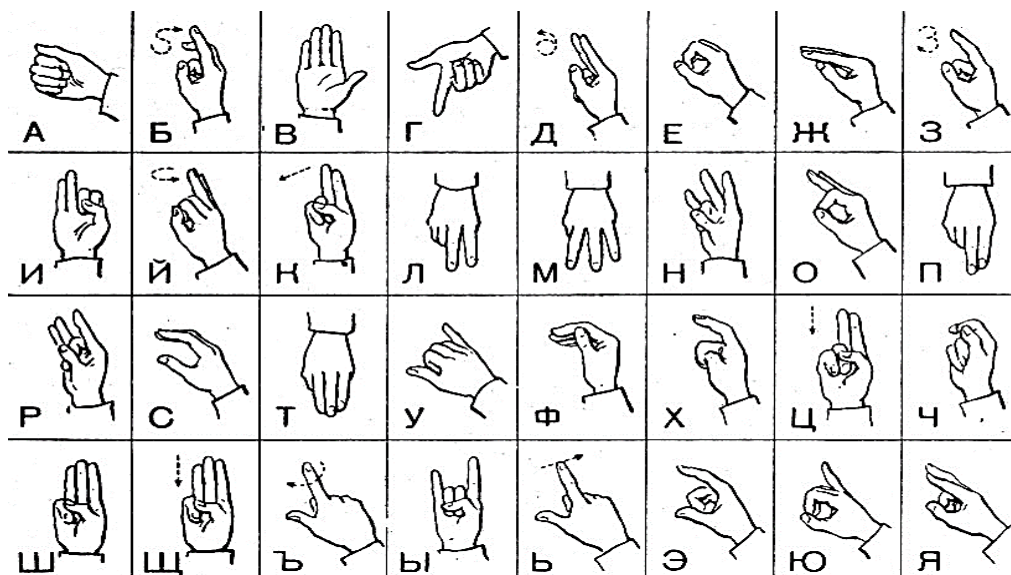


Рисунок 1. – Русский сурдоалфавит

Перчатка была сконструирована (рисунок.2) с использованием пяти гибких датчиков, по одному на каждый палец. Гибкий датчик используется для указания изгиба пальца. Акселерометр использовался на тыльной стороне ладони для указания положения пальца. Для кода использовалась полнофункциональная отладочная плата Arduino, подключенная к ПК в качестве микроконтроллера. Для подключения перчатки к мобильному телефону через Bluetooth использовался Bluetooth-модуль HC-05. [1]



Рисунок 2. – Внешний вид роботизированной кисти руки

Гибкий датчик

Гибкий датчик, как показано на рисунке 3, это тип датчика, который измеряет насколько сильно произошло отклонение или, альтернативно, сгибание. Для его изготовления можно использовать такие материалы, как пластик и углерод. Сопротивление датчика изменится, когда пластиковая полоска, удерживающая углеродную поверхность, будет отведена в сторону. Приложения для такого типа датчиков включающие в свой состав компьютерный интерфейс и управление серводвигателями, могут использоваться везде, где уровень изгиба можно оценить за счет изменения значения сопротивления датчика [2].



Рисунок 3. – Гибкий датчик.

Структурная схема предлагаемого блока управления представлена на рисунке 4. Гибкий датчик представляет собой двухполюсное устройство; в нем отсутствуют какие-либо поляризованные клеммы, такие как конденсаторы или диоды, поэтому нет ни положительных, неотрицательных клемм. Для активации этого датчика требуется от 3,3 В до 5 В постоянного тока, и это напряжение может быть получено с помощью любого интерфейса. Подключение осуществляется следующим образом: для каждого пальца был использован один гибкий провод, путем подключения одного контакта на землю, а второго к аналоговому контакту платы и к 5 В через сопротивление 10 кОм, используя соответствующий код, значение углового диапазона от 0 до 90 градусов, было представлено в виде кода с использованием соответствующей комбинации градусов между пальцами. Этот датчик используется везде, где необходимо определить, насколько сильно устройство согнулось, или изменило свой угол. Внутреннее сопротивление этого датчика изменяется примерно линейно в зависимости от угла изгиба датчика.

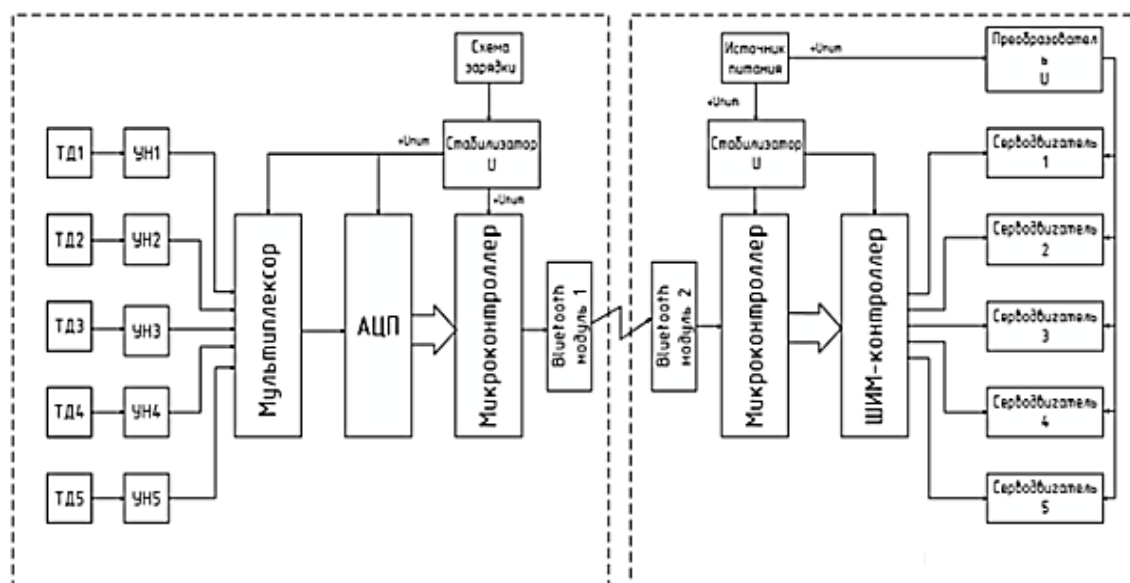


Рисунок 4. – Структурная схема блока управления роботизированной кистью

Bluetooth-модуль HC-05

Bluetooth-модуль HC-05, как показано на рисунке 5, предназначен для настройки прозрачных беспроводных последовательных соединений. Он работает с помощью последовательной передачи, что упрощает взаимодействие с контроллером или ПК. HC-05 имеет два режима работы: командный режим, в котором можно изменять настройки устройства по умолчанию, и режим передачи данных, в котором он может отправлять и получать данные с других устройств подключенным к Bluetooth. Используя PIN-код ключа, мы можем управлять гаджетом в любом из этих двух режимов. Модуль использовался для использования тестового приложения для отправки указанного письма с Arduino на телефон. [3]

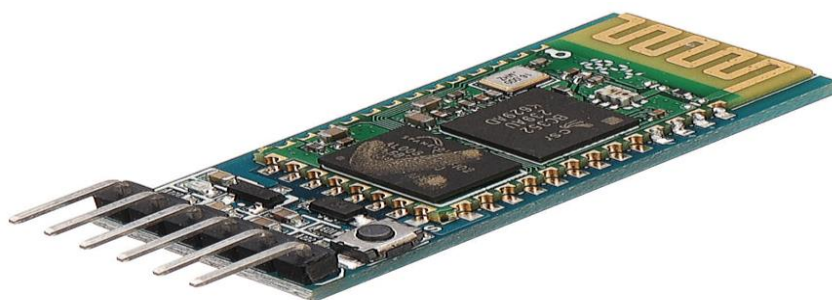


Рисунок.5 – Bluetooth модуль HC-05

Полнофункциональная отладочная плата Arduino Nano

Наиболее традиционная и самая маленькая плата Arduino, подходящая для макетной платы, называется Nano [3]. Показана на рисунке 6, имеет Mini-USB-разъем и pin-заголовки, которые упрощают подключение его к макетной плате. Благодаря своим компактным размерам в этой работе был использован Arduino. Интегрированная среда Arduino использовалась для загрузки кода, который затем был присоединен к гибким датчикам, акселерометру, некоторым цифровым выводам, контактным датчикам и модели Bluetooth. Метод, используемый для распространения информации об энергетике экономия отличается. Несмотря на то, что Bluetooth может обрабатывать большой объем данных, за счет повышенного потребления электроэнергии он быстро разряжает батарею приложения. Решить данную проблему может режим энергосбережения Bluetooth Low Energy.

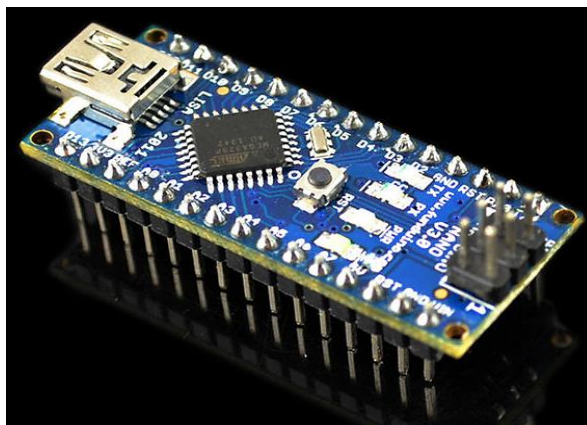


Рисунок 6 – полнофункциональная отладочная плата Arduino Nano

Практические результаты

К основному результату данного предложения следует отнести то, что стандартный язык жестов с некоторыми словами был успешно отображен на дисплее в виде текста и озвучен в виде голоса, а это несомненно поможет людям с нарушениями речи и слуха легко общаться с подавляющим большинством членов нашего общества, являющимися здоровыми людьми. Возможности данного предложения могут быть значительно расширены путем включения в базу данных большего количества слов и использования другого стандартного языка жестов. Другой положительной особенностью данного предложения является то, что она позволяет обычным людям общаться с людьми, имеющими дефекты речи, путём использования тестового приложения для Android (рисунок 7 и рисунок 8), которое преобразует голосовой сигнал людей в текст на дисплее и в язык жестов роботизированной кисти. Поэтому данное предложение целесообразно развивать и использовать для осуществления общения, как между людьми с нарушением речи и слабослышащих, т.к. данное предложение позволяет осуществлять двустороннюю связь между людьми, преобразуя при этом практически все буквы и некоторые слова в отличие от существующих других предложений [4].



Рисунок 7. – Буква” О“ выведенная на экран смартфона



Рисунок 8. – Буква” А“ выведенная на экран смартфона

Вывод

Данное предложение, включающее использование технологии роботизированных перчаток и позволяющее осуществить общение не только между людьми с дефектом речи и слуха, но и позволяет исключить недопонимание при общении людей с нарушением речи и слуха с обычными, здоровыми гражданами. Так же данное предложение будет весьма полезно не только для людей, получивших такую инвалидность естественным путем, но и людям, ставшими такими инвалидами из-за заболеваний полости рта и уха по разным случайным причинам. В дальнейшем, результат данного предложения особо будет оценен,

когда пользователи столкнутся на практике с тем, что стандартный язык жестов с соответствующими 26 алфавитами будет полностью разобран, использован.

Литература

1. F. Pezzuoli, D. Corona, and M. L. Corradini, "Recognition and classification of dynamic hand gestures by a wearable data-glove," *SN Comput. Sci.*, vol. 2, no. 1, pp. 1–9, 2021.
2. Буныгин Е. В., Чайковский В. М. Блок управления роботизированной кистью руки // Измерения. Мониторинг. Управление. Контроль. 2021. № 2. С. 47-52. аоЫЮ.21685/2307-5538-2021-2-6
3. O. Atalay and W. Kennon, "Knitted strain sensors: Impact of design parameters on sensing properties," *Sensors*, vol. 14, no. 3, pp. 4712–4730, 2014.
4. Ambar R. Preliminary design of a dual-sensor based sign language translator device. In: Ghazali R, Deris M, Nawi N, et al. *Recent Advances on Soft Computing and Data Mining. SCDM 2018. Advances in Intelligent Systems and Computing*, Springer, Cham. 2018; 700:p. 353– 362

BIONIC GLOVE FOR GESTURE RECOGNITION

docent Tchaikovsky V.M., student Medvedev M.A.

Hands are an integral part of a person's daily life, in addition to the fact that hands perform the functions of manipulating objects, they also help people with speech and hearing defects communicate. Therefore, it is necessary to find a way not only to track the movements and gestures of human hands, but also to integrate them, and gesture recognition is especially important for people who use their hands to communicate. In this paper, a method for organizing communication between people with hearing loss and speech defects is proposed, including the use of a robotic glove, which allows, in the future, using this proposal for, when the standard sign language is exhausted and its addition is required. The scheme of connection of industrially manufactured boards has been worked out: the HC-05 Bluetooth module and the Arduino Nano debugging board together with a rough, simplified version of the layout of a robotic human brush with fixed strain-resistant sensors. The proposed technique, together with the technology of robotic gloves, allows communication not only between people with speech and hearing defects, but also eliminates misunderstandings when communicating people with speech and hearing impairments with ordinary, healthy citizens.



МОНИТОРИНГ ПРОЦЕССОВ ПРОМЕРЗАНИЯ ТЕРРИТОРИИ ЮГА ЗАПАДНОЙ СИБИРИ С ПОМОЩЬЮ ДАННЫХ СПУТНИКОВЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ РАДИОМЕТРОВ

с.н.с., к.ф.-м.н., Ященко А.С.

Омский научный центр СО РАН (Институт радиофизики и физической электроники)

Приведён анализ данных о радиояркой температуре поверхности, измеренной спутниковыми радиометрами L-диапазона волн, в процессе промерзания подстилающей поверхности. Определены общие тенденции изменения радиояркой температуры подстилающей поверхности в процессе промерзания. Показано, что наиболее точно процесс промерзания подстилающей поверхности идентифицируется для территорий, относящихся к степной и лесостепной зонам. Обнаружен нелинейный ход радиояркой температуры подстилающей поверхности, относящейся к степной зоне, который может быть обусловлен интерференционными процессами, протекающими в пределах промёрзшего слоя почвы.

Введение

Климатические и метеорологические модели Земли могут быть формализованы в виде совокупности математических уравнений, описывающих массо- и теплоперенос в глобальном масштабе. Входными данными этих моделей, в частности, являются совокупность параметров, характеризующих состояние атмосферы, водных объектов и поверхности суши; именно они рекомендованы Всемирной метеорологической ассоциацией для постоянного наблюдения [1]. Непрерывный режим мониторинга атмосферы и подстилающей поверхности в глобальном масштабе можно реализовать с помощью разветвлённой сети приземных станций наблюдений с привлечением технологий дистанционного зондирования Земли. В перечень 54 параметров, приведённых в [1], входит влажность почвы. Анализ временного ряда данных о влажности почв позволяет произвести оценку количества испарившейся влаги, т.е. количественно описать одно из звеньев круговорота воды в природе. Кроме того, мониторинг фазовых переходов воды, сопровождающихся выделением или поглощением большого количества скрытой теплоты, позволяет уточнять энергетический баланс поверхности суши. Эти факты свидетельствуют о актуальности работ, направленных на совершенствование методов и технологий мониторинга влажности почв и состояния подстилающей поверхности.

Создание наземной разветвлённой сети станций мониторинга состояния подстилающей поверхности в настоящий момент возможно лишь на региональном уровне при достаточном уровне финансирования. В то же время нынешний уровень развития технологий дистанционного зондирования Земли позволяет производить оценку состояния подстилающей поверхности для обширных территорий за короткий промежуток времени с удовлетворительной точностью и использовать полученные данные для решения прикладных задач. Например, информация о состоянии подстилающей поверхности, восстановленная из спутниковых данных NDVI, позволяет производить оценку качества и объёма будущего урожая [2]. Кроме того, как утверждают разработчики модели гидрологического цикла GLEAM [3], привлечение данных о влажности почв, восстановленных из спутниковых радиометрических измерений SMOS на длине волны 21 см, существенно увеличивает точность оценки количества испарившейся влаги. Кроме того, данные о влажности поверхностного слоя почв, могут быть полезны при оценке состояния нижней границы волновода «ионосфера-подстилающая поверхность».

На данный момент на орбите функционирует ряд спутников с установленными на борту микроволновыми радиометрами, которые находят применение при мониторинге влагосодержания атмосферы, состояния растительного слоя, определении скорости приводного ветра и др. Радиометрические данные, пригодные для дистанционного мониторинга состояния подстилающей поверхности, предоставляются SMOS, SMAP, GCOM-w1 и космическими аппаратами серии Hai Yang. Данные, полученные этими спутниками, также находят применение при тематическом картировании мёрзлых почв.

Радиационная модель исследуемого участка поверхности

Интенсивность собственного радиотеплового излучения в микроволновом диапазоне волн, количественно измеряемая в значениях радиояркой температуры (T_y), является функцией многих переменных. Значение T_y почв непокрытых растительностью в основном зависит от величины комплексной диэлектрической проницаемости (КДП), степени неровности поверхности, термодинамической температуры и гранулометрического состава. В простейшем случае, для изотермической почвы с гладкой поверхностью непокрытой растительностью, значения T_y могут быть определены с помощью совокупности выражений:

$$T_{яp} = (1 - R_p) \cdot T = (1 - |r_p|^2) \cdot T; \quad (1)$$

$$r_H = \frac{n_1 \cos \theta_1 - n_2 \cos \theta_2}{n_1 \cos \theta_1 + n_2 \cos \theta_2}; \quad r_V = \frac{n_2 \cos \theta_1 - n_1 \cos \theta_2}{n_2 \cos \theta_1 + n_1 \cos \theta_2}; \quad (2)$$

где $T_{яp}$ – радиояркая температура, T – термодинамическая температура почвы, θ_1 и θ_2 – углы падения и преломления соответственно; $n_1 = \sqrt{\varepsilon_1}$ и $n_2 = \sqrt{\varepsilon_2}$ – комплексные показатели преломления среды 1 (в нашем случае воздуха) и 2 (подстилающей поверхности) соответственно, ε_1 и ε_2 – КДП среды 1 и 2 соответственно; p – индекс определяющий тип поляризации (вертикальная – H , или горизонтальная – V), R_p и r_p – коэффициенты отражения по мощности и амплитуде соответственно. В общем случае, при наличии растительности на поверхности, значения $T_{я}$ почвы определяется выражением:

$$T_{яp} = (1 - \omega_p) \cdot (1 - \gamma_p) T_v + (1 - \omega_p) \cdot (1 - \gamma_p) \cdot \gamma_p \cdot R_p \cdot T_v + (1 - R_p) \cdot \gamma_p \cdot T_{eff} \quad (3)$$

где ω_p – альbedo однократного рассеяния, R_p – коэффициент отражения, γ_p – коэффициент ослабления в растительности; T_v , T_{eff} – температура растительности и эффективная температура почвы соответственно.

Зависимость между КДП почвы и её объёмной влажностью определяется частотой, и гранулометрическим составом почв. Теория диэлектрической проницаемости почв и грунтов на данный момент не создана, а известные в настоящее время модели КДП влажных грунтов разработаны по эмпирическим данным, полученным в лабораторных условиях. Так, Международный союз электросвязи рекомендует использовать модель Добсона для оценки радиофизических характеристик подстилающей поверхности [4]. Эта модель разработана на основе экспериментальных данных, полученных на частотах выше 1 ГГц для пяти типов почв характерных для умеренного климатического пояса. При решении обратной задачи дистанционного радиометрического зондирования используется обобщённая рефракционная диэлектрическая модель, позволяющая определить КДП влажных почв на частотах СВЧ-диапазона волн [5], разработанная в Институте физики имени Л.В. Киренского на основании обобщения результатов измерений КДП десятков почв разных климатических зон.

Из выражений (1)-(2) следует, что величины $T_{яp}$ и КДП связаны обратно пропорционально. Такие процессы как уменьшение объёмной доли влаги в процессе испарения или замерзание почвенной влаги, при падении термодинамической температуры почвы ниже нуля, сопровождаются резким уменьшением КДП, и как следствие, ростом $T_{я}$. Наличие растительности, вносящей вклад в общее излучение поверхности и ослабляющей излучение почвы, приводит к сглаживанию осцилляций $T_{я}$, обусловленных изменением КДП. В случае измерений с борта космического аппарата, значения $T_{я}$ так же будут зависеть от состояния атмосферы и положения космических радиисточников относительно спутникового радиометра.

Анализ данных

В процессе анализа использовались данные, полученные для территории юга Западной Сибири и Северного Казахстана осенью-зимой 2022 г. Само изображение формировалось по данным радиояркой температуры, измеренной радиометрами космических аппаратов SMAP (рисунок 1) и SMOS (рисунок 2) на частоте 1,4 ГГц. Пространственное разрешение радиометрических снимков составляло 9 км и 50 км соответственно, что визуально проявляется в меньшем размере пикселя радиометрического снимка SMAP. Более высокое пространственное разрешение снимков SMAP, по сравнению с SMOS, достигается в результате субпиксельной обработки исходных данных.

В пределах исследуемого участка поверхности тип климатических зон заметно изменялся в широтном направлении: от степей на юге до заболоченной тайги на севере. По этой причине радиометрическое изображение, полученное одновременно для указанного участка поверхности при положительных температурах, отличалось высоким контрастом (рисунок 1а и рисунок 2а). Наличие растительности, в особенности древостоя, приводит к увеличению $T_{яp}$ поверхности (на широтах выше 56°), даже при высоких значениях КДП почвы. На широтах ниже 54° значения $T_{яp}$ поверхности заметно меньше, по причине существенно меньшего влияния травянистой растительности на общее радиотепловое излучение поверхности, регистрируемое радиометром. При отрицательных температурах контраст радиометрического снимка уменьшается (рисунок 1б и рисунок 2б); значения $T_{яp}$ для поверхности, относящейся к разным климатическим зонам, становятся близки друг к другу. Стоит отметить, что общая тенденция изменения $T_{яp}$ при промерзании не зависит от того, каким аппаратом осуществлялась съёмка.

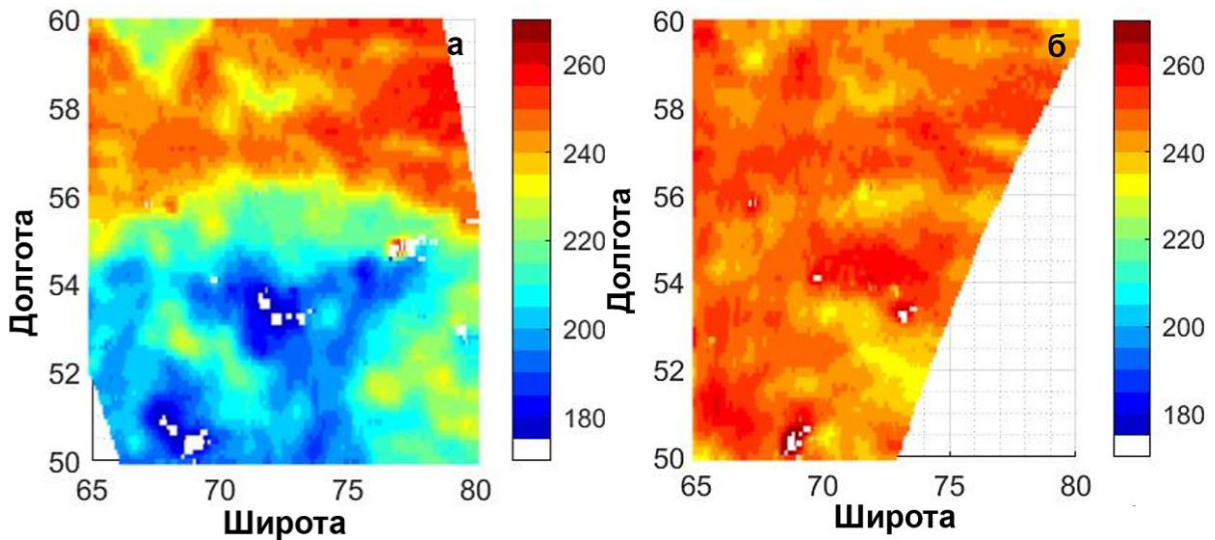


Рисунок 1. Радиометрическое изображение поверхности, построенное по данным SMAP на горизонтальной поляризации; (а) снимок 03.11.22 г, (б) снимок 26.11.22 г.

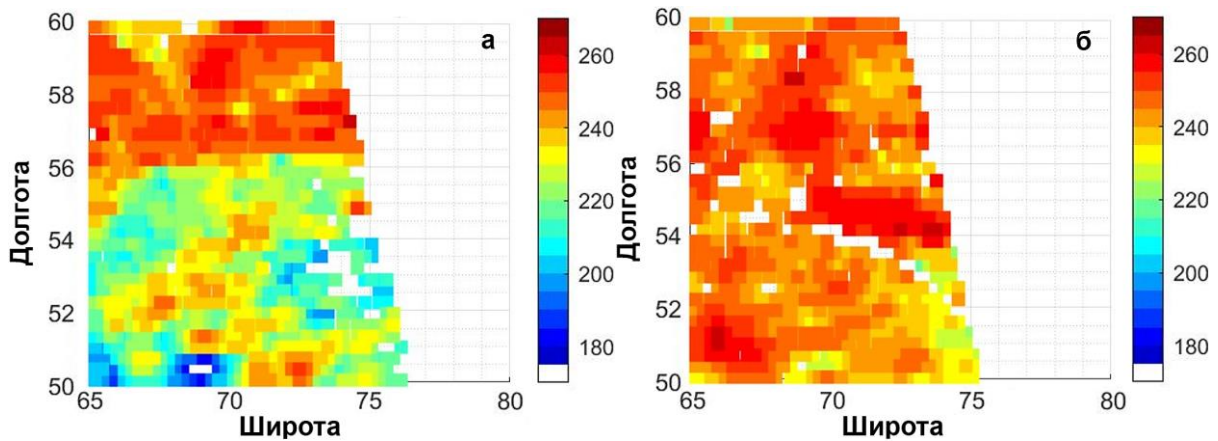


Рисунок 2. Радиометрическое изображение поверхности, построенное по данным SMOS на горизонтальной поляризации; (а) снимок 03.11.22 г, (б) снимок 26.11.22 г.

На рисунке 3 приведен временной ряд данных о $T_{яр}$, для участков поверхности, относящихся к разным климатическим зонам. Как можно видеть из приведённых данных наибольший перепад $T_{яр}$ в абсолютных значениях наблюдается для участков поверхности, относящихся к степной и лесостепной зонам. Стоит отметить, что значения $T_{яр}$ для участка поверхности, относящегося к степной зоне, сначала увеличиваются при промерзании, достигают максимума, затем уменьшаются до значения, мало изменяющегося с течением времени. Проведённые ранее наземные радиометрические измерения показали, что подобный временной ход $T_{яр}$ может быть обусловлен интерференционными процессами, протекающими в слое замёрзшей почвы (в оптике этот эффект известен под названием «просветляющее действие слоя») [6]. Для подтверждения этой гипотезы необходимо проведение подспутниковых измерений толщины замёрзшего слоя почв.

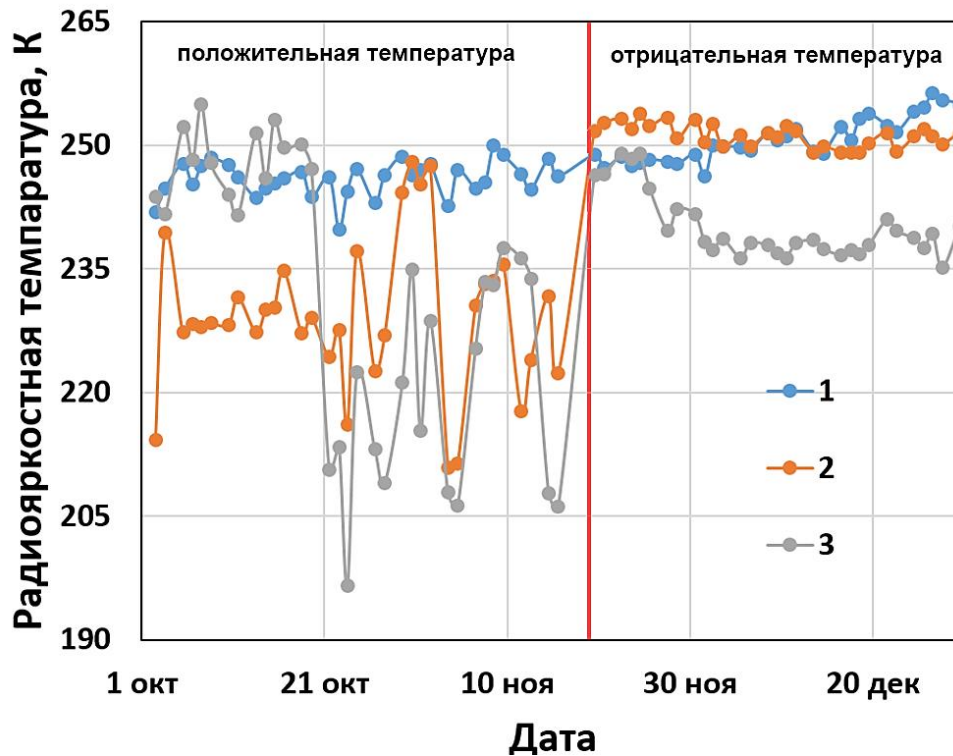


Рисунок 3. Временной ход радиояркостной температуры, построенный по данным SMAP на горизонтальной поляризации.

Участки поверхности с координатами:

- (1) 57,75° с. ш. и 71,56° в. д. (южная тайга);
- (2) 54,97° с. ш. и 71,56° в. д. (южная лесостепь);
- (3) 51,47° с. ш. и 71,56° в. д. (степь)

Вывод

В ходе проведённого анализа были обнаружены и описаны особенности изменения радиояркостной температуры подстилающей поверхности в процессе её промерзания. Показано, что достоверная идентификация промерзших участков поверхности возможна при отсутствии мощного растительного слоя, покрывающего подстилающую поверхность. Обнаружено, что временной ход радиояркостной температуры участка поверхности, относящегося к степной зоне, имеет ряд особенностей, которые могут быть обусловлены интерференционными процессами протекающими в замёрзшем слое. В перспективе эта особенность может быть использована при разработке дистанционного радиометрического метода определения толщины замёрзшего слоя.

Работа выполнена по государственному заданию Омского научного центра СО РАН (номер госрегистрации проекта 122011200349-3).

Литература

1. State of the Global Climate Observing System 2021 URL: <https://public.wmo.int/en/media/news/state-of-global-climate-observing-system-2021> (дата доступа 21.05.23 г.)
2. В.Г. Бондур, К.Ю. Гороховский, В.Ю. Игнатъев, А.Б. Мурынин, Е.В. Гапонова Метод прогнозирования урожайности по космическим наблюдениям за динамикой развития вегетации // Известия высших учебных заведений. геодезия и аэрофотосъемка, № 6, 2013, С. 61-68
3. Global Land Evaporation Amsterdam Model URL: <https://www.gleam.eu/> (дата доступа 21.05.23).
4. Peplinski N. R., Ulaby F. T., Dobson M. C. Dielectric properties of soils in the 0.3-1.3 GHz range // IEEE Trans Geosci. and Remote Sens, Vol. 33, No. 3, P. 803-807, 1995.

5. Mironov V. L., Bobrov P. P., Fomin S. V. Multirelaxation Generalized Refractive Mixing Dielectric Model of Moist Soils // IEEE Geoscience and Remote Sensing Letters. 2013. Vol. 10, No 3. P. 603–606.
6. Бобров П.П., Миронов В.Л., Яценко А.С. Суточная динамика радиояркостных температур почв на частотах 1,4 и 6,9 ГГц в процессах промерзания и оттаивания (научная статья в журнале из перечня ВАК) // Радиотехника и электроника, 2010, Т. 55, №4. С.395-403.

MONITORING OF FREEZING PROCESSES IN THE SOUTH OF WESTERN SIBERIA USING THE SATELLITE MICROWAVE RADIOMETERS DATA

Senior Researcher, PhD, Yashchenko A.S.

Omsk Scientific Center SB RAS (Institute of Radiophysics and Physical Electronics)

We analyzed of data on the Earth's surface radiobrightness temperature, measured by L-band satellite radiometers, during the freezing of the underlying surface. The general tendencies of changes in the radiobrightness temperature of the underlying surface during freezing are determined. It is shown that the process of freezing of the underlying surface is most accurately identified for the territories correspond to the steppe and forest-steppe zones. A non-linear behavior of the radiobrightness temperature of the underlying surface, which belongs to the steppe zone, was found, which may be due to antireflective effect occurring within the frozen soil layer.



**СЕКЦИЯ № 3.
СИСТЕМЫ, СЕТИ И УСТРОЙСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИЙ, В Т.Ч.
КОСМИЧЕСКИЕ, ЛАЗЕРНЫЕ, АКУСТИЧЕСКИЕ, ВОЛОКОННО-
ОПТИЧЕСКИЕ И ИНЫЕ.**

**АНАЛИЗ ОСОБЕННОСТЕЙ ПРОЕКТИРОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ СЕТИ
ВНУТРИ ОРГАНИЗАЦИИ**

пред. Аветисян Т.В.¹, проф. Львович Я.Е.³, проф. Преображенский А.П.²,
проф. Преображенский Ю.П.²

¹Автономная некоммерческая профессиональная образовательная организация
"Колледж Воронежского института высоких технологий" (АНПО "Колледж ВИВТ")

²Автономная некоммерческая образовательная организация высшего образования Воронежский
институт высоких технологий (АНО ВО ВИВТ)

³Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования
воронежский государственный технический университет (ФГБОУ ВО ВГТУ)

В работе рассматривается задача, связанная с проектированием сети в организации. В результате проектирования разработаны адресный план сети и модель ее работы, позволяющая проводить расчет параметров. Проанализированы финансовые показатели проекта модернизации сети. В качестве технологии построения сети передачи данных была использована технология PON – пассивные оптические сети, позволяющая использовать для абонентского доступа высокоскоростные и надежные оптические линии связи с длиной сегмента до нескольких десятков километров с минимальными затратами. Основной технологией для реализации локальной вычислительной сети была выбрана технология Gigabit Ethernet, являющаяся развитием стандартов 802.3 для сетей, основанных на базе технологии Ethernet. Основное отличие данной технологии заключается в существенном увеличении максимальной скорости передачи данных, обеспечив при этом полную совместимость с другими сетевыми технологиями и более низкими скоростями передачи данных, при этом обеспечивая совместимость между сетями, функционирующими на основании различных технологий.

Внутри сетей, связанных с передачей данных можно отметить основное требование. Оно направлено на то, чтобы непосредственных функции были выполнены. Тогда будет предоставлено высокое качество по сервисам для различных пользователей внутри сетевых структур.

Должны быть предоставлены некоторые услуги связи в проектируемой мультисервисной сети.

За счет широкополосного доступа к сети Интернет, будет обеспечена возможность по доступу к информационным ресурсам в глобальной сети. Возникают возможности для применения удаленных файловых ресурсов глобальной сети. Можно осуществлять процессы обмена для больших объемов информации. Активным образом применяется электронная почта, программы для осуществления обмена сообщениями. Активно развиваются другие сервисы, доступ и управление которыми может быть на базе Интернет.

IP телефония рассматривается в виде способа предоставления услуг телефонии. При этом развиваются механизмы для того, чтобы передавать голос среди сетевых структур с коммутацией пакетов. Это относится к IP сетям передачи данных и / или Интернету.

Отметим технические требования, которые предъявляются к параметрам магистральных соединений сетевых структур:

- Значение скорости информационного обмена - 10 Гбит/с.
- Проведение автоматической диагностики появляющихся неисправностей.
- Проведение поддержки QoS;
- Низкое значение вероятности потери данных.

Технические требования, связанные с сетями передачи данных:

– Должно быть проектирование сетей передачи данных с привлечением технологии Ethernet и протокола IP.

– Значение скорости канала при подключениях зданий к сетям передачи данных не должна быть менее, чем 100 Мбит/с.

– Значение пропускной способности в магистральных сетях передачи доступа не должно быть менее, чем 1000Мбит/с.

– Интерфейс подключения абонента по UTP - Ethernet 100/1000BaseT.

Можно проводить формирование мультисервисных сетей с привлечение самых разных технологий. Это может быть сделано как с привлечением платформы IP (IP VPN), так и на базе выделенных каналов связи. Для магистрального уровня наиболее популярными в настоящее время считаются технологии IP/MPLS, Packet over SONET/SDH, POS, ATM, xGE, DWDM, CWDM, RPR. Реальным образом большую часть среди магистральных мультисервисных сетей в существующих условиях формируют на базе технологий POS, DWDM. Они характеризуются заметным распространением в России, а также IP/MPLS, которые считаются особенно перспективными при значительной широте охвата и большом числе потребителей.

Для связи зданий будет использован оптический кабель. Внутри многоквартирных домов будет использован кабель типа «Витая пара», идущий от общедомовых маршрутизаторов в квартиры к абонентам. В данном случае все подключенные здания соединяются напрямую с оборудованием провайдера, без использования промежуточных узлов. При большом географическом удалении абонентов данный способ не всегда является удобным. Поэтому в схему сети добавляются промежуточные узлы [1]. Развитие различного рода инфраструктур – как инженерных, так и вычислительных, требует модернизации существующих сетей передачи связи. Также возникает потребность объединения различных сетей в единую магистраль, посредством которой может быть осуществлена передача данных для различных сервисов. Это позволит уйти от обслуживания нескольких от нескольких каналов передачи данных, правда может привести к некоторому удорожанию процессов по передачи данных [2]. С целью устранения недостатка, связанного с удорожанием и усложнением процессов передачи данных, используют технологии широкополосной передачи данных. На основании данных технологий в рамках одного канала передачи данных реализуется единая информационная среда, посредством которой производится транспортировка данных для самых различных коммуникационных сервисов и систем. При этом не играет роль тип передаваемых данных, будь то голосовые сообщения, передача видео, документов и т.д. Все это выполняется в рамках одной единой инфраструктуры [3].

Благодаря применению широкополосная канала могут быть обеспечены:

- скоростная передача громадных объемов информации, причем, разнородного характера;
- формирование виртуальной выделенной вычислительной сети и сети для общения с широкими коммуникационными возможностями;
- единая политика администрирования и обслуживания сети и ее защиты;
- организация единой системы безопасности внутри предприятия [26]. Сюда относятся системы видео наблюдения, СКУД с выводом на диспетчерские пункты;
- обучение работников на расстоянии;
- проведение конференций.

При этом наблюдается значительное сокращение финансирования каналов связи, высвобождаются трудовые ресурсы, которые необходимы для технического их обслуживания.

В результате внедрения таких систем через единый коммуникационный канал должны быть достигнуты следующие цели и задачи:

- повышение качества передачи данных за счет внедрения высокоскоростных каналов;
- обеспечение масштабируемости системы – она должна расти вместе с потребностями заказчика;
- повышение уровня информационной безопасности;
- объединение всех филиалов, удаленных друг от друга, в единую коммуникационную систему;
- осуществление централизованного мониторинга всеми процессами и ресурсами;
- создание единого информационного пространства;
- внедрение новых сервисов внутри предприятия;
- общее повышение эффективности работы предприятия и каждого отдельного его работника.

На основании анализа характеристик данных мультиплексоров было принято решение, что организация передачи данных будет организована с использованием мультиплексора FlexGain FOM16E, основное предназначение которого заключается в передаче одновременно от четырех до шестнадцати потоков E1, а также организации передачи Ethernet-трафика на скорости до 1000 Мбит/с по одному или двум оптическим волокнам.

Данным мультиплексором реализуются схемы резервирования оптического тракта, возможность ручной настройки посредством экранной клавиатуры и дисплея, обладает встроенным управлением посредством Telnet и SNMP, а также осуществляет контроль работы сети и выполняет сбор статистики. С целью обеспечения максимальной гибкости, а также максимальной эффективности в мультиплексоре FlexGain FOM16E используются SFP-приемопередатчики, что позволяет в зависимости от необходимости применить наиболее подходящие элементы в зависимости от необходимой длины волны, а также состояния оптической линии. Наличие встроенного Ethernet-коммутатора, для работы которого размещены четыре порта, позволяет организовать обработку VLAN-пакетов, обладающих принципами двойного тегирования, а также имеет поддержку IEEE 802.1p и функционал MDIX для каждого Ethernet-порта

Для облегчения эксплуатации созданных на базе FlexGain FOM16E, V1 линий связи в мультиплексорах реализован канал служебной связи (EOW).

В качестве возможных к использованию оптических терминалов были рассмотрены следующие устройства:

- TP-Link P1201-16;
- OLT ES5000-16P TVBS;
- DasanV5816.

Для соединения магистрального кабеля с распределительными кабелями сегментов будут использованы муфты МТОК-В3. Муфты серии МТОК универсальные предназначены для прямого и разветвительного сращивания оптических кабелей, с различными видами брони и силовых элементов: подвесных самонесущих ОК с повивом из синтетических нитей или с броней из стеклопластиковых прутков; ОК с металлическим гофрированным бронепокровом (или без бронепокровов); ОК 2-го и 3-го типов с бронепокровом из металлической проволоки при прокладке их в грунте с введением “транзитной” петли в муфту, а также в кабельной канализации. Универсальность муфт заключается в том, что они могут использоваться как: магистральные, внутризоновые и городские. Универсальные муфты можно устанавливать: на опорах ВЛС, ЛЭП, контактной сети железных дорог, городского электрохозяйства и осветительных сетей; в подземные контейнеры при прокладке ОК в защитных полиэтиленовых трубах; в колодцах и коллекторах на специальных кронштейнах.

В комплект универсальных муфт, в отличие от магистральных, специальные комплекты для ввода ОК не входят и подбираются отдельно, в зависимости от монтируемого кабеля.

Сервисный шлюз SG-Sigma E6 (Service Gateway Sigma E6) это модульное высокопроизводительное решение для анализа и визуализации трафика (DPI), которое позволяет обрабатывать трафик на скоростях до 64Gbps. Allot Service Gateway помогает провайдерам сократить эксплуатационные расходы, создавая новые источники дохода благодаря индивидуальному обслуживанию и высокому уровню взаимодействия с абонентами.

Ключевые особенности:

- проведение управления трафиком и QoS контроль для реального времени;
- осуществление поддержки пропускной способности до 64 Gbps и до 52 миллионов одновременных потоков IP;
- осуществление поддержки IPv4/IPv6 при гибкой конфигурации сетевой структуры;
- плотность портов: до 8 x 10GE сетевых интерфейсов, до 32 x 1GE сетевых интерфейсов, 32 x 1GE интерфейсов для управления;
- возможности на базе дополнительных модулей для увеличения пропускной способности до 64 Gbps, а на основе объединения в кластер до 360 Gbps;
- значение высокого уровня масштабируемости и возможность поддержки горячей замены модулей.

В процессе построения компьютерной сети района города используется топология иерархическая звезда (рисунок 1).

Для связи зданий используется оптический кабель. Внутри дома используется кабель типа «Витая пара», идущий от общедомовых маршрутизаторов в квартиры к абонентам.

В данном случае все подключенные здания соединяются напрямую с оборудованием провайдера, без использования промежуточных узлов. При большом географическом удалении абонентов данный способ не всегда является удобным. Поэтому в схему сети добавляются промежуточные узлы. Для реализации компьютерной сети необходимо осуществить разбиение её на подсети. Для этого изначально были подобраны IP адреса для шлюзов, маршрутизаторов и серверов в проектируемой сети. Далее на основании назначенных адресов был разработан адресный план локальной вычислительной сети.

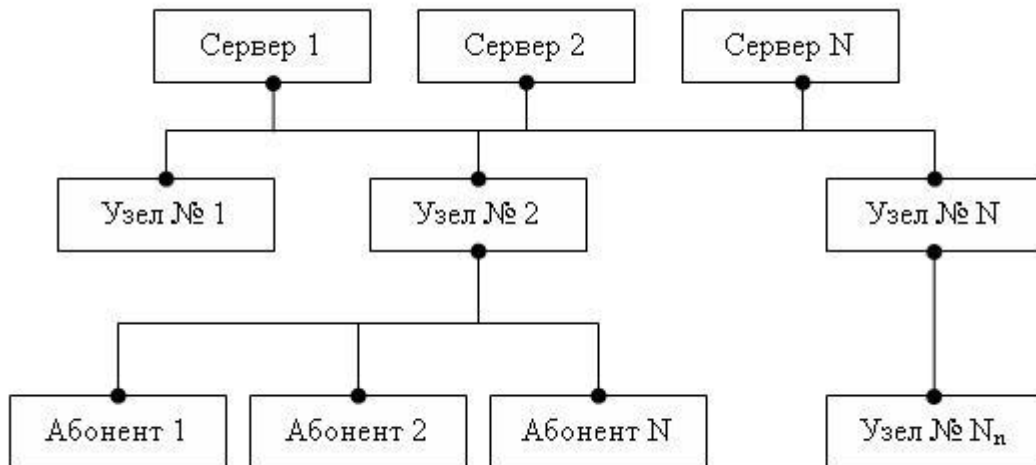


Рисунок 1 – Топология, используемая для построения сети провайдера

К основным характеристикам сети доступа относят такие понятия, как QoS (Quality Of Service) и SLA (Service Level Agreement). Это показатели качества обслуживания, а также соглашение об уровне качества предоставления услуг сети. Осуществление перехода к использованию новых технологий позволяет не осуществлять изменение концепции предоставления услуг, при этом гарантируя качество передачи данных как на уровне имеющихся соглашений с поставщиками услуг, уровне применяемых стандартов, а также на уровне технологий реализации сетей передачи данных. К числу наиболее существенных факторов, оказывающих действие в линейном тракте, размещенном между передатчиком и приемником, которые могут оказывать ограничивающее влияние на показатели качества функционирования ВОЛС, относятся затухание, хроматическая и поляризационная дисперсия, а также нелинейные эффекты. Возникновение такого эффекта как затухание сигнала происходит как в самом оптическом кабеле, так и в разъемах, разветвителях и иных компонентах оптоволоконной сети. Данный эффект приводит к тому, что на входе фотоприемника снижается уровень сигнала, что вызывает ухудшение такого соотношения, как сигнал/шум и росту коэффициента вероятности возникновения ошибки. Общая величина затухания сигнала на участке оптической сети зависит от длины линии передачи данных, количества размещенных на ней пассивных компонентов и затухания на каждом из них, а также от числа соединений кабеля. Уровень общего затухания в линейном тракте в обязательном порядке измеряется перед вводом сети в эксплуатацию, так как его необходимо проверить на соответствие рассчитанному бюджету потерь.

Литература

1. Олейник Д.Ю. Некоторые вопросы использования информационных технологий в туристической индустрии // Успехи современного естествознания. 2012. № 6. С. 110.
2. Мишин Я.А. О системах автоматизированного проектирования в беспроводных сетях // Вестник Воронежского института высоких технологий. 2013. № 10. С. 153-156.
3. Филипова В.Н. О применении информационных технологий в туристической сфере // Успехи современного естествознания. 2012. № 6. С. 112-113.

Контакты:

Аветисян Татьяна Владимировна, преподаватель Колледжа Воронежского института высоких технологий, vtatyana_avetisyan@mail.ru

ANALYSIS OF THE FEATURES OF DESIGNING AN EFFECTIVE NETWORK WITHIN THE ORGANIZATION

pred. Avetisyan T.V.¹, prof. Lvovich Ya.E.³, prof. Preobrazhensky A.P.²,
prof. Preobrazhensky Yu.P.²

¹ Autonomous non-profit professional educational organization "College of the Voronezh Institute of High Technologies" (ANPOO "College of VIVT")

² Autonomic not-commercial educational organization of higher education Voronezh Institute of high technologies (ANOO VO VIVT)

³ Federal state budgetary educational institution of higher professional education Voronezh state technical University (FGBOU VO VGTU)

The paper deals with the problem associated with the design of the network in the organization. As a result of the design, an address plan of the network and a model of its operation have been developed, which allows calculating the parameters. The financial indicators of the network modernization project are analyzed. As a technology for constructing a data transmission network, PON technology was used - passive optical networks, which makes it possible to use high-speed and reliable optical communication lines with a segment length of up to several tens of kilometers for subscriber access with minimal costs. Gigabit Ethernet technology was chosen as the main technology for the implementation of the local area network, which is an evolution of 802.3 standards for networks based on Ethernet technology. The main difference of this technology is a significant increase in the maximum data transfer rate, while ensuring full compatibility with other network technologies and lower data transfer rates, while ensuring compatibility between networks operating on the basis of different technologies.



СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ С КОДОВЫМ РАЗДЕЛЕНИЕМ КАНАЛОВ И ПОВЫШЕННОЙ СТРУКТУРНОЙ СКРЫТНОСТЬЮ

к.т.н., проф. Жук А.П., асп. Тран Е.С.,
студ. Степанян Н.Э., к.п.н., доц. Жук Е.П.

Северо-Кавказский федеральный университет

Повышение показателя структурной скрытности систем передачи информации с кодовым разделением каналов можно обеспечить хаотическим применением ансамблей многофазных ортогональных кодовых последовательностей, получаемых на основе векторного синтеза при рассмотрении собственных векторов эрмитовых матриц. В статье разработана эффективная модель системы передачи информации с кодовым разделением каналов со стохастическим использованием ансамблей многофазных ортогональных кодовых последовательностей, которая может использоваться для защищённого информационного обмена в информационных системах и системах управления. На основе демонстрации основных режимов работы разработанной модели экспериментально доказана возможность реализации скрытого информационного обмена путем стохастического использования ансамблей многофазных ортогональных кодовых последовательностей.

Характерными чертами современных беспроводных радиосетей является гетерогенность, подразумевающая использование в пределах одной беспроводной радиосети различных технологий таких как WiFi, WiMAX, LTE, CDMA и др., самоорганизуемость, мультисервисность и защищённость. При создании современных беспроводных радиосетей возникают следующие проблемы, требующие решения: нехватка радиочастотного диапазона (спектра), обеспечение электромагнитной совместимости беспроводных систем, организация эффективного управления сетью и её элементами, обеспечение качественных показателей при передаче информации, одним из которых является защищённость [1-2].

Анализ существующих направлений повышения защищённости систем связи (СС) с кодовым разделением каналов (КРК) на основе структурной скрытности позволяет выделить следующие направления решения данной задачи.

Первое направление основано на автоматической смене известных структур ансамблей дискретных ортогональных сигналов (АДОС). Для реализации данного подхода повышения структурной скрытности используют такие ортогональные ансамбли как Уолша, OVSF, Стиффлера, Рида-Мюллера, Джеффи, Велти, D-коды, Адамара, Радемахера, Хаара, коды Голда и др. [3-7].

Второе направление повышения структурной скрытности СС с КРК заключается в использовании в качестве расширяющих нелинейных псевдослучайных хаотических последовательностей ПСХП [8].

Третье направление повышения защищённости СС с КРК на основе структурной скрытности, заключается в использовании ансамблей дискретных ортогональных последовательностей (АДОП), получаемых на основе векторного синтеза [9-11]. Данный подход к формированию АДОП является линейным и представляет собой расчет программным методом собственных векторов бидиагональной симметрической матрицы.

Четвертое направление основано на использовании функциональных преобразований псевдослучайных аргументов для синтеза и последующего хаотического использования систем дискретных квазиортогональных кодовых последовательностей (СДККП) [12], которое обеспечивает повышение структурной скрытности последних.

Пятое направление основано на использовании последовательностей де Брейна со сменой формы последовательности в процессе передачи сообщения от одного информационного символа к другому для реализации процедуры засекречивания с одновременным повышением уровня скрытности передачи СС с КРК [13].

Не смотря на разнообразие известных подходов повышения защищённости СС с КРК на основе структурной скрытности, они имеют существенные обобщенные недостатки, которые заключаются в следующем:

1) ограниченность количества используемых структур ансамблей (систем) ортогональных и квазиортогональных кодовых последовательностей в требуемом диапазоне размерностей;

2) несовершенство алгоритмов формирования ансамблей ортогональных и квазиортогональных кодовых последовательностей различных размерностей;

3) наличие у ансамблей ортогональных и квазиортогональных кодовых последовательностей сигналов с неудовлетворительными корреляционными характеристиками, ограничивающими их практическое использование;

4) использование ансамблей многоуровневых ортогональных кодовых последовательностей сигналов возможно только в каналах связи с низким уровнем помех, которые в технике беспроводной связи практически отсутствуют.

С учетом выявленных недостатков известных подходов повышения защищенности СС с КРК на основе структурной скрытности можно сделать вывод об их ограниченности и необходимости поиска усовершенствованного способа повышения защищенности СС с КРК на основе структурной скрытности.

Анализ работ [12-14] показывает, что наибольший показатель структурной скрытности рассматриваемых систем передачи информации может обеспечить стохастическое применение ансамблей наибольшим количеством множества возможных сменных параметров сигналов.

К классу таких сигналов можно отнести ансамбли многофазных ортогональных кодовых последовательностей (АМОКП), получаемых на основе векторного синтеза при рассмотрении собственных векторов Эрмитовых матриц (ЭМ). В этом случае возможно получение множество АМОКП, имеющее достаточное количество их реализаций для стохастического использования в СС с КРК, а также различных размерностей, обладающих приемлемыми для использования корреляционными характеристиками. Однако вопросы разработки системы передачи информации с хаотическим применением АМОКП в работах детально не рассматривались.

Целью статьи является экспериментальное доказательство возможности стохастического использования ансамблей многофазных ортогональных кодовых последовательностей, обеспечивающих повышение структурной скрытности беспроводных систем передачи информации с кодовым разделением каналов.

Задачей статьи является разработка эффективной модели системы передачи информации с кодовым разделением каналов со стохастическим использованием ансамблей многофазных ортогональных кодовых последовательностей для защищённого информационного обмена в системах безопасности и управления.

Анализ источников [11-13, 15, 17] показывает, что вопросам построения и моделирования защищённого информационного обмена в СС с КРК в известных работах уделено недостаточно внимания. Известные технические решения в данной области и алгоритмы их функционирования ограничены незначительным количеством формируемых ортогональных кодовых последовательностей, узкими возможностями изменения размерности генерируемых ансамблей и отсутствием возможности их автоматической смены в процессе передачи информации.

В связи с этим авторами статьи в работе [18] предложена структура защищённой СС с КРК и алгоритм защищённого информационного обмена на основе стохастического применения ансамблей многофазных ортогональных кодовых последовательностей.

На основании структуры системы передачи информации с кодовым разделением каналов с повышенной структурной скрытностью в среде MATLAB была разработана её трехканальная модель, представленная на рисунке 1. Данную модель можно использовать для экспериментальных исследований, а также проверки её работоспособности.

Модель системы передачи информации с кодовым разделением каналов с повышенной структурной скрытностью в среде MATLAB, представленная на рисунке 1, содержит передающую часть (слева), приемную часть (справа), а также модель канала связи с аддитивной помехой.

Процесс формирования ансамбля многофазных ортогональных кодовых последовательностей, на примере трех последовательностей, в передающей части СПИ с КРК иллюстрируется на рисунке 2.

После формирования ортогональных кодовых последовательностей в передающей части рассматриваемой модели, в каждом её канале происходит модуляция сформированной расширяющей последовательности по закону информационного сигнала, поступающего на вход канала.

Временные диаграммы одного из каналов передачи данных, отражающие процесс функционирования модели защищённой СПИ с КРК на основе стохастического применения АМОКП представлены на рисунке 3.

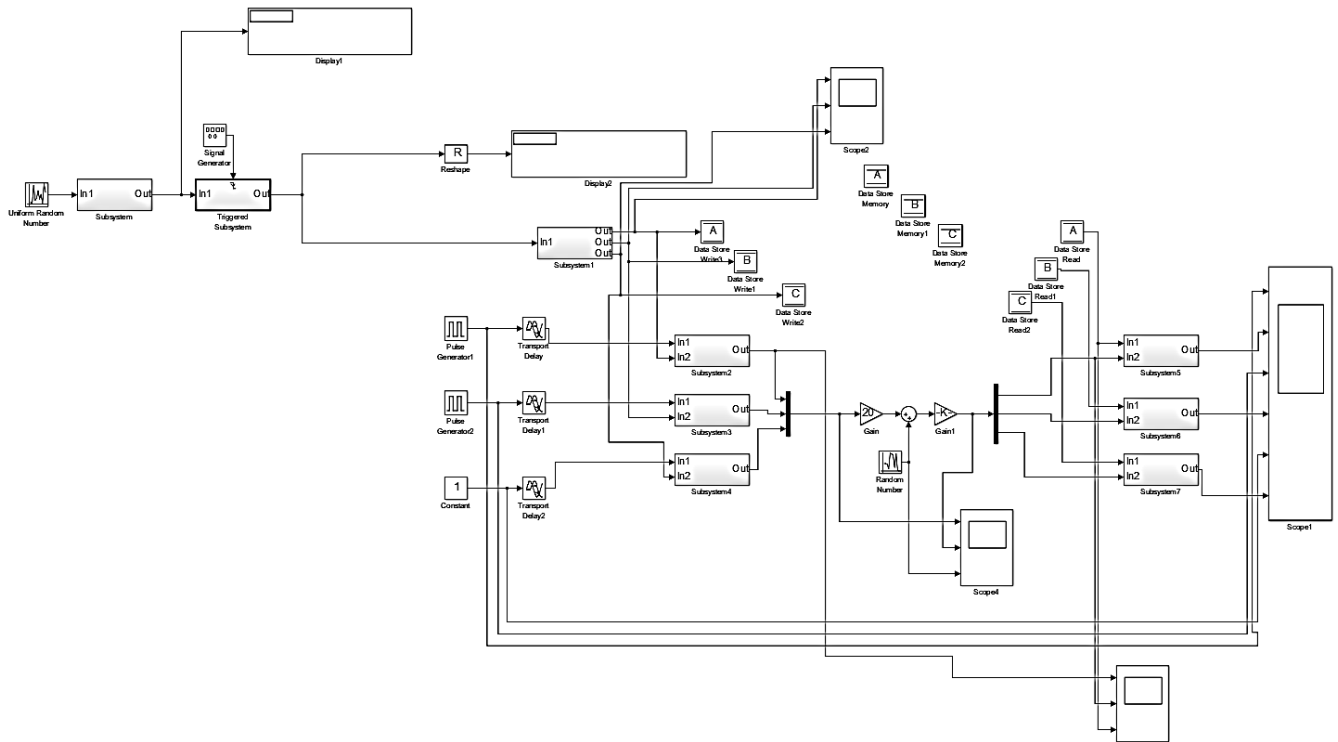


Рисунок 1 - Модель системы передачи информации с кодовым разделением каналов с повышенной структурной скрытностью в среде MATLAB

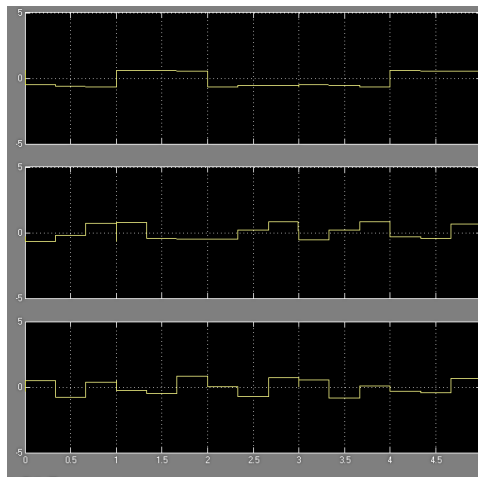


Рисунок 2 - Процесс формирования ансамбля многофазных ортогональных кодовых последовательностей (на примере трех последовательностей)

На рисунке 3а показаны (сверху вниз): последовательность информационных бит, расширяющая последовательность (одна из АМОКП) при числе фаз равным двум ($\varphi = 0^0, \varphi = 180^0$) и модулированная расширяющая последовательность, передаваемая в канал связи.

После объединения сигналов из разных каналов в групповой сигнал, он посылается в канал связи, где на групповой сигнал воздействует помеха (рисунок 3б).

На приемной стороне происходит выделение канальных сигналов из группового сигнала блоком высокочастотной селекции, далее каждый сигнал перемножается на соответствующую его номеру АМОКП и интегрируется.

На рисунке 4 представлены (сверху вниз): последовательность, полученная из канала связи; проинтегрированный сигнал после перемножения; последовательность информационных бит на выходе блока принятия решения.

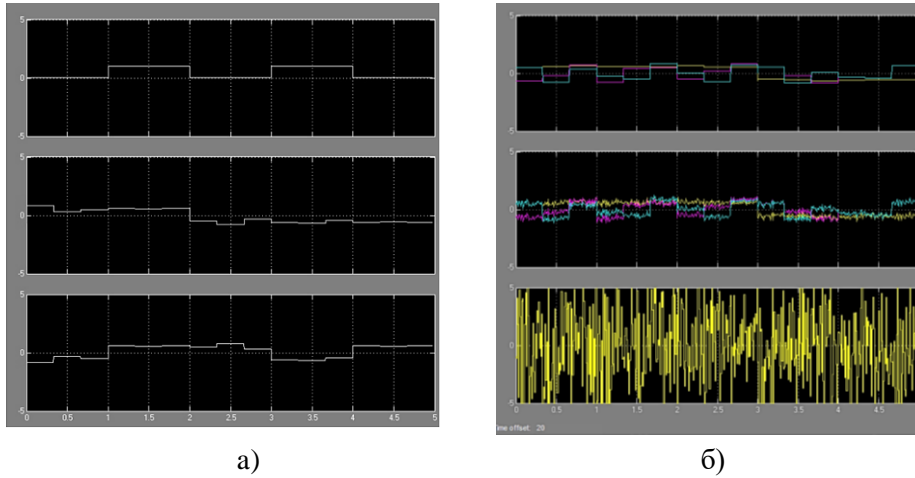


Рисунок 3 - Процессы модуляции сформированной расширяющей последовательности по закону информационного сигнала и формирования группового сигнала при воздействии на него помехи

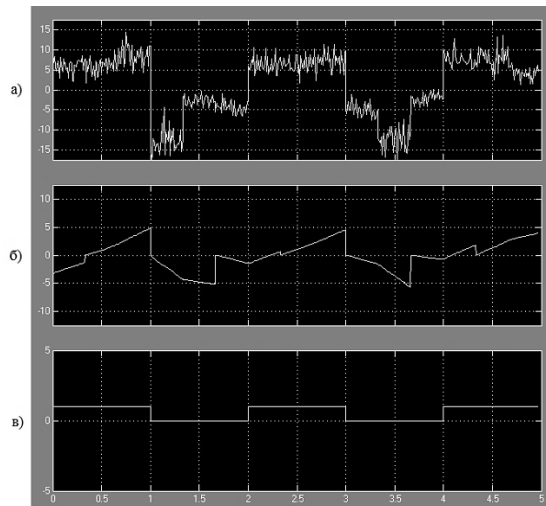


Рисунок 4 - Процессы обработки кодовой последовательности в одном из каналов на приемной стороне

Анализ рисунков 3а и 3б показывает, что переданные и принятые информационные биты в рассматриваемой модели совпадают даже при воздействии помех, что свидетельствует о достоверности информационного обмена.

При этом для передачи каждого информационного бита стохастическим образом используется неповторяющаяся структура расширяющей последовательности в виде АМОКП, передаваемая в канал связи, что обеспечивает скрытность информационного обмена.

Данное обстоятельство свидетельствует о положительных результатах моделирования работы модели защищённой СПИ с КРК на основе стохастического применения АМОКП и свидетельствует о её устойчивом функционировании. На основе предложенной модели возможна практическая реализация рассматриваемого типа системы передачи информации.

Выводы

1. Разработана модель системы передачи информации с кодовым разделением каналов с повышенной структурной скрытностью в среде MATLAB, которая содержит передающую часть,

приемную часть, а также модель канала связи с аддитивной помехой, позволяющая моделировать процесс передачи информации на основе стохастического применения АМОКП.

2. В работе представлены результаты моделирования системы передачи информации с кодовым разделением каналов с повышенной структурной скрытностью в среде MATLAB, включающие в себя процесс формирования АМОКП, состоящего из трех последовательностей; процесс модуляции сформированной расширяющей последовательности по закону информационного сигнала; процесс формирования группового сигнала и воздействия на него помехи; процесс обработки кодовой последовательности в одном из каналов на приемной стороне. Основные результаты моделирования системы передачи информации с кодовым разделением каналов свидетельствуют о её устойчивом функционировании.

3. Анализ результатов моделирования показывает, что переданные и принятые информационные биты в рассматриваемой модели совпадают даже при воздействии помех с определенным уровнем, что свидетельствует о достоверности информационного обмена и помехоустойчивости предложенной модели системы передачи информации с кодовым разделением каналов с повышенной структурной скрытностью.

Литература

1. Тихвинский В. О. Динамическое управление радиочастотным ресурсом сетей 5G для различных видов доступа к РЧС // *Электросвязь*. № 7. 2019. С. 18–22.
2. Ермакова А. В., Бабенко К. А., Мирошникова Н. Е. Текущее состояние и перспективы развития сети 5G // *Телекоммуникации и информационные технологии*. 2021. Т. 8. № 1. С. 21–28.
3. Варакин Л. Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 384 с.
4. Варакин Л. Е. Теория сложных сигналов. – М.: Советское радио, 1978. – 199 с.
5. Дядюнов Н. Г., Сенин А. И. Ортогональные и квазиортогональные сигналы. – М.: Связь, 1977. – 224 с.
6. Golomb S. Digital communications with space applications. – Upper Saddle River NJ, Prentice-Hall, 1964. – 210 p.
7. Golomb S. Shift Register Sequences. – San Francisco: Holden-Day, 1967.
8. Сухарев Е. М. и др. Общесистемные вопросы защиты информации. Коллективная монография. Кн. 1. – М.: Радиотехника, 2003. – 296 с.
9. Попенко В. С. Векторный синтез ансамблей ортогональных сигналов. Часть 2. – Ставрополь: МО РФ, 1993. – 131 с.
10. Попенко В. С., Турко С. А. Генератор функций Попенко-Турко // Патент на изобретение SU 1753464 A1, опубл. 06.03.1990. – URL: <http://elibrary.ru/item.asp?id=23014440> (дата обращения 27.04.2023).
11. Пашинцев В. П., Малофей О. П., Жук А. П. Развитие теории синтеза и методов формирования ансамблей дискретных сигналов для перспективных систем радиосвязи различных диапазонов радиоволн: Монография – М.: ООО Издательская фирма «ФМЛ», 2010. – 196 с.
12. Орёл Д. В. Моделирование стохастических систем двоичных квазиортогональных кодовых последовательностей на основе метода функциональных преобразований: автореф. дис. ... канд. техн. наук: 05.13.18 / Орёл Дмитрий Викторович. – Ставрополь, 2013. – 19 с.
13. Косякин С. И., Москвитин И. А., Смирнов А. А. Способ передачи информации в системах с кодовым разделением каналов и устройство для его осуществления // Патент на изобретение RU 2234191 C2, опубл. 10.08.2004. – URL: <http://elibrary.ru/item.asp?id=37941753> (дата обращения 28.04.2023).
14. Каневский З.М., Литвиненко В.П., Макаров Г.В. Теория скрытности. Часть 1, Основы теории скрытности: Учеб. Пособие. – Воронеж: ВГТУ, 2003. – 92 с.

15. Жук А. П., Студеникин А. В., Жук Е. П. Алгоритм и устройство формирования ансамблей псевдослучайных ортогональных последовательностей для систем передачи информации с кодовым разделением каналов // Системы управления, связи и безопасности 2020 № 3. С. 1-21. DOI: 10.24411/2410-9916-2020-10301.
16. Жук А. П., Белан Н. В., Карасев И. В., Луганская Л. А. Оценка количества ансамблей новых многофазных ортогональных сигналов // Инфокоммуникационные технологии. 2017. Том 15. № 2. С. 117-123.
17. Жук А. П., Жук Е. П., Трошков А. М. Способ передачи информации с псевдослучайной перестройкой формы сигналов для систем связи с кодовым разделением каналов // Информационная безопасность. 2012: материалы XII Международной научно-практической конференции. Ч. 1. – Таганрог: ТТИ ЮФУ. 2012. – С. 346.
18. Свидетельство о гос. регистрации программы для ЭВМ № 2020665609. Программа генерации стохастических ортогональных сигналов «Stochastic orthogonal signal generator (SOSG)», 2020 г. / Сухоруков С. Ю., Жук А. П., Тран Е. С., Шуляк Я. В., Жук Е. П., Студеникин А. В.; № 2020665609; заявл. 20.11.2020; опубли. 27.11.2020.

INFORMATION TRANSMISSION SYSTEM WITH CODE SEPARATION OF CHANNELS AND INCREASED STRUCTURAL SECRECY

Ph.D., prof. Zhuk A.P., asp. Tran E.S.,
stud. Stepanyan N.E., Ph.D., assoc. prof. Zhuk E.P.

North Caucasus Federal University

An increase in the structural secrecy index of information transmission systems with code division of channels can be provided by the chaotic use of ensembles of multiphase orthogonal code sequences obtained on the basis of vector synthesis when considering the eigenvectors of Hermitian matrices. The article develops an effective model of an information transmission system with code separation of channels with stochastic use of ensembles of multiphase orthogonal code sequences, which can be used for secure information exchange in information systems and control systems. Based on the demonstration of the main modes of operation of the developed model, the possibility of implementing covert information exchange by stochastic use of ensembles of multiphase orthogonal code sequences is experimentally proved.



МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССА АНАЛИЗА КАЧЕСТВА РАБОЧИХ ЧАСТОТ В СОЕДИНЕНИИ «ТОЧКА-ТОЧКА» АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ОБЩЕГО НАЗНАЧЕНИЯ НА БАЗЕ МАРКОВСКОГО ПРОЦЕССА С ДИСКРЕТНЫМ ВРЕМЕНЕМ

асп. Калач П.К.

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

В статье представлена марковская цепь с дискретным временем, описывающая процесс анализа качества рабочих частот в соединении «точка-точка» автоматизированной системы управления общего пользования. На базе рекуррентного соотношения Рональда Ховарда определен порядок нахождения среднего времени процесса анализа качества рабочих частот в соединении «точка-точка».

В настоящее время в армии США для организации связи тактического звена широко используется коротковолновая (КВ) радиосвязь, построенная на базе стандарта MIL-STD-188-141В. Причем протокол автоматического установления соединения второго и третьего поколения (2G-ALE и 3G-ALE) образуют взаимно-зависимый пакет протоколов [3-11].

Протокол 2G ALE способен анализировать качество рабочих частот (далее анализ). Количество рабочих частот (РЧ) между абонентами лежит в промежутке [2, 10]. Результатом анализа является таблица для данных по качеству соединения между абонентами (таблица LQA).

Рассмотрим на примере трех РЧ процесс анализа в соединении «точка-точка» с использованием индивидуального вызова [8].

Структура графа состояний и переходов (ГСП) цепи, описывающей процесс анализа трех РЧ ($[1; 3] = \{i \in N | 1 \leq i \leq 3\}$) между абонентами «А» и «Б» с использованием индивидуального вызова, может быть представлена в следующем виде (рисунок 1).

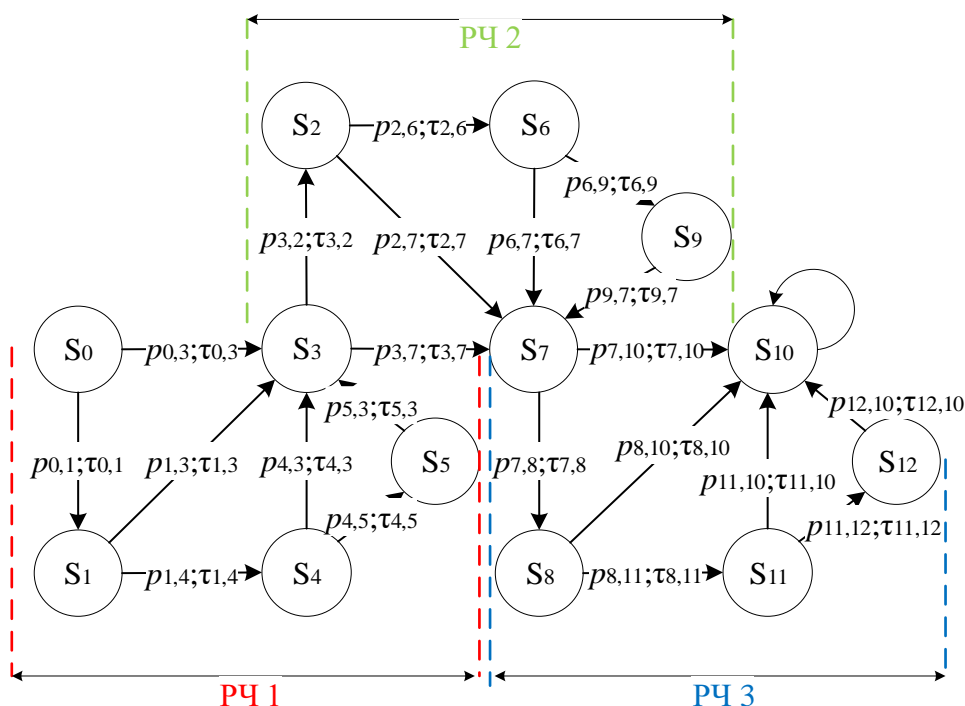


Рисунок 1 – Граф состояний и переходов марковской цепи с непрерывным временем, описывающей процесс индивидуального вызова на трех РЧ

Состояния ГСП таковы:

S_0, S_3, S_7 - состояние, соответствующее передаче сканирующего вызова для оценки качества N_i РЧ из сканирующего набора абонента «А»;

S_1, S_2, S_8 - состояние, соответствующее приему сканирующего вызова абонентом «Б», оценка качества N_i РЧ, запись результата в таблицу LQA абонента «Б», передача отчета о качестве N_i РЧ абоненту «А»;

S_4, S_6, S_{11} - состояние, соответствующее приему отчета абонентом «А», оценка качества N_i РЧ, запись результата в таблицу LQA абонента «А», передача отчета о качестве N_i РЧ абоненту «Б».

S_5, S_9, S_{12} - состояние, соответствующее приему отчета абонентом «Б», оценка качества N_i РЧ, запись результата в таблицу LQA абонента «Б». Переход в состояния S_3, S_7, S_{10} ;

S_{12} - Оценка качества РЧ завершена. Переход в режим сканирования – конец.

Переходные вероятности таковы:

$P_{0,1}, P_{3,2}, P_{7,8}$ - вероятность доведения сканирующего вызова абонентом «А» для оценки качества N_i РЧ;

$P_{0,3}, P_{3,7}, P_{7,10}$ - вероятность не доведения сканирующего вызова абонентом «А» для оценки качества N_i РЧ;

$P_{1,4}, P_{2,6}, P_{8,11}$ - вероятность доведения отчета о качестве N_i РЧ абонентом «Б»;

$P_{1,3}, P_{2,7}, P_{8,10}$ - вероятность не доведения отчета о качестве N_i РЧ абонентом «Б»;

$P_{4,5}, P_{6,9}, P_{11,12}$ - вероятность доведения отчета о качестве N_i РЧ абонентом «А»;

$P_{4,3}, P_{6,7}, P_{11,10}$ - вероятность не доведения отчета о качестве N_i РЧ абонентом «А»;

$P_{5,3}, P_{9,7}, P_{12,10}$ - вероятность перехода в состояния S_3, S_7, S_{10} соответственно.

Опишем матрицу переходных вероятностей (МПВ) представленной цепи, она такова:

$$P_{[13,13]} = \begin{pmatrix} 0 & p_{0,1} & 0 & p_{0,3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{1,3} & p_{1,4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{2,6} & p_{2,7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_{3,2} & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{3,7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{4,3} & 0 & p_{4,5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{5,3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{6,7} & 0 & p_{6,9} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{7,8} & 0 & p_{7,10} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{8,10} & p_{8,11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{9,7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{10,10} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{11,10} & 0 & p_{11,12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{12,10} & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (1)$$

Опишем матрицу доходов (МД) представленной цепи, она такова:

$$R_{[13,13]} = \begin{pmatrix} 0 & \tau_{0,1} & 0 & \tau_{0,3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tau_{1,3} & \tau_{1,4} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_{2,6} & \tau_{2,7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \tau_{3,2} & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_{3,7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tau_{4,3} & 0 & \tau_{4,5} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \tau_{5,3} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_{6,7} & 0 & \tau_{6,9} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_{7,8} & 0 & \tau_{7,10} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_{8,10} & \tau_{8,11} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_{9,7} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_{10,10} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_{11,10} & 0 & \tau_{11,12} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \tau_{12,10} & 0 & 0 \end{pmatrix}. \quad (2)$$

где:

$\tau_{0,1}, \tau_{3,2}, \tau_{7,8}$ - время доведения сканирующего вызова абонентом «А» для оценки качества N_i РЧ;

$\tau_{0,3}, \tau_{3,7}, \tau_{7,10}$ - время не доведения сканирующего вызова абонентом «А» для оценки качества N_i РЧ;

$\tau_{1,4}, \tau_{2,6}, \tau_{8,11}$ - время доведения отчета о качестве N_i РЧ абонентом «Б»;

$\tau_{1,3}, \tau_{2,7}, \tau_{8,10}$ - время не доведения отчета о качестве N_i РЧ абонентом «Б»;

$\tau_{4,5}, \tau_{6,9}, \tau_{11,12}$ - время доведения отчета о качестве N_i РЧ абонентом «А»;

$\tau_{4,3}, \tau_{6,7}, \tau_{11,10}$ - время не доведения отчета о качестве N_i РЧ абонентом «А»;

$\tau_{5,3}, \tau_{9,7}, \tau_{12,10}$ - время перехода в состояния S_3, S_7, S_{10} соответственно.

Таким образом, в терминах условных вероятностей МПВ описан марковский процесс с дискретным временем, описывающей процесс анализа трех РЧ в соединении «точка-точка».

На базе анализа характеристик представленной ПКМЦ определим количество шагов перехода до поглощающего состояния с вероятностью 0,99 в соответствии с уравнением Колмогорова –Чепмена[1]:

$$P_{S(n)}^{(k)} = P_{S(n)}^{(0)} P_{[n,n]}^k = P_{S(n)}^{(k-1)} P_{[n,n]} \quad (2)$$

где:

$P_{(12)}^{(0)} = (P_{S_0}^{(0)}; P_{S_1}^{(0)} \dots P_{S_{12}}^{(0)}; P_{S_{13}}^{(0)})$, - Вектор вероятностей состояний цепи на нулевом шаге:

$P_{S_0}^{(0)}$ - вероятность нахождения марковского процесса формализованного представленной ПКМЦ в состоянии S_0 в начальный момент времени;

$P_{S_1}^{(0)}$ - вероятность нахождения марковского процесса в состоянии S_1 в начальный момент времени;

$P_{S_2}^{(0)}$ - вероятность нахождения в состоянии S_2 в начальный момент времени и т.д.

Тогда в соответствии с выражения (2) получим множество k шагов перехода до поглощающего состояния:

$$\{k \in N \mid P_{S_{13}}^{(k)} \leq 0.99\}. \quad (3)$$

На базе рекуррентного соотношения Рональда Ховарда для цепей с доходами определим среднее время анализа качества РЧ в соединении «точка-точка» [2].

Определим $V_i(k)$ как полное ожидаемое среднее время за k последующих переходов (3), если в данный момент система находится в i - м состоянии, так:

$$V_i(k) = \sum_{j=1}^n P_{ij} \cdot R_{ij} + \sum_{j=1}^n P_{ij} \cdot V_j(k-1), \quad (4)$$

где $i = 1..n; k = \{1, 2, 3, \dots\}$.

Сформируем вектор – столбец q_i , как ожидаемое среднее время в момент выхода системы из i -го состояния для всех состояний ПКМЦ:

$$q_i = \sum_{j=1}^n P_{ij} \cdot R_{ij}. \quad (5)$$

Тогда выражение (4) примет вид:

$$V_i(k) = q_i + \sum_{j=1}^n P_{ij} \cdot V_j(k-1) \quad (6)$$

Таким образом, на базе анализа характеристик созданной марковской цепи с дискретным временем определен порядок нахождения среднего времени процесса анализа рабочих частот в соединении «точка-точка».

Литература

1. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: монография / В.А.Цимбал – М: Вузовская книга, 2014. -144с.
2. Динамическое программирование и марковские процессы. / Р.А.Ховард– М: Советское радио, 1964. -193с.
3. Методика определения оптимального значения регулируемого параметра низкоскоростного протокола передачи данных стандарта MIL-STD-188-141B в двухточечном пакетном коротковолновом соединении [Текст] : / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, С. Г. Кабанович, П. К. Калач, Д. А. Токарев // Техника радиосвязи. 2019. Вып.3 (42). С.69-85. DOI 10.33286/2075-8693-2019-42-69-85.
4. Оценка скорости передачи данных по протоколу HDL стандарта ALE-3G [Текст] / В. А. Прасолов, С. Ю. Бобрус, М. Ю. Попов, Д. А. Токарев // IV Международная научно-техническая конференция «Радиотехника, электроника и связь» (РЭИС-2017) : – Омск, 2017. – С. 156–161.
5. Анализ протокола управления трафиком стандарта MIL-STD-188-141B [Текст] М. Ю. Попов, П. К. Калач, А. М. Деркач // Доклады 2-ой Всероссийской конференции «Современные технологии обработки сигналов» (СТОС-2019); Серия: научные Всероссийские, конференции / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : ООО «БРИС-М», 2019. – Вып. 2.,– С. 45–49. – ISBN 978-5-905278-39-6.
6. Синтез переходных вероятностей поглощающей конечной марковской цепи описывающей процесс работы протокола управления трафиком стандарта MIL-STD-188-141B, обеспечивающих заданные требования по вероятностно-временным характеристикам [Текст] / Попов М.Ю., Чайков С.С., Калач П.К., Черкасов В.В. // Доклады 22-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2020); Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : Вып. XXII.,– С. 71–76. – ISBN 978-5-905278-49-5.
7. Определение энтропии поглощающей конечной марковской цепи описывающей работу протокола управления трафиком стандарта MIL-STD-188-141b [Текст] М. Ю. Попов, О. Е. Слободсков, П. К. Калач, В. В. Черкасов // Доклады 23-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2021); Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : Вып. XXIII.,– С. 69–75. – ISBN 978-5-905278-45-7.
8. Определение оптимальных значений регулируемых параметров высокоскоростного протокола передачи данных стандарта mil-std-188-141b в двухточечном пакетном коротковолновом соединении [Текст] / М.Ю. Попов, В.Б. Десятяров, Д.А. Киреев, Р.В. Попов, П.К. Калач // Сборник трудов XXVII Международной научно-технической конференции «Радиолокация, навигация, связь» посвященная 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова (RLNC 2021). – Воронеж, 2021. – Т. 2. – С. 32–42. – ISBN 978_5_9273_3286_4.
9. Определение среднего времени доведения информации по высокоскоростному коротковолновому протоколу передачи данных стандарта mil-std-188-141b [Текст] / М.Ю. Попов, О.Е. Слободсков, Д.А. Киреев, Р.В. Попов, П.К. Калач // Сборник трудов XXVII Международной научно-технической

конференции «Радиолокация, навигация, связь» посвященная 60-летию полетов в космос Ю.А. Гагарина и Г.С. Титова (RLNC 2021). – Воронеж, 2021. – Т. 2. – С. 53–67. – ISBN 978_5_9273_3286_4.

10. Порядок использования индивидуального и зондирующего вызова в системе радиосвязи второго поколения стандарта mil-std-188-141b для последующего измерения качества принятого ale сигнала [Текст] : / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, П. К. Калач, Р. В. Попов, Д. А. Киреев // Сборник научных работ. X Всероссийской научной конференции «Системный анализ и прикладная синергетика» (п. Нижний Архыз) – г. Ростов-на-Дону; Таганрог : Издательство Южного федерального университета, 2021. – Секция V – С. 260–267. ISBN 978-5-9275-3879-9.
11. Определение вероятностей доведения пакетов протокола управления трафиком стандарта mil-std-188-141b, обеспечивающих заданные вероятностно-временные характеристики [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, С. С. Чайков, П. К. Калач // Теория и техника радиосвязи : науч. – техн. жур. – Воронеж, 2020. – №. 1/2020. – С. 56–63.

MODELLING OF PROCESS OF WORK OF THE OPERATOR OF THE AUTOMATED WORKPLACE OF THE AUTOMATED CONTROL SYSTEM OF A CRITICAL INFRASTRUCTURE ON THE BASIS OF CONTINUOUS PROCESS MARKOVA SET BY A MATRIX OF TRANSITIVE PROBABILITIES

Kalach P.K.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great

In article chain Markova with the discrete time, describing process of the analysis of quality of working frequencies in connection "point-point" of the automated control system of the general using is presented. On the basis of Ronald Hovarda's recurrent parity the order of a finding of average time of process of the analysis of quality of working frequencies in connection "point-point" is defined.



ФОРМИРОВАНИЕ ПЕРЕХОДНЫХ ВЕРОЯТНОСТЕЙ И ШАГОВ ПЕРЕХОДА ПОЛУМАРКОВСКОЙ ЦЕПИ, ОПИСЫВАЮЩЕЙ ДЕЙСТВИЯ ОПЕРАТОРА СИСТЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВЫЗОВА ЭКСТРЕННЫХ ОПЕРАТИВНЫХ СЛУЖБ ПО ЕДИНОМУ НОМЕРУ «112» В ТЕРМИНАХ MATHCAD

д.т.н., доц. Попов М.Ю.¹, асп. Киреев Д.А.¹, асп. Иванов И.Б.¹,
инж. Попова Н.В.¹, студ. Кононыхина Е.А.²

¹Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

²Московский авиационный институт (национальный исследовательский университет).

В статье, в терминах программной среды для решения задач Mathcad рассмотрен порядок формирования переходных вероятностей и шагов перехода полумарковской цепи, описывающий процесс работы оператора системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112» при получении сообщения о происшествии или чрезвычайной ситуации с учетом ложного вызова.

Известен типовой алгоритм действий операторов системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112», который регламентирует действия оператора при получении сообщения о происшествии или чрезвычайной ситуации с учетом случаев отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии [1]. На базе полумарковской цепи создана, математическая модель процесса [3,4-7] обслуживания вызова от абонента оператором системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112» при получении сообщения о происшествии или чрезвычайной ситуации с учетом отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии в условиях навязывания абонентом ложной информации. Сформирован граф состояний и переходов, описан физический смысл состояний, переходных вероятностей (ПВ) и шагов перехода (ШП) цепи, сформирована матрица переходных вероятностей и матрица шагов перехода цепи, описаны исходные данные моделирования. Исходные данные моделирования при этом являются регулируемыми параметрами модели. Модель служит для оценки вероятностно-временных характеристик (ВВХ) процесса [2] обслуживания абонентов. Для расчета ВВХ процесса необходима разработка соответствующей программы. Для ее написания выбрана программная среда для решения задач Mathcad. В связи с этим необходимо сформировать и задать значения ПВ и ШП (единицы времени, в секундах) цепи в терминах Mathcad. Для большей наглядности и уяснения логики процесса ПВ и ШП разбиты на группы:

- для ИСТИННОГО вызова:

$\tau_{0,1} = \tau_{min} = 0.001$ - время установления истинного вызова от абонента, обратившегося по номеру 112;

$p_{1,3} = 0.75; \tau_{1,3} = 3$ - ответ оператора системы-112 (далее оператора) на истинный вызов от абонента (вероятность и время ответа);

$p_{1,1} = 1 - p_{1,3}; \tau_{1,1} = runif[1; \tau_{1,3}; t_1]_0$ - не ответ оператора на истинный вызов от абонента, где: *runif* - процедура формирования случайных величин, равномерно распределенных на интервале $[\tau_{1,3}; t_1]$, $[\cdot]_0$ - процедура обращения к случайной величине;

$p_{3,5} = 0.939; \tau_{3,5} = 1$ - начало опроса оператором абонента и установление им факта необходимости использования переводчика;

$pg_{3,9} = runif[1; 0; p_1]_0; \tau_{3,9} = runif[1; 0; t_2]_0$ - неумышленное прерывание опроса абонента;

$p_{3,9} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{3,9} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{3,9} > 1 \\ pg_{3,9} & \text{otherwise} \end{cases}$ - исключает использование в расчетах величин, меньших нуля и больших единицы,

появление которых возможно в результате использования процедуры формирования случайных величин;

$p_{3,3} = 1 - p_{3,5} - p_{3,9}; \tau_{3,3} = runif[1; \tau_{3,5}; t_2]_0$ - не начало опроса оператором абонента;

$\tau_{5,7} = runif[1; 0; t_3]_0$ - время ожидания абонентом переводчика;

$p_{5,8} = 1 - p_{5,7}; \tau_{5,8} = \tau_{min}$ - начало опроса оператором абонента без переводчика;

$pg_{7,9} = runif[1; 0; p_1]_0; \tau_{7,9} = runif[1; 0; t_4]_0$ - неумышленное прерывание опроса с переводчиком абонента;

$$p_{7,9} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{7,9} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{7,9} > 1 \\ pg_{7,9} & \text{otherwise} \end{cases},$$

$p_{7,24} = 1 - p_{7,9}$; $\tau_{7,24} = rnorm[1; t_4; \sigma_1]_0$ - окончание опроса с переводчиком абонента, где: $rnorm$ - процедура формирования случайных величин, нормально распределенных на интервале $[t_4; \sigma_1]$. Необходимо отметить, что порядок использования в программе расчета конкретных законов распределения в процедурах формирования случайных величин зависит от физических условий работы системы (и от требований заказчика);

$pg_{8,9} = runif[1; 0; p_1]_0$; $\tau_{8,9} = runif[1; 0; t_4]_0$ - неумышленное прерывание опроса без переводчика абонента;

$$p_{8,9} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{8,9} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{8,9} > 1 \\ pg_{8,9} & \text{otherwise} \end{cases},$$

$p_{8,24} = 1 - p_{8,9}$; $\tau_{8,24} = rnorm[1; t_4; \sigma_1]_0$ - окончание опроса без переводчика абонента;

-- для первого обратного дозвона:

$p_{9,10} = 1$; $\tau_{9,10} = runif[1; 0; t_5]_0$ - инициализация первого обратного дозвона оператором;

$pg_{10,5} = rnorm[1; p_2; \sigma_2]_0$; $\tau_{10,5} = runif[1; 0; t_6]_0$ - обратный дозвон до абонента с первого раза;

$$p_{10,5} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{10,5} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{10,5} > 1 \\ pg_{10,5} & \text{otherwise} \end{cases},$$

$p_{10,11} = 1 - p_{10,5}$; $\tau_{10,11} = t_6$ - не дозвон оператором при первом обратном дозвоне;

-- для второго обратного дозвона:

$p_{10,11} = 1$; $\tau_{10,11} = runif[1; 0; t_5]_0$ - инициализация второго обратного дозвона оператором;

$pg_{12,5} = rnorm[1; p_3; \sigma_3]_0$; $\tau_{12,5} = runif[1; 0; t_6]_0$ - обратный дозвон до абонента со второго раза;

$$p_{12,5} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{12,5} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{12,5} > 1 \\ pg_{12,5} & \text{otherwise} \end{cases},$$

$p_{12,13} = 1 - p_{12,5}$; $\tau_{12,13} = t_6$ - не дозвон оператором при первом обратном дозвоне;

-- для третьего обратного дозвона:

$p_{13,14} = 1$; $\tau_{13,14} = runif[1; 0; t_5]_0$ - инициализация третьего обратного дозвона оператором;

$pg_{14,5} = rnorm[1; p_4; \sigma_4]_0$; $\tau_{14,5} = runif[1; 0; t_6]_0$ - обратный дозвон до абонента с третьего раза;

$$p_{14,5} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{14,5} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{14,5} > 1 \\ pg_{14,5} & \text{otherwise} \end{cases},$$

$p_{14,0} = 1 - p_{14,5}$; $\tau_{14,0} = t_6$ - не дозвон оператором при третьем обратном дозвоне – возврат к фазе ожидания очередного вызова абонента;

- для ЛОЖНОГО вызова:

$p_{0,2} = 1 - p_{0,1}$ - вероятность наличия вызова от абонента, осуществляющего ложный вызов;

$\tau_{0,2} = \tau_{min}$ - время установления соединения ложного вызова от абонента, обратившегося по номеру 112;

$p_{2,4} = p_{1,3}$; $\tau_{2,4} = \tau_{1,3}$ - ответ оператора на ложный вызов от абонента;

$p_{2,2} = 1 - p_{2,4}$; $\tau_{2,2} = runif[1; \tau_{2,4}; t_1]_0$ - не ответ оператора на ложный вызов от абонента,

$p_{4,6} = p_{3,5}$; $\tau_{4,6} = \tau_{3,5}$ - начало опроса оператором абонента и установление им факта необходимости использования переводчика;

$p_{4,4} = p_{3,3}$; $\tau_{4,4} = \tau_{3,3}$ - не начало опроса оператором абонента;

$p_{4,17} = 1 - p_{4,6} - p_{4,4}$; $\tau_{4,17} = runif[1; 0; t_2]_0$ - вероятность и время прерывания опроса абонента;

$\tau_{6,15} = runif[1; 0; t_3]_0$ - время ожидания абонентом переводчика;

$p_{6,16} = 1 - p_{6,15}$; $\tau_{6,16} = \tau_{min}$ - начало опроса оператором абонента без переводчика;

$p_{15,23} = 1 - p_{15,17}$; $\tau_{15,23} = rnorm[1; t_4; \sigma_1]_0$ - окончание опроса с переводчиком абонента;

$p_{16,23} = 1 - p_{16,17}$; $\tau_{16,23} = rnorm[1; t_4; \sigma_1]_0$ - окончание опроса без переводчика абонента;

-- для первого обратного дозвона:

$p_{17,18} = 1; \tau_{17,18} = \text{runif}[1; 0; t_5]_0$ - инициализация первого обратного дозвона оператором;
 $p_{18,19} = 1 - p_{18,6}; \tau_{18,19} = t_6$ - не дозвон оператором при первом обратном дозвоне;

-- для второго обратного дозвона:

$p_{19,20} = 1; \tau_{19,20} = \text{runif}[1; 0; t_5]_0$ - инициализация второго обратного дозвона оператором;
 $p_{20,21} = 1 - p_{20,6}; \tau_{20,21} = t_6$ - не дозвон оператором при втором обратном дозвоне;

-- для третьего обратного дозвона:

$p_{21,22} = 1; \tau_{21,22} = \text{runif}[1; 0; t_5]_0$ - инициализация третьего обратного дозвона оператором;
 $p_{22,0} = 1 - p_{22,6}; \tau_{22,0} = t_6$ - не дозвон оператором при третьем обратном дозвоне - возврат к фазе ожидания очередного вызова абонента;

$p_{20,0} = 1; \tau_{23,0} = \tau_{min}$ - возврат к фазе ожидания очередного вызова абонента;

- для ОПЕРАТОРА СИСТЕМЫ-112 и ОПЕРАТОРА ДДС:

$\tau_{24,25} = \tau_{min};$

$p_{24,24} = 1 - p_{24,25}; \tau_{24,24} = \tau_{min}$ - не передача оператором унифицированной карточки информационного обмена (УКИО);

$\tau_{25,26} = \text{runif}[1; 0; t_5]_0$ - время подтверждения оператором дежурно-диспетчерской службы (ДДС) получения от оператора системы-112 УКИО и соответствие вызова ответственности ДДС;

$p_{25,24} = 1 - p_{25,26}; \tau_{25,24} = t_7$ - не доведение подтверждения от ДДС до оператора системы-112;

- для ОПЕРАТОРА-КОНСУЛЬТАНТА, ОПЕРАТОРА-ПСИХОЛОГА, ПОДСИСТЕМЫ IVR:

$\tau_{26,27} = \tau_{min}; \tau_{26,42} = \tau_{min};$

$P_{26,43} = 1 - P_{26,27} - P_{26,42}; \tau_{26,43} = \tau_{min}$ - отсутствие необходимости абонента в консультациях оператора-консультанта и подсистемы IVR – вероятность и время завершения обслуживания абонента системой-112;

- для ПОДСИСТЕМЫ IVR:

$\tau_{42,27} = \text{rnorm}[1; t_8; \sigma_8]_0; \tau_{42,35} = \text{rnorm}[1; t_8; \sigma_8]_0 + t_3;$

$pg_{42,0} = \text{runif}[1; 0; p_1]_0; \tau_{42,0} = \text{rnorm}[1; t_8; \sigma_8]_0$ - неумышленное прерывание работы подсистемы IVR – возврат к фазе ожидания очередного вызова абонента – вероятность и время прерывания работы подсистемой IVR;

$$P_{42,0} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{42,0} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{42,0} > 1 \\ pg_{42,0} & \text{otherwise} \end{cases};$$

$p_{42,43} = 1 - p_{42,27} - p_{42,35} - p_{42,0}; \tau_{42,43} = \text{rnorm}[1; t_8; \sigma_8]_0$ - завершение обслуживания абонента подсистемой IVR и отсутствие необходимости дальнейшего обслуживания абонента системой-112 – вероятность и время завершения обслуживания абонента системой-112;

- для ОПЕРАТОРА-КОНСУЛЬТАНТА:

$pg_{27,28} = \text{runif}[1; 0; p_1]_0; \tau_{27,28} = \text{rnorm}[1; t_9; \sigma_9]_0$ - неумышленное прерывание обслуживания абонента оператором-консультантом;

$$P_{27,28} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{27,28} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{27,28} > 1 \\ pg_{27,28} & \text{otherwise} \end{cases};$$

$\tau_{27,42} = \text{rnorm}[1; t_9; \sigma_9]_0;$

$p_{27,34} = 1 - p_{27,28} - p_{27,42} - p_{42,0}; \tau_{27,34} = \text{rnorm}[1; t_9; \sigma_9]_0$ - завершение обслуживания оператором-консультантом;

-- для первого обратного дозвона:

$p_{28,29} = 1; \tau_{28,29} = \text{runif}[1; 0; t_5]_0$ - инициализация первого обратного дозвона оператором-консультантом;
 $pg_{29,27} = \text{rnorm}[1; p_5; \sigma_{10}]_0; \tau_{29,27} = \text{runif}[1; 0; t_6]_0$ - обратный дозвон до абонента с первого раза;

$$P_{29,27} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{29,27} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{29,27} > 1 \\ pg_{29,27} & \text{otherwise} \end{cases};$$

$p_{29,30} = 1 - p_{29,27}; \tau_{29,30} = t_6$ - не дозвон оператором-консультантом при первом обратном дозвоне;

-- для второго обратного дозвона:

$p_{30,31} = 1; \tau_{30,31} = \text{runif}[1; 0; t_5]_0$ - инициализация второго обратного дозвона оператором-консультантом;
 $pg_{31,27} = \text{rnorm}[1; p_6; \sigma_{11}]_0; \tau_{31,27} = \text{runif}[1; 0; t_6]_0$ - обратный дозвон до абонента со второго раза;

$$P_{31,27} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{31,27} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{31,27} > 1 \\ pg_{31,27} & \text{otherwise} \end{cases} ;$$

$p_{31,32} = 1 - p_{31,27}; \tau_{31,32} = t_6$ - не дозвон оператором-консультантом при втором обратном дозвоне;

-- для третьего обратного дозвона:

$p_{32,33} = 1; \tau_{32,33} = \text{runif}[1; 0; t_5]_0$ - инициализация третьего обратного дозвона оператором-консультантом;
 $pg_{33,27} = \text{rnorm}[1; p_7; \sigma_{12}]_0; \tau_{32,27} = \text{runif}[1; 0; t_6]_0$ - обратный дозвон до абонента с третьего раза;

$$P_{33,27} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{33,27} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{33,27} > 1 \\ pg_{33,27} & \text{otherwise} \end{cases} ;$$

$p_{33,0} = 1 - p_{33,27}; \tau_{33,0} = t_6$ - не дозвон оператором-консультантом при третьем обратном дозвоне;

- для ОПЕРАТОРА-ПСИХОЛОГА:

$\tau_{34,35} = \text{runif}[1; 0; t_3]_0;$

$p_{34,43} = 1 - p_{34,35}; \tau_{34,35} = \tau_{min}$ - завершение обслуживания абонента оператором-консультантом и отсутствие необходимости дальнейшего обслуживания абонента системой-112 – вероятность и время завершения обслуживания абонента системой-112;

$p_{35,36} = \text{rnorm}[1; 0; p_1]_0; \tau_{35,36} = \text{runif}[1; 0; t_{10}]_0$ - неумышленное прерывание обслуживания абонента оператором-психологом;

$$P_{35,36} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{35,36} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{35,36} > 1 \\ pg_{35,36} & \text{otherwise} \end{cases} ;$$

$\tau_{35,27} = \text{runif}[1; 0; t_{10}]_0;$

$p_{35,43} = 1 - p_{35,36} - p_{35,27}; \tau_{35,43} = \text{runif}[1; 0; t_{10}]_0$ - завершение обслуживания оператором-психологом;

-- для первого обратного дозвона:

$p_{36,37} = 1; \tau_{36,37} = \text{runif}[1; 0; t_5]_0$ - инициализация первого обратного дозвона оператором-психологом;

$pg_{37,35} = \text{rnorm}[1; p_8; \sigma_{13}]_0; \tau_{37,35} = \text{runif}[1; 0; t_6]_0$ - обратный дозвон до абонента с первого раза;

$$P_{37,35} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{37,35} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{37,35} > 1 \\ pg_{37,35} & \text{otherwise} \end{cases} ;$$

$p_{37,38} = 1 - p_{27,25}; \tau_{37,38} = t_6$ - не дозвон до абонента оператором-психологом при первом обратном дозвоне;

-- для второго обратного дозвона:

$p_{38,39} = 1; \tau_{38,39} = \text{runif}[1; 0; t_5]_0$ - инициализация второго обратного дозвона оператором-психологом;

$pg_{39,35} = \text{rnorm}[1; p_9; \sigma_{14}]_0; \tau_{39,35} = \text{runif}[1; 0; t_6]_0$ - обратный дозвон до абонента со второго раза;

$$P_{39,35} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{39,35} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{39,35} > 1 \\ pg_{39,35} & \text{otherwise} \end{cases} ;$$

$p_{39,40} = 1 - p_{39,35}; \tau_{39,40} = t_6$ - не дозвон до абонента оператором-психологом при втором обратном дозвоне;

-- для третьего обратного дозвона:

$p_{40,41} = 1; \tau_{40,41} = \text{runif}[1; 0; t_5]_0$ - инициализация третьего обратного дозвона оператором-психологом;

$pg_{41,35} = \text{rnorm}[1; p_{10}; \sigma_{15}]_0; \tau_{41,35} = \text{runif}[1; 0; t_6]_0$ - обратный дозвон до абонента с третьего раза;

$$P_{41,35} = \begin{cases} 0 & \text{if } pg_{41,35} < 0 \\ 1 & \text{if } pg_{41,35} > 1 \\ pg_{41,35} & \text{otherwise} \end{cases} ;$$

$p_{41,0} = 1 - p_{41,35}; \tau_{41,0} = t_6$ - не дозвон до абонента оператором-психологом при третьем обратном дозвоне;

$p_{43,43} = 1; \tau_{43,43} = \tau_{min}$ - вероятность и время поглощающего состояния цепи.

Таким образом, сформированы переходные вероятности и шаги перехода конечной полумарковской цепи, описывающей рассматриваемый процесс в терминах Mathcad, которые будут использованы при написании расчетной программы по нахождению ВВХ процесса.

Литература

1. Приложение №11 к Методическим рекомендациям «О развитии, организации эксплуатации и контроля функционирования системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112», 2018 г.
2. Численное определение временных и вероятностно-временных характеристик поглощающих конечных марковских цепей при конечном числе шагов процесса [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, А. М. Деркач, М. Ю. Дробышев, С. Г. Бородин // Междун. конф. «Телекоммуникационные устройства и системы» (REDS-2014) ; Доклады ; Серия: науч. конф. посвящ. Дню радио / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : ООО «БРИС-М», 2014. Т. 4 № 2 – С. 115–119.
3. Математическая модель поиска сигнала широкополосным приемником на множестве рабочих частот на базе многослойной поглощающей конечной марковской цепи [Текст] / М. Ю. Попов, О. Е. Слободсков, А. М. Деркач, А. А. Парфентьев, В. В. Черкасов// Междун. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (РЕУС-2019) ; Доклады ; Серия: науч. конф. посвящ. Дню радио / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : ООО «БРИС-М», 2019. – Вып. LXXIV.,– С. 124–128. – ISBN 978-5-905278-39-9.
4. Математическое моделирование процесса доведения сообщения в радиосети без обратной связи с повторениями и накоплением информации [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, М. Ю. Дробышев // Информационные технологии в проектировании и производстве: науч.– техн. жур. – Москва, 2010. - №3 – С. 78–83.
5. Конечная полумарковская цепь, описывающая процесс отработки оператором автоматизированного рабочего места АСУ поступившего по радиоканалу сообщения [Текст] / Попов М.Ю., Илющенко В.В., Пономарев А.М., Калач П.К., Киреев Д.А. // Доклады 24-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2022); Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : Вып. XXIV.,– С. 21–25. – ISBN 978-5-905278-49-5.
6. Математическая модель процесса доведения сообщения по радиоканалу управления специальной АСУ как инструмент моделирования информационного конфликта [Текст] / Цимбал В.А., Попов М.Ю., Илющенко В.В., Калганов Е.В., Киреев Д.А. // Доклады 24-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2022); Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : Вып. XXIV.,– С. 26–31. – ISBN 978-5-905278-49-5.
7. Математическая модель процесса доведения сообщения по радиоканалу управления специальной АСУ в условиях энергетического и информационного воздействия на базе конечной марковской цепи с доходами [Текст] / Цимбал В.А., Попов М.Ю., Илющенко В.В., Калганов Е.В., Деркач А.М. // Доклады 24-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2022); Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : Вып. XXIV.,– С. 70–75. – ISBN 978-5-905278-49-5.

**FORMATION OF TRANSITIVE PROBABILITIES AND STEPS OF TRANSITION
OF THE SEMIMARKOVSKY CHAIN DESCRIBING ACTIONS OF THE OPERATOR
OF SYSTEM OF MAINTENANCE OF THE CALL OF EMERGENCY OPERATIVE
SERVICES UNDER UNIFORM NUMBER «112» IN TERMS MATHCAD**

Dr.Sci.Tech. Popov M.Yu.¹, Kireev D.A.¹, Ivanov I.B.¹,
Popova N.V.¹, Kononyhina E.A.²

¹Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great

²«The Moscow aviation institute (national research university)».

In article, in terms of the program environment for the decision of problems Mathcad, the order of formation of transitive probabilities and transition steps semimarkovsky chains describing process of work of the operator of system of maintenance of a call of emergency operative services under uniform number «112» is considered at reception of the message on incident or an extreme situation taking into account a false call.



РАСПРЕДЕЛЕННАЯ ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ ЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ В МНОГОАГЕНТНОЙ СЕТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ СТЕПЕННОГО МЕТОДА СИНГУЛЯРНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ

доц. Маврычев Е.А.

Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

В работе рассматривается оценка параметров линейной модели, в которой измерения вектора наблюдений производятся в узлах сети. Предполагается, что система является полностью распределенной без общего центра обработки данных, для которой необходимо использовать распределенный алгоритм оценки параметров. В качестве статистического критерия оценки параметров выбран критерий минимума квадрата ошибки. Реализация распределенного алгоритма основывается на методе сингулярного разложения матрицы состояния системы. Для вычисления сингулярного разложения используется степенной метод, основанный на простых линейных операциях. Линейные операции степенного метода легко реализуются в распределенной форме с применением алгоритма консенсусного усреднения. Сходимость среднеквадратической ошибки оценки параметров для распределенного алгоритма, основанного на итерационных процедурах, показана с помощью математического моделирования.

Введение

Распределенным методам обработки сигналов уделяется повышенное внимание в связи с развитием различных сетей сбора и анализа данных. Особый интерес представляют сети, узлы которых являются автономными агентами [1]-[2], использующие получаемую от датчиков (сенсоров) информацию для принятия решений. Такие сети можно назвать интеллектуальными сенсорными сетями или многоагентными сетями. Объединение и совместная обработка сигналов в сети позволяет улучшить качество информации, получаемой агентами сети. В данных системах целесообразно применять распределенные алгоритмы обработки сигналов [1-8]. Применение таких алгоритмов обусловлено отсутствием общего центра, равноправием всех узлов и необходимостью получения на каждом узле распределенной оценки информационных параметров. Кроме того, в распределенных алгоритмах может быть реализован принцип конфиденциальности данных, получаемых агентами сети, так как они не делятся своими данными, а передают лишь результаты промежуточных вычислений. Такой подход реализуется при федеративном обучении [9].

В работах [1, 3] рассматривается один из базовых алгоритмов распределенной обработки – алгоритм консенсуса, который позволяет вычислить среднее значение величин, распределенных в узлах сети. Алгоритмы оценки параметров в сети на основе среднеквадратической ошибки представлены в работах [4, 5]. Методы децентрализованной оценки подпространства сигналов корреляционной матрицы были предложены в [6, 7]. В работе [8] представлена распределенная реализация метода анализа главных компонент на основе сингулярного разложения. В работах [6-8] для оценки подпространства сигналов или компонент сингулярного разложения используется степенной метод вычисления собственных или сингулярных векторов матрицы [10].

В данной работе рассматривается линейная модель сигнала, принимаемого многоагентной сетью. Сигнал на входе сенсора каждого агента представляет собой линейную комбинацию вектора состояния системы с соответствующими весовыми коэффициентами, которые образуют матрицу состояния. Таким образом, если входные сигналы, принимаемые агентами сети, представить в виде вектора, то этот вектор можно выразить как произведение матрицы состояния и вектора информационных параметров. Оценка вектора параметров методом наименьших квадратов представляет собой произведение псевдообратной матрицы состояния на вектор наблюдений при этом предполагается, что матрица состояния является известной.

В данной работе, основываясь на принципах распределенной обработки сигналов, предлагается децентрализованная реализация метода наименьших квадратов для оценки информационного вектора системы. Предполагается, что узлы сети обмениваются данными со своими соседями. Топология связей узлов может быть произвольной и описывается матрицей смежности или задается графом. Распределенная оценка информационного вектора основана степенном методе вычисления сингулярного разложения, для реализации которого в распределенной системе используется алгоритм

консенсуса, обеспечивающий итерационное суммирование компонент, определенных локально в узлах сети.

Модель данных в многоагентной сети и оценка параметров

Рассмотрим сеть, состоящую из N агентов, распределенных в пространстве. Полагаем, что сеть имеет произвольную топологию, которая описывается графом $G(\mathcal{N}, \mathcal{E})$, где $\mathcal{N} = \{1, 2, \dots, N\}$ – множество вершин графа, содержащее номера узлов сети и \mathcal{E} – множество ребер, элементы которого состоят из пар номеров

узлов, соединенных ребром. Топологию сети можно также описывать с помощью совокупности множеств $\mathcal{N}_1, \mathcal{N}_2, \dots, \mathcal{N}_N$, где множество \mathcal{N}_n содержит номера узлов, с которыми n -ый узел имеет соединения, или узлы из множества \mathcal{N}_n называют соседями n -го узла. Если узлы n и m имеют соединение, т.е. $m \in \mathcal{N}_n$, то это означает, что между ними существует линия связи и они могут обмениваться данными между собой.

Каждому узлу сети $n \in \mathcal{N}$ поставим с соответствие действительный сигнал $y_n \in \mathbb{R}$. Будем полагать, что сигнал y_n представляет собой весовую сумму информационных параметров системы, определяемых вектором $\mathbf{x} = [x_1, \dots, x_M]^T \in \mathbb{R}^M$, с коэффициентами, являющимися элементами вектора $\mathbf{a}_n = [a_{n,1}, \dots, a_{n,M}]^T \in \mathbb{R}^M$, который будем называть вектором состояния системы для n -го узла. Таким образом, рассматривается следующая линейная модель сигнала

$$y_n = \mathbf{a}_n^T \mathbf{x} + e_n, \quad (1)$$

где $e_n \in \mathbb{R}$ – ошибка измерения.

Сигналы, принимаемые на различных узлах, представим в виде вектора $\mathbf{y} = [y_1, \dots, y_N]^T \in \mathbb{R}^N$, а векторы состояния для различных узлов сети объединим в матрицу состояния $\mathbf{A} = [\mathbf{a}_1, \dots, \mathbf{a}_N]^T \in \mathbb{R}^{N \times M}$. Тогда выражение (1) для $n \in \mathcal{N}$ можно переписать в следующем матричном виде

$$\mathbf{y} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{e}. \quad (2)$$

Для оценки неизвестного информационного вектора будем рассматривать критерий минимума квадрата ошибки или метод наименьших квадратов. Задачу оптимизации для поиска информационного вектора по критерию минимума квадрата ошибки можно записать как

$$\min_{\mathbf{x}} \|\mathbf{y} - \mathbf{A}\mathbf{x}\|^2, \quad (3)$$

решение которой представляется в хорошо известном виде с использованием псевдообратной матрицы

$$\mathbf{x} = (\mathbf{A}^T \mathbf{A})^{-1} \mathbf{A}^T \mathbf{y}. \quad (4)$$

Единственное решение оптимизационной задачи (3), представляемое в виде (4), существует в том случае, когда матрица $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$ является невырожденной. Необходимым условием невырожденности матрицы $\mathbf{A}^T \mathbf{A}$ является условие $N \geq M$.

Матрицу состояния \mathbf{A} можно представить в виде разложения по сингулярным векторам

$$\mathbf{A} = \sum_{m=1}^M \lambda_m \mathbf{u}_m \mathbf{v}_m^T = \mathbf{U} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^T, \quad (5)$$

где $\mathbf{U} = [\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_M] \in \mathbb{R}^{N \times M}$ – матрица левых сингулярных векторов, $\mathbf{V} = [\mathbf{v}_1, \dots, \mathbf{v}_M] \in \mathbb{R}^{M \times M}$ – матрица правых сингулярных векторов, $\mathbf{\Lambda} = \text{diag}\{\lambda_1, \dots, \lambda_M\} \in \mathbb{R}^{M \times M}$ – диагональная матрица сингулярных чисел, в которой будем полагать $\lambda_1 \geq \lambda_2 \geq \dots \geq \lambda_M$. Тогда решение методом наименьших квадратов (4) перепишем в виде

$$\mathbf{x} = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda}^{-1} \mathbf{U}^T \mathbf{y}. \quad (6)$$

Степенной метод сингулярного разложения

Рассмотрим произведение матрицы \mathbf{A} , возведенную в степень K , на произвольный вектор \mathbf{q}

$$\mathbf{p} = \mathbf{A}^K \mathbf{q}. \quad (7)$$

Справедливым является следующий предельный переход

$$\lim_{K \rightarrow \infty} \mathbf{p} = \sum_{m=1}^M \lambda_m^K \mathbf{u}_m \mathbf{v}_m^T \mathbf{q} = \lambda_1^K (\mathbf{v}_1^T \mathbf{q}) \mathbf{u}_1, \quad (8)$$

т.е. вектор \mathbf{p} стремится к ненормированному левому сингулярному вектору, соответствующему наибольшему сингулярному числу.

На свойстве (8) основан алгоритм вычисления сингулярных векторов $\mathbf{u}_1, \mathbf{v}_1$, соответствующих максимальному сингулярному числу λ_1 . Тогда вычисление сингулярного разложения матрицы \mathbf{A} на основе степенного метода для произвольного начального приближения $\mathbf{v}_1(0)$ представляется в виде следующей итерационной процедуры

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{u}}_1(i) &= \mathbf{A} \mathbf{v}_1(i-1), \quad \mathbf{u}_1(i) = \tilde{\mathbf{u}}_1(i) / \|\tilde{\mathbf{u}}_1(i)\|, \\ \tilde{\mathbf{v}}_1(i) &= \mathbf{u}_1^T(i) \mathbf{A}, \quad \mathbf{v}_1(i) = \tilde{\mathbf{v}}_1(i) / \|\tilde{\mathbf{v}}_1(i)\|, \quad \lambda_1(i) = \mathbf{u}_1^T(i) \mathbf{A} \mathbf{v}_1(i). \end{aligned} \quad (9)$$

На i -ой итерации выполняется вычисление ненормированных векторов $\tilde{\mathbf{u}}_1(i)$ и $\tilde{\mathbf{v}}_1(i)$, нормированных векторов $\mathbf{u}_1(i)$ и $\mathbf{v}_1(i)$ и сингулярного числа $\lambda_1(i)$. В соответствии с (8) обеспечивается сходимость вычислительной процедуры (9) к первой компоненте сингулярного разложения $\mathbf{u}_1, \mathbf{v}_1$, и λ_1 .

Для того чтобы найти m -ую компоненту сингулярного разложения, необходимо матрицу \mathbf{A} умножить на матрицу-проектор, которая является ортогональной подпространству, связанному с сингулярными векторами $\mathbf{u}_1, \dots, \mathbf{u}_{m-1}$.

$$\mathbf{A}(m-1) = \left(\mathbf{I}_N - \sum_{l=1}^{m-1} \mathbf{u}_l \mathbf{u}_l^T \right) \mathbf{A} = \sum_{k=m}^M \lambda_k \mathbf{u}_k \mathbf{v}_k^T. \quad (10)$$

Далее выполняется итерационная процедура поиска m -ой компоненты сингулярного разложения в соответствии с (9), где вместо \mathbf{A} используется $\mathbf{A}(m-1)$. Таким образом, вычисление матриц \mathbf{U} , \mathbf{V} и $\mathbf{\Lambda}$ можно реализовать в виде последовательной процедуры нахождения компонент сингулярного разложения, на каждом шаге которой реализуется итерационный алгоритм (9) и вычисление матрицы (10).

Распределенный степенной алгоритм

В распределенной обработке сигналов применяются алгоритмы, которые не требуют сбора всех данных в общем центре обработки, а предполагают только обмен данными между соседними узлами сети. Базовым алгоритмом распределенной обработки сигналов является алгоритм консенсуса, позволяющий вычислить среднее значение величин, определенных в узлах сети. Рассмотрим алгоритм консенсуса для усреднения некоторой величины z

$$z = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N z_n. \quad (11)$$

где z_1, \dots, z_N – величины, определенные в соответствующих узлах сети.

Обозначим $z_1(j), \dots, z_N(j)$ – распределенное решение после j -ой итерации консенсусного алгоритма, при этом начальное приближение вводится как $z_n(0) = z_n$, $n = 1, \dots, N$. Согласно алгоритму усреднения на основе консенсуса значение в n -ом узле на j -ой итерации запишем в виде [3]

$$z_n(j) = z_n(j-1) + \sum_{m \in \mathcal{N}_n} c_{n,m} (z_m(j-1) - z_n(j-1)), \quad (12)$$

где весовые коэффициенты $\{c_{n,m}\}_{n=1, m=1}^N$ консенсусного усреднения. Будем использовать весовые коэффициенты, предложенные в [3], получившие название Metropolis-Hastings, которые позволяют найти несмещенную оценку среднего значения.

Результат выполнения алгоритма консенсусного усреднения будем обозначать оператором $\mathcal{AC}\{z_n\}_{n \in \mathcal{N}}$, который возвращает значения $z_1(j), \dots, z_N(j)$, полученные за J итераций консенсусного алгоритма (12) на узлах сети.

Вычислительные операции степенного алгоритма, представленного в выражениях (9), (10), можно реализовать в виде последовательных операций взвешенного суммирования. Эти операций можно выполнить с помощью распределенного усреднения на основе алгоритма консенсуса. Введем следующие обозначения для распределенных оценок сингулярных векторов и сингулярных чисел. Пусть $u_{m,n}^{(n)}(i)$, $\mathbf{v}_m^{(n)}(i)$ и $\lambda_m^{(n)}(i)$ – оценка m -ой компоненты сингулярного разложения, полученной на i -ой итерации степенного алгоритма для n -го узла. Отметим, что на n -ом узле для дальнейших вычислений необходим только n -ый элемент $u_{m,n}^{(n)}(i)$, $m = 1, \dots, M$ левого собственного вектора. Начальные приближения задаются для $\mathbf{v}_m^{(1)}(0) = \dots = \mathbf{v}_m^{(N)}(0) = \mathbf{v}_m(0)$ для $m = 1, \dots, M$, и $\mathbf{A}(0) = \mathbf{A}$, где $\mathbf{v}_m(0)$ – случайный вектор начального приближения для m -ой компоненты сингулярного разложения, $\mathbf{A}(0)$ – начальная матрица состояния.

Рассмотрим операции степенного алгоритма на i -ой итерации при поиске m -ой компоненты сингулярного разложения. Запишем приближение для n -го элемента ненормированного левого сингулярного вектора на i -ой итерации степенного метода, получаемого на n -го узле, в виде

$$\tilde{u}_{m,n}^{(n)}(i) = \mathbf{a}_n^T(m-1) \mathbf{v}_m^{(n)}(i-1) \quad (14)$$

В выражении (14) все переменные определены локально на n -ом узле. Для нахождения элементов нормированного левого сингулярного вектора необходимо вычислить коэффициент нормировки с помощью консенсусного усреднения

$$\{\lambda_m^{(n)}(i)\}_{n \in \mathcal{N}} = \mathcal{AC} \left\{ \left(\tilde{u}_{m,n}^{(n)}(i) \right)^2 \right\}_{n \in \mathcal{N}}, \quad (15)$$

с последующей нормировкой элементов левого сингулярного вектора, выполняемой локально,

$$u_{m,n}^{(n)}(i) = \tilde{u}_{m,n}^{(n)}(i) / \lambda_m^{(n)}(i) \quad (16)$$

Приближение для m -го элемента ненормированного правого собственного вектора на i -ой итерации степенного метода, получаемого в n -ом узле, запишем в виде

$$\tilde{v}_{m,k}^{(n)}(i) = \sum_{n=1}^N u_{m,n}^{(n)}(i) a_{n,k} \quad (17)$$

Все слагаемые в сумме (17) определены локально на узлах сети, поэтому для распределенного вычисления (17) используется алгоритм консенсуса

$$\{\tilde{v}_{m,k}^{(n)}(i)\}_{n \in \mathcal{N}} = \mathcal{AC}\{u_{m,n}^{(n)}(i) a_{n,k}\}_{n \in \mathcal{N}} \quad (18)$$

После нахождения всех элементов правого сингулярного вектора $\mathbf{v}_m^{(n)}(i)$ выполняется локальная нормировка во всех узлах сети

$$\lambda_m^{(n)}(i) = \|\mathbf{v}_m^{(n)}(i)\|, \quad \tilde{\mathbf{v}}_m^{(n)}(i) = \mathbf{v}_m^{(n)}(i) / \lambda_m^{(n)}(i), \quad (19)$$

где $\lambda_k^{(n)}(i)$ является приближением сингулярного числа на i -ой итерации степенного метода, получаемого в n -ом узле.

После нахождения m -ой компоненты сингулярного разложения $u_{m,n}^{(n)} = u_{m,n}^{(n)}(I)$, $\mathbf{v}_m^{(n)} = \mathbf{v}_m^{(n)}(I)$ и $\lambda_m^{(n)} = \lambda_m^{(n)}(I)$ за I итераций степенного метода необходимо вычислить матрицу $\mathbf{A}(m)$, которая будет использоваться на следующем шаге при поиске $(m+1)$ -ой компоненты сингулярного разложения. Выражение (10) перепишем в рекуррентном виде

$$\mathbf{A}(m) = \mathbf{A}(m-1) - \lambda_m \mathbf{u}_m \mathbf{v}_m^T. \quad (20)$$

Строки матрицы $\mathbf{A}(m)$ определены локально в узлах сети. Тогда в соответствии с (20) n -ая строка матрицы $\mathbf{A}(m)$ локально вычисляется как

$$\mathbf{a}_n(m) = \mathbf{a}_n(m-1) - \lambda_m^{(n)} u_{m,n}^{(n)}(I) \mathbf{v}_m^{(n)}. \quad (21)$$

Распределенную оценку информационного вектора для n -го узла можно представить в виде следующей локальной процедуры

$$\mathbf{x}^{(n)} = \mathbf{V}^{(n)} (\boldsymbol{\Lambda}^{(n)})^{-1} \mathbf{z}^{(n)}, \quad (22)$$

где $\mathbf{V}^{(n)} = [\mathbf{v}_1^{(n)}, \dots, \mathbf{v}_M^{(n)}]$ – локальная матрица правых сингулярных векторов, $\boldsymbol{\Lambda}^{(n)} = \mathbf{diag}\{\lambda_1^{(n)}, \dots, \lambda_M^{(n)}\}$ – локальная матрица сингулярных чисел, $\mathbf{z}^{(n)} \in \mathbb{R}^M$ – локальный вектор, у которого m -ый элемент вычисляется консенсусным усреднением

$$\{\mathbf{z}_m^{(n)}\}_{n \in \mathcal{N}} = \mathcal{AC}\{u_{m,n}^{(n)} y_n\}_{n \in \mathcal{N}}. \quad (23)$$

Результаты моделирования

Рассмотрим сенсорную сеть, состоящую из двенадцати узлов ($N = 12$) с детерминированной топологией, в которой каждый узел имеет 4 или 5 соседних узла. Будем рассматривать линейную систему, в которой число информационных параметров $M = 8$. Матрица состояния \mathbf{A} в каждом эксперименте является случайной, у которой каждый элемент имеет гауссовское распределение с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией. Элементы матрицы состояния являются статистически независимыми между собой. Вектор ошибки \mathbf{e} также имеет гауссовское распределение с нулевым математическим ожиданием, единичной дисперсией всех элементов, которые являются статистически независимыми. Усреднение СКО оценки параметров информационного вектора проводится по 1000 статистическим экспериментам. Для оценки качества работы распределенного метода степенных векторов (DP-SVD) приведены характеристики централизованных алгоритмов – метода сингулярного разложения (SVD) в соответствии с (6) и степенного метода (P-SVD) вычисления сингулярного разложения.

На рисунке 1 показаны зависимости СКО от числа итераций, используемых в степенном алгоритме вычисления сингулярного разложения. При этом число итераций консенсусного усреднения в распределенном алгоритме задано равным $J = 10$ и $J = 15$. Как видно из рисунка 1, за три итерации степенного алгоритма достигается достаточно высокое качество оценки, при этом при числе итераций больше пяти качество оценки практически не улучшается. На рисунке 2 показана зависимость СКО от числа итераций консенсусного усреднения, при этом число итераций степенного метода выбрано равным $I = 3$ и $I = 5$. Из рисунка 2 видно, что сходимость обеспечивается примерно за десять итераций консенсусного усреднения и их дальнейшее увеличение приводит к незначительно улучшению качества оценивания.

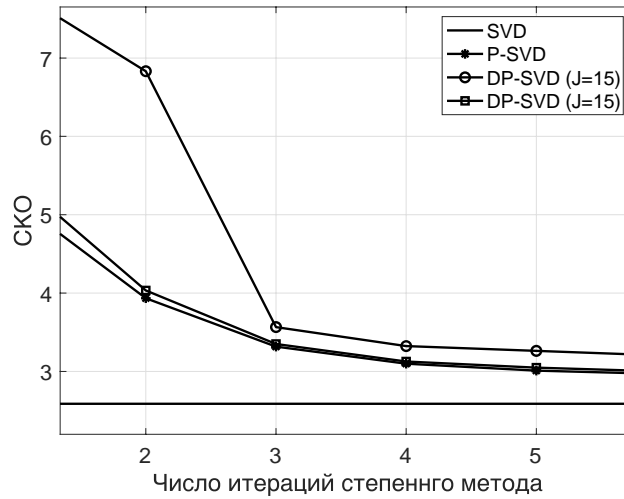


Рисунок 1. Зависимость СКО от числа итераций степенного метода.

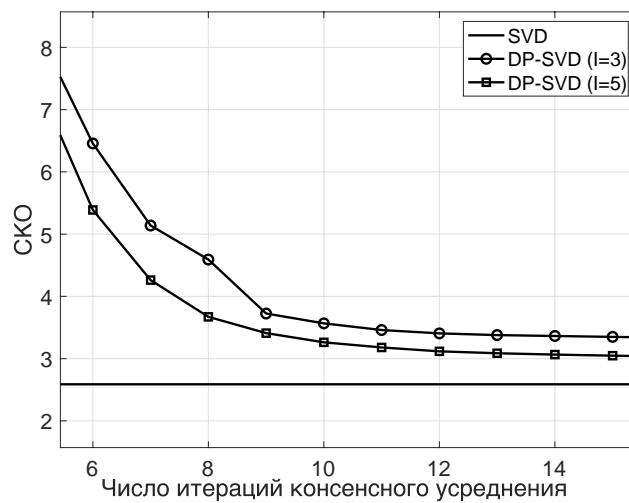


Рисунок 2. Зависимость СКО от числа итераций алгоритма консенсуса.

Таким образом в данной работе рассмотрен распределенный алгоритм оценки параметров линейной модели на основе критерия наименьших квадратов. Рассмотрена сеть автономных агентов с полностью распределенной архитектурой, не имеющая общего центра обработки данных. Предложен алгоритм, основанный на методе сингулярного разложения, который реализуется в распределенном виде с использованием степенного метода вычисления сингулярного разложения. Вычислительные процедуры распределенного алгоритма строятся на основе операций консенсусного усреднения. Численные результаты показывают сходимость итерационных процедур степенного метода и распределенного суммирования.

Литература

1. Olfati-Saber R., Fax J.A., and Murray M. Consensus and cooperation in networked multi-agent systems. *Proceedings of the IEEE*. vol. 95. Jan. 2007. pp. 215–233.
2. Sayed A. *Adaptation, learning, and optimization over networks*. Now Found. and Trends, 2014.
3. Xiao L. and Boyd S. Fast linear iterations for distributed averaging. *Syst. Control Lett.* vol. 53, no. 1. Sept. 2004. pp. 65–78.
4. Schizas I.D., Ribeiro A., and Giannakis G.B. Consensus in ad hoc WSNs with noisy links - Part I: Distributed estimation of deterministic signals. *IEEE Trans. Signal Process.* vol. 56. Jan. 2008. pp. 350–364.
5. Takahashi N., Yamada I., Sayed A.H. Diffusion least-mean squares with adaptive combiners: formulation and performance analysis. *IEEE Trans. Signal Process.* vol. 58, no 9. Sep. 2010. pp. 4795–4810.
6. Scaglione A., Pagliari R., and Krim H. The decentralized estimation of the sample covariance. *42nd Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*. 26-29 Oct. 2008.
7. Li L., Scaglione A., Manton J.H. Distributed principal subspace estimation in wireless sensor networks. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*. vol. 5, no 4. Aug. 2011. pp. 725–738.

8. Li J., Wu S.X., Li Q., and Scaglione A. A Parallel Distributed Algorithm for the Power SVD Method. Proc. IEEE 22nd International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications. 27-30 Sept. 2021.
9. Gafni T., Shlezinger N., Cohen K., Eldar Y.C., Poor H.V. Federated learning: a signal processing perspective. IEEE Trans. Signal Mag. vol. 39, no 3. May 2022. pp.14-41.
10. Stewart G. Matrix algorithms. SIAM: Society for Industrial and Applied Mathematics. 1998.

DISTRIBUTED ESTIMATION OF LINEAR MODEL PARAMETERS IN MULTI-AGENT NETWORK USING POWER METHOD OF SINGULAR DECOMPOSITION

Mavrychev E.A.

Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev

In the paper is considered the estimation of the parameters of a linear model in which the measurements of the observation vector are made at the network nodes. It is assumed that the system is fully distributed, does not have a data center, for which it is necessary to use a distributed parameter estimation algorithm. The statistical criterion for estimating the parameters was chosen the minimum squared error. The implementation of the distributed algorithm is based on the method of singular value decomposition of the system state matrix. To calculate the singular value decomposition, a power method based on simple linear operations is used. The linear operations of the power method are easily implemented in a distributed manner using the consensus averaging algorithm. The convergence of the root-mean-square error of the parameter estimation for a distributed algorithm based on iterative procedures is shown using mathematical simulation.



ОПИСАНИЕ ИСХОДНЫХ ДАННЫХ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ ОПЕРАТОРОМ СИСТЕМЫ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВЫЗОВА ЭКСТРЕННЫХ ОПЕРАТИВНЫХ СЛУЖБ ПО ЕДИНОМУ НОМЕРУ «112» ОБРАТИВШЕГОСЯ АБОНЕНТА

д.т.н., доц. Попов М.Ю.¹, к.т.н. Девятяров В.Б.², Попов Р.В.³,
асп. Иванов И.Б.¹, инж. Попова Н.В.¹

¹Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого в г. Серпухове.

²АО «Корпорация «Московский институт теплотехники»

³16 ЦНИИИ МО РФ.

В статье представлены исходные данные моделирования процесса обслуживания обратившегося абонента оператором системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112» при получении сообщения о происшествии или чрезвычайной ситуации с учетом возможного ложного вызова и случаев отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии.

Известен типовой алгоритм действий операторов системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112», который регламентирует действия оператора при получении сообщения о происшествии или чрезвычайной ситуации с учетом случаев отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии [1]. На базе полумарковской цепи [5,6,8,9], создана математическая модель, процесса обслуживания вызова от абонента оператором системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112» при получении сообщения о происшествии или чрезвычайной ситуации с учетом отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии в условиях навязывания абонентом ложной информации. Описан физический смысл состояний, переходных вероятностей и шагов перехода цепи, сформированы матрица переходных вероятностей и матрица шагов перехода цепи [2,4,7]. Модель служит для оценки вероятностно-временных характеристик (ВВХ) [2,6,9] процесса обслуживания абонентов. Граф состояний и переходов полумарковской цепи, описывающей процесс работы оператора системы-112, представлен на рисунке 1.

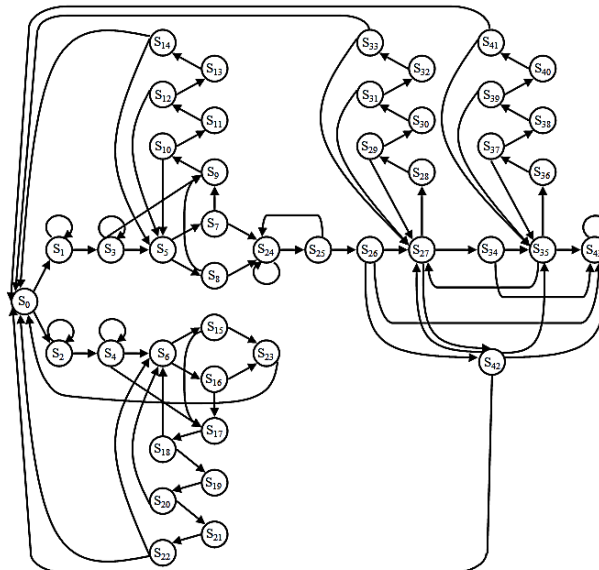


Рисунок 1 – Граф состояний и переходов цепи

Для расчета ВВХ процесса необходима разработка соответствующей программы расчета и формирование исходных данных. Исходные данные процесса описывают различные свойства и участников процесса, являются регулируемыми параметрами модели и они таковы:

- 1.1 модельные:

ZC - количество шагов процесса;

τ_{\min} - минимальное время цепи;

- 1.2 истинного вызова и абонента, осуществляющего истинный вызов:

$P_{0,1}$ - вероятность наличия вызова от абонента, осуществляющего истинный вызов;

t_1 - максимальное время ожидания обратившимся абонентом ответа оператора;

t_2 - максимальное время ожидание обратившимся абонентом начала опроса оператора;

P_1 - максимальная вероятность прерывания опроса (обслуживания) абонента;

t_3 - максимальное время ожидания обратившегося абонента ответа переводчика или психолога;

$p_{5,7}$ - вероятность потребности обратившегося абонента в переводчике;

t_4 - среднее время опроса абонента оператором;

σ_1 - среднее квадратическое отклонение времени опроса абонента;

t_5 - максимальное время инициализации обратного дозвона оператором;

t_6 - максимальное время ожидания оператором ответа абонента при обратном дозвоне;

-- первого дозвона:

P_2 - средняя вероятность дозвона оператором до абонента при первом дозвоне;

σ_2 - среднее квадратическое отклонение вероятности дозвона оператором до абонента при первом дозвоне;

-- второго дозвона:

P_3 - средняя вероятность дозвона оператором до абонента при втором дозвоне;

σ_3 - среднее квадратическое отклонение вероятности дозвона оператором до абонента при втором дозвоне;

-- третьего дозвона:

P_4 - средняя вероятность дозвона оператором до абонента при третьем дозвоне;

σ_4 - среднее квадратическое отклонение вероятности дозвона оператором до абонента при третьем дозвоне;

- 1.3 ложного вызова и абонента, осуществляющего ложный вызов

$P_{6,15}$ - вероятность потребности обратившегося абонента, осуществляющего ложный вызов, в переводчике;

$P_{15,17}; \tau_{15,17}$ - вероятность и время умышленного прерывания опроса с переводчиком абонента (должно быть меньше максимального времени опроса, секунд);

$P_{16,17}; \tau_{16,17}$ - вероятность и время умышленного прерывания опроса без переводчика абонента (должно быть меньше максимального времени опроса, секунд);

$P_{18,6}; \tau_{18,6}$ - вероятность и время обратного дозвона до абонента с первого раза (должно быть меньше t_6 , секунд);

$P_{20,6}; \tau_{20,6}$ - вероятность и время обратного дозвона до абонента со второго раза (должно быть меньше t_6 , секунд);

$P_{22,6}; \tau_{22,6}$ - вероятность и время обратного дозвона до абонента с третьего раза (должно быть меньше t_6 , секунд);

- 1.4 оператора системы-112 и оператора дежурно-диспетчерской службы:

$p_{24,25}$ - вероятность передачи оператором унифицированной карточки информационного обмена (УКИО) и ожидание подтверждения дежурно-диспетчерской службы (ДДС) «о получении УКИО и соответствии вызова зоне ответственности ДДС»;

t_7 - максимальное время подтверждения оператором ДДС получения УКИО и соответствие вызова ответственности ДДС;

$p_{25,26}$ - вероятность подтверждения оператором ДДС «получения от оператора системы-112 УКИО и соответствие вызова ответственности ДДС»;

- 1.5 оператора-консультанта, оператора-психолога, подсистемы IVR:

$P_{26,27}$ - вероятность потребности абонента в консультации оператором-консультантом – вероятность начала консультации абонента оператором-консультантом;

$P_{26,42}$ - вероятность потребности абонента в представлении информации по подсистеме IVR – вероятность начала работы подсистемы IVR;

- 1.5.1 подсистемы IVR:

t_8 - среднее время предоставления информации абоненту подсистемой IVR;

σ_8 - среднее квадратическое отклонение времени предоставления информации абоненту подсистемой IVR;

$P_{42,27}$ - потребность абонента после обслуживания подсистемой IVR в предоставлении консультации оператором-консультантом – вероятность начала работы оператора-консультанта;

$P_{42,35}$ - потребность абонента после обслуживания подсистемой IVR в предоставлении консультации оператором-психологом – вероятность начала работы оператора-психолога;

- 1.5.2 оператора-консультанта:

t_9 - среднее время консультативного обслуживания обратившегося абонента оператором-консультантом;

σ_8 - среднее квадратическое отклонение времени обслуживания обратившегося абонента оператором-консультантом;

$P_{27,42}$ - потребность абонента в предоставлении информации подсистемой IVR во время его обслуживания оператором-консультантом;

-- первого дозвона:

P_5 - средняя вероятность дозвона оператором-консультантом до абонента при первом дозвоне;

σ_{10} - среднее квадратическое отклонение вероятности дозвона оператором-консультантом до абонента при первом дозвоне;

-- второго дозвона:

P_6 - средняя вероятность дозвона оператором-консультантом до абонента при втором дозвоне;

σ_{11} - среднее квадратическое отклонение вероятности дозвона оператором-консультантом до абонента при втором дозвоне;

-- третьего дозвона:

P_7 - средняя вероятность дозвона оператором-консультантом до абонента при третьем дозвоне;

σ_{12} - среднее квадратическое отклонение вероятности дозвона оператором-консультантом до абонента при третьем дозвоне;

- 1.5.2 для оператора-психолога:

$P_{34,35}$ - потребность абонента после его обслуживания оператором-консультантом в предоставлении консультации оператором-психологом – вероятность и время начала работы оператора-психолога;

t_{10} - среднее время консультативного обслуживания обратившегося абонента оператором-психологом;

$P_{35,27}$ - потребность абонента в предоставлении консультативного обслуживания обратившегося абонента оператором-консультантом во время его обслуживания оператором-психологом;

-- первого дозвона:

P_8 - средняя вероятность дозвона оператором-психологом до абонента при первом дозвоне;

σ_{13} - среднее квадратическое отклонение вероятности дозвона оператором-психологом до абонента при первом дозвоне;

-- второго дозвона:

P_9 - средняя вероятность дозвона оператором-психологом до абонента при втором дозвоне;

σ_{14} - среднее квадратическое отклонение вероятности дозвона оператором-психологом до абонента при втором дозвоне;

-- третьего дозвона:

P_{10} - средняя вероятность дозвона оператором-психологом до абонента при третьем дозвоне;

σ_{15} - среднее квадратическое отклонение вероятности дозвона оператором-психологом до абонента при третьем дозвоне.

Приведенные исходные данные возможно разделить на группы следующим образом.

Первая группа описывает параметры истинного вызова:

$$P_{0,1}; P_{5,7}; P_{26,27}; P_{26,42}; P_{42,27}; P_{42,35}; P_{27,42}; P_5; \sigma_{10}; P_6; \sigma_{11}; P_7; \sigma_{12}; P_{34,35}; P_{35,27}; P_8; \sigma_{13}; P_9; \sigma_{14}; P_{10}; \sigma_{15}.$$

Вторая – показатели ложного вызова:

$$P_{6,15}; P_{22,6}; \tau_{22,6}; P_{16,17}; \tau_{16,17}; P_{18,6}; \tau_{18,6}; P_{20,6}; \tau_{20,6}; P_{15,17}; \tau_{15,17}.$$

Третья – показатели технического процесса и внешние условия:

$$t_1; t_2; p_1; t_3; t_4; \sigma_1; t_5; t_6; p_2; \sigma_2; p_3; \sigma_3; p_4; \sigma_4; P_{24,25}; t_7; P_{25,26}; t_8; \sigma_8; t_9; \sigma_8; t_{10}; \zeta C; \tau_{\min}.$$

Приведенные исходные данные являются регулируемым и задаются исследователем в зависимости от требований заказчика.

Таким образом, сформированы исходные данные моделирования, которые в дальнейшем будут использованы при формировании переходных вероятностей и шагов перехода конечной полумарковской цепи, описывающей рассматриваемый процесс в терминах программной среды.

Литература

1. Приложение №11 к Методическим рекомендациям «О развитии, организации эксплуатации и контроля функционирования системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112», 2018 г.

2. Численное определение временных и вероятностно-временных характеристик поглощающих конечных марковских цепей при конечном числе шагов процесса [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, А. М. Деркач, М. Ю. Дробышев, С. Г. Бородин // Междун. конф. «Телекоммуникационные устройства и системы» (REDS-2014); Доклады; Серия: науч. конф. посвящ. Дню радио / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М.: ООО «БРИС-М», 2014. Т. 4 № 2 – С. 115–119.

3. Методика определения оптимального значения регулируемого параметра низкоскоростного протокола передачи данных стандарта MIL-STD-188-141B в двухточечном пакетном коротковолновом соединении [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, С. Г. Кабанович, П. К. Калач, Д. А. Токарев // Техника радиосвязи. 2019. Вып.3 (42). С.69-85. DOI 10.33286/2075-8693-2019-42-69-85.

4. Нахождение характеристик конечных марковских цепей на основе метода фиктивных состояний и его приложение к анализу процесса передачи данных [Текст] / М. Ю. Попов, И. А. Якимова, С. А. Панченко // Радиотехнические и телекоммуникационные системы: науч.-техн. жур. – Муром, 2012. – Вып. 3 (7). – С. 69–72. – ISSN 2221–2574.

5. Математическая модель поиска сигнала широкополосным приемником на множестве рабочих частот на базе многослойной поглощающей конечной марковской цепи [Текст] / М. Ю. Попов, О. Е. Слободсков, А. М. Деркач, А. А. Парфентьев, В. В. Черкасов // Междун. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (РЕУС-2019); Доклады; Серия: науч. конф. посвящ. Дню радио / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М.: ООО «БРИС-М», 2019. – Вып. LXXIV., – С. 124–128. – ISBN 978-5-905278-39-9.

6. Математическое моделирование процесса доведения сообщения в радиосети без обратной связи с повторениями и накоплением информации [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, М. Ю. Дробышев // Информационные технологии в проектировании и производстве: науч.-техн. жур. – Москва, 2010. – №3 – С. 78–83.

7. Конечная полумарковская цепь, описывающая процесс отработки оператором автоматизированного рабочего места АСУ поступившего по радиоканалу сообщения [Текст] / Попов М.Ю., Илющенко В.В., Пономарев А.М., Калач П.К., Киреев Д.А. // Доклады 24-й

международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPА-2022); Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : Вып. XXIV.,– С. 21–25. – ISBN 978-5-905278-49-5.

8. Математическая модель процесса доведения сообщения по радиоканалу управления специальной АСУ как инструмент моделирования информационного конфликта [Текст] / Цимбал В.А., Попов М.Ю., Илющенко В.В., Калганов Е.В., Киреев Д.А. // Доклады 24-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPА-2022); Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : Вып. XXIV.,– С. 26–31. – ISBN 978-5-905278-49-5.

9. Математическая модель процесса доведения сообщения по радиоканалу управления специальной АСУ в условиях энергетического и информационного воздействия на базе конечной марковской цепи с доходами [Текст] / Цимбал В.А., Попов М.Ю., Илющенко В.В., Калганов Е.В., Деркач А.М. // Доклады 24-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPА-2022); Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : Вып. XXIV.,– С. 70–75. – ISBN 978-5-905278-49-5.

THE DESCRIPTION OF INITIAL DATA OF MODELLING OF PROCESS OF SERVICE BY THE OPERATOR OF SYSTEM OF MAINTENANCE OF THE CALL OF EMERGENCY OPERATIVE SERVICES UNDER UNIFORM NUMBER «112» ADDRESSED SUBSCRIBERS

Dr.Sci.Tech. Popov M. Yu.¹, Cand.Tech.Sci. Devyatyyarov V.B.², Popov R.V.³,
Ivanov I.B.¹, Popova N.V.¹

¹Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great

²Joint-stock company corporation «Moscow institute of heat engineering»

³16 Central scientific research institute of the Ministry of Defence of the Russian Federation

In article initial data of modelling of process of service of the addressed subscriber by the operator of system of maintenance of a call of emergency operative services under uniform number «112» are presented at reception of the message on incident or an extreme situation taking into account a possible false call and cases of absence or not completely expressed demand about incident.



ИССЛЕДОВАНИЕ ПЕРСПЕКТИВ ПРИМЕНЕНИЯ ИНТЕРВАЛЬНОГО МЕТОДА КОРРЕКЦИИ В ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ СИСТЕМЕ КЛАССОВ ВЫЧЕТОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ НАДЕЖНОСТИ РЕАЛИЗАЦИИ SPN-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

асп. Проворнов И.А., проф., д.т.н. Калмыков И.А.

Северо-Кавказский федеральный университет

Аннотация. Статья посвящена вопросу повышения надёжности аппаратной реализации преобразований SubBytes и MixColumns криптографического алгоритма AES. В качестве способа повышения надёжности рассматривается применение корректирующего кода, реализованного в полиномиальной системе классов вычетов с двумя информационными и двумя контрольными основаниями. В статье приводится обоснование выбора полиномов-оснований, выводится формула расчета интервала ошибки для рассматриваемой арифметической системы, дается оценка её вычислительной сложности и целесообразности дальнейшего применения.

Введение

В современном мире, когда все больше информации передаётся по различным информационно-телекоммуникационным системам, актуальной является проблема её защиты от несанкционированного доступа, перехвата и изменения содержания в процессе передачи. В качестве одного из методов решения этой проблемы в настоящее время используются различные технологии криптографической защиты информации, которые уже широко применяются в различных областях, включая банковское дело, медицину, правительственные организации, торговлю и т.д.

Вместе с тем, в обеспечении качества шифрования важную роль играет аппаратная надёжность шифратора. Некорректная работа шифратора может привести к утечке ключей шифрования, ошибкам в процессе шифрования и дешифрования, а также к другим проблемам, которые могут снизить уровень безопасности передаваемых данных. Таким образом, важной является задача обеспечения высокой надёжности аппаратной реализации шифрования.

Материалы и методы исследования

Одним из наиболее широко используемых стандартов шифрования в мире является алгоритм AES, который считается стандартом национального уровня многих современных государств. AES – симметричный блочный алгоритм шифрования, разбивающий входную последовательность данных на блоки фиксированной длины, которые затем обрабатываются независимо друг от друга.

В процессе шифрования каждый блок проходит через несколько раундов (этапов), в которых происходят следующие операции [1]:

1. Замена байтов (SubBytes). Каждый байт заменяется на соответствующий ему байт из заранее определенной таблицы замен (S-Box).
2. Сдвиг строк (ShiftRows). Каждая строка блока циклически сдвигается на определенное количество позиций.
3. Смешивание столбцов (MixColumns). Каждый столбец блока перемешивается с помощью матричного умножения.
4. Добавление ключа (AddRoundKey). К каждому байту блока добавляется соответствующий ему байт из ключа.

С точки зрения аппаратной надёжности наиболее уязвимыми являются процедуры SubBytes и MixColumns, поэтому задача повышения надёжности реализации алгоритма AES сводится к совокупности задач повышения надёжности процедур смешивания столбцов и замены байтов. Для решения этих частных задач необходимо последовательно выполнить разработку:

- 1) математических моделей выполнения процедур SubBytes и MixColumns;
- 2) структурных моделей, соответствующих разработанным математическим моделям.

В свою очередь элементом разработки математической модели является выбор математического аппарата, применение которого позволит получить наибольший положительный эффект.

В рамках этой задачи необходимо разработать алгоритм, позволяющий обнаруживать и исправлять ошибки, возникающие при реализации SubBytes и MixColumns, вызванные аппаратными сбоями и отказами в шифраторе.

Так как выходным значением обоих преобразований являются числа одинаковой размерности (8 бит), целесообразно использовать такие методы повышения надёжности, которые в ходе обработки выходного

значения позволяют обнаружить и исправить возникшие ошибки. Универсальность алгоритма должна обеспечить возможность его применения для всех рассматриваемых процедур (SubBytes и MixColumns).

В системах криптографической защиты информации для решения подобных задач используются корректирующие коды в полиномиальных системах классов вычетов (ПСКВ), в которых число представляется в виде набора остатков от его деления на полиномы-основания P_i :

$$A = (\alpha_1(x), \alpha_2(x) \dots \alpha_k(x), \alpha_{k+1}(x), \alpha_{k+2}(x) \dots \alpha_n(x)), \quad (1)$$

где $\alpha_i(x)$ – информационные и контрольные остатки,

k – количество информационных остатков,

n – общее количество остатков/

В настоящее время известны несколько видов корректирующих кодов в ПСКВ, различающихся [2]:

- способами нахождения остатков;

- способами определения местоположения и глубины возникающих ошибок.

Целью данной работы является исследование перспектив применения интервального метода коррекции в ПСКВ для повышения надежности выполнения процедур SubBytes и MixColumns.

Данный метод заключается в детектировании ошибки по значению интервала G , для вычисления которого необходимо выполнить следующие промежуточные операции:

1) Для каждого основания p_i вычислить ортогональный базис B_i :

$$P_i = \frac{P_{полн}}{p_i}, \quad (2)$$

где $P_{полн} = \prod_{i=1}^n p_i$ – полный диапазон ПСКВ,

$$\delta_i = P_i \bmod p_i, \quad (3)$$

$$\delta_i m_i \equiv 1 \bmod p_i, \quad (4)$$

где m_i – вес ортогонального базиса,

$$B_i = m_i P_i, \quad (5)$$

2) Для каждого основания p_i вычислить значение S_i :

$$S_i = \frac{B_i}{P_{раб}}, \quad (6)$$

где $P_{раб} = \prod_{i=1}^k p_i$ – рабочий диапазон ПСКВ.

3) Для каждого информационного основания вычислить значение B_i^* :

$$B_i^* = B_i \bmod P_{раб}. \quad (7)$$

4) Выполнить прямое преобразование обрабатываемого числа из позиционного кода в модулярный код:

$$A = (\alpha_1(x), \alpha_2(x) \dots \alpha_i(x) \dots \alpha_n(x)), \quad (8)$$

где $\alpha_i(x) = A \bmod p_i$.

5) Вычислить ранг безызбыточной системы:

$$r^* = \left[\frac{\sum_{i=1}^k \alpha_i \cdot B_i^*}{P_{раб}} \right]. \quad (9)$$

Вычисление интервала ошибки G :

$$G = \left[\sum_{i=1}^n \alpha_i \cdot S_i + r^* \right]_{P_{\text{контр}}}, \quad (10)$$

где $P_{\text{контр}} = \prod_{i=k+1}^n p_i$ – контрольный диапазон ПСКВ.

По значению интервала G можно однозначно установить факт возникновения и локализацию ошибки, что является достаточной информацией для её устранения.

Для решаемой задачи необходимо выбрать такие информационные основания, чтобы с минимальной избыточностью можно было представить в ПСКВ значение входного байта. Предлагается в качестве информационных оснований использовать полиномы:

$$p_1 = x^4 + x + 1, \quad (11)$$

$$p_2 = x^4 + x^3 + 1. \quad (12)$$

Известно, что для обнаружения и исправления однократных ошибок достаточно двух контрольных оснований, удовлетворяющих условию [3]:

$$\text{deg}(p_k) \leq \text{deg}(p_{k+1}). \quad (13)$$

Тогда в качестве контрольных оснований целесообразно использовать полиномы:

$$p_3 = x^5 + x^2 + 1, \quad (14)$$

$$p_4 = x^5 + x^3 + 1. \quad (15)$$

С учетом определения оснований используемой ПСКВ ортогональные базисы в соответствии с (2-5):

$$B_1 = x^{19} + x^{18} + x^{17} + x^{14} + x^9 + x^7 + x^5, \quad (16)$$

$$B_2 = x^{17} + x^{16} + x^{15} + x^{13} + x^{10} + x^8 + x^7 + x + 1, \quad (17)$$

$$B_3 = x^{13} + x^{12} + x^{11} + x^9 + x^8 + x + 1, \quad (18)$$

$$B_4 = x^{17} + x^{15} + x^{13} + x^{12} + x^9 + x^7 + x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + x^2 + x + 1. \quad (19)$$

Значения S_i для четырёх оснований в соответствии с (6) и значения B_i^* для двух информационных оснований в соответствии с (7):

$$B_1^* = x^7 + x^5 + x^3 + x^2, \quad (20)$$

$$B_2^* = x^7 + x^5 + x^3 + x^2 + 1. \quad (21)$$

$$S_1 = x^{11} + x^9 + x^7 + x^5 + x^2, \quad (22)$$

$$S_2 = x^9 + x^7 + x^3 + x, \quad (23)$$

$$S_3 = x^5 + x^3 + 1, \quad (24)$$

$$S_4 = x^9 + x^8 + x^6 + x^4 + x^3 + x^2 + 1. \quad (25)$$

Тогда ранг безызбыточной системы (9):

$$r^* = \frac{\alpha_1 \cdot (x^7 + x^5 + x^3 + x^2) + \alpha_2 (x^7 + x^5 + x^3 + x^2 + 1)}{P_{\text{раб}}}. \quad (26)$$

Расчет выражений (16 - 26) позволяет получить в аналитическом виде выражение для нахождения интервала G , которое будет иметь вид:

$$G = \left[\alpha_1 \cdot S_1 + \alpha_2 \cdot S_2 + \alpha_3 \cdot S_3 + \alpha_4 \cdot S_4 + r^* \right]_{P_{\text{контр}}} =$$

$$= \left[\begin{array}{l} \alpha_1 \cdot (x^{11} + x^9 + x^7 + x^5 + x^2) + \alpha_2 \cdot (x^9 + x^7 + x^3 + x) + \alpha_3 \cdot (x^5 + x^3 + 1) + \\ + \alpha_4 \cdot (x^9 + x^8 + x^6 + x^4 + x^3 + x^2 + 1) + \\ + \frac{\alpha_1 \cdot (x^7 + x^5 + x^3 + x^2) + \alpha_2 \cdot (x^7 + x^5 + x^3 + x^2 + 1)}{P_{\text{раб}}} \end{array} \right]_{P_{\text{контр}}}, \quad (27)$$

где $P_{\text{раб}} = x^8 + x^7 + x^5 + x^4 + x^3 + x + 1$,

$P_{\text{контр}} = x^{10} + x^8 + x^7 + x^5 + x^3 + x^2 + 1$.

Заключение

Таким образом, применение интервального метода коррекции в полиномиальной системе классов вычетов для повышения надежности реализации SPN-преобразований SubBytes и MixColumns требует выполнения 11 арифметических действий:

- 6 операций умножения;
- 4 операции сложения;
- 1 операция деления.

Кроме того, высокая разрядность обрабатываемых чисел требует значительных вычислительных ресурсов.

Совокупность этих фактов позволяет сделать вывод о целесообразности:

- разработки альтернативных методов повышения аппаратной надежности SPN-систем;
- проведения сравнительного анализа существующих и разработанных методов.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-21-00036, <https://rscf.ru/project/23-21-00036/>.

Литература

1. Кузьмин, Т. В. Криптографические методы защиты информации: моногр. / Т.В. Кузьмин. - Москва: Машиностроение, 1998. - 192 с.
2. Червяков Н.И., Сахнюк П.А., Шапошников А.В., Ряднов С.А. Модулярные параллельные вычислительные структуры нейропроцессорных систем. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. – 288 с.
3. Калмыков И.А., Математические модели нейросетевых отказоустойчивых вычислительных средств/ Под ред. Н.И. Червякова. – М.: ФИЗМАТ-ЛИТ, 2005. – 276 с.

INVESTIGATION OF THE PROSPECTS FOR THE APPLICATION OF THE INTERVAL CORRECTION METHOD IN A POLYNOMIAL SYSTEM OF DEDUCTION CLASSES TO INCREASE THE RELIABILITY OF THE IMPLEMENTATION OF SPN TRANSFORMATIONS

postgraduate student Provornov I.A.,
prof., doctor. tech. sci. Kalmykov I.A.

North-Caucasus Federal University

The article is devoted to the issue of improving the reliability of the hardware implementation of the SubBytes and MixColumns transformations of the AES cryptographic algorithm. The use of a correction code implemented in a polynomial system of deduction classes with two information and two control bases is considered as a way to increase reliability. The article provides a justification for the choice of base polynomials, a formula for calculating the error interval for the arithmetic system under consideration is derived, an assessment of its computational complexity and the expediency of further application is given.



**О КРИТИЧЕСКИХ ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЯХ ДЛЯ СКОРОТЕЧНЫХ
СОВРЕМЕННЫХ ВЫСОКОАВТОМАТИЗИРОВАННЫХ БОЕСТОЛКНОВЕНИЙ
НА ПРИМЕРЕ ГРУППОВОГО ПРИМЕНЕНИЯ МОДИФИЦИРОВАННЫХ ИСТРЕБИТЕЛЕЙ
F-16 И ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ ЕМУ**

с.н.с.к., ф.-м. н. Романец А.В.

ФГУП «НТЦ «Орион»

На примере группового применения истребителей F-16 новых модификаций Block 70/72 и Viper рассмотрены технологические тенденции, концепции и направления, активно разрабатываемые на сегодняшний день в США и странах НАТО. Рассматриваются применяемые инфокоммуникационные технологии, включая системы связи на основе лазерного излучения в свободном пространстве, алгоритмы управления и группового поведения, методы машинного обучения и современные концепции живучести и авионики, включая бортовую искусственную иммунную систему. Предложена классификация мер и методов противодействия.

Введение

Современный период времени характеризуется обострением экономических и политических противоречий во всем мире. Помимо многочисленных локальных конфликтов имеет место глобальное геополитическое противостояние развитых капиталистических экономик (стран – членов НАТО и ЕС, а также Японии и Южной Кореи) во главе с США и интенсивно развивающихся стран Азиатско-Тихоокеанского региона, Африки и Латинской Америки. Особая роль в указанных процессах принадлежит Российской Федерации, которая в силу географического положения, запасов природных ресурсов, научно-технического и трудового потенциала, а также многонационального состава населения и культурно-исторических традиций являет собой существенное препятствие для окончательного закрепления «однополярной модели» мира и диктата так называемых (псевдо-)либеральных «общечеловеческих ценностей». Неудивительно, что на протяжении более чем 20 последних лет страны «коллективного Запада» в нарушении официально установленного мирового порядка и главенства в решении международных вопросов межгосударственных структур, таких как ООН, ОБСЕ и других, ведут против Российской Федерации и ее государств-партнеров необъявленную гибридную войну, о чем неоднократно говорили в своих выступлениях Президент Российской Федерации В.В. Путин [1], министр обороны РФ С.К. Шойгу [2], министр иностранных дел РФ С.В. Лавров [3], другие официальные лица, политические и общественные деятели Российской Федерации.

Апофеозом такой необъявленной войны стало массовое оказание военной помощи киевскому режиму на Украине, незаконно пришедшему к власти в результате переворота 2014 года [4]. Более того, западные страны и их технологические корпорации, не взирая на жертвы среди населения Украины, проводят целенаправленную политику испытания новых видов вооружений, технологий и концепций на театре действий специальной военной операции (СВО). Тем самым создается задел для применения «технологий превосходства» в вооруженных конфликтах как с развивающимися, так и технологически развитыми странами (Китай, Россия, Иран и т.п.).

В этой связи чрезвычайно важным представляется не только анализ конкретных образцов вооружения и техники и сравнение их тактико-технических характеристик (ТТХ) с соответствующими отечественными образцами, но и выявление комплексных тенденций в разработке и использовании технологий нового поколения, применяемых не только в рамках отдельных изделий, но и комплексов и систем. Речь прежде всего идет о технологиях слаженного группового применения различных сил и средств, относящихся в том числе и к различным родам войск. Основой таких технологий являются технологии «мульти-спектрального видения», современные инфокоммуникационные технологии с использованием дублирования и повышенной защищенности, технологии автоматизированного и автоматического анализа обстановки и принятия решений, именуемые в просторечии технологиями «искусственного интеллекта» (ИИ), а также алгоритмы распознавания образов и сигналов, алгоритмы функционирования автономных (в том числе беспилотных) устройств и алгоритмы управления группой устройств и изделий, используемых для достижения поставленной цели. Разумеется, нельзя обойти вниманием и ставшие уже «классикой» задачи энерговооруженности, энерго-эффективности устройств, систем и изделий, эргономики и эффективных и надежных человеко-машинных интерфейсов.

По мнению командования НАТО и многочисленных западных аналитиков, существенное влияние на ход СВО может оказать поставка Украине истребителей F-16. С другой стороны, согласно высказываниям не

только отечественных [5], но и западных [6] экспертов, поставки однодвигательных истребителей 4-го поколения F-16 не смогут изменить ход СВО.

В настоящей работе на основании данных открытых источников проведен анализ возможных направлений повышения эффективности использования истребителей F-16 на театре действий СВО. Рассматриваются примеры реализации ряда современных тенденций технологического развития западных систем вооружений, одним из ключевых аспектов которых является групповое применение с использованием современных достижений и разработок в вышеперечисленных ключевых («критических») технологиях. Также рассматриваются возможные направления и методы противодействия, как «первой очереди» (с использованием имеющихся сил и средств), так и «на перспективу» (т.е. с необходимостью специализированных отечественных научных и технологических исследований и разработок).

1. Современные технологические тренды для группового применения высокоавтоматизированных систем и вооружений стран НАТО на примере модифицированных истребителей F-16

Американский однодвигательный истребитель 4-го поколения F-16 (легкий вариант истребителя F-15) является, пожалуй, самым массовым истребителем в армиях США и 24-х других стран, включая государства азиатско-тихоокеанского региона, например, Пакистан и Тайвань. Утверждается, что летные характеристики, включая аэродинамические характеристики планера и параметры двигательной установки, данного истребителя уступают соответствующим характеристикам в частности российских самолетов. В результате F-16 имеет меньшую скорость взлета, меньшую скорость набора высоты и маневренность. Так же современные самолеты РФ (МиГ-31, Су-27, Су-35) имеют более мощное вооружение и более дальнедействующие бортовые радио-локационные станции (РЛС) [7, 8].

Вместе с тем, согласно анализу, приведенному в статье на портале Sohu [9], в реальности истребители F-16 одержали более 50 побед в боях с советскими и российскими истребителями и не потерпели ни одного поражения. Следует отметить, однако, что во всех рассмотренных инцидентах, за исключением поражения Су-24 на границе Сирии и Турции, пилотировали российскую технику не российские пилоты. Помимо этого выдвигались утверждения о невозможности, например, для российских самолетов Су-30 противодействовать групповому применению F-16 [10], а также о возможности противодействия F-16 российским комплексам С-400 и С-500 [11].

С момента начала эксплуатации было зафиксировано 671 крушение F-16 Fighting Falcon, в которых погибли 208 пилотов и 98 человек, оказавшихся в зоне падения самолётов. Из них ВВС США потеряли 286 самолётов. Боевые потери F-16 за всё время участия в локальных войнах составили около 160 истребителей. Большая часть боевых потерь по всей видимости приходится на противодействие средствами ПВО.

Дальнейшее применение F-16 связывают с модификацией Block 70/72 [12]. В отношении сути новой модификации в экспертной среде существуют различные мнения. Многие эксперты сводят новую модификацию Block 70/72 к модернизации электронных систем и компонентов (включая РЛС) более ранних версий. При этом подчеркивается, что летные характеристики модернизированных F-16 остаются прежними и уступают летным характеристикам современных российских самолетов. Вместе с тем новую модификацию связывают с экспериментальной модификацией F-16 Viper («Гадюка»), впервые испытанной в полете в 2015 году. Весной этого года компания Lockheed Martin представила первый серийный самолет этого проекта [13].

По всей видимости речь идет о двух вариантах новой модификации. Первый вариант состоит в модернизации электронных систем и компонентов и, возможно, изменении каких-либо внутренних узлов и деталей самолета с целью повышения его живучести (например, дублирование и усовершенствование малоразмерных критических компонентов топливной системы). Второй вариант, о котором и сообщается в [13], помимо новой электроники предполагает модификацию планера и (возможно) отдельных компонентов топливного тракта и двигательной установки.

Это подтверждается анализом сумм соответствующих контрактов Министерства обороны США для поставок модифицированных F-16 другим государствам. Так Министерство обороны США заключило контракт на сумму 996,8 млн долларов с Lockheed Martin на модернизацию 84-х самолётов F-16 ВВС Греции с версии Block 50/52 до версии Block 70/72, что составляет порядка 12 млн. долларов США за самолет. Одновременно с этим суммы перспективных контрактов с Болгарией и Словакией [12] (1,256 млрд. долларов за 8 и 2,91 млрд. долларов за 14 самолетов F-16 Block 70/72 соответственно) дают значение от 157 до 207

млн. долларов США за самолет. Отметим, что указанные значения больше, чем стоимость различных модификаций истребителя F-35 (от 95 до 125 млн. долларов США за самолет).

Приведенные финансовые показатели для различных контрактов по поставке модифицированных F-16 подтверждают, что модификация может проводиться в двух вариантах, как было указано выше. Рассмотрим предысторию возникновения модификации F-16 Viper. Согласно, например, [14] модификация в части планера была разработана на базе модификации F-16N 1994 года – учебно-тренировочного самолета максимально облегченной конфигурации, предназначенного для имитации высокоманевренных российских самолетов МиГ-29 и Су-27. Таким образом, мы видим, что второй вариант модификации F-16 Block70/72 на базе нового F-16 Viper может иметь усовершенствованные летные характеристики.

Оставляя рассмотрение современного ракетного вооружения F-16 до раздела 2 настоящей работы, отметим основные «новшества» в части электроники. Сюда следует отнести новую бортовую РЛС с активной фазированной решёткой APG-83 (SABR), которая может обнаруживать и идентифицировать цели в воздухе и на земле на дальних расстояниях, а также бортовой комплекс радио-электронной борьбы (РЭБ) с системами постановки помех, систему целеуказания, интегрированную в шлем пилота, и аппаратуру передачи данных по стандарту Link 16. В комплектацию истребителя могут быть включены подвесные контейнеры целеуказания AN/AAQ-33 Sniper, обеспечивающие более точное наведение авиационного вооружения в дневное и ночное время суток. Данные подвесные контейнеры, равно как и дополнительные внешние "отсеки" на фюзеляже для размещения системы РЭБ несколько увеличивают эффективную площадь рассеяния (ЭПР) самолёта.

Ряд зарубежных экспертов указывают, что электроника модификации Block 70/72 "почти идентична" бортовой электронике истребителей F-22 и F-35. Наличие линии передачи данных по стандарту Link 16 позволяет истребителям F-16 Block 70/72 обмениваться тактической информацией в реальном масштабе времени не только между собой, но также и с самолётами пятого поколения, равно как и с комплексами дальней радио-локационной разведки (ДРЛО) AWACS и наземными комплексами ПВО и ПРО, такими как ЗРК Patriot и NASAMS. Более того, благодаря разработкам в области лазерных оптических систем связи в свободном пространстве [15-19] возникает возможность дублирования каналов связи в ситуации активного применения противником средств РЭБ, а также обеспечения связи со спутниковым сегментом.

Чтобы правильно оценивать комплексное влияние модифицированной электроники новой модификации F-16 на возможности его применения, включая групповое применение и взаимодействие с другими системами вооружений, необходимо отметить, что компанией, ответственной за разработку новой модификации в части электроники, является Northrop Grumman (Northrop до 1994 года). Указанная компания является одним из лидеров американского высокотехнологического рынка в части разработок авиационной и космической техники [20]. Ее отдельными специализациями являются разработка лазерных технологий для нужд аэро-космического сектора и разработка и применение в авиации алгоритмов управления группой объектов и адаптивных алгоритмов для автономного либо полуавтономного функционирования самолетов различного назначения. Находясь во взаимодействии как с Lockheed Martin и General Dynamics, так и с Boeing [21], Northrop Grumman является разработчиком или одним из разработчиков бортовых электронных систем, а также систем и алгоритмов управления для таких летательных аппаратов (включая беспилотные), как:

- бомбардировщик-невидимка B-2 Steals;
- перспективный бомбардировщик-невидимка B-21 (B-3);
- автономный (беспилотный) многоразовый космический корабль Boeing X-37;
- перспективный беспилотный реактивный самолет X-47B;
- разведывательные и разведывательно-ударные беспилотные летательные аппараты RQ-4B Global Hawk, MQ-9 Reaper, MQ-4C Triton.

Известно, что в ходе эксплуатации истребителей F-22 и F-35 были выявлены серьезные проблемы в двигательных установках и системах жизнеобеспечения пилотов. Указанные проблемы явились следствием конструктивных просчетов и недоработок, а их исправление потребует дополнительных усилий, материальных затрат и времени. Вместе с тем отработка перспективных концепций, алгоритмов и систем мониторинга тактической обстановки, управления и обмена данными между объектами – участниками боевого применения (самолетами различного назначения и системами и вооружениями наземного и спутникового секторов) возможна на базе многократно проверенных в применении модифицированных

истребителей F-16. С учетом вышеприведенных данных такой подход имеет как военно-технологические, так и коммерческие перспективы.

Особенности научно-технической политики и бизнес-технологии инновационных разработок в США и других странах НАТО позволяют отследить основные тенденции и концепции «закрытых» проектов и направлений, в том числе и чисто военного применения, на основе анализа открытых источников о разработках в университетско-академической среде и коммерческих компаниях публичного сектора. По данным открытых источников можно выделить следующие перспективные направления и технологические тенденции в рассматриваемой области [22-26]:

- новые концептуальные подходы и технологические реализации концепции живучести;
- новые концепции в авионике для самолетов военного назначения;
- концепция бортовой искусственной иммунной системы (Artificial Immune System – AIS).

Указанные направления не являются изолированными, а оказываются тесно взаимосвязанными между собой на пути единого концептуального подхода и интеграции технических решений в едином инженерно-физическом и информационном пространстве. Концептуальным ядром такого рода интеграции являются:

- единая модель оперативно-тактического окружения и угроз (воздействий);
- модель и схема мониторинга и сбора данных как о собственном состоянии истребителя, так и об оперативно-тактическом окружении, включая как объекты противника, так и объекты-участники своей стороны (принадлежности);
- модель и схема инфокоммуникационного взаимодействия с объектами-участниками своей стороны (принадлежности);
- группа логистических алгоритмов и алгоритмов группового поведения, включая алгоритмы имитации «роя»;
- группа алгоритмов машинного обучения;
- модель и схема человеко-машинного взаимодействия (интерфейса) с режимами разграничения полномочий пилота и автоматизированной бортовой системы и возможностью переключения между ними.

Указанные тенденции, концепции и направления нашли свое отражение в архитектуре, программной и аппаратной реализации бортовой системы управления истребителя F-35 [27]. Выше отмечалось, что система управления и бортовая электроника F-35 с высокой степенью вероятности подобна системе управления и бортовой электроники F-16 Block 70/72.

2. Критические технологии противодействия групповому применению высокоавтоматизированных систем и вооружений

Критические технологии противодействия групповому применению высокоавтоматизированных систем и вооружений могут быть рассмотрены на примере противодействия групповому применению F-16 с использованием самолетов ДРЛО и спутникового сегмента. Такие технологии могут быть классифицированы:

- по времени развертывания и внедрения (первоочередные, среднесрочные, перспективные);
- по сектору (типу) задействованных сил и средств (истребительная авиация, БПЛА, самолеты ДРЛО, наземные РЛС, включая загоризонтные, системы ПВО и ПРО, спутниковый сегмент);
- по уровню технической реализации.

Уровни технической реализации имеют свою специфику для каждого из секторов (типов) задействованных сил и средств, однако соответствуют следующей общей классификации:

- физический уровень (типы и форма сигналов, включая дальний диапазон СВЧ, ИК- и оптическое лазерное излучение);
- радиотехнический и схемотехнический уровень;
- инженерно-технический уровень, включающий решения по аэродинамической оптимизации, повышению надежности, малозаметности, живучести и т.п.
- уровень алгоритмов и систем управления;
- организационно-технический уровень, включающий модели и схемы логистики и обеспечения инфокоммуникационного взаимодействия.

Каждому уровню технологий противодействия и каждому сектору (типу) применяемых сил и средств должны быть поставлены в соответствие технологии и средства, которые могут быть задействованы в

групповом применении F-16. Например, для первоочередного развертывания технологий первого, второго и четвертого уровней критическим является использование F-16 высокоскоростных противорадиолокационных ракет AGM 88 HARM и ракет «воздух-воздух» дальнего радиуса действия системы AMRAAM.

Заключение

В настоящей работе рассмотрены технологические тенденции, направления и концепции для применения в современных скоротечных высокоавтоматизированных боестолкновениях на примере группового применения новых модификаций истребителей F-16 – Block 70/72 и Viper. Предложена классификация мер противодействия такому применению.

Литература

1. В.В. Путин Послание Президента Федеральному Собранию. URL: <http://duma.gov.ru/legislative/documents/president/>
2. Шойгу С.К. Выступление на заседании коллегии Минобороны РФ. Полный текст. URL: https://aif.ru/politics/russia/vystuplenie_sergeya_shoygu_na_zasedanii_kollegii_minoborony_polnyy_tekst
3. Лавров С.В. Выступление в ходе открытых дебатов Совета Безопасности ООН, Нью-Йорк, 24 апреля 2023 года. URL: <https://www.youtube.com/watch?v=j9-xpcbdC1o>
4. Глава ЕК Фон дер Ляйен выступила против прекращения огня на Украине. URL: <https://iz.ru/1521344/2023-05-31/glava-ek-fon-der-liaien-vystupila-protiv-prekrashcheniia-ognia-na-ukraine>
5. Где Украина спрячет от России истребители F-16, Газета «Взгляд». URL: <https://vz.ru/world/2023/5/24/1213244.html>
6. Пилот BBC США: Истребители F-16 не будут решающим фактором в СВО, Газета «Взгляд». URL: <https://vz.ru/news/2023/5/22/1213064.html>
7. Военный эксперт назвал американский истребитель F-16 устаревшим, «Известия». URL: <https://iz.ru/1518564/2023-05-25/voennyi-ekspert-nazval-amerikanskii-istrebitel-f-16-ustarevshim>
8. Colonel Daniel Davis: After Bakhmut, Is Russia Still Advancing? URL: <https://www.youtube.com/watch?v=eLkUhnAxTy0>
9. Sohu назвало число побед F-16 в боях с самолётами советского и российского производства - 65:0, «Военное обозрение». URL: <https://topwar.ru/168540-sohu-nazvalo-chislo-pobed-f-16-nad-samoletami-sovetskogo-i-rossijskogo-proizvodstva-v-bojah-650.html>
10. Sohu: российский истребитель Су-30 проиграл бой американским F-16, «Военное обозрение». URL: https://www.topnews.ru/news_id_365395.html
11. SOHU: у F-15 И F-16 есть шанс «обмануть» зенитные ракеты российского ЗПК С-500. URL: <https://www.aviaport.ru/digest/2019/12/20/619867.html>
12. F-16 Block 70/72 — the World's Newest and Most Advanced 4th Generation Fighter, Lockheed Martin press release. URL: https://www.lockheedmartin.com/content/dam/lockheed-martin/aero/documents/F-16/Jan20_Product%20Card%20F-16%20Block%207072%20media.pdf
13. First F-16 Block 70 Emerges From Lockheed Martin's New Factory—128 More on Order, «Air and Space Forces». URL: <https://www.airandspaceforces.com/first-f-16-block-70-emerges-from-lockheed-martins-new-factory-128-more-on-order/>
14. F-16 Viper: предистория. URL: <http://www.airwar.ru/enc/fighter/f16n.html>
15. Игнатов А. Военное применение лазерной техники набирает обороты // Фотоника №4/52, 2015, С. 126-138
16. Сысуев С., Умеренков С., Игнатов С., Акатьев С. Боевые лазеры: состояние и перспективы. // Армейский сборник № 4, апрель, 2020, С. 71-79.
17. Ростопчин В. Лазерные комплексы и системы, особенности применения и оценка перспектив. //°Researchgate,°March°2021.°URL:

https://www.researchgate.net/publication/350312660_Lazernye_kompleksy_i_sistemy_osobennosti_prime_nenia_i_ocenka_perspektiv

18. Лазерная система связи Airbus для гражданских самолётов может быть использована для беспилотников-разведчиков. URL: <https://www.ferra.ru/news/techlife/sozdana-lazernaya-sistema-svyazi-dlya-samolyotov-10-04-2021.htm>
19. Сычев А. Военную авиацию США оснастят лазерной связью. // «Новые известия», выпуск от 01.02.2022. URL: <https://newizv.ru/news/2022-02-01/teper-ne-zaglushit-voennuyu-aviatsiyu-ssha-osnastyat-lazernoy-svyazyu-349710>
20. Official channel for Northrop Grumman Corporation. URL: <https://www.youtube.com/channel/UCiTTe3mBodoZVGVhQDpEFjg>
21. Tirpak J.A. Launching the new bomber. // AIR FORCE Magazine, Jan. 2016, pp. 42-47
22. Prelipcean G., Boscoianu M., Moisescu F. New ideas on the artificial intelligence support in military applications, in Recent Advances in Artificial Intelligence, Knowledge Engineering and Data Bases, AIKED'10, 2010.
23. Howard C. Avionics: ahead of the curve // Military & Aerospace electronics: Avionics innovations. 24(6), 2013. pp. 10-17.
24. Howard C. Data in demand: answering the call for communications // Military & Aerospace electronics: Wearable Electronics. 27(9), 2016.
25. Wilson J.R. Shrinking boards into systems on chip // Military & Aerospace electronics: Buyer's Guide. 27(3), 2016. pp. 19-25.
26. Courtney J.K. Hybrid processor architectures meet demands for SWaP // Military & Aerospace electronics: Avionics upgrades. 26(2), 2015. pp. 18-24.
27. Fraioli S.A. Intelligence Support for the F-35A Lightning II // Air & Space Power Journal. 30(2), 2016. pp. 106-109.

CRITICAL INFOCOMMUNICATION TECHNOLOGIES FOR FAST-MOVING MODERN HIGHLY AUTOMATED COMBAT CLASHES ON THE EXAMPLE OF MODIFIED F-16 FIGHTERS GROUP ATTACK AND COUNTERACTION MEASURES FOR IT

Andrey V. Romanets, Ph.D. in Phys&Math,
senior research scientist

FGUP NTC «Orion»

On the example of group attack of F-16 fighters new modifications Block 70/72 and Viper the technological trends, concepts and new research directions which actively developed today in the United States and NATO countries are considered. Infocommunication technologies used are considered, including communication systems based on laser radiation in free space, control and group behavior algorithms, machine learning methods and modern concepts of survivability and avionics, including the onboard artificial immune system. Classification of countermeasures and methods is proposed.



МЕТОДИКА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССА ОБСЛУЖИВАНИЯ ВЫЗОВА АБОНЕНТА СИСТЕМОЙ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ВЫЗОВА ЭКСТРЕННЫХ ОПЕРАТИВНЫХ СЛУЖБ ПО ЕДИНОМУ НОМЕРУ «112»

д.т.н., доц. Попов М.Ю.¹, к.т.н. Слободсков О.Е.²,
к.т.н. Калганов Е.В.¹, Попова Н.В.¹, асп. Иванов И.Б.¹

¹Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого
²АО «Российский институт мощного радиостроения»

В статье представлена методика определения вероятностно-временных характеристик процесса обслуживания вызова абонента системой обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112» с учетом отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии в условиях навязывания ложной информации. Представлен расчет вероятностно-временных характеристик процесса.

Известен типовой алгоритм действий операторов системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112», который регламентирует действия оператора при получении сообщения о происшествии или чрезвычайной ситуации с учетом случаев отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии [1]. На базе полумарковской цепи разработана математическая модель процесса обслуживания вызова от абонента оператором системы при получении сообщения о происшествии или чрезвычайной ситуации с учетом отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии в условиях навязывания абонентом ложной информации. На базе этой модели создана соответствующая методика, основные этапы ее таковы.

1. Формирование исходных данных с учетом ограничений, допущений и требований.
 - 1.1 Модельные параметры.
 - 1.2 Параметры истинного вызова и абонента, его осуществляющего.
 - 1.3 Параметры ложного вызова и абонента, его осуществляющего.
 - 1.4 Параметры операторов системы-112 и дежурно-диспетчерской службы (ДДС).
 - 1.5 Параметры оператора-консультанта, оператора-психолога, подсистемы IVR (голосовая интерактивная поддержка).
 - 1.5.1 Подсистемы IVR.
 - 1.5.2 Оператора-консультанта.
 - 1.5.3 Оператора-психолога.
- 2 Формирование переходных вероятностей и шагов перехода поглощающей конечной полумарковской цепи, описывающей процесс.
- 3 Формирование матрицы переходных вероятностей.
 - 3.1 Проверка стохастичности МПВ.
4. Формирование матрицы шагов перехода.
5. Определение ВВХ процесса.
 - 5.1 Определение ВВХ в динамике шагов процесса.
 - 5.1.1 Формирование вектора начальных состояний.
 - 5.1.2 Формирование уравнения Колмогорова-Чепмена в матричной форме.
 - 5.2 Определение ВВХ в динамике времени процесса.
 - 5.2.1 Формирование вектора-столбца частных средних шагов перехода.
 - 5.2.2 Формирование единой оси времени.
 - 5.2.3 Формирование функций ВВХ.
 - 5.2.4 Расчет и построение графиков ВВХ.
6. Определение временных характеристик (ВХ) процесса
 - 6.1 Определение средних времен достижения состояний процесса численным оценочным способом.
 - 6.1.1 Расчет среднего времени обслуживания абонента.
 - 6.1.2 Расчет среднего квадратического отклонения времени обслуживания.

7. Определение степени загруженности состояний процесса на базе регулярной конечной полумарковской цепи (РКПЦ).

7.1 Формирование на базе поглощающей конечной полумарковской цепи регулярной конечной полумарковской цепи.

7.1.1 Формирование матрицы переходных вероятностей РКПЦ.

7.1.2 Формирование вектора-столбца частных средних шагов перехода РКПЦ.

7.2 Определение предельного вектора.

7.3 Проверка стохастичности предельного вектора.

7.4 Определение доли времени нахождения процесса в состояниях РКПЦ.

7.4.1 Расчет общего времени нахождения процесса в состояниях РКПЦ.

7.4.2 Расчет долей времени нахождения процесса в состояниях РКПЦ.

7.5 Определение времени нахождения процесса в состояниях РКПЦ.

7.6 Оценка степени «загруженности» состояний процесса.

8. Определение приобретенного «дохода» процесса формализованного РКМЦ (по Р.Ховарду).

9. Определение энтропии конечной полумарковской цепи.

10. Анализ полученных данных и интерпретация их в физической сущности процесса.

11. Выявление закономерностей поведения физического процесса.

12. Формирование научно-обоснованных организационно-технических рекомендаций по совершенствованию системы-112, обеспечивающих предъявляемые требования к системе.

Далее приведены примеры расчета ВВХ.

Расчет осуществлен для следующих исходных данных процесса (1):

- истинного вызова и абонента, осуществляющего его:

$$p_{0,1} = 0.8 \text{ (вероятность наличия вызова от абонента, осуществляющего истинный вызов, при этом)}$$

вероятность осуществления ложного вызова составляет $1 - p_{0,1} = 0.2$); $t_1 = 15$; $t_2 = 5$; $p_1 = 0.05$; $t_3 = 20$; $p_{5,7} = 0.1$;

$$t_4 = 75$$
; $\sigma_1 = 15$; $t_5 = 10$; $t_6 = 60$; $p_2 = 0.8$; $\sigma_2 = 0.1$; $p_3 = 0.75$; $\sigma_3 = 0.15$; $p_4 = 0.7$; $\sigma_4 = 0.2$,

- ложного вызова и абонента, осуществляющего его:

$$p_{6,15} = 0.5$$
; $p_{15,17} = 0.5$; $\tau_{15,17} = 70$; $p_{16,17} = 0.5$; $\tau_{16,17} = 70$; $p_{18,6} = 0.4$; $\tau_{18,6} = 45$; $p_{20,6} = 0.6$; $\tau_{20,6} = 50$;

$$p_{22,6} = 0.8$$
; $\tau_{22,6} = 55$,

- оператора системы-112 и оператора дежурно-диспетчерской службы:

$$p_{24,25} = 0.95$$
; $t_7 = 30$; $p_{25,26} = 0.9$,

- оператора-консультанта, оператора-психолога, подсистемы IVR:

$$p_{26,27} = 0.25$$
; $p_{26,42} = 0.2$,

-- подсистемы IVR:

$$t_8 = 60$$
; $\sigma_8 = 200$; $p_{42,27} = 0.15$; $p_{42,35} = 0.15$,

-- оператора-консультанта:

$$t_9 = 120$$
; $\sigma_9 = 30$; $p_{27,42} = 0.2$; $p_5 = 0.8$; $\sigma_{10} = 0.1$; $p_6 = 0.75$; $\sigma_{11} = 0.15$; $p_7 = 0.7$; $\sigma_{12} = 0.2$,

-- для оператора-психолога:

$$p_{34,35} = 0.1$$
; $t_{10} = 1800$; $p_{35,27} = 0.2$; $p_8 = 0.8$; $\sigma_{13} = 0.1$; $p_9 = 0.75$; $\sigma_{14} = 0.15$; $p_{10} = 0.7$; $\sigma_{15} = 0.2$.

При этом требуемая вероятность обслуживания истинного абонента составляет 0.99.

Примечание: все времена заданы в секундах.

Графики ВВХ представлены на рисунке 1.

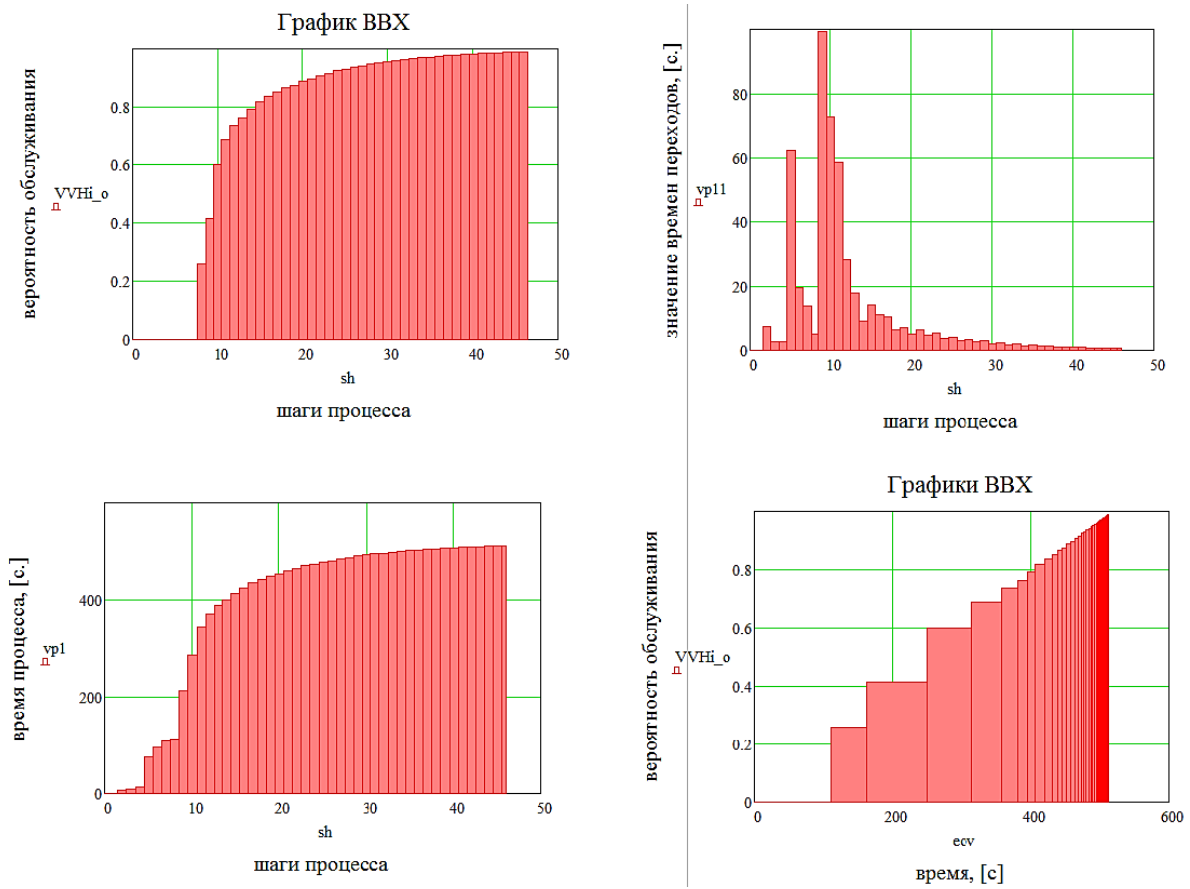


Рисунок 1 – Графики ВВХ процесса обслуживания абонента системой-112

Время гарантированного обслуживания абонента (с вероятностью 0.99), осуществляющего истинный вызов, при этом, составит 511.7 секунды.

На рисунке 2 приведен расчет ВВХ для исходных данных (1), при условии, что вероятность наличия вызова от абонента, осуществляющего истинный вызов, составляет $p_{0,1} = 0.6$ (вероятность осуществления ложного вызова есть $1 - p_{0,1} = 0.4$).

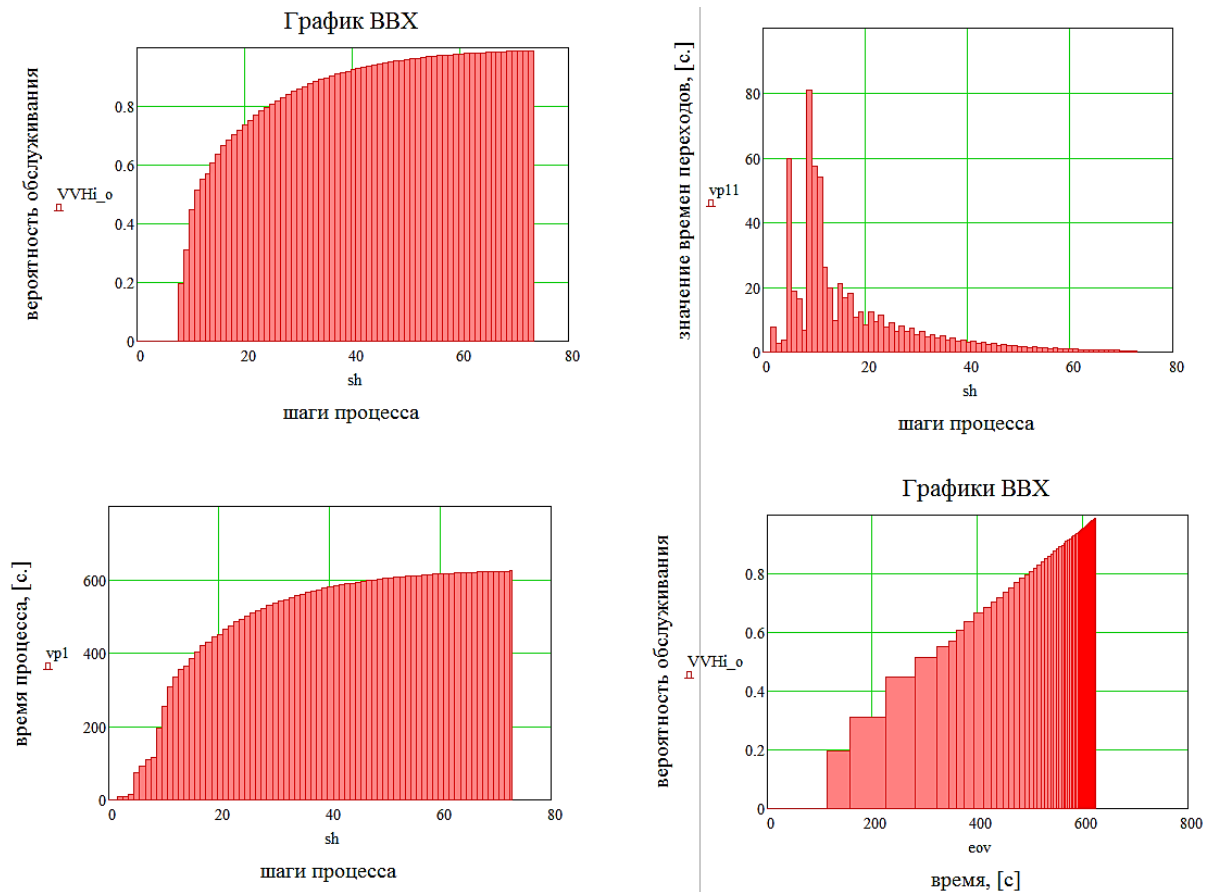


Рисунок 2 – Графики ВВХ процесса обслуживания абонента системой-112

Время гарантированного обслуживания абонента (с вероятностью 0.99), осуществляющего истинный вызов, составит 623.9 секунды.

Из графиков наглядно видна роль параметра $p_{o,1}$ (вероятность наличия истинного вызова от абонента) в тенденциях изменения ВВХ в динамике времени (правые нижние графики), а так как регулируемых параметров модели, описывающих физический процесс, более 50, то моделирование может дать множество информации о его поведении.

Таким образом, показаны этапы методики определения ВВХ рассматриваемого процесса, и для конкретных исходных данных представлен пример их расчета.

Методика позволят находить различные характеристики процесса, является инструментом поиска закономерностей его поведения, на основе анализа которых могут формироваться научно-обоснованные организационно-технические рекомендации по совершенствованию системы-112.

Литература

1. Приложение №11 к Методическим рекомендациям «О развитии, организации эксплуатации и контроля функционирования системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112», 2018 г.
2. Численное определение временных и вероятностно-временных характеристик поглощающих конечных марковских цепей при конечном числе шагов процесса [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, А. М. Деркач, М. Ю. Дробышев, С. Г. Бородин // Междун. конф. «Телекоммуникационные устройства и системы» (REDS-2014) ; Доклады ; Серия: науч. конф. посвящ. Дню радио / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : ООО «БРИС-М», 2014. Т. 4 № 2 – С. 115–119.
3. Методика определения оптимального значения регулируемого параметра низкоскоростного протокола передачи данных стандарта MIL-STD-188-141B в двухточечном пакетном

- коротковолновом соединении [Текст] : / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, С. Г. Кабанович, П. К. Калач, Д. А. Токарев // Техника радиосвязи. 2019. Вып.3 (42). С.69-85. DOI 10.33286/2075-8693-2019-42-69-85.
4. Математическая модель поиска сигнала широкополосным приемником на множестве рабочих частот на базе многослойной поглощающей конечной марковской цепи [Текст] / М. Ю. Попов, О. Е. Слободсков, А. М. Деркач, А. А. Парфентьев, В. В. Черкасов // Междун. конф. «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий» (РЕУС-2019) ; Доклады ; Серия: науч. конф. посвящ. Дню радио / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : ООО «БРИС-М», 2019. – Вып. LXXIV.,– С. 124–128. – ISBN 978-5-905278-39-9.
 5. Математическое моделирование процесса доведения сообщения в радиосети без обратной связи с повторениями и накоплением информации [Текст] / В. А. Цимбал, М. Ю. Попов, М. Ю. Дробышев // Информационные технологии в проектировании и производстве: науч.–техн. жур. – Москва, 2010. - №3 – С. 78–83.
 6. Конечная полумарковская цепь, описывающая процесс отработки оператором автоматизированного рабочего места АСУ поступившего по радиоканалу сообщения [Текст] / Попов М.Ю., Илющенко В.В., Пономарев А.М., Калач П.К., Киреев Д.А. // Доклады 24-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2022); Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : Вып. XXIV.,– С. 21–25. – ISBN 978-5-905278-49-5.
 7. Математическая модель процесса доведения сообщения по радиоканалу управления специальной АСУ как инструмент моделирования информационного конфликта [Текст] / Цимбал В.А., Попов М.Ю., Илющенко В.В., Калганов Е.В., Киреев Д.А. // Доклады 24-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2022); Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : Вып. XXIV.,– С. 26–31. – ISBN 978-5-905278-49-5.
 8. Математическая модель процесса доведения сообщения по радиоканалу управления специальной АСУ в условиях энергетического и информационного воздействия на базе конечной марковской цепи с доходами [Текст] / Цимбал В.А., Попов М.Ю., Илющенко В.В., Калганов Е.В., Деркач А.М. // Доклады 24-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применение» (DSPA-2022); Серия: цифровая обработка сигналов и ее применение / Рос. науч.-техн. общ. радиотехн., электрон. и связи им. А.С. Попова. – М. : Вып. XXIV.,– С. 70–75. – ISBN 978-5-905278-49-5.

TECHNIQUE OF DEFINITION OF IS LIKELIHOOD-TIME CHARACTERISTICS OF PROCESS OF SERVICE OF THE CALL OF THE SUBSCRIBER SYSTEM OF MAINTENANCE OF THE CALL OF EMERGENCY OPERATIVE SERVICES UNDER UNIFORM NUMBER «112»

Dr.Sci.Tech. Popov M.Yu.¹, Cand.Tech.Sci. Slobodskov O.E.²,
Cand.Tech.Sci. Kalganov E.V.¹, Popova N.V.¹, Ivanov I.B.¹

¹Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great

²The Russian institute of a powerful radio structure,

In article the technique of definition of is likelihood-time characteristics of process of service of a call of the subscriber by system of maintenance of a call of emergency operative services under uniform number «112» taking into account absence or not completely expressed demand about incident, in the conditions of false information imposing is presented. Calculation of is likelihood-time characteristics of process is presented.



ПОЛУЧЕНИЕ АНАЛИТИЧЕСКОГО ВЫРАЖЕНИЯ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ВЕРОЯТНОСТИ ОШИБКИ В РАДИОКАНАЛЕ MISO С ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННЫМ КОДОМ АЛАМОУТИ

д.т.н., проф. Цимбал В.А., к.т.н. Тоискин В.Е.

Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого

В статье решается задача получения аналитического выражения для определения вероятности битовой ошибки для частного случая MISO радиоканала с реализацией пространственно-временного кодирования по схеме Аламоути. В качестве основных допущений принято наличие в канале только аддитивного белого гауссовского шума, а также наличие на приемной стороне информации о комплексных множителях канала. Решение о приеме двух символов принимается на двойном интервале передачи по критерию максимума правдоподобия.

Качество любого канала связи принято оценивать по совокупности их свойств, определяемых соответствующими показателями. Одним из основных свойств радиоканалов является его помехоустойчивость, оцениваемая вероятностью ошибки на элементарный символ. Аналитические выражения для определения вероятности ошибки в каналах связи зависят от вида модуляции и реализованного на приемной стороне варианта критерия принятия решения о передаваемом символе. Такие выражения известны для ряда простейших случаев [1,2,3]. Анализ таких выражений показал, что усложнение видов модуляции и условий передачи сигналов приводит к резкому возрастанию сложности вывода соответствующих аналитических выражений, в связи с чем для большинства случаев получены аналитические выражения в общем виде, решение которых возможно только численными методами. В определенных ситуациях оценка помехоустойчивости варианта реализации канала осуществляется с использованием имитационных моделей.

Значительное усложнение выражений происходит при оценке помехоустойчивости приема сигналов в каналах связи с замираниями [4,5,6]. В таких каналах учитывается влияние коэффициентов передачи, являющихся случайными величинами, распределенными по закону Релея, Райса, Накагами и др. [5,6]. Известно [5,6], что причиной замирания сигналов в точке приема является многолучевое распространение радиоволн, причем борьба с этим явлением осуществляется за счет формирования совокупности параллельных каналов путем разнесенного приема (каналы SIMO), разнесенной передачи (MISO) или использования многих приемных и многих передающих антенн (MIMO). Для каналов SIMO и MISO (с равной мощностью) аналитические выражения для вероятности ошибки представлены в работе [5]. Для канала MIMO в работе [7] представлен подход к определению вероятности ошибки без учета пространственно-временного кодирования.

Известно [7], что пространственно-временное кодирование увеличивает кратность разнеса, что приводит к улучшению характеристик радиоканала с многолучевым распространением радиоволн. В таком случае для выполнения ряда задач является актуальным получение аналитического выражения для вероятности ошибки в приеме символа. С учетом того, что пространственно-временное кодирование может быть реализовано для систем MISO и MIMO, целесообразно получить аналитическое выражение для простейшего случая канала MISO с реализованным кодом Аламоути.

Решение обозначенной задачи осуществляется при следующих исходных положениях.

Рассматривается синхронная система передачи дискретных сообщений такая, что длительность t любого символа z_i одинакова. Не касаясь вопросов помехоустойчивого кодирования и декодирования передаваемых сообщений, в работе рассматривается задача статистического анализа применительно к первой решающей схеме (поэлементный прием).

Пусть на входе приемной антенны действует аддитивный белый гауссовский шум с нулевым средним и дисперсией σ_n^2 , при этом параметры шума на интервале времени $0 \leq t \leq \tau$ и $\tau \leq t \leq 2\tau$ независимы и равны. Считается, что взаимное расположение передающих антенн таково, что обеспечено полное отсутствие корреляции замираний. Комплексные множители канала μ_1 и μ_2 между передающими и приемной антеннами известны и неизменны на интервале рассмотрения $0 \leq t \leq 2\tau$.

На вход пространственно-временного кодера (ПВК) поступают два комплексных информационных символа, отображающих точки сигнального созвездия. Значение данных символов зависит от реализованного вида цифровой модуляции. Длительность каждого символа равна τ . В таком случае интервал времени поступления символов на вход ПВК $0 \leq t \leq 2\tau$.

ПВК реализует известный код Аламути [7], обладающей скоростью кода равной 1. В результате такого кодирования на выходе ПВК формируется матрица:

$$\mathbf{Z} = \begin{vmatrix} z_1 & -\bar{z}_2 \\ z_2 & \bar{z}_1 \end{vmatrix}. \quad (1)$$

Первая строка матрицы (1) подается на первую ветвь передачи, вторая строка – на вторую, при этом интервал времени передачи символов в каждой ветви равен $0 \leq t \leq 2\tau$.

Тогда, на приемную антенну в интервале времени $0 \leq t \leq \tau$ поступает сигнал:

$$y_1 = \mu_1 z_1 + \mu_2 z_2 + \eta_1, \quad (2)$$

а в интервале времени $\tau \leq t \leq 2\tau$ сигнал:

$$y_2 = \mu_2 \bar{z}_1 - \mu_1 \bar{z}_2 + \eta_2. \quad (3)$$

В этом случае рассматриваемую ситуацию можно представить в виде следующей схемы (рисунок 1).

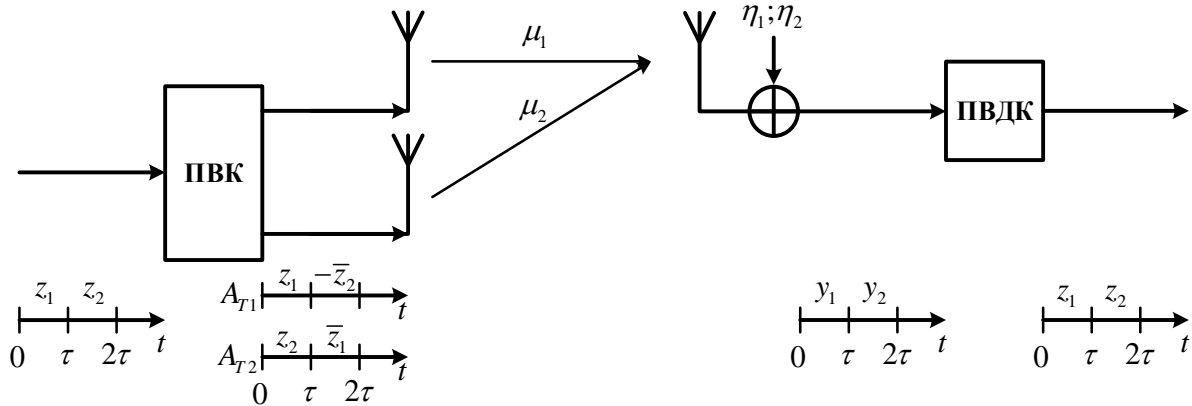


Рисунок 1 – Схема рассматриваемого MISO канала

В матричной форме выражения (2) и (3) можно записать:

$$\begin{vmatrix} y_1 & y_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} \mu_1 & \mu_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} z_1 & -\bar{z}_2 \\ z_2 & \bar{z}_1 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \eta_1 & \eta_2 \end{vmatrix}; \quad (4)$$

$$\mathbf{y} = \boldsymbol{\mu} \cdot \mathbf{Z} + \boldsymbol{\eta}.$$

Обработка сигналов с кодом Аламути в пространственно-временном декодере (ПВДК) осуществляется в следующем порядке.

Выражение (3) принимается комплексно сопряженным:

$$\bar{y}_2 = \bar{\mu}_2 z_1 - \bar{\mu}_1 z_2 + \bar{\eta}_2, \quad (5)$$

тогда выражение (4) принимает вид:

$$\begin{vmatrix} y_1 & \bar{y}_2 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} z_1 & z_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \mu_1 & \bar{\mu}_2 \\ \mu_2 & -\bar{\mu}_1 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \eta_1 & \bar{\eta}_2 \end{vmatrix}; \quad (6)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{z} \cdot \mathbf{M} + \boldsymbol{\eta}.$$

Так как сформированная комплексная матрица канала \mathbf{M} известна, то формируется эрмитово-сопряженная матрица [8]:

$$\mathbf{M}^H = \begin{vmatrix} \bar{\mu}_1 & \mu_2 \\ \bar{\mu}_2 & -\mu_1 \end{vmatrix}. \quad (7)$$

Умножая обе части выражения (6) на \mathbf{M}^H справа,

$$\begin{vmatrix} y_1 & \bar{y}_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \bar{\mu}_1 & \mu_2 \\ \bar{\mu}_2 & -\mu_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} z_1 & z_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \mu_1 & \bar{\mu}_2 \\ \mu_2 & -\bar{\mu}_1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \bar{\mu}_1 & \mu_2 \\ \bar{\mu}_2 & -\mu_1 \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} \eta_1 & \bar{\eta}_2 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} \bar{\mu}_1 & \mu_2 \\ \bar{\mu}_2 & -\mu_1 \end{vmatrix} \quad (8)$$

и раскрывая выражение (8),

$$\begin{bmatrix} \overline{\mu_1 y_1 + \mu_2 y_2} \\ \overline{\mu_2 y_1 - \mu_1 y_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 & z_2 \end{bmatrix} \left(\|\mu_1\|^2 + \|\mu_2\|^2 \right) \mathbf{1} + \begin{bmatrix} \overline{\mu_1 \eta_1 + \mu_2 \eta_2} \\ \overline{\mu_2 \eta_1 - \mu_1 \eta_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} z_1 & z_2 \end{bmatrix} \det \mathbf{M} \cdot \mathbf{1} + \begin{bmatrix} \overline{\mu_1 \eta_1 + \mu_2 \eta_2} \\ \overline{\mu_2 \eta_1 - \mu_1 \eta_2} \end{bmatrix}, \quad (9)$$

получаем выражение (9) в виде системы уравнений:

$$\begin{cases} \overline{\mu_1 y_1 + \mu_2 y_2} = \det \mathbf{M} \cdot z_1 + \overline{\mu_1 \eta_1 + \mu_2 \eta_2} \\ \overline{\mu_2 y_1 - \mu_1 y_2} = \det \mathbf{M} \cdot z_2 + \overline{\mu_2 \eta_1 - \mu_1 \eta_2} \end{cases}. \quad (10)$$

Таким образом, из выражения для первого тактового интервала исключен неизвестный на приемной стороне символ z_2 , а для второго – символ z_1 . Тогда в результате линейного преобразования поступивших на вход ПВДК интервале времени $0 \leq t \leq 2\tau$ смеси сигналов и помех на интервале времени $0 \leq t \leq \tau$ имеем выражение для первого переданного символа:

$$\tilde{z}_1 = \frac{\overline{\mu_1 \eta_1 + \mu_2 \eta_2} - \overline{\mu_1 y_1 - \mu_2 y_2}}{\det \mathbf{M}}, \quad (11)$$

а на интервале $\tau \leq t \leq 2\tau$ - выражение для второго переданного символа:

$$\tilde{z}_2 = \frac{\overline{\mu_2 \eta_1 - \mu_1 \eta_2} - \overline{\mu_2 y_1 + \mu_1 y_2}}{\det \mathbf{M}}. \quad (12)$$

Из рассмотренного алгоритма следует, что для получения аналитического выражения для вероятности ошибки необходимо рассматривать временной интервал $0 \leq t \leq 2\tau$ и учитывать проведенные преобразования с учетом известной матрицы канала.

В таком случае выразим из выражения (6) вектор шума $\boldsymbol{\eta}$:

$$\boldsymbol{\eta} = \mathbf{y} - \mathbf{z} \cdot \mathbf{M}. \quad (13)$$

Как было указано выше, решение о приеме символов принимается на интервале $0 \leq t \leq 2\tau$, где τ - длительность одного такта передачи, тогда рассматриваемая смесь полезного сигнала и помехи на указанном интервале есть сумма $y_1 + y_2$. В таком случае выражение (13) будет иметь вид:

$$\begin{aligned} \eta_1 + \overline{\eta_2} &= (y_1 + \overline{y_2}) - (\mu_1 z_1 + \mu_2 z_2 + \overline{\mu_2 z_1} - \overline{\mu_1 z_2}); \\ \eta_1 + \overline{\eta_2} &= (y_1 + y_2) - (z_1 (\mu_1 + \overline{\mu_2}) + z_2 (\mu_2 - \overline{\mu_1})); \\ \boldsymbol{\eta} \cdot \boldsymbol{\xi} &= \mathbf{y} \cdot \boldsymbol{\xi} - \mathbf{z} \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}, \end{aligned} \quad (14)$$

где $\boldsymbol{\xi}$ - вектор-столбец, все элементы которого равны 1.

В условиях принятых допущений в канале связи присутствует АБГШ, функция плотности вероятности которого определяется так [9]:

$$p(\boldsymbol{\eta}) = \frac{1}{\sigma_{\boldsymbol{\eta}} \sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{1}{2} \left(\frac{\boldsymbol{\eta}}{\sigma_{\boldsymbol{\eta}}} \right)^2 \right). \quad (15)$$

Так как шумовые составляющие на первом и втором тактовых интервалах независимы и равны, то дисперсия шума на интервале $0 \leq t \leq 2\tau$ равна:

$$\sigma_{\eta_1 + \eta_2}^2 = \sigma_{\eta_1}^2 + \sigma_{\eta_2}^2 = 2\sigma_{\boldsymbol{\eta}}^2. \quad (16)$$

Тогда с учетом (15) и (16) условную плотность вероятностей вектора $\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 & \overline{y_2} \end{bmatrix}$ при условии, что передавался вектор $\mathbf{z} = \begin{bmatrix} z_1 & z_2 \end{bmatrix}$ можно записать следующим образом:

$$p(\mathbf{y}|\mathbf{z}) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{\boldsymbol{\eta}}\sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{1}{2} \left(\frac{(y_1 + \overline{y_2}) - (z_1 (\mu_1 + \overline{\mu_2}) + z_2 (\mu_2 + \overline{\mu_1}))}{\sqrt{2}\sigma_{\boldsymbol{\eta}}} \right)^2 \right), \quad (17)$$

или в матричной форме:

$$p(\mathbf{y}|\mathbf{z}) = \frac{1}{\sqrt{2}\sigma_{\boldsymbol{\eta}}\sqrt{2\pi}} \exp \left(-\frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{y} \cdot \boldsymbol{\xi} - \mathbf{z} \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}}{\sqrt{2}\sigma_{\boldsymbol{\eta}}} \right)^2 \right). \quad (18)$$

С использованием (17) и с учетом априорной вероятности появления вектора передаваемых символов $p(\mathbf{z})$ можно определить вероятность ошибки в его приеме следующим образом [1,9]:

$$P_{\text{ош}} = 1 - \sum_{i=1}^k p(\mathbf{z}_i) p(\mathbf{y}|\mathbf{z}_i), \quad (19)$$

где k – число возможных векторов.

В таком случае, рассмотрим два вектора \mathbf{z}_r и \mathbf{z}_d , таких что априорные вероятности $p(\mathbf{z}_r) = p(\mathbf{z}_d)$. Пусть гипотеза H_1 заключается в том, что принят вектор \mathbf{z}_r , а H_2 - гипотеза, заключающаяся в том, что принят вектор \mathbf{z}_d . Тогда из критерия максимума правдоподобия [1,9] следует:

$$\frac{p(\mathbf{y}|\mathbf{z}_r)_{H_1}}{p(\mathbf{y}|\mathbf{z}_d)_{H_2}} \geq 1. \quad (20)$$

Раскрывая (20) и проводя вычисления, получаем:

$$\exp\left(\frac{\mathbf{y} \cdot \boldsymbol{\xi} \cdot (\mathbf{z}_r - \mathbf{z}_d) \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}}{2\sigma_{\eta}^2} - \frac{(\mathbf{z}_r^2 - \mathbf{z}_d^2)(\mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi})^2}{4\sigma_{\eta}^2}\right)_{H_2} \geq 1. \quad (21)$$

Логарифмируя обе части (21), несложно получить:

$$\mathbf{y} \cdot \boldsymbol{\xi} \geq_{H_2} \frac{(\mathbf{z}_r + \mathbf{z}_d) \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}}{2}. \quad (22)$$

Тогда порог принятия решения есть:

$$\gamma_0 = \frac{(\mathbf{z}_r + \mathbf{z}_d) \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}}{2}. \quad (23)$$

Из (19) следует, что вероятность ошибки в приеме вектора \mathbf{z} находится путем суммирования всех возможностей появления ошибки. Для случая симметричных функций плотности вероятности и при равновероятных векторах \mathbf{z} вероятность ошибки есть условная вероятность приема вектора \mathbf{z}_d при передаче \mathbf{z}_r и может быть вычислена через вероятность правильного приема вектора \mathbf{z}_r , которая определяется как:

$$p_z = \int_{-\infty}^{\gamma_0 = \frac{(\mathbf{z}_r + \mathbf{z}_d) \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}}{2}} p(\mathbf{y}|\mathbf{z}) d(\mathbf{y} \cdot \boldsymbol{\xi}) = \int_{-\infty}^{\gamma_0 = \frac{(\mathbf{z}_r + \mathbf{z}_d) \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}}{2}} \frac{1}{\sqrt{2\sigma_{\eta}} \sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2} \left(\frac{\mathbf{y} \cdot \boldsymbol{\xi} - \mathbf{z}_r \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}}{\sqrt{2\sigma_{\eta}}}\right)^2\right) d(\mathbf{y} \cdot \boldsymbol{\xi}). \quad (24)$$

Произведем замену переменной в выражении (24):

$$\begin{aligned} \sqrt{2\sigma_{\eta}} dx &= d(\mathbf{y} \cdot \boldsymbol{\xi}), \\ \gamma &= \frac{(\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r) \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}}{2\sqrt{2\sigma_{\eta}}}. \end{aligned}$$

Получим:

$$p_z = \int_{-\infty}^{\gamma = \frac{(\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r) \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}}{2\sqrt{2\sigma_{\eta}}}} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx = F\left(\frac{(\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r) \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}}{2\sqrt{2\sigma_{\eta}}}\right), \quad (25)$$

где $F(\gamma)$ - функция Лапласа.

Для минимизации $p_{\text{ош}}$ в общем случае необходимо чтобы аргумент функции $F(\gamma)$ был максимальным. Следовательно, необходимо определить максимальное значение:

$$\arg \max \left(\frac{(\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r) \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi}}{2\sqrt{2\sigma_{\eta}}} \right), \quad (26)$$

или, что то же самое:

$$\arg \max \left(\frac{((\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r) \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi})^2}{\sigma_{\eta}^2} \right), \quad (27)$$

где $((\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r) \cdot \mathbf{M} \cdot \boldsymbol{\xi})$ - разность желательных компонентов векторов на входе линейного фильтра в момент времени $t = 2\tau$, причем квадрат этого разностного сигнала его мгновенная мощность.

Известно [2], что согласованный фильтр для приема отдельно принятого символа дает на выходе максимально возможное отношение сигнал/шум, равное $2E/N_0$. В рассматриваемом случае приема вектора из двух символов на интервале времени 2τ шумовая составляющая, как было отмечено выше, есть $2\sigma_n^2$. Тогда согласованный фильтр для приема вектора из двух символов дает на выходе максимально возможное отношение сигнал/шум, равное $2E/2N_0 = E/N_0$. Допустим, что фильтр согласовывает два вектора, различие между которыми с учетом известной комплексной матрицы канала и предварительной обработки в ПВДК имеет вид $((\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r) \cdot \mathbf{M} \cdot \xi)$. Следовательно, можно записать:

$$\frac{((\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r) \cdot \mathbf{M} \cdot \xi)^2}{\sigma_n^2} = \frac{E_d}{N_0}, \quad (28)$$

где $N_0/2$ - двусторонняя спектральная плотность мощности шума на входе фильтра, а

$$E_d = \int_0^{2\tau} ((\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r) \cdot \mathbf{M} \cdot \xi)^2 dt, \quad (29)$$

$$E_d = \int_0^{2\tau} (\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r)^2 \cdot (\mathbf{M} \cdot \xi)^2 dt. \quad (30)$$

Полагая, что передаваемые комплексные информационные символы $z_{d1}, z_{d2}, z_{r1}, z_{r2}$ равной энергии и раскрывая квадрат разности векторов $(\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r)^2$ в выражении (30), получим:

$$(\mathbf{z}_d - \mathbf{z}_r)^2 = z_{d1}^2 - 2z_{d1}z_{r1} + z_{r1}^2 + z_{d2}^2 - 2z_{d2}z_{r2} + z_{r2}^2 \quad (31)$$

Так как энергия символа есть:

$$E_c = \int_0^{\tau} z_{r1}^2 dt = \int_{\tau}^{2\tau} z_{r2}^2 dt = \int_0^{\tau} z_{d1}^2 dt = \int_{\tau}^{2\tau} z_{d2}^2 dt, \quad (32)$$

и вводя в рассмотрение коэффициент корреляции двух символов

$$\rho_c = \frac{1}{E_c} \int_0^{\tau} z_{r1}z_{d1} dt = \frac{1}{E_c} \int_{\tau}^{2\tau} z_{r1}z_{d1} dt, \quad (33)$$

получим:

$$E_d = 4E_c(1 - \rho_c)(\mathbf{M} \cdot \xi)^2. \quad (34)$$

В выражении (34) $(\mathbf{M} \cdot \xi)^2 = (\mu_1 - \overline{\mu_2})^2 + (\mu_2 + \overline{\mu_1})^2$.

Объединяя (25) и (34), получим:

$$p_z = F \left(\sqrt{\frac{4E_c(1 - \rho_c)(\mathbf{M} \cdot \xi)^2}{N_0}} \right). \quad (35)$$

Тогда, переходя от функции Лапласа к функции Крампа [9], а также учитывая, что в рассмотренном случае вектор состоит из двух символов, выражение для вероятности ошибки в приеме символа примет вид:

$$p_{\text{ош}} = \frac{1}{2} \left(1 - \Phi \left(\sqrt{\frac{4E_c(1 - \rho_c)(\mathbf{M} \cdot \xi)^2}{N_0}} \right) \right). \quad (36)$$

Таким образом, с учетом известных комплексных множителей канала на приемной стороне получено аналитическое выражение для оценки вероятности ошибки в приеме символа в радиоканале MISO с пространственно-временным кодом Аламоути. Достоверность полученного выражения подтверждается сведением его к известным в граничных условиях.

Литература

1. Финк, Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. – М.: Сов. радио, 1970. – 728 с.
2. Скляр, Б Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение, 2-е изд. : пер. с англ. – М.: ООО «ИД Вильямс», 2016. – 1104 с.
3. Прокис, Дж. Цифровая связь. Пер. с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь. 2000. - 800 с.
4. Черенкова, Е.Л. Распространение радиоволн: учебник для вузов связи / Е.Л. Черенкова, О.В. Чернышев. – М.: Радио и связь, 1984. – 272 с., ил.
5. Андронов, И.С. Передача дискретных сообщений по параллельным каналам / И.С. Андронов, Л.М. Финк. – М.: Советское радио, 1971. – 408 с.
6. Сикарев, А.А. Оптимальный прием дискретных сообщений / А.А. Сикарев, А.И. Фалько. – М.: Связь, 1978. – 328 с.
7. Шлома, А.М. Новые алгоритмы формирования и обработки сигналов в системах подвижной связи / А.М. Шлома, М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.П. Шумов. – М.: Горячая линия – Телеком, 2008. – 344 с.
8. Гантмахер, Ф.Р. Теория матриц. – М. : Изд-во «Наука», 1988. – 549 с.
9. Тихонов, В.И. Статистическая радиотехника. – 2-е изд., перераб. И доп. – М.: Радио и связь, 1982. – 624 с.

RECEIVING ANALYTICAL EXPRESSION FOR DETERMINATION OF PROBABILITY OF THE MISTAKE IN MISO RADIO CHANNEL WITH THE ALAMOUTI SPACE-TIME CODE

Dr.Sci. Tech Tsimbal V.A., Cand.Tech.Sci. Toiskin V.E.

Branch of the Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great

In article the problem of receiving analytical expression for determination of probability of a bit mistake for a special case of MISO of a radio channel is solved with realization of space-time coding according to the scheme Alamouti. As the main assumptions existence in the channel only of additive white Gaussian noise and also existence on the reception party of information on complex multipliers of the channel is accepted. The decision on reception of two symbols is made on a double interval of transfer by criterion of a maximum of credibility.



СЕКЦИЯ № 4. ИНФОРМАЦИОННЫЕ И ИНТЕРНЕТ-ТЕХНОЛОГИИ, В Т.Ч. МЕТОДЫ И АЛГОРИТМЫ АНАЛИЗА ТЕКСТОВ, УСТНОЙ РЕЧИ, ИЗОБРАЖЕНИЙ.

ПРИМЕНЕНИЕ ФУНКЦИИ АКТИВАЦИИ ARCFACE ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧИ РАСПОЗНАВАНИЯ ЛИЦ

студ. Лопаткин И.М., Матусков Н.И., доц. Андриянов Н.А.

Финансовый университет при Правительстве Российской Федерации

Исследование посвящено разработке систем компьютерного зрения для распознавания лиц, обучаемых на различных моделях сверточных нейронных сетей с различными функциями активации. В работе показано, что применение функции активации ArcFace позволяет повысить точность распознавания на 4,2%. При этом особое внимание в работе уделяется методам предобработки изображений перед решением задачи идентификации лиц. Кроме того, проведенный анализ показал, что функция ArcFace продуктивно работает на различных изображениях лиц, что делает ее применение более предпочтительным, чем использование других функций активации или потерь.

В последнее время все более и более актуальными становятся системы компьютерного зрения, используемые для аутентификации человека [1-3]. Безусловно, данная задача связана с идентификацией лиц. Такие системы сегодня работают при осуществлении доступа на различные крупные предприятия, в московском метро, а также во встроенных системах поиска похожих изображений, как например, у Яндекс. Вместе с тем, часто работа подобного рода систем может быть затруднена различными условиями. Например, лицо может занимать маленькую часть в кадре, работа ведется при распознавании близнецов, человек использует различные аксессуары – шляпы, очки и т.д.

Стандартным подходом в обработке изображений является применение сверточных нейронных сетей для классификации [4]. Такие модели, как правило, используют специализированные слои свертки и пулинга. При этом сверточные слои обрабатывают изображение, последовательно, проходя все локальные области одинакового размера (размер фильтра свертки) [5]. Сверточные ядра по окрестности из некоторого числа пространственно связанных пикселей дают прогноз в точку – середину этой окрестности. Таким образом, после обхода всего изображения образуется карта признаков. Обычно используют много фильтров, поэтому после первого сверточного слоя в моделях глубокого обучения будет много карт признаков. К выходным значениям могут применяться стандартные функции активации, например ReLU. Затем карта признаков обрабатывается слоем пулинга. Этот слой предназначен для снижения размеров данных. В случае применения максимального пулинга с окном размером 2 на 2, мы будем заменять 4 связанных локально значения на одно – максимальное.

Далее может быть ряд блоков, включающих в себя свертки и пулинги. Наконец, идет полносвязная искусственная нейронная сеть. Следует отметить, что в задаче классификации наиболее распространенным является применение функции активации SoftMax на последнем слое [6]. Преобразование softmax может быть записано следующим образом:

$$\sigma(z)_i = \frac{e^{-\beta z_i}}{\sum_{j=1}^K e^{-\beta z_j}}, \quad (1)$$

где z – вектор логитов на выходе последнего слоя сверточной нейронной сети, β – параметр, определяющий основание модели, K – число классов в задаче распознавания.

Несложно заметить, что выражение (1) определяет некоторый вероятностный характер принадлежности изображения к конкретному классу, поскольку сумма всех значений из вектора softmax будет равна 1.

Однако одним из недостатков такой функции является то, что нейронные сети, применяющие softmax могут делать ошибки, при этом будучи уверены в своем правильном ответе на 99%. Можно использовать такие функции активации, как softmax с отступом [7], чтобы бороться с данной проблемой. Однако такой

СЕКЦИЯ № 4. Информационные и интернет-технологии, в т.ч. методы и алгоритмы анализа текстов, устной речи, изображений.

подход не обеспечивает повышения качества обучения, а в некоторых случаях даже может привести к ухудшению.

В настоящей работе предлагается использовать специализированную функцию ArcFace [8], которая приводит к функции потерь следующего вида:

$$L = -\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N \log \left(\frac{e^{s \cos(\theta_{y_i} + m)}}{e^{s \cos(\theta_{y_i} + m)} + \sum_{j=1, j \neq y_i}^n e^{s \cos \theta_j}} \right), \quad (2)$$

где N – объем выборки, s – стандартизирующий коэффициент, θ – параметры модели, по которым ведется оптимизация, m – параметр, увеличивающий отклонение для нужного класса.

Будем обучать модель распознавания на основе сверточной нейронной сети из 5 слойной структуры. Нейросеть содержит 5 слоев свертки-пулинга с ядрами размеров (3,3) и (2,2) соответственно. Для сверток используются 16, 32, 64, 128 и 256 фильтров. Оптимизатором будет выбран ADAM, алгоритм градиентного спуска, а скорость обучения будет адаптивной и инициализируется со значением 0,1.

Однако важную роль играют данные, на которых обучаются нейронные сети. Для задачи распознавания лиц хорошо подходит датасет Labelled Faces in the Wild (LFW) [9]. Чтобы создать данный датасет использовался метод Виолы-Джонса. Итого получилось собрать 13 233 изображения, содержащих информацию о 5 749 людях. Однако мы оставим 1680 человек, для которых имеется не менее двух фотографий. Даже в этом случае задача классификации представляется весьма сложной.

На рисунке 1 представлен пример некоторых изображений из датасета LFW.



Рисунок 1. График осадки новых входных признаков

Из представленного рисунка мы можем видеть, что съемка действительно получена в реальных условиях, а не носит постановочный характер.

Размер каждого изображения в стандартной базе составляет 250 пикселей на 250 пикселей, что удобно для применения свертки с квадратным ядром.

СЕКЦИЯ № 4. Информационные и интернет-технологии, в т.ч. методы и алгоритмы анализа текстов, устной речи, изображений.

Тем важнее предобработка данных перед обучением модели. В работе рассматривается два метода предобработки данных – стандартизация и масштабирование. В первом случае распределение яркости по изображениям приводится к нулевому среднему и единичной дисперсии. Во втором – все элементы делятся на 250.

Будем проводить испытания для разных моделей с учетом предобработки и применяемых функций активации на той модели нейронной сети, которая была описана выше. При этом в тестовую выборку возьмем по одному изображению из каждого класса, а остальное будем использовать для обучения.

Сравнительные результаты представлены в таблице 1.

Таблица 1.

Точность на датасете LFW			
	Без нормализации	Стандартизация	Масштабирование
Softmax	0,226	0,384	0,375
Heated Softmax	0,189	0,392	0,388
ArcFace	0,244	0,434	0,426

По результатам таблицы 1 можно сделать вывод, что применение потерь ArcFace. При этом предобработка данных также позволяет повысить качество моделей.

Для дополнительной проверки был подготовлен собственный датасет из чистых фотографий лиц сотрудников университета. База изображений содержала 200 снимков на 10 человек. Результаты исследований различных подходов представлены в таблице 2.

Таблица 2.

Точность на чистых лицах			
	Без нормализации	Стандартизация	Масштабирование
Softmax	0,311	0,782	0,791
Heated Softmax	0,309	0,822	0,814
ArcFace	0,328	0,868	0,856

По данным таблицы 2 преимущество применения функции потерь ArcFace обеспечивает значительный прирост в точности модели.

Таким образом, выполнено исследование различных подходов к распознаванию лиц на базе одной и той же архитектуры нейронной сети. Можно сделать вывод, что применение функции потерь ArcFace является приоритетным по сравнению с кросс-энтропией, а функция softmax с температурой в ряде задач может дать выигрыш по сравнению со стандартной функцией softmax.

Литература

1. Andriyanov N.A., Lutfullina A.A., Andriyanov D.A. Combat with visual attacks in face recognition tasks // Information Innovative Technologies - ИТ, 2022, pp. 276 – 280.
2. Dementiev V., Tashlinskiy A., Vasiliev K., Andriyanov N. The study of improving the accuracy of convolutional neural networks in face recognition tasks // Lecture Notes in Computer Science, 12665 LNCS, 2021, pp. 5-14.
3. Андриянов Н.А., Андриянов Д.А. Сравнительный анализ алгоритмов идентификации лиц // СВЧ-Техника и телекоммуникационные технологии, №3, 2021, с. 375-276
4. Chen L., Li S., Bai Q., Yang J., Jiang S., Miao Y. Review of Image Classification Algorithms Based on Convolutional Neural Networks. Remote Sens. 2021, 13, 4712. <https://doi.org/10.3390/rs13224712>
5. Андриянов, Н.А. Обнаружение объектов на изображении: от критериев Байеса и Неймана–Пирсона к детекторам на базе нейронных сетей EfficientDet / Н.А. Андриянов, В.Е. Дементьев, А.Г. Ташлинский // Компьютерная оптика. – 2022. – Т. 46, № 1. – С. 139-159. – DOI: 10.18287/2412-6179-CO-922.
6. Bridle J. Training Stochastic Model Recognition Algorithms as Networks can Lead to Maximum Mutual Information Estimation of Parameters // Proceedings of Neural IPS, 1989, p. 1-12.

7. Zhang X., Yu F., Karaman S., Zhang W., Chang S. Heated-Up Softmax Embedding. URL: <https://arxiv.org/abs/1809.04157> (дата обращения 15.05.2023)
8. Deng J., Guo J., Yang J., Xue N., Kotsia I., Zafeiriou S. ArcFace: Additive Angular Margin Loss for Deep Face Recognition // URL: <https://arxiv.org/abs/1801.07698>(дата обращения 15.05.2023)
9. LFW Dataset URL: <https://www.kaggle.com/datasets/jessicali9530/lfw-dataset> (дата обращения 15.05.2023)

APPLICATION OF THE ARCFACE ACTIVATION FUNCTION TO INCREASE THE EFFICIENCY OF THE TASK OF FACE RECOGNITION

Lopatkin, N. Matuskov, N. Andriyanov

Financial University under the Government of the Russian Federation

The study is devoted to the development of computer vision systems for face recognition trained on various models of convolutional neural networks with various activation functions. The paper shows that the use of the ArcFace activation function can improve recognition accuracy by 4.2%. At the same time, special attention is also paid to the methods of image preprocessing before solving the problem of face identification. In addition, the analysis showed that the ArcFace function works productively on various face images, which makes its use more preferable than using other activation or loss functions.



ОБНАРУЖЕНИЕ РЕЗКИХ ИЗМЕНЕНИЙ УРОВНЯ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ЦЕНТРО-ЛАТЕРАЛЬНЫХ ПОРОГОВЫХ ФИЛЬТРОВ

доц. Анциперов В.Е.

Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН

Работа посвящена синтезу методов нелинейной фильтрации кусочно-постоянных сигналов, искаженных пуассоновскими шумами. Предлагаемый подход к фильтрации мотивирован известными механизмами человеческого восприятия (зрение, слух) и основывается на принципах и концепциях статистического обучения, понимаемого как обучение на основе собственно входных данных. (подобно адаптивной фильтрации). Синтез ориентирован на специальное представление сигналов выборками отсчетов контролируемого размера (выборочное представление). Исходя из специфики выборочного представления статистическая модель сигнала конкретизируется до параметрической вероятностной модели в виде системы рецептивных полей. Эта модель допускает простую процедуру оценки кусочно-постоянной интенсивности отсчетов, которая с точностью до нормировки совпадает с плотностью распределения вероятностей последних. Синтезированная процедура восстановления кусочно-постоянных сигналов оказалась подобной популярным на сегодня методам шумоподавления на основе шринкинга.

Предметом данной работы является обнаружение резких изменений уровня сигнала (проблема «разладки» в широком смысле) [1]. Современный, достаточно всесторонний обзор соответствующей предметной области можно найти в [2], включая перечисление многочисленных приложений, в которых разладка играет существенную роль. В данной же работе, не претендуя на универсальность полученных результатов, а скорее на их возможную простую алгоритмическую (компьютерную) реализацию, мы ограничиваемся задачей обнаружения резких скачков в простых, так называемых кусочно-постоянными сигналах. Отметим, что эта задача перестает быть тривиальной при наличии сравнимых с сигналом шумов. Подобная ситуация имеет место, например, при регистрации слабых электрических сигналов в пуассоновских (дробовых) шумах ввиду того, что интенсивность последних напрямую связана с мощностью сигнала. По этой причине выбор модели коррелированных с сигналом пуассоновских шумов вместо классической модели аддитивных (независящих от сигнала) гауссовских шумов является принципиальным для обсуждаемых ниже результатов.

Отметим, что модель пуассоновских шумов, или, выражаясь более аккуратно, пуассоновских процессов, широко применяется в различных прикладных областях благодаря универсальности и математической проработанности их теории, например, в финансовой математике, в нейрофизиологии, в информатике. Что касается кусочно-постоянных сигналов, то они, как следует из названия, моделируют реальные сигналы содержащие фрагменты относительно медленных изменений уровня, но разделенных резкими скачками (перепадами). При этом считается, что скачки происходят мгновенно, за времена меньшие времени сэмплирования, а постоянные времена плавного изменения уровня сигнала существенно его превосходят [3]. Такие сигналы используются во многих приложениях в биоинформатике, астрофизике, геофизике, молекулярной биологии и цифровых изображениях (см. подробное обсуждение и библиографию в [3]).

В связи с представленной выше спецификой модели сигналов следует чуть подробнее становиться и на специфике основной задачи цифровой обработки сигналов (ЦОС) – шумоподавлении, понимаемом в широком смысле как восстановление, реконструкция сигналов. В традиционной постановке задачи, при аддитивных, независимых от сигнала шумах, приемлемое восстановление достигается методами линейной (спектральной) фильтрации. Последняя эффективна когда восстанавливаемый сигнал является достаточно гладким. Однако при наличии резких изменений, как в случае кусочно-постоянных сигналов, линейные фильтры приводят к заметным искажениям, известным как явление Гиббса в случае одномерных сигналов и размытие (изображений) для двумерных. Усложнение задачи шумоподавления в нелинейной постановке заключается в том, что в отличие от достаточно универсальной концепции линейного фильтра, типов и видов нелинейной фильтрации существует много. Поэтому в каждой конкретной задаче следует с самого начала определить подходящую категорию нелинейных фильтров. Авторы [3] отмечают, что адекватными категориями для кусочно-постоянных сигналов являются интерполяция 0–сплайнами (сплайнами нулевой степени, или кусочно-постоянными), ориентированная на оптимальный поиск узлов сплайнов – оценку на основе процедур регуляризации положений скачков уровня сигнала (с последующей оценкой постоянных уровней между узлами) [4] и методы кластеризации (типа k –средних), ориентированные на оптимальный выбор (постоянных) уровней и последующий поиск их границ [5]. Отметим здесь, что обе эти процедуры могут часто использоваться совместно, как это реализовано, например, в известном ЛБГ–алгоритме векторного квантования [6].

Ниже, в данной работе мы в основном ориентируемся на нелинейную фильтрацию типа 0–сплайн–интерполяции, но не на основе процедур регуляризации, а используя разработанный нами метод локального центрo/латерального порогового детектирования значимых различий уровня сигнала (шринкинга). Мотивировка и подробное обсуждение предложенного метода существенно опираются на известные механизмы человеческого восприятия внешних сигналов (зрение, слух), обсуждению которых вместе с синтезом соответствующей процедуры обнаружения резких изменений уровня сигнала посвящен представленный ниже материал.

При большом разнообразии приложений, использующих пуассоновскую модель представления сигналов [7–9] все они, по крайней мере формально, ориентированы на вполне определенную структуру анализируемых данных. А именно, данные этих приложений выступают не в качестве непосредственных измерений (возможно зашумленных) значений входного процесса, а как поток (возможно случайных) дискретных событий, интенсивность которых определяется входным процессом. Классическими примерами потоков событий являются трафик в сетях связи, представленный потоком вызовов/запросов, или поток фотоотчетов от CMOS-камеры [8], регистрирующей интенсивность падающего излучения.

Хорошее обсуждение модели сигналов представленных потоками событий и ее статистическое обоснование можно найти, например, в [9]. Отличительной особенностью подобного представления, по сравнению с классическим сигнально–шумовым, является то, что события рассматриваются как совокупность случайных моментов времени – отсчетов, а не как значения сигнала (во вполне определенные моменты). Статистическое описание такого представления можно получить используя понятие идеального регистрирующего устройства [8]. Именно, результатом регистрации идеальным устройством потока событий в течение интервала времени Ω является множество отсчетов $X = \{x_i\}$, где $x_i, i = 1, \dots, N$ – моменты зарегистрированных событий – случайные точки на Ω . Заметим, что количество зарегистрированных отсчетов N само является случайной величиной, его статистика задается распределением Пуассона со средним \bar{N} [7]:

$$P(N | I(x)) = \frac{\bar{N}^N}{N!} \exp(-\bar{N}), \quad \bar{N} = \int_{\Omega} I(x) dx, \quad (1)$$

где $I(x)$ — интенсивность событий на интервале Ω .

Далее, можно показать [9], что сам набор отсчетов $X = \{x_i\}$ описывается распределением вероятностей случайных точек $\{x_i\}$ на Ω некоторого неоднородного точечного пуассоновского процесса (ТПП) с функцией интенсивности $I(x)$. Однако, указанное описание не совсем удобно для практического использования ввиду случайности количества отсчетов N (особенно при больших N). Поэтому было предложено [7–8] представление точечных процессов наборами случайных точек, как в ТПП, но с фиксированным (контролируемым) общим числом точек $N_s \ll \bar{N}$. А именно, рассматривая полный набор $X = \{x_i\}$ идеального регистрирующего устройства как некую генеральную совокупность отсчетов и делая из нее случайную выборку в N_s отсчетов $X_s = \{x_{i_j}\}, j = 1, \dots, N_s$, мы рассматриваем последнюю как представление сигнала $I(x)$, называемое выборочным представлением. Ранее нами было показано [8], что при тех же предположениях, которые использовались для получения статистики ТПП [9], статистика выборки X_s фиксированного (неслучайного) размера N_s может быть задана условной (для заданной интенсивности $I(x)$) многомерной плотностью распределения вида:

$$\rho(X_s = \{x_j\}, | I(x)) = \prod_{j=1}^{N_s} \rho(x_j | I(x)),$$
$$\rho(x_j | I(x)) = \frac{I(x_j)}{\int_{\Omega} I(\bar{x}) d\bar{x}}. \quad (2)$$

где введена собственная для представления X_s индексация отсчетов $x_j = x_{i_j}, j = 1, \dots, N_s$.

Как отмечено выше, предлагаемый нами подход обнаружения изменений уровня кусочно–постоянного сигнала мотивирован известными механизмами человеческого восприятия. Известно, что одним из универсальных механизмов кодирования внешних стимулов во внутреннее нейронное представление у высших животных (зрительная, слуховая и т.д. системы) является локальная агрегация данных рецепторов с помощью системы так называемых рецептивных полей (РП) [12]. Система РП и нейронное преобразование входных данных от рецепторов в последовательность выходных данных периферийных нейронов наиболее хорошо изучены для сетчатки зрительной системы; начало их систематического изучения обычно связывают с фундаментальными работами Хьюбела и Визеля [13].

Функции и размеры различных РП определяются типами связанных с ними ганглиозных клеток (выходных нейронов сетчатки). Существует около ~20 типов ганглиозных клеток, среди которых выделяется

семейство карликовых клеток, кодирующих пространственное распределение интенсивности. В свою очередь, в соответствии с центрo–антагонистической структурой карликовых клеток, среди них можно выделить два подсемейства – ON– и OFF–клетки. Наличие двух типов карликовых клеток обусловлено особенностями нервной кодировки положительных/отрицательных перепадов интенсивности в стимулах (ON– активируется, когда стимуляция центра превышает среднюю по полю, OFF– в противном случае). Для математической формализации РП достаточно учесть только их концентрическую структуру, абстрагируясь от знака перепадов интенсивности. Что касается пространственного расположения РП, то установлено, что соседние пары (ON– и OFF–клеток) имеют значительно перекрывающиеся поля, а поля различных пар практически не перекрываются. При этом неперекрывающиеся РП плотно прилегают друг к другу, образуя своеобразную мозаику, плотно покрывающую сетчатку [14].

Основываясь на приведенных выше нейробиологических данных, введем на интервале наблюдения Ω структуру (однородных) полей. А именно, покроем временной интервал Ω системой одинаковых интервалов длины σ с частичным перекрытием соседей, как это принято, например, при представлении речевого сигнала с помощью частично перекрывающихся кадров. Кроме того, для каждого из интервалов зафиксируем его разбиение на Центр/Окружение, рассматривая среднюю часть интервала длительностью σ_c как Центр, а оставшуюся часть размером $\sigma_s = \sigma - \sigma_c$ как его Окружение. Предполагается, что каждое из этих формальных РП имеет очень простой набор функций – может подсчитывать общее количество принадлежащих ему отсчетов n и количество отсчетов в центре n_c (и, соответственно их разницу $n_s = n - n_c$). Из-за случайного характера отсчетов числа n , n_c и n_s также являются случайными, хотя и зависимыми в совокупности ($n = n_c + n_s$). Нетрудно показать, что при описании сигнала предложенным выше выборочным представлением X_s (2) данные каждого поля n , n_c и n_s являются пуассоновскими случайными величинами. Здесь следует обратить внимание на то, что поскольку Центр и Окружение РП являются непересекающимися областями, n_c и n_s статистически независимы. Соответственно, их распределения вероятностей имеют вид:

$$\begin{aligned} P_c(n_c | \lambda) &= \frac{(\sigma_c \lambda)^{n_c}}{n_c!} \exp\{-\sigma_c \lambda\}, \\ P_s(n_s | \mu) &= \frac{(\sigma_s \mu)^{n_s}}{n_s!} \exp\{-\sigma_s \mu\}, \end{aligned} \quad (3)$$

где λ и μ — средние значения регистрируемой интенсивности по Центру и по Окружению РП:

$$\lambda = \frac{1}{\sigma_c} \int_C I(x) dx, \quad \mu = \frac{1}{\sigma_s} \int_S I(x) dx, \quad (4)$$

которые определяют средние значения $\bar{n}_c = \sigma_c \lambda$ и $\bar{n}_s = \sigma_s \mu$ данных n_c и n_s . Отметим здесь, что поскольку n_c и n_s являются оценками максимального правдоподобия своих средних \bar{n}_c и \bar{n}_s , данные РП n_c/σ_c и n_s/σ_s являются МП–оценками средних интенсивностей λ и μ (4).

Из (3) следует, что совместное распределение независимых n_c и n_s есть:

$$\begin{aligned} P(n_c, n_s | \lambda, \mu) &= P_c(n_c | \lambda) P_s(n_s | \mu) = \\ &= \frac{(\sigma_c \lambda)^{n_c} (\sigma_s \mu)^{n_s}}{n_c! n_s!} \exp\{-[\sigma_c \lambda + \sigma_s \mu]\} \end{aligned} \quad (5)$$

Если перейти от переменных n_c и n_s к случайным n_c и $n = n_c + n_s$, то на основе (5) получим следующие их совместное распределение:

$$\begin{aligned} P(n_c, n | \lambda, \mu) &= C_n^{n_c} p^{n_c} q^{n-n_c} \times P(n | \nu), \\ P(n | \nu) &= \frac{(\sigma \nu)^n}{n!} \exp\{-\sigma \nu\}, \end{aligned} \quad (6)$$

где $C_n^{n_c} = n!/n_c!(n - n_c)!$ – биномиальный коэффициент и введены следующие обозначения:

$$\nu = \frac{\sigma_c}{\sigma} \lambda + \frac{\sigma_s}{\sigma} \mu, \quad p = \frac{\sigma_c \lambda}{\sigma \nu}, \quad q = \frac{\sigma_s \mu}{\sigma \nu}, \quad p + q = 1. \quad (7)$$

Для полного статистического описания задачи (формирования порождающей модели) необходимо выбрать априорное совместное распределение интенсивностей λ и μ . Выберем его в виде смеси двух компонент

$$\rho(\lambda | \mu) = \omega \delta(\lambda - \mu) + (1 - \omega) \varphi(\lambda). \quad (8)$$

где веса ω и $1 - \omega$ можно трактовать как вероятность 0–гипотезы H_0 о том, что λ и μ совпадают (в более общем случае зависимы) и, соответственно, как вероятность альтернативы \bar{H}_0 (независимости λ и μ). Из этой трактовки следует, что $\wp(\lambda)$ представляет собой априорное безусловное распределение вероятностей интенсивностей λ и μ .

На основе генеративной модели задачи (6–9) стандартными статистическими методами по наблюдаемым данным n_c и n могут быть получены апостериорные распределения λ и μ , их оптимальные оценки, тест проверки гипотезы H_0 против \bar{H}_0 о зависимости λ и μ и т.д. Опуская промежуточные выкладки и приближения, приведем лишь один из окончательных результатов. Первые моменты (средние значения) λ и μ по апостериорному распределению $\rho(\lambda, \mu | \Delta_+, n)$, которые можно рассматривать как их оптимальные оценки, имеют вид:

$$\begin{aligned} \bar{\lambda}(n_c, n) &= \begin{cases} n/\sigma, & |n_c - \hat{n}_c| \leq D\sqrt{n}, \\ n_c/\sigma_c, & |n_c - \hat{n}_c| > D\sqrt{n}, \end{cases} \\ \bar{\mu}(n_c, n) &= \begin{cases} n/\sigma, & |n_s - \hat{n}_s| \leq D\sqrt{n}, \\ n_s/\sigma_s, & |n_s - \hat{n}_s| > D\sqrt{n}, \end{cases} \end{aligned} \quad (9)$$

где $\hat{n}_c = \sigma_c \cdot n/\sigma$, $\hat{n}_s = \sigma_s \cdot n/\sigma$, а порог $D^2 = 2\sigma_c\sigma_s \ln\{\bar{\Lambda}_0\}/\sigma^2$ выражается через параметры задачи, включая параметр “априорного” правдоподобия $\bar{\Lambda}_0$, который, при разумных предположениях, может быть задан следующим приближенным выражением:

$$\bar{\Lambda}_0 = \frac{4\theta}{\pi(1-\theta)} \sqrt{\frac{\sigma_c\sigma_s\bar{n}}{\sigma^2}}. \quad (10)$$

где $\bar{n} = \sigma\bar{I}$, \bar{I} – характерный масштаб априорного распределения вероятностей $\wp(\lambda)$.

Процедуру (9) можно рассматривать как регрессию при сжатии данных [15], если рассматривать n/σ как оценку обеих интенсивностей λ и μ на основе предиктора n/σ (при условии, что имеет место 0–гипотеза H_0), а $\Delta_c = (n_c - \hat{n}_c)/\sigma_c$ и $\Delta_s = (n_s - \hat{n}_s)/\sigma_s$ в качестве остатков для этой оценки. Единственным отличием (9) от процедуры LASSO (для «наименьшего абсолютного оператора усадки и отбора»), предложенной в [15], является зависимость порога $D\sqrt{n}$ от общего числа отсчетов n на РП. Последнее связано с отмеченной выше корреляцией пуассоновского шума со значениями сигнала. В связи с этим процедура (9) может быть реферирована как нелинейный центр–латеральный пороговый фильтр.

В заключение отметим, что предложенный в работе подход имеет естественное приложение в области методов (векторного) квантования сигналов, сжатия данных. Как выяснилось в последнее время [7, 8], он имеет прямые и содержательные связи с такими областями машинного обучения, как методы нелинейной (адаптивной) фильтрации, анизотропной диффузии, вейвлет–анализа и вариационных методов оптимизации. Ввиду того, что перечисленные направления зарекомендовали себя одними из лучших инструментов ЦОС, хочется выразить надежду, что и предложенный подход окажется столь же полезным.

Литература

1. А. Н. Колмогоров, Ю. В. Прохоров, А. Н. Ширяев. Вероятностно-статистические методы обнаружения спонтанно возникающих эффектов // Теория вероятностей, теория функций, механика, Сборник обзорных статей, Тр. МИАН СССР. 1988, Т. 182, С. 4–23.
2. A. G. Tartakovsky, V. V. Veeravalli. General Asymptotic Bayesian Theory of Quickest Change Detection // Theory of probability and its applications. 2005. V. 49(3). P. 458–497. doi: 10.1137/S0040585X97981202.
3. M. A. Little, N. S. Jones. Generalized methods and solvers for noise removal from piecewise constant signals. I. Background theory // Proceedings of the Royal Society A: Mathematical, Physical and Engineering Sciences. 2011. V. 467(2135). P. 3088–3114. doi: 10.1098/rspa.2010.0671.
4. G. Steidl, S. Didas, J. Neumann. Splines in higher order TV regularization // Int. J. Comput. Vis. 2006. V. 70, P. 241–255. doi:10.1007/s11263-006-8066-7.
5. Y. Z. Cheng. Mean shift, mode seeking, and clustering // IEEE Trans. Pattern Anal. Mach. Intell. 1995. V.17, P. 790–799. doi:10.1109/34.400568.
6. Y. Linde, A. Buzo, and R. Gray. An Algorithm for Vector Quantizer Design // IEEE transactions on communications. 1980. V. 28(1). P. 84–95. doi: 10.1109/TCOM.1980.1094577.

7. V. Antsiperov. Maximum Similarity Method for Image Mining // ICPR 2021, Part V., Lecture Notes in Computer Science. 2021. V. 12665, P. 301-313. Springer, Cham. doi: 10.1007/978-3-030-68821-9_28.
8. V. Antsiperov, V. Kershner. Retinotopic Image Encoding by Samples of Counts // ICPRAM 2021/2022, LNCS. 2023. V. 13822. P. 1–24. Springer Nature. doi: 10.1007/978-3-031-24538-1_3
9. R. L. Streit. Poisson Point Processes Imaging, Tracking, and Sensing // Springer. 2010. doi: 10.1007/978-1-4419-6923-1.
10. S. S. Wilks. Mathematical statistics // John Wiley & Sons, Inc., Hoboken, 1962.
11. C.P. Robert, G. Casella. Monte Carlo Statistical Methods, 2nd ed. // Springer-Verlag. New York, 2004. doi: 10.1007/978-1-4757-4145-2.
12. R. Masland. We know it when we see it: what the neurobiology of vision tells us about how we think // New York: Basic Books, 2020.
13. D. H. Hubel, T.N Wiesel. Brain and Visual Perception: The Story of a 25-year Collaboration // New York: Oxford University Press, 2004.
14. J. L. Gauthier, G. D. Field, et al. Receptive fields in primate retina are coordinated to sample visual space more uniformly // PLoS Biol. 2009. V. 7(4), P. e1000063. doi: 10.1371/journal.pbio.1000063.
15. R. Tibshirani, "Regression Shrinkage and Selection Via the Lasso," Journal of the Royal Statistical Society: Series B (Methodological), vol. 58(1), 1996, pp. 267–288. doi:10.1111/j.2517-6161.1996.tb02080.x.

DETECTION OF SIGNAL LEVEL CHANGE-POINTS BASED ON CENTRO-SURROUND THRESHOLDING FILTERS

Antsiperov V.E.¹

¹ Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS

The work is devoted to the synthesis of methods for nonlinear filtering of piecewise-constant signals distorted by Poisson noise. The proposed approach to filtering is motivated by the known mechanisms of human perception (vision, hearing), similar to adaptive filtering. The synthesis is focused on a special representation of signals by samples of counts (sampling representation). Based on its specifics, the statistical signal model is concretized to a parametric probabilistic model in the form of a system of receptive fields. This model allows a simple procedure for estimating the piecewise-constant intensity of counts, which, up to normalization, coincides with the probability density of the latter. The synthesized procedure for restoring piecewise-constant signals turned out to be similar to the currently popular shrinking noise reduction methods.



АЛГОРИТМ НЕЙРОСЕТЕВОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ СИГНАЛОВ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

д.т.н., проф. Бугаков И.А., к.т.н., доц. Велигоша А.В.,
к.т.н. Малышко Н.Н.

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

В статье предложен алгоритм нейросетевого преобразования сигналов цифровых изображений, который позволяет повысить вероятность обнаружения объектов при применении БПЛА для решения задач охраны специальных объектов.

Мероприятия защиты специальных объектов осуществляется с применением технических средств разведки, входящих в состав БПЛА. Как известно, при обработке и передаче цифровых изображений (ЦИ) на их структуру воздействуют шумовые составляющие, которые приводят к снижению вероятности обнаружения объектов. Оценки вероятностно-временных характеристик (ВВХ) обнаружения объектов определяются в соответствии с методикой их расчета согласно Критерию Джонсона [1].

При этом не учитывается влияние шумов на сигналы ЦИ. Известно [2], что одной из наиболее распространенных моделей воздействия шумов относят гауссовский шум (ГШ). Анализ особенностей воздействия гауссовского шума на сигналы цифровых изображений позволяют сделать вывод о том, влияние ГШ приводит к снижению эффективности алгоритмов сжатия ЦИ и ВВХ распознавания наблюдаемых оператором БПЛА объектов, что приводит к необходимости проведения анализа причин возникновения шумов для корректного снижения их интенсивности. В свою очередь успешное решение задачи снижения интенсивности шумов на ЦИ требует исследования возможности применения известных способов цифровой фильтрации сигналов.

Например, для ЦИ, наблюдаемых объектов оператором БПЛА (показано на рисунке 1 красным цветом) в пункте управления вероятность обнаружения объекта снижается с $P_{обн} = 0,79$ до $P_{обн} = 0,66$ в случае воздействия ГШ (рисунок 1,б) $\sigma=100$), в результате чего оператору требуется больше времени для обнаружения наблюдаемого объекта.

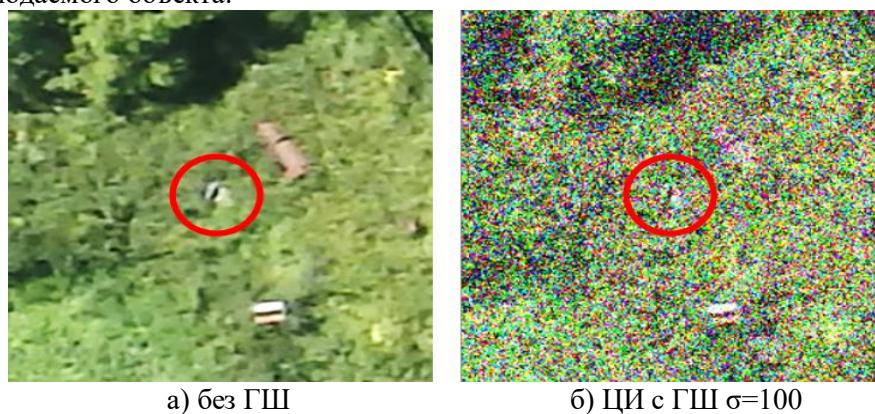


Рисунок 1 - Сравнительное представление разведываемых объектов с помощью БПЛА:
а) без воздействия ГШ; б) при воздействии ГШ, $\sigma=100$

Учитывая, что в качестве исходных данных используются 24-битные ЦИ, сигналы которых параллельно обрабатываются по трем каналам R, G и B соответственно, то первый этап их коррекции состоит в декомпозиции исходного сигнала на 3 составляющие:

$$IMG_{24} = \begin{cases} R_8 \\ G_8 \\ B_8 \end{cases}, \quad (1)$$

где IMG_{24} - исходный сигнал 24-битного ЦИ; R_8, G_8, B_8 - частичные составляющие исходного сигнала ЦИ в 8-битном представлении.

Для разработки алгоритма, обеспечивающего формирование выборки исходных и поврежденных шумом данных целесообразно выбрать известную модель на базе медианного фильтра 3×3 . В этом случае обеспечивается получение 9-ти отсчетов из матриц интенсивностей пикселей поврежденного и исходного ЦИ по каждому каналу при наименьших вычислительных затратах:

$$F_{3 \times 3}(IMG_{24}) = \left(\begin{matrix} r_{1,1} & \dots & r_{1,3} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{3,1} & \dots & r_{3,3} \end{matrix} \right), \left(\begin{matrix} g_{1,1} & \dots & g_{1,3} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{3,1} & \dots & g_{3,3} \end{matrix} \right), \left(\begin{matrix} b_{1,1} & \dots & b_{1,3} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{3,1} & \dots & b_{3,3} \end{matrix} \right), \quad (2)$$

где $F_{3 \times 3}(IMG_{24})$ - оператор применения медианного фильтра с окном обработки 3×3 к исходному 24-битному ЦИ; $r_{1,1} \dots r_{3,3}$, $g_{1,1} \dots g_{3,3}$, $b_{1,1} \dots b_{3,3}$, - отсчеты интенсивностей пикселей по каналам R, G и B соответственно.

Исходя из того, что требуется сформировать выборку данных из двух сопоставленных ЦИ, включающих сигналы без воздействия шумов и сигналы, искаженные ГШ выражения (1) и (2) необходимо применить параллельно. В этом случае после преобразования матрицы в вектор имеем выборку отсчетов сигналов для исходного ЦИ и ЦИ при воздействии ГШ:

$$\left(\begin{matrix} r_{1,1} & \dots & r_{1,3} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{3,1} & \dots & r_{3,3} \end{matrix} \right) \xrightarrow{\text{to vector}} \{r_{1,1}, r_{1,2}, \dots, r_{3,3}\}, \quad (3) \quad \left(\begin{matrix} g_{1,1} & \dots & g_{1,3} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{3,1} & \dots & g_{3,3} \end{matrix} \right) \xrightarrow{\text{to vector}} \{g_{1,1}, g_{1,2}, \dots, g_{3,3}\}, \quad (4)$$

$$\left(\begin{matrix} b_{1,1} & \dots & b_{1,3} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{3,1} & \dots & b_{3,3} \end{matrix} \right) \xrightarrow{\text{to vector}} \{b_{1,1}, b_{1,2}, \dots, b_{3,3}\}. \quad (5) \quad \left(\begin{matrix} r_{1,1} & \dots & r_{1,3} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{3,1} & \dots & r_{3,3} \end{matrix} \right)^{\circ} \xrightarrow{\text{to vector}} \{r_{1,1}, r_{1,2}, \dots, r_{3,3}\}^{\circ}, \quad (6)$$

$$\left(\begin{matrix} g_{1,1} & \dots & g_{1,3} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{3,1} & \dots & g_{3,3} \end{matrix} \right)^{\circ} \xrightarrow{\text{to vector}} \{g_{1,1}, g_{1,2}, \dots, g_{3,3}\}^{\circ}, \quad (7) \quad \left(\begin{matrix} b_{1,1} & \dots & b_{1,3} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ b_{3,1} & \dots & b_{3,3} \end{matrix} \right)^{\circ} \xrightarrow{\text{to vector}} \{b_{1,1}, b_{1,2}, \dots, b_{3,3}\}^{\circ}, \quad (8)$$

где $()^{\circ}$ - элементы матриц интенсивностей ЦИ при воздействии ГШ.

При этом, сопоставляя известную модель медианной фильтрации сигналов ЦИ с разрабатываемым алгоритмом, необходимо отметить, что этап упорядочивания отсчетов интенсивностей пикселей не выполняется. Исходя из того, что значения $r_{i,j}$, $g_{i,j}$, $b_{i,j} \in [0; 255]$, можно сделать вывод о том, что их изменения при воздействии ГШ, будут находиться в одинаковых пределах. В этом случае обоснованным является применение одного и того же модуля коррекции на основе искусственной нейронной сети (ИНС), которая используется для обработки искаженных значений пикселей по трем каналам RGB-цветового пространства.

Итерационно изменяя положение блока обработки матрицы ЦИ с использованием модели формирования обучающей выборки в соответствии с (3) - (8) можно получить набор векторов интенсивностей пикселей которые необходимы для настройки весовых коэффициентов ИНС. Алгоритм формирования обучающей выборки данных, для настройки ИНС представлен на рисунке 2. Алгоритм формирования обучающей выборки данных позволяет сгенерировать набор данных, схематично представленный на рисунке 3.

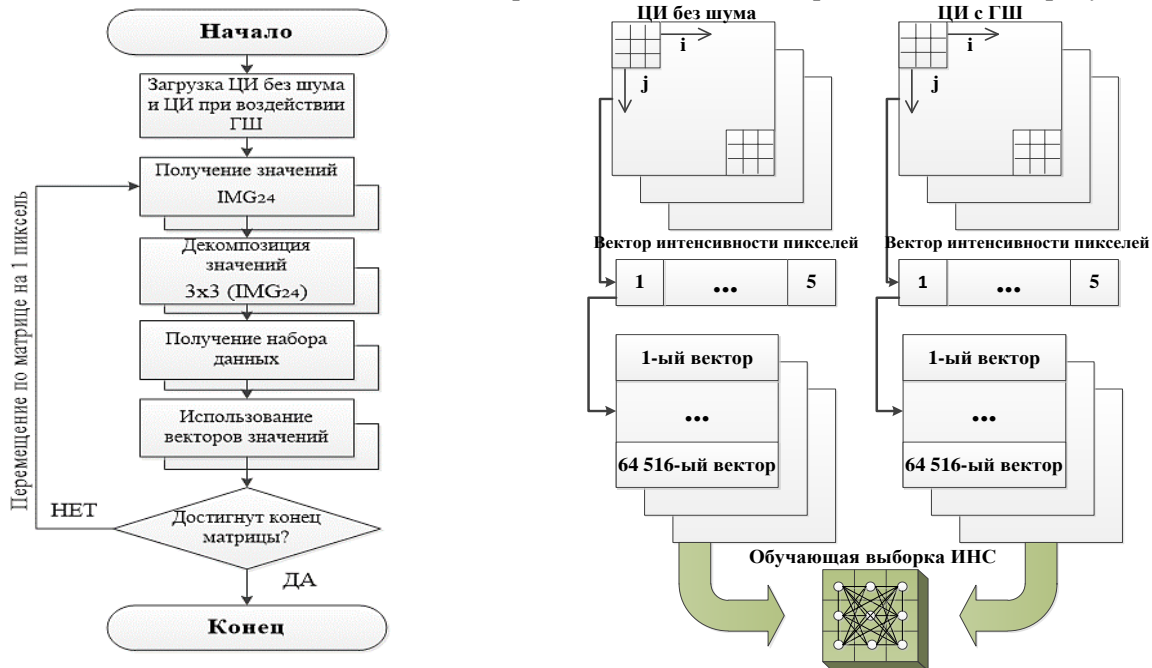


Рисунок 2 - Алгоритм формирования обучающей выборки, для настройки весовых коэффициентов ИНС

Рисунок 3 - Выборка данных для настройки весовых коэффициентов ИНС

На рисунке 3 изменение значений индексов i, j находятся в пределах удаления от границ матриц ЦИ размером 256 на 256 пикселей (при условии начала индексации с 0):

- для начального значения положения окна обработки медианным фильтром 3x3 - $i, j = 1$;
- для конечного значения положения окна обработки медианным фильтром 3x3 - $i, j = 254$.

Таким образом, имеем выборку данных, состоящую из $254^2=64516$ векторов по каждому каналу представления интенсивностей пикселей.

Следующим этапом является разработка архитектуры ИНС, которая реализует настройку весовых коэффициентов с учетом полученной выборки данных и коррекцию сигналов ЦИ после выполнения процесса «обучения». Основываясь на описанной выше модели определения входных $x_{i,j}$ и выходных данных $y_{i,j}$, представленных в виде векторов, состоящих из 5-ти отсчетов, пространство весовых коэффициентов $w_{i,j}$, которое ставит в соответствие пары этих значений можно представить в виде

$$\{x_{1,1}, x_{1,2}, \dots, x_{3,3}\} \rightarrow \{w_{1,1}, w_{1,2}, \dots, w_{3,3}\} \leftarrow \{y_{1,1}, y_{1,2}, \dots, y_{3,3}\}, \quad (9)$$

где, $x_{i,j}$ - значение интенсивности пикселя во входном векторе при воздействии ГШ, $w_{i,j}$ - значение весового коэффициента в блоке ИНС, $y_{i,j}$ - целевые значения интенсивности пикселя.

Учитывая, что входными и выходными данными, используемыми для «обучения» ИНС являются последовательности отсчетов, длиной 5 элементов, изменения которых находятся в пределах $0..255$, то целесообразным является обеспечение высокоскоростного доступа и изменения $w_{i,j}$. Реализация настройки весовых коэффициентов ИНС в этом случае возможна путем интерпретации интенсивностей пикселей в виде n-мерной модели адресного пространства. Таким образом, отсчеты входных векторов $x_{i,j}$ являются адресом определенного значения весового коэффициента $w_{i,j}$.

Исходя из этого требуемые затраты оперативной памяти, необходимой для реализации полноразмерной модели составляют $S = 255^9 = 4146310256,5$ Тбайт. Реализация представленной модели не является возможной, поскольку существующие ПЭВМ, используемые при управлении БПЛА, имеют объем памяти в пределах 8 Гбайт. Поэтому, необходимо решить задачу по сокращению размерности модели адресного пространства.

Снижение размерности модели адресного пространства возможно путем выбора основных точек в окрестности обрабатываемого пикселя и исключения нескольких значений пикселей из состава входного вектора значений, в соответствии с рисунком 4.

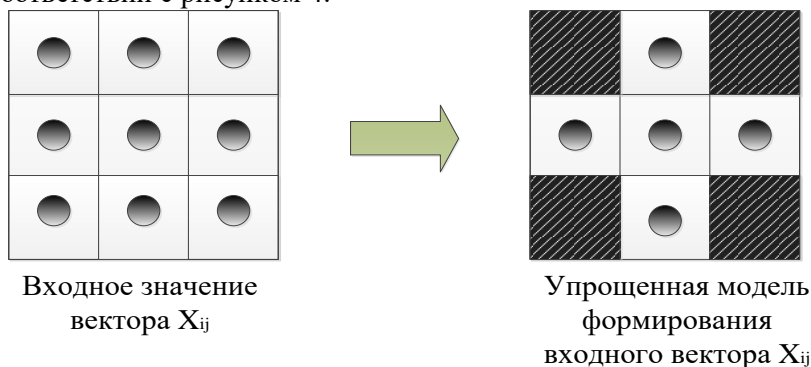


Рисунок 4 - Схема упрощения исходной модели адресного пространства весовых коэффициентов для снижения затрат оперативной памяти

Таким образом, в соответствии с рисунком 4 исходная модель модифицируется к упрощенной модели представления адресного пространства, с количеством измерений $n = 5$, значения которых составляют вектор $W \{255; 255; 255; 255; 255\}$. Для модифицированной модели затраты памяти составляют $S = 255^5 = 1004$ Гбайт, что также является не реализуемым на практике.

Дальнейшее снижение размерности входного вектора путем исключения из блока обработки значений пикселей является нецелесообразным по причине потери информативности наиболее коррелированных значений пикселей в окрестности изменяемого значения. Исходя из этого, обоснованным решением данной задачи является снижение динамического диапазона интенсивности яркости пикселей, которые являются адресами весовых коэффициентов ИНС.

$$P(\{r_{i,j}, g_{i,j}, b_{i,j}\}, Q) = \{r_{i,j}, g_{i,j}, b_{i,j}\}^*, Q = 10, \quad (10)$$

где P - оператор округления значений $r_{i,j}, g_{i,j}, b_{i,j}$ по параметру Q .

Таким образом, в соответствии с (10) $\{r_{i,j}, g_{i,j}, b_{i,j}\}^* \in [0; 26]$, и, требуемый объем памяти, составляет $S = 26^5 = 11,3$ Мбайт.

Значение параметра $Q = 10$ позволяет снизить затраты по памяти, при этом является наиболее приемлемым значением, выбранным эмпирически, так как при $Q = 11$ ухудшается качество ЦИ, ниже заданного значения ПОСШ=30 дБ, а при $Q=9$ существенных изменений по увеличению ПОСШ не наблюдается (менее 0,01 дБ). Таким образом, модель в соответствии с (10) является практически реализуемой для применения. Схематично процесс применения ИНС при обработке ЦИ показан на рисунке 5:

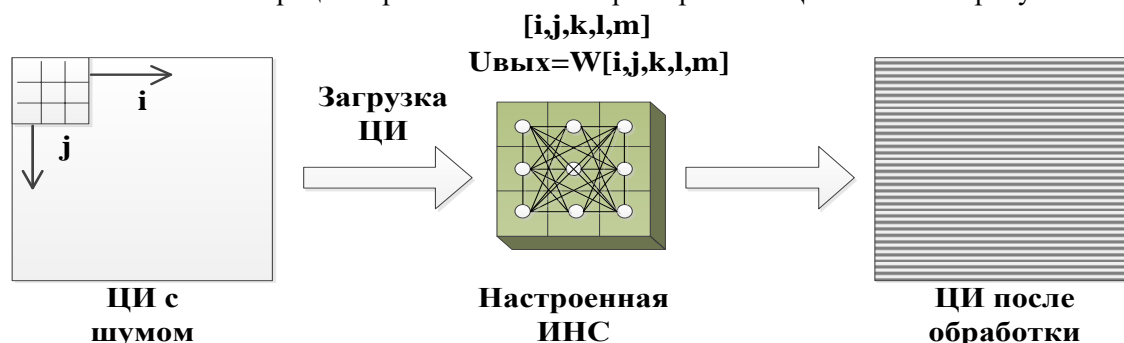


Рисунок 5 - Схема рабочего процесса применения ИНС при обработке ЦИ

Качество восстановления искаженных ГШ ЦИ при использовании медианных фильтров и разработанного алгоритма на основе ИНС показано на рисунке 6.



а) фильтр 3x3 б) фильтр 5x5 в) ИНС

Рисунок 6 - Результаты обработки ЦИ с ГШ $\sigma=14$

Применение существующих способов не приводит к достижению минимально требуемого уровня ПОСШ. В таблице 1 представлены результаты оценки показателя ПОСШ при обработке ЦИ с ГШ при $\sigma=8...20$.

Таблица 1.

Изменение ПОСШ за счет обработки МФ 3x3, 5x5, 7x7 и ИНС

	ПОСШ исходное	ПОСШ МФ, 3x3	ПОСШ МФ, 5x5	ПОСШ МФ, 7x7	ПОСШ ИНС
$\sigma=8$	30,055	24,8119	21,5584	20,1656	34,2828
$\sigma=10$	28,1204	24,4741	21,4612	20,1144	33,4738
$\sigma=12$	26,5717	24,1371	21,3528	20,0574	32,8245
$\sigma=14$	25,2445	23,7154	21,2001	19,9818	32,4805
$\sigma=16$	24,0626	23,2842	21,0151	19,8705	32,1377
$\sigma=18$	23,0489	22,8477	20,8512	19,7746	32,042
$\sigma=20$	22,1011	22,412	20,6674	19,6753	32,0299
Ср. знач.	25,6006	23,6689	21,158	19,9485	32,753

Из таблицы 1 видно, что при обработке медианным фильтром 3x3, 5x5, 7x7, на тестовые ЦИ с различной интенсивностью шума появляется эффект «размытия», значение ПОСШ не достигает требуемого уровня, а

также ухудшается субъективное восприятие визуального качества наблюдаемых оператором объектов. Применение предложенного способа обработки ЦИ на основе ИНС (обработка ЦИ с ГШ при $\sigma=8...20$), позволяет обеспечить значение ПОСШ более 30 дБ, а также отсутствуют эффекты «размытия» контуров наблюдаемых объектов, в среднем повышается ПОСШ на 7 дБ и обеспечивается его уровень в диапазоне 32,03...34,28 дБ.

Количественная оценка ВВХ распознавания объектов по критерию Джонсона для ЦИ (в соответствии с рисунком 1) полученных с борта БПЛА ($\sigma=100$) до и после процедуры обработки ИНС представлены на рисунке 7.

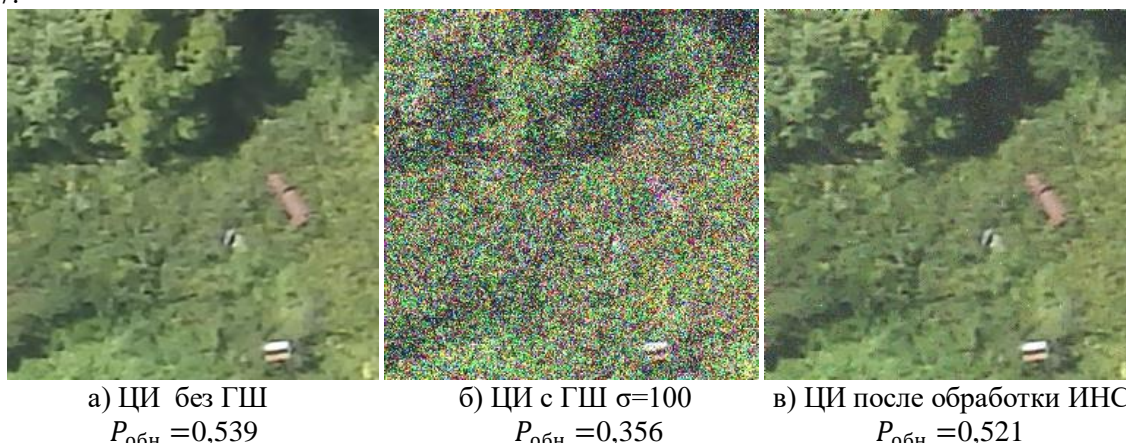


Рисунок 7 – Количественная оценка ВВХ ($P_{обн}$) объектов по критерию Джонсона для ЦИ полученных с борта БПЛА

Существующие способы, в отличие от предлагаемого, применяются без адаптации к структуре обрабатываемого сигнала. Наличие этапа обработки с применением ИНС в структуре алгоритма позволяет повышать показатели качества обработки ЦИ. Проведено экспериментальное моделирование обработки ЦИ с применением алгоритмов медианной фильтрации и разработанного алгоритма на основе ИНС. Полученные численные значения ПОСШ показали, что медианные фильтры снижают его уровень при размере окна 3x3 в пределах 0,2012...5,2431 дБ, при 5x5 1,0078...9,8894 дБ, при 7x7 2,0624...9,8894 дБ. При этом, разработанный алгоритм за счет адаптации позволяет достигать требуемого значения $ПОСШ \geq 30$ дБ, при этом отсутствуют эффекты «размытия» контуров наблюдаемых объектов. Применение предложенного алгоритма обработки ЦИ на основе ИНС позволяет повысить ПОСШ в среднем на 7 дБ.

Применение предлагаемого алгоритма обработки ЦИ в условиях воздействия ГШ позволяет повысить ВВХ распознавания объектов на $\Delta P_{обн} = 0,165$, что позволит оператору БПЛА снизить временные затраты в условиях высокой интенсивности шума на 69,1% на обнаружение наблюдаемого объекта.

Литература

1. Григорьев А. В., Тарасенко А. А. Цифровая обработка сигналов. Основы и применение – М.: Горячая линия-Телеком. 2012. - 387 с.
2. Гонсалес Р. С. Цифровая обработка изображений - М.: Техносфера. 2012 - 344 с.
3. Велигоша, А.В. Применение искусственных нейронных сетей для снижения избыточности дискретного вейвлет-преобразования изображений / А.В. Велигоша, Н.Н. Малышко, Р.Н. Струков // Теория и техника радиосвязи. № 2/2020. С. 5–12.
4. Нгок, Х.Т.Д. Устранение гауссовского и пуассоновского шумов на растровых изображениях. [Электронный ресурс] / Известия Тульского государственного университета. Естественные науки. 2014. Вып. 4. Режим доступа: <https://cyberleninka.ru/article/n/ustranenie-gaussovskogo-i-puassonovskogo-shumov-na-rastrovyh-izobrazheniyah/viewer>.

ALGORITHM NEURO-TRANSFORMATIONS SIGNAL DIGITAL SCENES

Doct.Tech.Sci. Bugakov I.A., Cand.Tech.Sci. Veligosha A.V.,
Cand.Tech.Sci. Malishko N.N.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(с. Serpukhov, Moscow region)

In article is offered algorithm neuro-transformations signal digital scenes, which allows to raise probability of the finding object when using unmanned flying machines for decision of the problems guard special object.



ДИСКРЕТНЫЕ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХААРА ПРИ ВЫПОЛНЕНИИ ОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ

асп., Гапочкин А.В.

Московский политехнический университет

В работе рассмотрены вопросы выполнения ортогонального частотного мультиплексирования (OFDM) на основе использования дискретных вейвлет-преобразований (ДВП), реализованных в модулярных кодах (МК). Целью проведенных исследований является повышение помехоустойчивости системы OFDM за счет использования нового базиса – ДВП, который выполняется с использованием МК. Известно, что применение модулярных кодов позволяет выполнять дискретные вейвлет-преобразования с применением целых чисел, что приводит к повышению точности проводимых вычислений. Кроме того, модулярные коды имеют возможность проводить вычисления ДВП параллельно. При этом в арифметических операциях, реализуемых ДВП в МК, используются малоразрядные остатки, которые получены на основе деления исходного числа на взаимно простые модули кода. Так как вычисления проходят параллельно, то в результате применения модулярных кодов обеспечивается более высокая скорость вычислений ДВП.

Общей чертой большинства действующих стандартов по организации беспроводной связи является использование технологии мультиплексирования с ортогональным частотным разделением (OFDM-Orthogonal Frequency Division Multiplexing). При этом для представления переменных и выполнения арифметических операций в системах OFDM используется быстрое преобразование Фурье (БПФ). Использование технологии OFDM в современных беспроводных системах передачи данных обусловлено рядом достоинств, среди которых можно выделить, высокую спектральную эффективность, возможность работы в условиях многолучевого распространения сигнала, устойчивость к узкополосной интерференции. Отмеченные достоинства определили сферы применения OFDM в семействе стандартов DVB-T (стандарт цифрового телевидения), WiFi (стандарт высокоскоростного беспроводного доступа в Интернет), LTE (стандарт подвижной связи четвертого поколения) [5].

Технология, использующая ортогональное частотное мультиплексирование, а также ее модификации, построены на основе перехода от последовательного высокоскоростного потока данных к нескольким параллельным подпотокам. При этом наблюдается снижение скорости передачи данных в каждом подпотоке, что позволяет снизить краевые искажения сигналов. При этом каждый подпоток должен передаваться на своей ортогональной несущей частоте. Такой подход способствует тому, что системы OFDM характеризуются следующими достоинствами [5]:

– OFDM обеспечивает высокие скорость и помехоустойчивость передачи информации; OFDM характеризуется высокой спектральной эффективностью; OFDM предназначен для эффективной работы в условиях многолучевого распространения сигналов; OFDM характеризуется высокой устойчивостью к узкополосной интерференции; OFDM широко используется в одночастотных сетях.

При OFDM на каждой из поднесущих может передаваться сигнал со своим форматом модуляции в зависимости от требований и величины помех в канале. Таким образом, OFDM выступает не как альтернатива QAM, QPSK и другим форматам модуляции, а как дополнение к формированию сигнала для передачи. Прежде чем использовать OFDM мы сначала должны сформировать QAM или BPSK модулированный сигнал (или другой) по рассмотренной ранее схеме.

Использование в OFDM быстрых алгоритмов дискретных преобразований Фурье (ДПФ) позволило обеспечить высокую скорость передачи сигналов и спектральную эффективность. Кроме того, технология OFDM характеризуется эффективной работой в условиях многолучевого распространения сигналов, а также высокой устойчивостью к узкополосной интерференции, которая способна исказить небольшую часть поднесущих [4].

Однако ДПФ и ОБПФ выполняются в поле комплексных чисел, что приводит к увеличению схемных затрат. Это связано с необходимостью применять два вычислительных тракта для обработки действительной и мнимой части сигнала. Кроме того, в качестве поворачивающих

коэффициентов БПФ и ОБПФ используются тригонометрические функции, которые являются иррациональными числами, что приводит к накоплению ошибок округления [5]. Наряду с отмеченными недостатками системы с OFDM, использующие ДПФ, не обладают максимальной помехоустойчивостью. Проведенные исследования показали, что искажение одного разряда в сигнале OFDM при передаче в канале связи из-за помех приведет к размножению ошибки при восстановлении сигнала.

Проведенные исследования показали целесообразность использования вейвлет-преобразования в сигналах OFDM в качестве базы, представляющей собой ортогональное преобразование сигналов. Поэтому дискретное вейвлетпреобразование считают обобщением спектрального анализа сигналов. Согласно работам [5,6] ДВП – это множество математических функций, которые обладают следующими достоинствами:

- локальность во времени и по частоте;
- вейвлеты получаются из одной порождающей функции, путем перемещения и масштабирования по оси времени.

Повысить эффективность ДВП можно за счет разработки и применения математических моделей выполнения ортогонального преобразования сигналов с использованием алгебраических систем, обладающих свойством кольца и поля. Использование целочисленного представления дискретного вейвлетпреобразования позволит не только устранить аддитивные и мультипликативные погрешности вычислений, которые вызваны округлениями коэффициентов ДВП при использовании позиционной системы счисления (ПСС), а также повысить скорость выполнения ортогональных преобразований сигналов.

Вейвлет-преобразование (ВП) – преобразование, похожее на преобразование Фурье (или гораздо больше на оконное преобразование Фурье) с совершенно иной оценочной функцией. Основное различие лежит в следующем: преобразование Фурье раскладывает сигнал на составляющие в виде синусов и косинусов, т.е. функций, локализованных в Фурье-пространстве; ВП, напротив, использует функции, локализованные как в реальном, так и в Фурье-пространстве. В общем случае, ВП может быть выражено следующим уравнением [6]

$$F(a, b) = \int_{-\infty}^{\infty} f(x)\psi^*_{(a,b)}(x)dx, \quad (1)$$

где * - символ комплексной сопряженности и функция ψ - некоторая функция. Функция может быть выбрана произвольно, но она должна удовлетворять определенным правилам. На рисунке 1 показан пример вейвлета Хаара:

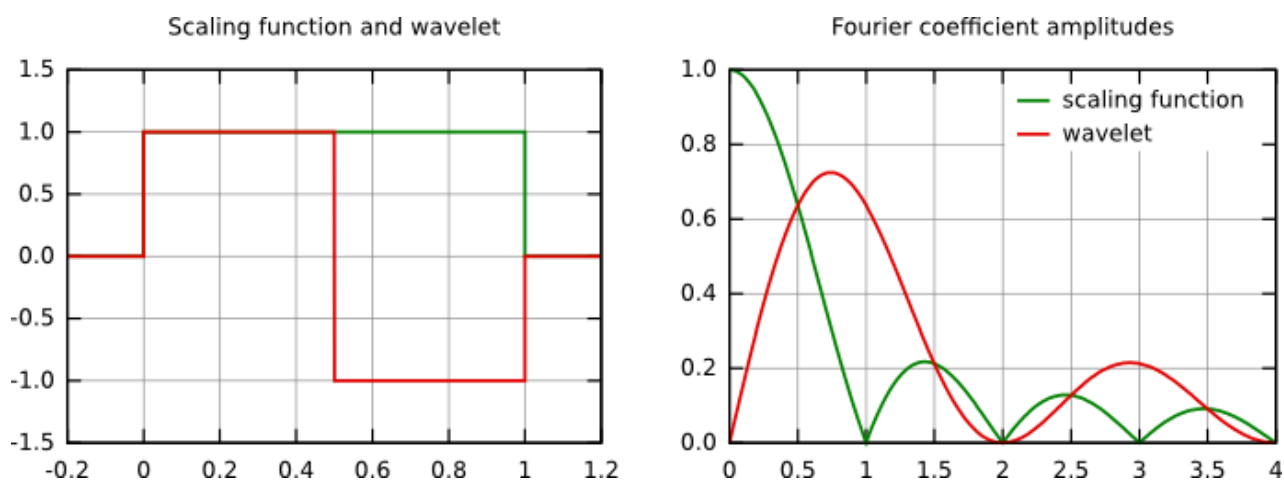


Рисунок 1. – Функция масштабирования Хаара и вейвлет (слева) и их частотные составляющие (справа)

Для построения матрицы преобразования Хаара используются базисные функции Хаара $h_k(z)$. Следует отметить, что данные функции задаются на непрерывном замкнутом интервале $z \in [0, 1]$. Используемые при этом значения переменной k , располагаются в пределе от 0 до $N-1$, где $N = 2^n$. При этом для каждого индекса k , определяется пара значений q и l , для которых справедливо,

$$0 \leq l \leq n-1, \quad (2)$$

так чтобы выполнялось условие

$$k = 2^l + q - 1. \quad (3)$$

В работе [4] представлен алгоритм выбора значения индекса, согласно которому

$$q = \begin{cases} 0, 1 & \text{при } l = 0 \\ 1 \leq q \leq 2^l & \text{при } l \neq 0 \end{cases} \quad (4)$$

Вычисленные, согласно выражения (5), значения индексов l и q используются для вычисления базисных функции Хаара. Если $k = 0$, то базисная функция имеет вид

$$h_0(z) = h_{00}(z) = \frac{1}{\sqrt{N}}, \quad (5)$$

где $z \in [0, 1]$.

При этом для вычисления остальных базисных функций используется выражение

$$h_k(z) = h_{lq}(z) = \frac{2^{\frac{l}{2}}}{\sqrt{N}} \begin{cases} 1 & \text{при } \frac{q-1}{2^l} \leq z < \frac{q-0,5}{2^l} \\ -1 & \text{при } \frac{q-0,5}{2^l} \leq z < \frac{q}{2^l} \\ 0 & \text{в остальных случаях} \end{cases}, \quad (6)$$

где $z \in [0, 1]$.

Рассмотрим выполнение вейвлет преобразования Хаара для 8 точек. Тогда матрица преобразования Хаара будет иметь следующий вид

$$W = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & -1 & -1 & -1 & -1 \\ \sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\sqrt{2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \sqrt{2} & \sqrt{2} & -\sqrt{2} & -\sqrt{2} \\ 2 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & -2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & -2 \end{bmatrix} \quad (7)$$

Анализ выражения (8) показывает, что преобразование Хаара можно реализовать в конечном поле $GF(p)$, где $p \neq 2$ [1,3]. Это обусловлено тем, что матрица содержит целые числа. Однако в ней присутствует и корень из двух. Переход к вычислению вейвлет Хаара возможно, если конечное поле сможет обеспечить целочисленное вычисление $\sqrt{2} \bmod p$. Данное свойство позволит осуществить переход от позиционного вычисления вейвлет-преобразования Хаара к преобразованию Хаара в конечном поле.

Выберем конечное поле $GF(17)$, в котором существует $\sqrt{2} \bmod 17 \equiv 6$. При этом значение нормирующего множителя в данном поле будет равно $(\sqrt{8})^{-1} \bmod 17 \equiv 10$. В этом случае получаем следующую матрицу вейвлет-преобразования Хаара

$$H_8 = 10 \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 16 & 16 & 16 & 16 \\ 6 & 6 & 11 & 11 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 6 & 6 & 11 & 11 \\ 2 & 15 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 15 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 15 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 15 \end{bmatrix} \quad (8)$$

Для удобства работы в конечном поле произведем нормализацию 8×8 матрицы преобразования H_8 в поле $GF(17)$

$$H_8^{norm} = \begin{bmatrix} 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 \\ 10 & 10 & 10 & 10 & 7 & 7 & 7 & 7 \\ 9 & 9 & 8 & 8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 9 & 9 & 8 & 8 \\ 3 & 14 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 14 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 14 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 14 \end{bmatrix} \quad (9)$$

В данной матрице выполняются все требования, предъявляемые к вейвлет-преобразованию

$$\sum_{i=0}^{N-1} h_{ij}(z) \equiv 0 \pmod{p} \quad (10)$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} h_{ij}^2(z) \equiv 1 \pmod{p} \quad (11)$$

$$\sum_{i=0}^{N-1} h_{ij}(z) h_{ab}(z) \equiv 0 \pmod{p}, \quad (12)$$

где $\forall i \neq a \text{ or } j \neq b$.

Произведем выполнение крупномасштабного анализа сигнала с использованием нормализованной матрицы Хаара в конечном поле $GF(17)$.

$$W(i) = H_8^{norm} x(i) = \begin{bmatrix} 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 & 10 \\ 10 & 10 & 10 & 10 & 7 & 7 & 7 & 7 \\ 9 & 9 & 8 & 8 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 9 & 9 & 8 & 8 \\ 3 & 14 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3 & 14 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 14 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 3 & 14 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 4 \\ 4 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (13)$$

Проведем прямое преобразование Хаара для входной последовательности отсчетов сигнала $f(x) = [1, 1, 4, 4, 0, 0, 0, 1]$. Тогда, используя математический аппарат, который связан с крупномасштабной теорией, имеем

$$W_\varphi(0,0) = \sum_{x=0}^7 f(x) \varphi_{00}(x) = |10 \cdot 1 + 10 \cdot 1 + 10 \cdot 4 + 10 \cdot 4 + 10 \cdot 1|_{17}^+ = |110|_{17}^+ = 8$$

$$W_{\psi}(1,0) = \sum_{x=0}^7 f(x)\psi_{01}(x) = |10 \cdot 1 + 10 \cdot 1 + 4 \cdot 10 + 4 \cdot 10 + 7 \cdot 1|_{17}^+ = 5$$

$$W_{\psi}(2,0) = \sum_{x=0}^7 f(x)\psi_{2,0}(x) = |9 \cdot 1 + 9 \cdot 1 + 4 \cdot 8 + 4 \cdot 8|_{17}^+ = 14$$

$$W_{\psi}(2,1) = \sum_{x=0}^7 f(x)\psi_{2,1}(x) = |8 \cdot 1|_{17}^+ = 8$$

$$W_{\psi}(4,0) = \sum_{x=0}^7 f(x)\psi_{4,0}(x) = |3 \cdot 1 + 14 \cdot 1|_{17}^+ = 0$$

$$W_{\psi}(4,3) = \sum_{x=0}^7 f(x)\psi_{4,3}(x) = |3 \cdot 4 + 14 \cdot 4|_{17}^+ = 0$$

$$W_{\psi}(4,2) = \sum_{x=0}^7 f(x)\psi_{4,2}(x) = 0$$

$$W_{\psi}(4,1) = \sum_{x=0}^7 f(x)\psi_{4,1}(x) = |14 \cdot 1|_{17}^+ = 14$$

Таким образом, результатом вейвлет-преобразования имеем

$$W(i) = [8, 5, 14, 8, 0, 0, 0, 14].$$

Произведем обратное преобразование с целью восстановления исходного сигнала. Для этого необходимо воспользоваться транспонированной матрицей Хаара H_8^T , которая в конечном поле $GF(17)$ имеет следующий вид

$$H_8^T = \begin{bmatrix} 10 & 10 & 9 & 0 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 10 & 10 & 9 & 0 & 14 & 0 & 0 & 0 \\ 10 & 10 & 8 & 0 & 0 & 3 & 0 & 0 \\ 10 & 10 & 8 & 0 & 0 & 14 & 0 & 0 \\ 10 & 7 & 0 & 9 & 0 & 0 & 3 & 0 \\ 10 & 7 & 0 & 9 & 0 & 0 & 14 & 0 \\ 10 & 7 & 0 & 8 & 0 & 0 & 0 & 3 \\ 10 & 7 & 0 & 8 & 0 & 0 & 0 & 14 \end{bmatrix}. \quad (14)$$

Воспользуемся данной матрицей и произведем вычисление обратного преобразования. В качестве входного вектора используем

$$W(i) = [8, 5, 14, 8, 0, 0, 0, 14].$$

Тогда имеем

$$f(x) = H_8^T W(x) = \begin{bmatrix} 10 & 10 & 9 & 0 & 3 & 0 & 0 & 0 \\ 10 & 10 & 9 & 0 & 14 & 0 & 0 & 0 \\ 10 & 10 & 8 & 0 & 0 & 3 & 0 & 0 \\ 10 & 10 & 8 & 0 & 0 & 14 & 0 & 0 \\ 10 & 7 & 0 & 9 & 0 & 0 & 3 & 0 \\ 10 & 7 & 0 & 9 & 0 & 0 & 14 & 0 \\ 10 & 7 & 0 & 8 & 0 & 0 & 0 & 3 \\ 10 & 7 & 0 & 8 & 0 & 0 & 0 & 14 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} 8 \\ 5 \\ 14 \\ 8 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 14 \end{bmatrix}. \quad (15)$$

Согласно (16) получаем

$$x(0T) = \sum_i W_{\psi}(i)\varphi_{00}(x) + \sum_j W_{\psi}(i,j)\psi_{i,j} = |10 \cdot 8 + 10 \cdot 5 + 14 \cdot 9|_{17}^+ = |256|_{17}^+ = 1$$

$$x(1T) = \sum_i W_\varphi(i) \varphi_{00}(x) + \sum_j W_\psi(i, j) \psi_{i,j} = |10 \cdot 8 + 10 \cdot 5 + 14 \cdot 9|_{17}^+ = |256|_{17}^+ = 1$$

$$x(2T) = |10 \cdot 8 + 10 \cdot 5 + 14 \cdot 8|_{17}^+ = |242|_{17}^+ = 4$$

$$x(3T) = |10 \cdot 8 + 10 \cdot 5 + 14 \cdot 8|_{17}^+ = |242|_{17}^+ = 4$$

$$x(4T) = |10 \cdot 8 + 7 \cdot 5 + 9 \cdot 8|_{17}^+ = |187|_{17}^+ = 0$$

$$x(5T) = |10 \cdot 8 + 7 \cdot 5 + 9 \cdot 8|_{17}^+ = |187|_{17}^+ = 0$$

$$x(6T) = |10 \cdot 8 + 7 \cdot 5 + 8 \cdot 8 + 14 \cdot 3|_{17}^+ = |221|_{17}^+ = 0$$

$$x(7T) = |10 \cdot 8 + 7 \cdot 5 + 8 \cdot 8 + 14 \cdot 14|_{17}^+ = |375|_{17}^+ = 1$$

Таким образом, получена исходная входная комбинация, которую подвергали крупномасштабному анализу. Рассмотрим представление исходной последовательности в базисе вейвлет-преобразования [4]

$$x(nT) = |8\varphi_{0,0} + 5\psi_{1,0} + 14\psi_{2,0} + 8\psi_{2,1} + 0\psi_{4,0} + 0\psi_{4,3} + 0\psi_{4,2} + 14\psi_{4,1}|_{17}^+, \quad (16)$$

Проведенные исследования свидетельствуют о том, что использование вейвлет-преобразований в конечном поле представляет собой обратимые преобразования. При этом такое преобразование не имеет ошибок округления, которые определяются позиционной системой счисления. В статье представлена модель системы OFDM, использующая в качестве ортогональных преобразований дискретные вейвлет-преобразования, реализованные в модулярных кодах.

Литература

1. Червяков Н.И., Шапошников А.В., Ряднов С.А. Модулярные параллельные вычислительные структуры нейропроцессорных систем. – М.: Физматлит, 2002. – 288 с.
2. Калмыков И.А., Ложечкин А.А., А.В., Гапочкин А.В., Калмыков М.И., Мартиросян А.Г. Алгоритм вейвлет-преобразования Хаара в конечном поле // Современные наукоемкие технологии. 2014. № 11-2. С. 18-23.
3. Акушский И.Я., Юдицкий Д.И. Машинная арифметика в остаточных классах. – М.: Советское радио, 1968. – 440 с.
4. Червяков Н.И., Сахнюк П.А., Шапошников А.В., Макоха А.Н. Нейрокомпьютеры в остаточных классах. – М.: «Радиотехника», 2003. – 272 с.
5. Технология OFDM: учебное пособие для вузов / М.Г. Бакулин, В.Б. Крейнделин, А.М. Шлюма, А.П. Шумов. – М.: Горячая линия-Телеком, 2017 – 352 с.
6. Червяков Н.И., Авербух В.М., Бабенко М.Г., Ляхов П.А., Гладков А.В., Гапочкин А.В. Приближенный метод выполнения немодульных операций в системе остаточных классов // Фундаментальные исследования. 2012. № 6-1. С. 189-193.



ВЛИЯНИЕ ПОРЯДКА ЭНТРОПИИ В ЗАДАЧЕ СОВМЕЩЕНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ ПО КРИТЕРИЮ МАКСИМУМА ВЗАИМНОЙ ИНФОРМАЦИИ

м.н.с. Коваленко Р.О., проф. Ташлинский А.Г., студ. Ильин И.А.

Ульяновский государственный технический университет

Проведено исследование влияния порядка энтропии взаимной информации Реньи на скорость сходимости оценок параметров стохастических процедур совмещения изображений по критерию максимума взаимной информации. Анализ проводился в условиях аддитивных шумов. Показано, что оптимальные значения порядка энтропии можно найти априорно до синтеза процедуры совмещения анализируя крутизну функции взаимной информации. Проведено сравнение результатов с результатами, полученными при использовании взаимной информации Шеннона.

Введение. Непрерывное использование видеоинформации обуславливает все возрастающие требования, как к техническим средствам, так и к методам и алгоритмам обработки изображений, улучшающим восприятие, анализ, распознавание и интерпретацию изображений для принятия решений и управления поведением технических систем. Одной из процедур, востребованной при решении прикладных задач обработки изображений и видеопотоков в различных областях [1], является совмещение изображений. Оно сводится к поиску функции или параметров заданной функции, устанавливающей соответствия между сопряженными точками двух и более изображений. После этого изображения приводятся к единым координатам путем пространственного геометрического преобразования [2].

Учитывая многообразие задач [3], вызванное различными ограничениями на исходные данные и используемый математический аппарат, методы совмещения изображений интенсивно развивались и получили широкое распространение. Предложено множество эффективных подходов, которые условно можно разделить на две большие категории: совмещение изображений на основе ключевых признаков [4] и на основе интенсивностей [5]. Если совмещаемые изображения имеют разную природу, в частности сформированы в различных спектральных диапазонах, или структуру, например, получены с различающихся пространственных координат или в разное время, возникают дополнительные сложности. Связано это с тем, что кроме различного ракурса и масштаба съемки, такие изображения часто имеют значительные взаимные нелинейные яркостные искажения и импульсные помехи априорно неизвестного вида. Хорошую устойчивость к условиям априорной неопределенности обеспечивают процедуры стохастического безыдентификационного совмещения изображений [6] на основе теоретико-информационных мер [7]. При синтезе [8] таких процедур в качестве целевых функций выбираются взаимная информация (ВИ) изображений.

Рассмотрим совмещение двух изображений: опорного $\mathbf{Z}^{(1)}$ и деформированного $\mathbf{Z}^{(2)}$. Для нахождения параметров их деформаций $\bar{\alpha}$ нужно задаться некоторой моделью деформаций, позволяющей по некоторому критерию оптимальности совместить сопряженные $\mathbf{Z}^{(1)}$ и $\mathbf{Z}^{(2)}$. В работе в качестве модели деформаций использована модель подобия, содержащая параметры: α_1, α_2 – сдвиг по базовым осям изображения X и Y, α_3 – поворот относительно некоторой заданной точки, α_4 – коэффициент масштаба относительно той же точки.

Постановка задачи. При использовании стохастических процедур совмещения определение оптимальных для заданной меры подобия параметров $\bar{\alpha}^*$ геометрического преобразования сводится к рекуррентному поиску экстремума многомерной целевой функции $\mathbf{J}(\bar{\alpha}) = \mathbf{J}(\bar{\alpha}, \mathbf{Z}^{(1)}, \mathbf{Z}^{(2)})$, описывающей меру подобия между $\mathbf{Z}^{(1)}$ и $\mathbf{Z}^{(2)}$:

$$\hat{\alpha}_t = \hat{\alpha}_{t-1} \pm \Lambda_t \bar{\beta} \left(\mathbf{J}(\hat{\alpha}_{t-1}, \tilde{\mathbf{Z}}_t^{(1)}, \mathbf{Z}^{(2)}) \right), \quad (1)$$

где $\hat{\alpha}$ – вектор оценок параметров; Λ – матрица усиления, определяющая качество и скорость обучения оценок параметров $\bar{\alpha}$; $\bar{\beta}(\cdot)$ – стохастический градиент меры подобия $\mathbf{J}(\cdot)$, выбранной функцией качества оценивания параметров; $\tilde{\mathbf{Z}}_t^{(1)}$ – опорное изображение, передискретизированное по оценкам $\hat{\alpha}_{t-1}$ параметров $\bar{\alpha}$; $t = \overline{1, T}$ – номер итерации.

На каждой t -й итерации оценивания отсчеты изображений $\tilde{\mathbf{Z}}_t^{(1)}$ и $\mathbf{Z}^{(2)}$ используются не полностью, а выбирается небольшая их часть, представляющая собой локальную выборку Z_t , по которой находится

стохастический градиент. То есть происходит усечение стохастического градиента $\bar{\beta}(\mathbf{J}(\hat{\alpha}_{t-1}, Z_t))$ на локальную выборку Z_t .

Стохастический градиент меры подобия (в нашем случае – ВИ) можно находить различными способами. В проводимом исследовании используется метод конечных разностей. При этом значение псевдоградиента для каждого параметра оценивается по отдельности с учетом оценок $\hat{\alpha}_{t-1}$ параметров модели деформаций, полученных на предыдущей итерации. Расчетная формула для оценки стохастического градиента сдвига по базовой оси X изображения $\mathbf{Z}^{(2)}$:

$$\beta_{hx} = \frac{\hat{\mathbf{J}}(\hat{\alpha}_1 + \Delta_{\alpha_1}, \hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_3, \hat{\alpha}_4, Z_t) - \hat{\mathbf{J}}(\hat{\alpha}_1 - \Delta_{\alpha_1}, \hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_3, \hat{\alpha}_4, Z_t)}{2\Delta_{\alpha_1}}, \quad (2)$$

где $\hat{\alpha}_1, \hat{\alpha}_2, \hat{\alpha}_3, \hat{\alpha}_4$ – оценки (на текущей итерации) сдвига по осям X и Y, поворота относительно центра и коэффициент масштаба. Δ_{α_1} - задаваемое приращение относительно текущей оценки сдвига по оси X.

В качестве целевых функций (1) исследуем ВИ Шеннона и Реньи. При нахождении стохастического градиента рассчитать численные значения ВИ для конечных разностей ВИ (2) на каждой итерации оценивания можно используя известные выражения (3)-(5). Так, обобщённая ВИ Шеннона определяется как:

$$\mathbf{J}_S = \hat{H}_S(\tilde{\mathbf{Z}}^{(1)}) + \hat{H}_S(\mathbf{Z}^{(2)}) - \hat{H}_S(\tilde{\mathbf{Z}}^{(1)}, \mathbf{Z}^{(2)}) \quad (3)$$

где $\hat{H}_S(\mathbf{Z}^{(*)}) = -\sum_i p(z_i^{(*)}) \log_2(p_z(z_i^{(*)}))$ и $\hat{H}_S(\tilde{\mathbf{Z}}^{(1)}, \mathbf{Z}^{(2)}) = -\sum_i \sum_k (p_{1,2}(z_i^{(1)}, z_k^{(2)}) \log_2 p_{1,2}(z_i^{(1)}, z_k^{(2)}))$; - оценки

одиночной и совместной энтропии Шеннона изображений $\tilde{\mathbf{Z}}^{(1)}$ и $\mathbf{Z}^{(2)}$; $p_z(z_i^*)$ и $p_{1,2}(z_i^{(1)}, z_k^{(2)})$ - оценки маргинальной и совместной плотностей распределения вероятностей яркостей изображений по выборке Z_t ; $z_i^{(1)}, z_k^{(2)}$ - пиксели, вошедшие в локальную выборку.

ВИ Реньи находится из энтропии Реньи:

$$\mathbf{J}_R = \frac{\hat{H}_R(\tilde{\mathbf{Z}}^{(1)}) + \hat{H}_R(\mathbf{Z}^{(2)})}{\hat{H}_R(\tilde{\mathbf{Z}}^{(1)}, \mathbf{Z}^{(2)})}, \quad (4)$$

где $\hat{H}_R(\tilde{\mathbf{Z}}^{(1)}, \mathbf{Z}^{(2)}) = (1-q)^{-1} \log_2 \sum_i \sum_k p_{1,2}^q(z_i^{(1)}, z_k^{(2)})$ и $\hat{H}_R(\mathbf{Z}^{(*)}) = (1-q)^{-1} \log_2 \sum_i p^q(z_i^{(*)})$

- совместная и одиночная энтропии Реньи исследуемых изображений; q – некоторая константа, называемая порядком энтропии.

Заметим, что в отличие от ВИ Шеннона ВИ Реньи зависят от порядка энтропии. Влияние этого параметра на эффективность процедур совмещения изображений, синтезированных на основе этих мер, практически не исследовано. Поэтому целью настоящей работы является исследование влияния на скорость сходимости стохастической процедуры (1) порядка энтропии Реньи, в том числе, в условиях аддитивных шумов.

Для нахождения оценок энтропий Шеннона и Реньи использовался гистограммный метод, в котором маргинальные и совместные плотности распределения вероятностей яркостей изображений $\tilde{\mathbf{Z}}^{(1)}$ и $\mathbf{Z}^{(2)}$ аппроксимируются гистограммами.

Некоторые экспериментальные результаты. Исследования проводились на реальных и имитированных изображениях. На обоих классах изображений результаты оказались близкими. Ниже приведены примеры результатов, полученных на имитированных изображениях, синтезированных на основе волновой модели, достоинством которой является близость плотности распределения яркостей и корреляционной функции к гауссовым. Последнее важно при экспериментальной проверке аналитических результатов, поскольку при их получении часто предполагаются именно такие ограничения. На рисунке 1а приведен пример одного из таких изображений, а на рисунке 1б - зависимости от сдвига нормированных ВИ Шеннона (график 1) и Реньи при трех значениях порядка энтропии $q = 0,5$ (график 2), $q = 1.1$ (график 3) и $q = 6$ (график 4). Видно, что при разных порядках энтропии результаты незначительно отличаются между собой, а также от результатов для ВИ Шеннона.

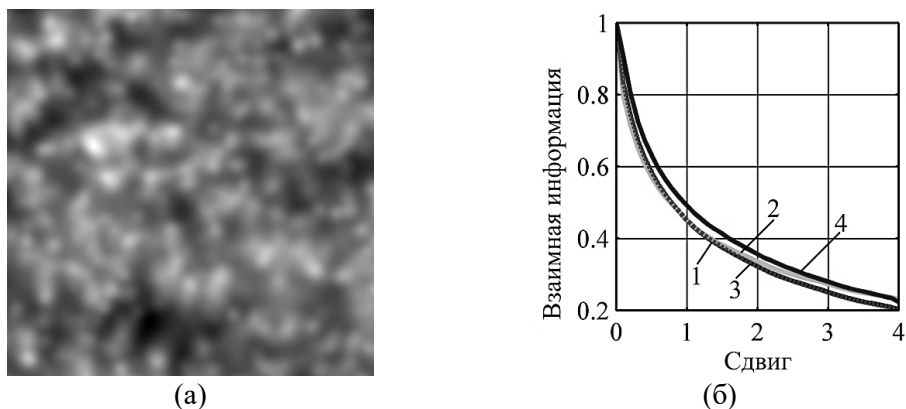


Рисунок 1. Пример исследуемого изображения и зависимость ВИ Шеннона и Реньи от сдвига

Для априорного прогноза и сравнения потенциальной и средней скорости сходимости вектора оценок параметров, формируемых стохастической процедурой (1), в заданном диапазоне деформаций при различных видах ВИ оценивалась средняя и максимальная крутизна функционалов (3) и (4). Так, в исследуемом случае максимальная крутизна для ВИ Шеннона составила 3,4, а средняя – 0,20. Для ВИ Реньи эти характеристики уже зависят от порядка энтропии q . Соответствующие зависимости приведены на рисунке 2а и 2б, где на рисунке 2а представлена максимальная крутизна, на рисунке 2б – средняя. Отметим, что при $q=1$ ВИ Реньи соответствует ВИ Шеннона. Для отражения этого факта на графиках крутизны участок вблизи точки, соответствующей $q=1$, помечен звездочкой. Из графиков видно, что максимальная крутизна монотонно падает, а средняя имеет максимум, 2% отклонение от которого дает параметр q примерно в диапазоне от 0,9 до 1,3.

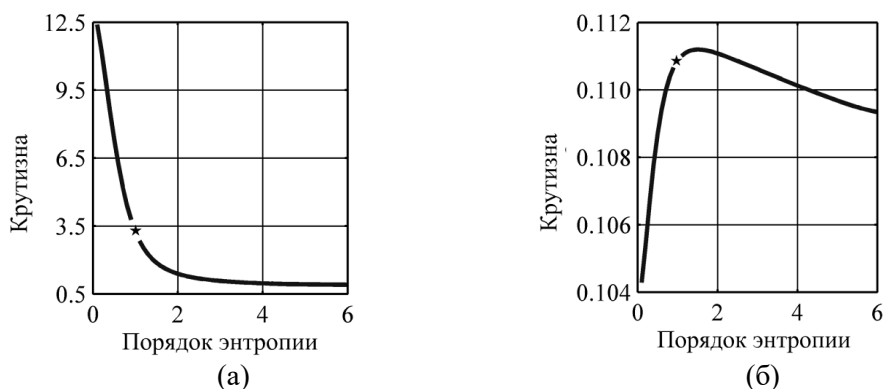


Рисунок 2. Зависимость максимальной и средней крутизны ВИ Реньи от порядка энтропии

Для проверки полученного результата на реальной работе стохастической процедуры (1), синтезированной при использовании в качестве целевой функции ВИ Реньи, была проведена серия экспериментов по оценке параметров деформаций при совмещении изображений. Исследовались точность и скорость сходимости формируемых оценок параметров. В качестве характеристики точности совмещения, опорного и деформированного изображений, применено евклидово расстояние рассогласования, которое интегрально характеризует поведение вектора оценок параметров. Скорость сходимости определялась числом итераций сходимости (числом итераций до достижения минимума евклидова расстояния рассогласования). Пример соответствующих зависимостей для случая, когда параметры деформаций изображений имели значения: сдвиги по базовым осям -4,5 и 4,5, угол поворота -5,5°, коэффициент масштаба 1,1, приведен на рисунке 3. Результаты получены при объеме локальной выборки 100 отсчетов и усреднены по 60 реализациям. График 1 на рисунке 3 соответствует среднему числу итераций сходимости, а график 2 – медианному числу итераций.

Анализ показал, что минимальное число итераций сходимости достигается при $q=1,1$ и составляет в среднем, как и медианное, 112 итераций. Отметим, что при использовании ВИ Шеннона среднее число итераций сходимости составило 116, а медианное - 114. Также по характеру графиков 1 и 2 на рисунке 3

можно сделать вывод, что при $q > 4$ только небольшая часть реализаций дает увеличение итераций сходимости.

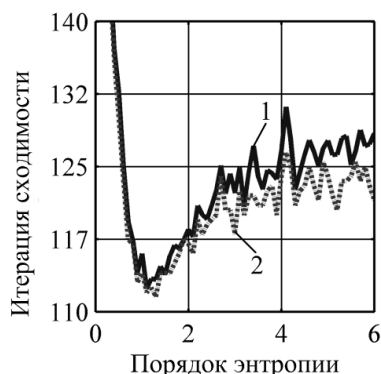


Рисунок 3. Зависимости скорости сходимости от порядка энтропии Реньи

Было также проведено исследование влияния энтропии на эффективность релейных стохастических процедур совмещения изображений в условиях шумов. При этом использовался аддитивный гауссов шум, который добавлялся к деформированному изображению, опорное изображение не зашумлялось. Для приведенного ниже примера результатов отношение сигнал/шум по дисперсиям составляло 3,7.

Зависимость от сдвига нормированной ВИ Реньи для случая зашумления приведена на рисунке 4а. При этом график 2 соответствует порядку энтропии $q = 0.5$, график 3 - $q = 1.1$, график 4 - $q = 4$. Также на обоих рисунках для сравнения приведены результаты для ВИ Шеннона (график 1, черная линия).

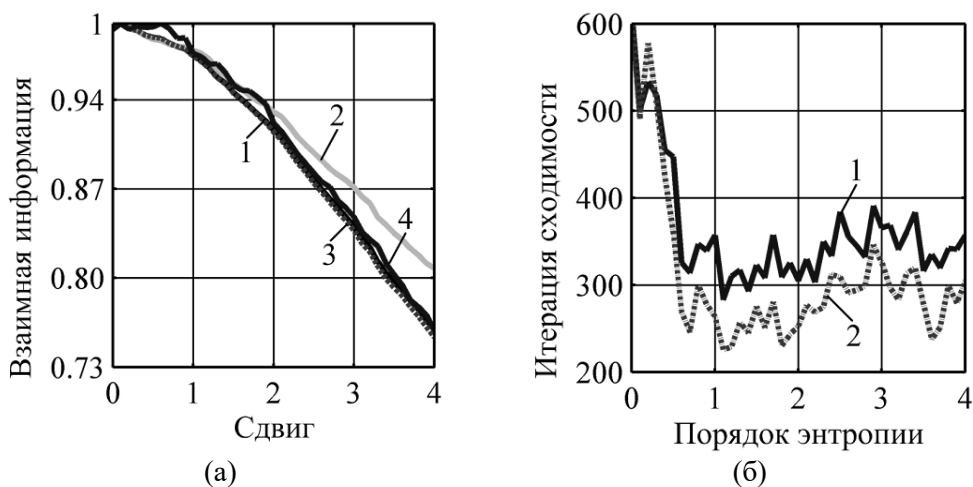


Рисунок 4. Взаимная информация при зашумлении изображений

Полученные результаты показывают, что при аддитивном шуме порядок энтропии незначительно влияет на зависимость ВИ Реньи от параметра сдвига. Результаты экспериментальной проверки скорости сходимости оценок параметров деформаций в диапазоне порядка энтропии от 0,1 до 4 с использованием процедуры (1) приведены на рисунке 4б соответствует ВИ Реньи. Сплошная линия соответствует среднему числу итераций до сходимости, а пунктирная - медианному (линии 1 и 2 соответственно). Отличие кривых позволяет сделать вывод, что большая доля реализаций эксперимента показала скорость сходимости выше средней.

В соответствии с экспериментальными результатами при использовании ВИ Реньи оптимальным с точки зрения скорости сходимости оценок параметров является порядок энтропии в районе значения 1.1. При этом достигается минимальное число итераций до сходимости оценок во всех экспериментах. В то же время при дальнейшем увеличении порядка энтропии скорость увеличения числа итераций незначительная. В целом же можно сделать вывод, что аддитивный шум мало влияет на оптимальные значения порядка энтропии.

Заключение. Исследования показали, что при синтезе стохастических процедур совмещения изображений на основе ВИ выбор порядка энтропии у ВИ Реньи влияет на скорость сходимости оценок параметров совмещения. При этом априорный анализ крутизны функции ВИ позволяет найти значения порядка энтропии, при которых достигается максимум скорости сходимости. Это, в свою очередь, дает возможность априорно до синтеза процедуры совмещения выбрать меру подобия изображений, наиболее подходящую для решения конкретной прикладной задачи. Так, в проведенных исследованиях для использованного класса изображений для ВИ Реньи оптимальным оказался порядок энтропии примерно в диапазоне от 0,9 до 1,3. Синтезированные на основе ВИ Реньи релейные стохастические процедуры в экспериментальных исследованиях подтвердили эти выводы. Показано также, что аддитивной шум незначительно влияет на оптимальные значения порядка энтропии, но при этом в шумах процедуры совмещения с оптимизированным порядком энтропии показали скорость сходимости выше, чем процедура на основе ВИ Шеннона.

Работа выполнена при финансовой поддержке гранта РФФИ № 22-21-00513, <https://rscf.ru/project/22-21-00513/>.

Литература

1. Azam, M.A. Multimodal medical image registration and fusion for quality enhancement / M.A. Azam, K.B. Khan, M. Ahmad, and M. Mazzara // *Computers, Materials & Continua*. – 2021. – Vol. 68(1). – P. 821-840.
2. Gonzalez, R.C. *Digital image processing*. – London: Pearson Publisher, 2018. – 1022 p.
3. Maes, F. Medical image registration using mutual information / F. Maes, D. Vandermeulen, P. Suetens // *Proceedings of the IEEE*. – 2003. – Vol. 91(10). – P. 1699-1722.
4. Park, H. Adaptive registration using local information measures / H. Park, P. Hyunjin, H. Peyton // *Medical Image Analysis*. – 2004. – Vol. 8(4). – P. 465-473.
5. Maintz, J. B. A. A survey of medical image registration / J.B.A. Maintz, M.A. Viergever // *Medical image analysis*. – 1998. – Vol. 2(1). – P. 1-36.
6. Ташлинский, А. Г. Методика анализа погрешности псевдоградиентного измерения параметров многомерных процессов / А. Г. Ташлинский, В. О. Тихонов // *Известия вузов: Радиоэлектроника*. – 2001, Т. 44, № 9. – С. 75–80.
7. Tashlinskii, A.G. Application of Renyi Mutual Information in Stochastic Referencing of Multispectral and Multi-temporal Images / A.G. Tashlinskii, R.M. Ibragimov, G.L. Safina // *IEEE Xplore (VIII International Conference on Information Technology and Nanotechnology (ITNT))*. – 2021, – P. 1–5.
8. Tashlinskii, A.G. Usage of mutual information as similarity measures for stochastic binding images / A.G. Tashlinskii, G.L. Safina, R.O. Kovalenko, R.M. Ibragimov // *IEEE Xplore (VIII International Conference on Information Technology and Nanotechnology (ITNT))*. – 2021, – P. 1–5.

THE INFLUENCE OF THE ENTROPY ORDER IN THE IMAGE ALIGNMENT TASK BASED ON THE CRITERION OF MAXIMUM MUTUAL INFORMATION

prof. Tashlinskii A.G., jun.res. Kovalenko R.O., stud. Ilin I.A.

Ulyanovsk state technical university

The influence of the entropy order of the Renyi mutual information on the convergence rate of matching parameter estimates in the synthesis of stochastic image matching procedures was investigated. The analysis was performed also under additive noise conditions. The results showed that optimal entropy order values can be found a priori by analyzing the slope of the mutual information function before synthesizing the matching procedure. The results were compared with those obtained using Shannon mutual information.



ИССЛЕДОВАНИЕ ЭЛЕМЕНТА ПАМЯТИ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТНЫХ УСТРОЙСТВ В СИСТЕМЕ АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ИНТЕГРАЛЬНЫХ МИКРОСХЕМ

инж. Крехов В.Е.¹, к.т.н. Крехов Е.В.²

¹Филиал Военной академии Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого

²ООО «Алмаз-Антей управленческое консультирование»

Рассмотрены синтез, свойства и особенности примитивного элемента памяти на основе бистабильной ячейки. Анализируется логика памяти в отличие от синхронной и самосинхронной логики. Предложенная логика моделируется в последовательностных устройствах с унитарным кодированием one-hot, анализируется потенциальная точность оценивания временных параметров импульсов и достоверность эквидистантного унитарного кода по доле обнаруживаемых и не обнаруживаемых импульсов на выходе исследуемых схем. Проводится тестирование микросхем с привлечением новых методов порогового сравнения и сличения частот для оценки переходных процессов в схемах памяти, определение погрешности квантования импульсов и оценка их временных параметров.

Введение

Решение задач информационных технологических процессов в системе автоматизированного проектирования (САПР) интегральных микросхем (ИМС) нуждается в разработке качественно новых информационных и схемотехнических свойств и возможностей их элементов памяти (ЭП) и, на их основе, цифровых последовательностных устройств (ЦПУ). Всё более жёсткие требования предъявляются к схемотехнической сложности и быстродействию ЭП и ЦПУ ИМС, а также достоверности обработки информации при преобразовании её в выходной код [1]. Достоверность информации характеризует вероятность искажения бита данных или иначе это интенсивность битовых ошибок (Bit Error Rate, BER). В процессе преобразования информации использование двоичных безыбыточных кодов вызывает возможность появления сбоя и ошибки в двоичных элементах памяти. Возникает необходимость исключения битовых ошибок, вызывающих отказы. Например, в устройстве управления компьютера при формировании команд, операций, прерываний от генератора импульсов его унитарный код преобразуют в двоичный код, а затем дешифратором вновь в унитарный для исключения перерождения кода. Подобные излишние двойные преобразования не редкость, которые вызваны нулевой достоверностью двоичных кодов. Создание ЦПУ ИМС, сокращение сроков их разработки САПР нуждается в качественных информационных свойствах логических устройств, как с настройкой, например, сложных программируемых логических устройств, так и схем различной интеграции с жёсткой логикой. Большинству ЦПУ необходима синхронизация работы, которая состоит в тактировании устройств с частотой, определяющей их быстродействие. Повышение частоты синхронизации является технической проблемой ЦПУ [2]. Для повышения частоты синхронизации используют самосинхронизацию до величин, определяемых временем переходных процессов в схемах самосинхронных элементов и устройств [3]. Однако, в результате ошибок ЭП, подверженных внутренним или внешним воздействиям, а также явления их метастабильности при несовершенстве методов автоматизированного проектирования, возникают сбои в работе ЦПУ [4]. Существующие ЦПУ делятся на синхронные и самосинхронные, а чисто асинхронные схемы практического применения почти не находят. Синхронные схемы пока находят большее применение, так как они проще самосинхронных, которые используют в наиболее ответственных областях техники. Перспективны самосинхронные устройства Маллера-Варшавского, а также, например, реконфигурируемые автоматы с контролем состояний бистабильной ячейки (БЯ) ЭП [5]. Однако, без принятия мер, логика съёма информации из БЯ не обеспечивает требуемого снижения ошибок, из-за возможной неопределённости, являющейся её пятым состоянием, вызывает чрезвычайно высокую сложность для обеспечения достоверности информации [6]. При таком положении с логикой работы БЯ, как основы любых ЭП, уточнение принципов её логического управления, с возможностью обеспечения быстродействия проектируемого ЦПУ со снижением ошибок и обеспечением достоверности генерируемого кода, является актуальным [7].

Актуальность исследования обоснована тем, что в основу алгебраической теории кодирования и в технологию САПР ИМС положены современные логические модели, методы и средства информатики, но практически отсутствуют достаточно обоснованные рекомендации по организации их более эффективной разработки, внедрения, эксплуатации и развития. В проектной логике существующих ЭП и ЦПУ слабо используются возможности теории управления и теории ограничений, преобладает интуитивный выбор из многочисленных библиотек САПР недостаточно обоснованных схемных решений ещё недостаточно

сформировавшейся и чрезвычайно сложной теории цепей Маркова и сетей Петри, ограниченные своими нормами их применения. Основные проблемы целостности информации и проектирования отказоустойчивых ИМС состоят в решении противоречий: низкой производительности из-за синхронизации; нарушения целостности информации при извлечении данных из-за неизбежности ошибок управления памятью ИМС; избыточности переходов в памяти ИМС, что вызывает завышение тепловыделения по Ландауэру, является причиной кризиса закона Мура и их низкой надёжности.

Из этого следует, что существующие ИМС несовершенны, их библиотеки ЭП и ЦПУ субъективны. Следовательно, логика управления и стирания информации памяти ИМС не удовлетворяет современным противоречивым требованиям, нуждается во введении объективного автоматизируемого синтеза ЭП и ЦПУ с решением противоречий по критерию сложность – достоверность - быстродействие их схем, что и обосновывает особую актуальность синтеза ЭП.

Для выявления причин проблем при автоматизируемом проектировании ЦПУ необходимо провести сравнительный анализ (простейших) базисных элементов памяти (БЭП), которые для их синтеза используют в качестве памяти БЯ. В ЭП БЯ запоминает и сохраняет бинарную информацию (0 или 1) за счёт положительной обратной связи (ПОС) двух логических элементов, например И-НЕ либо ИЛИ-НЕ. Недостатком БЯ, для которой не приняты дополнительные меры по её управлению, является вероятность появления неопределённого состояния на её выходах, например 11 при реализации ячейки на логике И-НЕ. Вероятность запрещённого перехода БЯ в неопределённое состояние может приводить к ошибкам ЭП и снижению функциональности и быстродействия ЦПУ из-за непредсказуемости выхода из такого состояния. В синхронных ЦПУ, в результате тактования, указанная проблема практически снимается. В самосинхронных ЦПУ проблема попадания БЯ в запрещённое состояние решается путём большего усложнения управления, чем в синхронных. Проблема связана с тем, что организация межсоединений в ЭП по модели самосинхронизации слабо предупреждает ошибки БЯ, а сложность схем самосинхронизации препятствует автоматизации проектирования и их тестирования САПР. По окончании переходных процессов в схемах логика самосинхронизации управляет временем распространения сигнала в схемах, повышает их быстродействие менее длительности такта, позволяя повышать частоту синхронизации. Однако обеспечение достоверности информации в самосинхронных схемах проблематично из-за остающейся проблемы трудноустранимости ошибок ввиду неполного устранения явления гонок и риска. Следовательно, логика хранения данных в самосинхронных ЦПУ не свободна от ошибок, хотя их быстродействие максимально.

На основании проведенного анализа схемных проблем определена **проблемная ситуация**, из противоречивой сущности которой видно, что в логическом синтезе ЦПУ классические подходы исчерпаны, а, из-за непредсказуемости задержек сигнала в межсоединениях и трудноустранимости ошибок БЯ, автоматизировать проектирование сложных ЦПУ из самосинхронизируемых схем затруднительно. Однако традиционные синхронные ЭП позволяют просто автоматизировать проектирование сложных ЦПУ, но необходимо исследовать их по быстродействию. Логическая корректность логики синтеза ЭП по синтаксису и семантике необходима, но не достаточна, так как не хватает мер по предупреждению ошибок при квантовании и дискретизации сигналов. Необходимо более глубокое использование логики асинхронных и синхронных функций ЭП, нахождение новых логических возможностей. Проблема изучена недостаточно, особенно на уровне достоверности информации. Возникает задача не только повышения быстродействия ЭП, но и необходимость в исключении ошибок его необратимой логики более полным её использованием [7].

Исходя из сформулированной проблемной ситуации **научная задача** может быть определена как разработка БЭП с автоматическим управлением синхронизацией (АУС), позволяющего с заданной достоверностью и минимальной сложностью обеспечить максимальное быстродействие в условиях временных и стоимостных ограничений на завершение в нём переходных процессов в зависимости от уровня сигнала.

Методика синтеза базисного элемента памяти

В основе классификации и синтеза ЭП лежат БЭП. Базисными ЭП являются: схема БЯ с классическим асинхронным управлением – основа любых ЭП; схема самосинхронной ячейки памяти DC (David Cells) P. Давида¹; парафазный ЭП - БЯ с дублирующей ПОС Эрла²; синхронно-асинхронная схема БЭП с АУС на

¹ D. Shang, Asynchronous Communication Circuits: Design, Test, and Synthesis, PhD thesis, Newcastle University, 2003, 248 p.

² Триггеры типа D-L: [Электрон. ресурс]. Режим доступа: https://scask.ru/j_book_deq.php?id=26. (Дата обращения: 13.05.2023).

основе БЯ с отрицательной обратной связью (ООС) и логикой запрета. Базовые ЭП служат основой для построения более сложных ЦПУ. Для сравнения базовых ЭП исследуем их схемы в базисе И-НЕ потенциальных логических элементов и проанализируем их словарь переходов при условии минимума логических переходов. Такой подход позволяет оценить эффективность ЭП по показателям сложности, быстродействия и достоверности, которые прямопропорциональны показателям энергопотребления, производительности, отказоустойчивости или надёжности.

Для самосинхронных схем БЭП основой является ячейка памяти Р. Давида, а для синхронных схем наиболее простой является БЭП - схема прозрачного триггера Эрла. Простая же БЯ является основой синтеза конечных автоматов по синхронному типу, а ячейка Р. Давида является типовой БЯ для построения самосинхронных схем по принципу запрос/подтверждение с помощью индикации. Однако, схема Р. Давида ничем не защищена от сбоев, а индикатор служит для принятия решения об окончании переходных процессов и инициализации продолжения работы по факту гонок и риска в БЯ. Для преодоления отрицательных последствий гонок и риска часто используют дублирующую БЯ в схеме Эрла. Синхронная схема Эрла исключает состязания сигналов и, поэтому, имеет высокое быстродействие, но требует усложнения дополнительной логической схемой и использования сложного парафазного управления, не может служить цели упрощения схем. В связи с указанным анализом схем БЭП синхронная схема Эрла с предустановкой является аналогом, а самосинхронный примитив памяти – ячейка Р. Давида является прототипом предлагаемой нами БЭП с АУС.

Нами разработана схема БЭП с АУС на основе её динамического управления синхронизацией ООС [8]. Для этого проводится алгоритмический и программный синтез БЭП, который основан на новом словаре переходов, а в результате получено характеристическое уравнение БЭП: $Q^+ = D(C\bar{Q} + Q)$, из которого видно, что в словарь переходов введена логика запрета, действующая только на тактовый сигнал C при разрешающем уровне входного сигнала D . На рисунке 1 представлена схема синтезированного БЭП с управляемой синхронизацией.

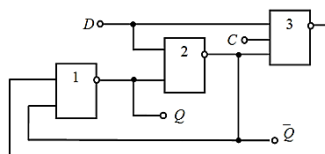


Рисунок 1. Схема синтезированного БЭП с управляемой синхронизацией

Такой канонический синтез схем поддаётся программированию в противовес необъективному анализу самосинхронных схем и является основой методики логического проектирования нового класса ЭП и ЦПУ мировой новизны.

Методика оценки показателей базисного элемента памяти

В отличие от существующей методики проектирования мы, дополнительно к введению нового словаря переходов, обосновываем влияние переходных процессов в схеме. Проводится анализ сложности, надёжности и быстродействия БЭП с оценкой полноты окончания переходных процессов и потенциальной точности и надёжности оценки временных параметров импульсов при считывании бита унитарного кода. Исследование проведено при допущении, что приняты меры по устранению квантования k импульсов по амплитуде, то есть положение фронтов определено, а скорость их изменения одинакова в отличие от временной фиксации импульсов с учётом их формы. Исследованы два детерминированных потока прямоугольных импульсов τ , плотность вероятности длительностей которых взята по величине наибольшей длительности.

Исходя из теории совпадений двух независимых потоков рассмотрен процесс сличения импульсов n_c частоты f_c при высокой стабильности импульсов n_o опорной частоты f_o и установлены относительный L и абсолютный M показатели окончания переходного процесса в схеме БЭП:

$$L = \frac{1}{1 - M}, \quad M = \frac{\tau}{n_o T_o}.$$

Полученное решение в виде показателя эффективности L может быть использовано при выборе предельных параметров окончания переходного процесса в схеме БЭП методом совпадения импульсов двух потоков - синхросигнала и запоминаемых данных. Доказана возможность реализуемости выделения импульсов совпадения полными [9].

СЕКЦИЯ № 4. Информационные и интернет-технологии, в т.ч. методы и алгоритмы анализа текстов, устной речи, изображений.

Решая задачу классическим способом, находим абсолютную погрешность измерения частоты при выделении импульсов полными. Тогда суммарная погрешность окончания переходных процессов на схеме БЭП:

$$\Delta f_{xc} = \frac{4 \cdot k \cdot \tau^2 \cdot f_0 \cdot f_x^2}{n_c^2}$$

Методом максимального правдоподобия найдено аналитическое выражение для дисперсии оценки периода T поступления данных, определяющего его потенциальную точность для экспоненциальных импульсов по сравнению с кубической зависимостью для импульсов колокольной формы:

$$\sigma_T^2 = \left[\frac{U^2 b_0}{2N_0 T} e^{\frac{2(N_H-1)}{b_0}} \right]^{-1}$$

где b_0 – показатель (0,01 – 0,5), а дисперсия оценки полного окончания переходных процессов путём полного выделения наблюдаемых импульсов $N_H = N_0$ на выходе схемы БЭП будет определена формулой:

$$\frac{8 \cdot b_0^4}{3 \cdot N_B^4} \Delta \tau_0$$

При флуктуации уровня порога зависимость средней энергии сигнала от вероятностей ложной тревоги - логарифмическая, а от правильного приёма – гиперболическая. Отсюда следует также, что при малой допустимой вероятности пропуска для обнаружения флуктуирующего сигнала требуется большая энергия, чем для обнаружения сигнала с не флуктуирующим порогом. Поэтому, энергия пакета совпадений зависит как от энергии каждого импульса в пакете, так и от количества этих импульсов, то есть от длины пакета. Исследование количества импульсов необходимо для статистического установления требуемой вероятности совпадения импульсов и дисперсии их полного выделения. На рисунке 2 отражены пределы точности оценки периода T нормированных импульсов различной формы.

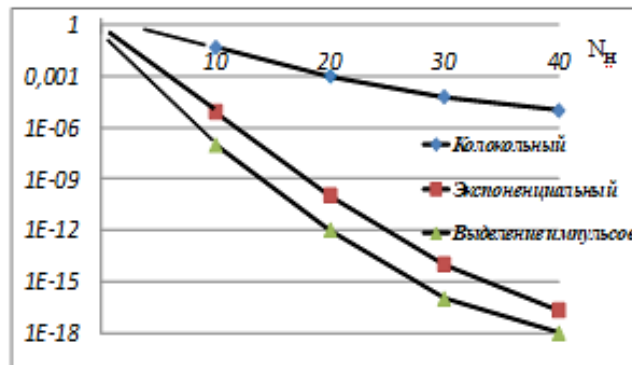


Рисунок 2. Пределы точности оценки периода T нормированных импульсов различной формы

В результате получены формулы, определяющие вероятность совпадения импульсов и дисперсию их полного выделения с окончанием переходных процессов в схеме БЭП.

$$P_c = e^{\frac{-n_c^2}{32 \cdot k^2}}, \quad \sigma_{fB}^2 = \frac{8 \cdot \tau_0^4 \cdot f_0^2 \cdot f_x^2}{3 \cdot (n_B + k)^4}$$

Экспериментально-лабораторный комплекс состоит из трёх частотомеров, осциллографа и лабораторной панели с наборами логических элементов и ЭП, на которых собирают модель испытываемого БЭП и других ЦПУ при необходимости сравнения вариантов их схем. Три частотомера и испытываемая модель собирается по схеме устройства для сличения частот. Частотомеры генерируют два независимых регулярных потока импульсов близких частот. Данные представлены на частотах близких 1 МГц при скважности импульсов равной 5. Осциллограф нужен для определения моментов снятия показаний в каждом пакете совпадений. Длительность стробимпульса выбирается вручную кнопкой “ПАМЯТЬ” на время, превышающее длину пакета совпадений, что фиксируется визуально, так как время между пакетами в пять раз больше временных интервалов, образованных пакетами совпадающих импульсов.

Погрешность частоты кварцевых генераторов частотомеров составляет $\pm 2 \cdot 10^{-8}$. Испытания проведены по отчётам на частоте 1 МГц. Импульсы, которые характеризуют инструментальную погрешность,

определяют по формуле $k = |j - i|$ между результатами соседних опытов. Оценка числовых характеристик случайных величин по ограниченному числу опытов проводилась согласно математическим ожиданиям совпадений и полного выделения импульсов:

$$M_{N_c} = 664893, M_{N_6} = 308283, M_{K_c} = 2165, M_{K_6} = 471,$$

а случайных величин: N_c, N_6, K_c, K_6 - по среднеарифметическим их наблюдаемым значениям:

В новом методе, учитывая форму импульсов, выигрыш в отношении сигнал/шум для случая эксперимента с учётом его статистики будет: $4,5 * 10^4$.

Таким образом, отказоустойчивость и быстродействие схемы БЭП определяется переходными процессами в ней. Определены статистические условия окончания переходных процессов. Разработаны методики обоснования полноты окончания переходных процессов с требуемой точностью и надёжностью, что обеспечивает отказоустойчивость и быстродействие схемы БЭП по сравнению с существующими примитивами. Исследованный принцип организации ЭП - триггеров и ЦПУ позволяет предотвратить множественность ошибок и обеспечить целостность информации с быстродействием самосинхронных схем [10]. Простота предупреждения ошибок является фактом достаточности снижения структурной избыточности ЭП и предупреждения множественности ошибок ЦПУ. Синтезированный примитив ЭП позволяет получить сверхэффект выше уровня мировых стандартов по показателю сложность-быстродействие-отказоустойчивость, объективнее синтеза самосинхронной номенклатуры схем ЦПУ, что обеспечивает развитие САПР ИМС.

Литература

1. Мараховский Л. Ф. Справочник по цифровой вычислительной технике: (информационная технология обработки иерархической информации в цифровой вычислительной технике) / Л. Ф. Мараховский – Киев: Междисциплинарные исследования в науке и образовании. – 2017. – 406 с.
2. Taubin A., Cortadella J., Lavagno L., Kondratyev A., Peeters A. Design Automation of Real – life Asynchronous Devices and Systems // Foundations and Trends(r) in Electronic Design Automation. Vol. 2 No. 1. September, 2007.
3. Березняков С. В. Самосинхронные элементы и устройства / С. В. Березняков С.В., М. А. Аверкиев – Электротехника, информационные технологии, системы управления. – 2016. – №17. – С. 80–94.
4. Иванов С. Р., Буренков В. С. Метастабильность в цифровых устройствах / С. Р. Иванов, В. С. Буренков // Наука и образование: Электронное научно-техническое издание. – 2011. – Эл. № ФС77-30569. – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/metastabilnost-v-tsifrovyyh-ustroystvah/viewer/>. – Дата публикации: 10 октября 2011. (дата обращения: 10.11.2021).
5. Мараховский Л. Ф. Основы теории синтеза цифровых устройств на схемах автоматной памяти: монография / Л. Ф. Мараховский – Киев: ГЭТУТ, 2014. – 278 с.
6. Каменских А. Н. Применение функционального анализа для проверки диагностических свойств самосинхронных схем в условиях отказов / А. Н. Каменских // Вестник ПНИПУ. Электротехника, информационные технологии, системы управления. – 2016. - №2 (18). – С. 39–48.
7. Крехов В. Е. Схемотехническое обеспечение достоверности функционирования не двоичных счётчиков измерительных систем / В. Е. Крехов, И. В. Крехов, Е. В. Крехов // Метрология. – 2017. – №1. – С. 9–19.
8. Крехов Е. В. Анализ и синтез триггерного компаратора / Е. В. Крехов, И. В. Крехов // Измерительная техника. — 2002. — №11. — С. 46— 50.
9. Крехов И. В. Метод оценки параметров импульсов сличением частот / И. В. Крехов, Е. В. Крехов // Измерительная техника. 2001. № 12. С. 18 – 21.
10. Крехов Е. В. Логика и схемотехника элемента памяти для обеспечения достоверности унитарного кода и быстродействия кольцевых счётчиков / Е. В. Крехов, В. Е. Крехов, И. В. Крехов // Информационные технологии. 2022. том 28. № 11. С. 580-589.

**STUDY OF THE MEMORY ELEMENT OF SEQUENTIAL DEVICES IN THE SYSTEM
AUTOMATED DESIGN FOR INTEGRATED MICROCIRCUIT**

eng. Krekhov V.E.¹, Ph.D. Krekhov E.V.²

¹Branch of the Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great in Serpukhov

²Almaz-Antey Management Consulting LLC

The synthesis, properties and features of a primitive memory element based on a bistable cell are considered. Memory logic is analyzed in contrast to synchronous and self-synchronous logic. The proposed logic is modeled in sequential devices with unitary one-hot coding, the potential accuracy of estimating the timing parameters of pulses and the reliability of an equidistant unitary code are analyzed in terms of the proportion of detectable and non-detectable pulses at the output of the circuits under study. Chips are being tested using new methods of threshold comparison and frequency comparison to assess transient processes in memory circuits, determine the pulse quantization error and evaluate their time parameters.



ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТРИЧЕСКИХ АЛГОРИТМОВ В ЗАДАЧЕ РАСПОЗНАВАНИЯ ЛИЦ

студ. Куличенко Я.В., студ. Уткин Д.С., студ. Фан А.Ч.,
студ. Матусков Н.И., студ. Лопаткин И.М., доц. Андриянов Н.А.

Финансовый университет при Правительстве Российской Федерации

Настоящая работа посвящена сравнительному анализу различных алгоритмов идентификации лиц. При этом предлагается использовать предобученную сверточную нейронную сеть для извлечения признаков с выражения лица. Эксперименты проводятся с открытым набором данных *Labeled Faces in the Wild (LFW)*, однако обученный на данном датасете энкодер может работать и с другими лицами, поскольку сравнение с базой хранится на основе биометрического вектора. Результаты проведенных исследований показали, что данный метод работает с добавлением новых лиц в базу и с удалением старых. При этом наивысшую эффективность показывает энкодер на основе сети с нормализацией изображений лиц, для которого точность составляет порядка 92%.

Сегодня бурное развитие происходит во многих отраслях информационных технологий. Одним из самых популярных направлений научных исследований в наше время является искусственный интеллект. В свою очередь, передовым направлением в области алгоритмов искусственного интеллекта является компьютерное зрение [1–4].

Современные подходы в данной области подразумевают использование нейронных сетей сверточного или трансформерного типа, которые обучаются по огромному количеству изображений строго заданных в задаче классов.

Такие системы после обучения во время инференса могут давать лишь ответ из своей ограниченной выборки известных классов. Однако добавление нового класса в модель представляет собой достаточно высокую сложность [5]. Альтернативным способом анализа изображений является применение математических моделей случайных полей [6,7]. Однако качество решения задач в таком случае может быть гораздо хуже, чем в случае применения нейросетевых технологий.

Кроме того, в настоящее время достаточно легко строятся простые модели машинного обучения. В частности, можно использовать метод главных компонент PCA для сокращения избыточности в изображении [8]. Такой подход фактически позволяет задать любую форму для обрабатываемого изображения, выбирая число значимых признаков.

Однако тоже самое можно сделать с помощью нейронной сети с архитектурой кодировщика. Кодировщик позволяет получать произвольное латентное пространство для поступившего на вход объекта. Поскольку мы произвольно выбираем число нейронов в каждом слое и его тип, то можно реализовать такой алгоритм, который из изображений размером 250 на 250 пикселей будет формировать вектор скрытого представления из 512 элементов.

Такая идея позволяет нам обучать лишь модель кодировщик, как модель извлечения признаков. При этом после этого легко можно пропускать через кодировщик новые классы объектов на изображениях, для которых будут формироваться свои вектора представления, так называемые эмбединги.

В данной работе предлагается реализация такого подхода для системы распознавания лиц. Целесообразность такого решения обосновывается тем, что в системах идентификации лиц постоянное переобучение модели при добавлении новых или удалении старых классов (людей) будет слишком трудозатратно и ресурсоемко. Вместо этого можно обучить свой кодировщик на большом количестве изображений лиц, а затем использовать его при добавлении новых людей в базу.

Для обеспечения безопасности системы с учетом классификационных меток, вероятно следует хэшировать эту информацию о классах. Однако такой подход позволяет использовать такие метрики, как косинусное расстояние или евклидово расстояние для идентификации человека.

На рисунке 1 представлена общая система работы такого подхода к идентификации лиц. Следует обратить внимание, что непосредственного вывода класса не происходит, а порог может регулировать распознавание неизвестных лиц.

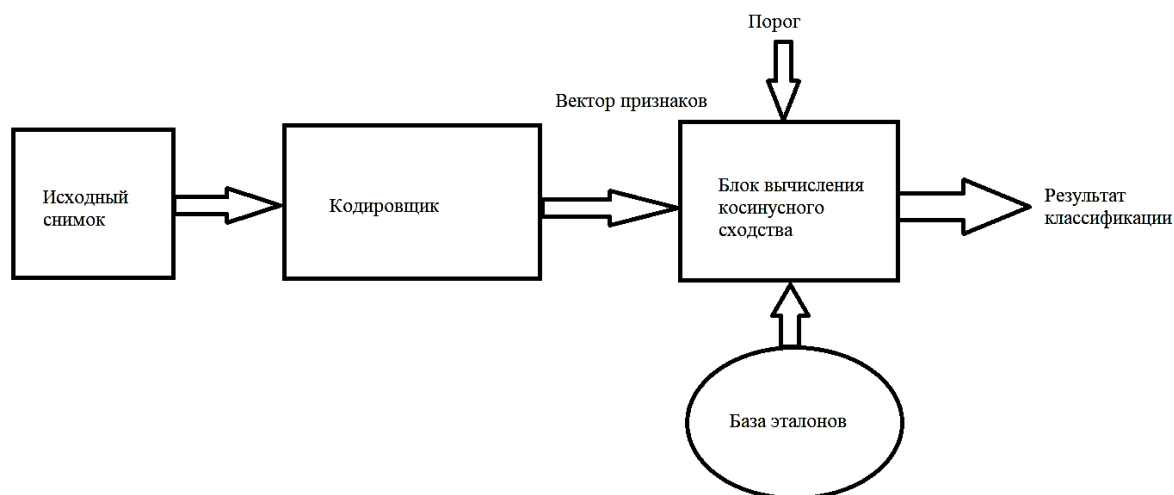


Рисунок 1. Схема обработки изображений для идентификации лица

Далее необходимо определиться с архитектурой кодировщика и базой изображений для обучения. В качестве обучающей выборки был выбран датасет Labelled Faces in the Wild (LFW). Пример изображений из этого датасета представлен на рисунке 2.



Рисунок 2. Примеры лиц из LFW

Можно также отметить, что обучающий набор с изображениями лиц LFW содержит несколько тысяч изображений (более 13 000). При этом все они спарсены из Интернета с применением метода Виолы-Джонса.

В качестве кодировщика мы рассмотрим несколько моделей. При этом будем выплнять обучение на данных LFW полностью, поскольку это в большей степени обучение без учителя. Тем не менее, мы будем использовать кроссэнтропийную функцию потерь по числу классов на выходе, но на предпоследнем слое будем получать по N значений вектора признаков.

В качестве базовых кодировщиков возьмем архитектуры ResNet-50, VGG-19. Кроме того, будем получать векторные признаки путем преобразования методом PCA. Следует отметить, что исходный размер изображений составляет 250 на 250 пикселей.

Целесообразно также использовать метрику косинусного сходства между векторами:

$$\cos \theta = \frac{\overline{AB}}{|A||B|} = \frac{\sum_{i=1}^N A_i B_i}{\sqrt{\sum_{i=1}^N A_i^2} \sqrt{\sum_{i=1}^N B_i^2}}, \quad (1)$$

где A – вектор извлеченных признаков, B – вектор из эталонной выборки.

Операцию (1) необходимо выполнить для каждого изображения из эталонной базы. Однако могут быть варианты оптимизации, не рассматриваемые в данной статье. Таким образом, если вектора совпадают, то близость будет равна 1. И близость равна 0 на удалении друг от друга.

Таблица 1 показывает, как работают различные кодировщики, если используется порог 0,8 для принятия решения о близости. Анализ ведется по метрике Ассигасу, как доли верных идентификаций лиц.

Таблица 1.

Сравнительный анализ метрических алгоритмов идентификации

Кодировщик	LFW базовый (N=256)	LFW базовый (N=512)	LFW + 10 лиц (N=512)
ResNet+Norm	0,864	0,923	0,907
VGG +Norm	0,845	0,904	0,896
ResNet	0,342	0,452	0,389
VGG	0,355	0,469	0,392

Из представленной таблицы 1 видно, что алгоритм остается устойчивым даже при расширении базы лиц. При этом модель на базе кодирования признаков с помощью ResNet показала чуть более высокие точности, вместе с тем увеличение размера вектора признаков также приводит к улучшению точности. Нормализация является обязательной для получения удовлетворительных результатов.

Таким образом, выполненная работа показывает перспективы применения именно метрических систем в задачах идентификации лиц. Это связано с большим количеством классов в базе и простотой внедрения новых классов без переобучения моделей.

Литература

1. Андриянов, Н.А. Обнаружение объектов на изображении: от критериев Байеса и Неймана–Пирсона к детекторам на базе нейронных сетей EfficientDet / Н.А. Андриянов, В.Е. Дементьев, А.Г. Ташлинский // Компьютерная оптика. – 2022. – Т. 46, № 1. – С. 139-159. – DOI: 10.18287/2412-6179-CO-922.
2. Andriyanov N.A., Lutfullina A.A., Andriyanov D.A. Combat with visual attacks in face recognition tasks // Information Innovative Technologies - ИТ, 2022, pp. 276 – 280.
3. Dosovitsky A., Beyer L., Kolesnikov A., Weissenborn D., Zhai X., Unterthiner T., Dehghani M., Minderer M., Heigold G., Gelly S., Uszkoreit J., Houlsby N. An Image is Worth 16x16 Words: Transformers for Image Recognition at Scale // International Conference on Learning Representation ICLR-2021, p. 1-22.
4. Горячкин Б.С., Китов М.А. Компьютерное зрение // E-Scio, № 9 (48), 2020, с. 317-345.
5. Andriyanov N.A., Dementev V.E., Vasiliev K.K., Tashlinskii A.G. Investigation of methods for increasing the efficiency of convolutional neural networks in identifying tennis players // Pattern Recognition and Image Analysis. Advances in Mathematical Theory and Applications. 2021. Т. 31. № 3. С. 496-505.
6. Andriyanov N.A., Vasiliev K.K. Use autoregressions with multiple roots of the characteristic equations to image representation and filtering // CEUR Workshop Proceedings. IPERS-ITNT 2018 - Proceedings of the International Conference on Information Technology and Nanotechnology - Session: Image Processing and Earth Remote Sensing. 2018. С. 273-281.
7. Васильев К.К., Дементьев В.Е., Андриянов Н.А. Анализ эффективности оценивания изменяющихся параметров дважды стохастической модели // Радиотехника. 2015. № 6. С. 12-15.

8. Андриянов Н.А. Анализ эффективности методов сокращения размерности данных в обработке изображений // Современная математика и концепции инновационного математического образования. 2021. Т. 8. № 1. С.217-223.

INVESTIGATION OF METRIC ALGORITHMS IN THE PROBLEM OF FACE RECOGNITION

Y. Kulichenko, D. Utkin, A. Fan, N. Matuskov, I. Lopatkin, N. Andriyanov

Financial University under the Government of the Russian Federation

This work is devoted to a comparative analysis of various face identification algorithms. At the same time, it is proposed to use a pre-trained convolutional neural network to extract features from facial expressions. The experiments are carried out with the open Labeled Faces in the Wild (LFW) dataset, however, the encoder trained on this dataset can work with other faces, since the comparison with the base is stored based on a biometric vector. The results of the research have shown that this method works with the addition of new faces to the database and the removal of old ones. At the same time, the encoder based on a network with normalization of face images shows the highest efficiency, for which the accuracy is about 92%.



ЭФФЕКТИВНЫЙ АЛГОРИТМ ОБНАРУЖЕНИЯ ПОЛИПОВ НА КОЛОНОСКОПИЧЕСКИХ ВИДЕОДАНЫХ

доц. Хрящев В.В., к.т.н. Лебедев А.А.,
проф. Приоров А.Л., асп. Котов Н.В.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Представлены результаты исследования алгоритмов автоматического детектирования полипов на колоноскопических видеоданных. Для исследования использовалась открытая база колоноскопических изображений Kvasir-SEG. В исследовании приведено сравнение предложенного алгоритма DLPD в различных конфигурациях с известными аналогами по метрике AP с разным порогом IoU. Согласно исследованию, лучший результат показал алгоритм DLPD_{YL} показавший значением метрики AP@[0,25..0,75]=92,5%, что превосходит аналоги на 5%. Данный алгоритм послужил основой для работы модуля анализа видеопотока в реальных колоноскопических исследованиях.

Полипы – аномальные разрастания ткани, выступающие над слизистой оболочкой. Они могут возникать в любом месте желудочно-кишечного тракта, но в основном обнаруживаются в колоректальной области и часто считаются предшественниками колоректального рака [1]. В толстом кишечнике выделяют несколько типов классификации полипов: по количеству, по патоморфологическим данным, по особенностям прикрепления к стенке кишки.

Размер колоректальных полипов может существенно различаться: от совсем небольших до весьма развитых (≥ 10 мм) [2]. Обычно с помощью эндоскопического оборудования можно обнаружить и удалить относительно крупные полипы. Небольшие колоректальные полипы (≤ 5 мм) являются весьма сложными объектами для обнаружения.

Колоноскопия – дорогостоящая и трудоемкая инвазивная процедура, которая требует качественной подготовки кишечника, а также наполнения его воздухом во время обследования. Тем не менее, установлено, что в среднем при обследовании не выявляется порядка 20% полипов. Таким образом, риск заболевания раком зависит от способности врача-эндоскописта обнаруживать полипы. Недавние исследования показали, что новые эндоскопические устройства и диагностические инструменты улучшили частоту обнаружения полипов [3–5]. Однако проблема пропущенных полипов в настоящее время остается по-прежнему актуальной.

Проблема автоматического обнаружения полипов на эндоскопических изображениях является актуальной для специалистов, разрабатывающих системы анализа видеоизображений в медицине. В ранних научно-технических работах особое внимание уделялось алгоритмам машинного обучения, полагающимся на ручной подбор дескрипторов, основанных на таких признаках как цвет и текстура полипов [6–7]. Позднее методы, основанные на сверточных нейронных сетях (СНС), привлекли значительное внимание исследователей [8–9] и стали часто применяться при анализе общедоступных наборов данных [10–11].

Алгоритмы и программные модули для быстрого обнаружения полипов и их краев, в том числе программную систему оповещения о полипах, разработали Wang и др. [12]. В работе [13] Shin и др. использовали СНС на основе классификации регионов для автоматического обнаружения полипов на видеоданных и изображениях колоноскопических исследований. Они применяли предварительно обученную сеть Inception ResNet для трансферного обучения и методы постобработки для надежного обнаружения полипов в колоноскопических исследованиях. Lee и др. [14] использовали архитектуру YOLOv2 [15] для разработки алгоритма обнаружения и локализации полипов. Алгоритм обеспечивает высокую чувствительность и производительность, близкую к режиму реального времени. Yamada и др. [16] разработали систему искусственного интеллекта, которая может автоматически определять признаки рака толстой кишки во время колоноскопического исследования с высокой чувствительностью и специфичностью.

Таким образом, согласно данным, приведенным в научно-технической литературе, на сегодняшний день наиболее эффективным подходом к обнаружению полипов на эндоскопических изображениях является использование СНС. Обнаружение и локализация полипов обычно имеют решающее значение во время проведения диагностической колоноскопической процедуры.

Задачей данного исследования является автоматическое обнаружение полипов при проведении эндоскопических исследований. В дальнейшем рассматриваются алгоритмы обнаружения, прогнозирующие координаты рамки, внутри которой находится полип.

Среди существующих в открытом доступе баз изображений полипов Kvasir-SEG [17] предлагает наибольшее количество размеченных примеров, обеспечивающих как маски для сегментации, так и

ограничивающие рамки. Это дает возможность использовать этот набор как для решения задачи автоматической сегментации, так и для задачи автоматического обнаружения полипов. Таким образом, для исследований в данной работе использовался именно этот набор тестовых изображений.

На рисунке 1 показаны изображения, бинарные маски и ограничивающие рамки для полипов из набора Kvasir-SEG. Данный набор содержит изображения полипов, полученных с помощью эндоскопической системы Olympus, соответствующие им маски и информацию об ограничивающих рамках. Изображения и их маски могут использоваться для решения задачи сегментации полипов, а ограничивающие рамки – для их обнаружения. Разрешение изображений в этом наборе данных варьируется от 332×487 до 1920×1072 пикселей. Набор данных включает изображения 700 «больших полипов» (> 160×160 пикселей), 323 полипов «среднего размера» (> 64×64 пикселей и ≤ 160×160 пикселей) и 48 «маленьких полипов» (≤ 64×64 пикселей).

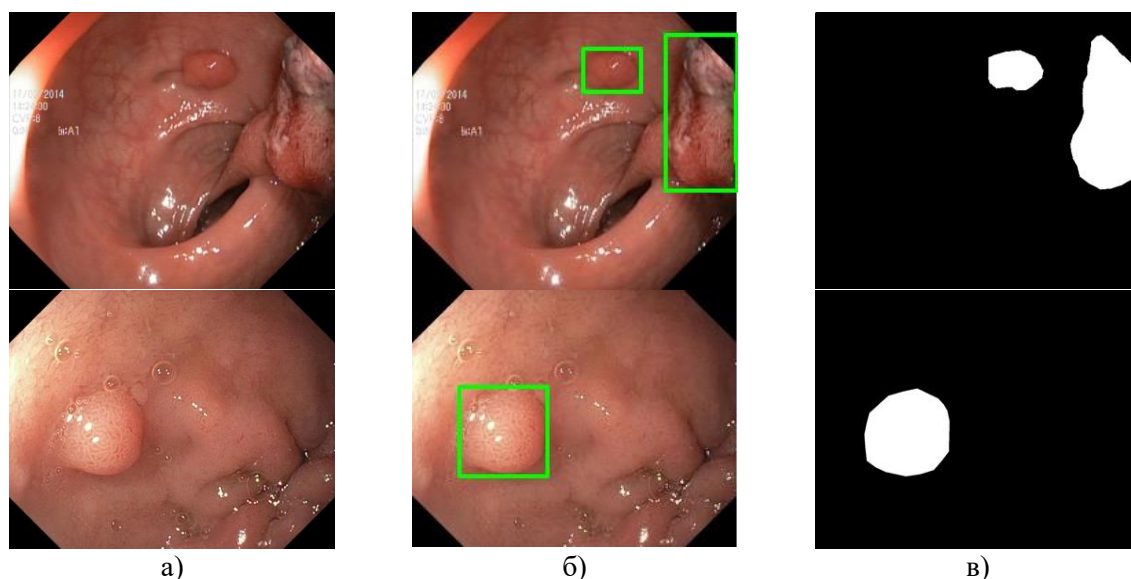


Рисунок 1 – Примеры изображений из набора данных Kvasir-SEG: а) исходные изображения; б) изображения с ограничивающими рамками; в) аннотированные бинарные маски

Общее количество полипов в наборе данных Kvasir-SEG составляет 1072. Следует отметить, что такое число обучающих примеров на современном этапе развития нейросетевых технологий обнаружения объектов является недостаточным, так как типичное число таких изображений обычно составляет десятки и даже сотни тысяч штук. С учетом этого необходимым этапом в построении алгоритма обнаружения полипов. Им является этап аугментации (размножения) данных, который должен производиться с учетом специфики эндоскопических изображений.

В качестве основы для нейросетевого алгоритма автоматического обнаружения полипов на эндоскопических видеоданных выбрана СНС архитектуры YOLOv5, приведенная на рисунке 2 [18].

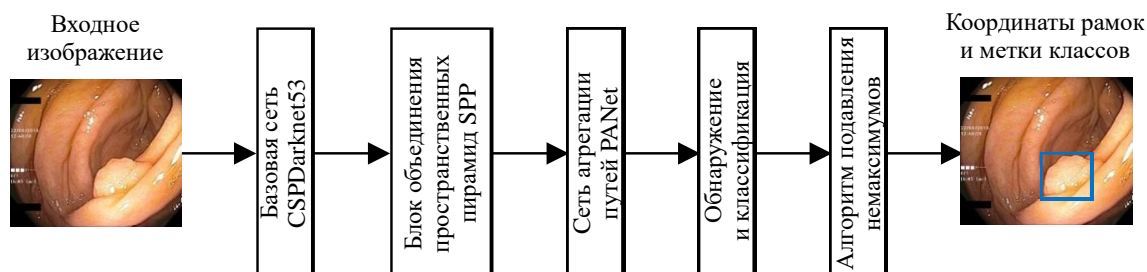


Рисунок 2 – Архитектура нейронной сети YOLOv5

Базовой сетью архитектуры YOLOv5 является сеть Darknet53 с добавлением межступенчатых частичных соединений, служащая для выделения признаков из входного изображения. К базовой части также добавляется блок объединения пространственных пирамид, который выделяет наиболее важные характерные особенности и практически не снижает скорость работы сети. Для агрегации признаков с разных слоев экстрактора в данной архитектуре используется сеть агрегации путей. Далее следуют слои

обнаружения и классификации из более ранней архитектуры YOLOv3, выходы которых обрабатываются алгоритмом подавления немаксимумов.

Существует 5 основных модификаций архитектуры YOLOv5 – N, S, M, L, X, отличающиеся количеством слоев и параметров сети. Такие модели образованы путем масштабирования базовой архитектуры по ширине и глубине. На основе предварительных экспериментов самую простую модификацию сети YOLOv5N решили не рассматривать. Таким образом, для дальнейших исследований в рамках данного этапа работ выбраны следующие модели: YOLOv5S, YOLOv5M, YOLOv5L, YOLOv5X.

Для решения поставленной задачи предложены и исследованы следующие алгоритмы детектирования полипов на основе глубокого обучения (deep learning algorithms for polyps detection – DLPD) на основе архитектуры сверточной нейронной сети YOLOv5:

- алгоритм DLPD_{YS} – основанный на архитектуре YOLOv5S;
- алгоритм DLPD_{YM} – основанный на архитектуре YOLOv5M;
- алгоритм DLPD_{YL} – основанный на архитектуре YOLOv5L;
- алгоритм DLPD_{YX} – основанный на архитектуре YOLOv5X.

Для всех перечисленных алгоритмов использовались одинаковые параметры обучения: размер батча (набора обучающих выборок из входных данных) составлял 16 изображений, в качестве алгоритма оптимизации использовался стохастический градиентный спуск, начальная скорость обучения равнялась 10^{-2} ; далее в процессе обучения скорость обучения менялась по косинусной функции, общее число эпох обучения – 70. Другие параметры алгоритма выбирались следующим образом: параметр momentum = 0,937, в течение первых трех эпох этот параметр равен 0,8, параметр decay = $5 * 10^{-4}$, параметры функции потерь для локализации box=0,04, порог отношения пересечения к объединению во время обучения – 0,2.

Для сравнения с аналогичными алгоритмами, приведенными в [19], база эндоскопических изображений Kvasir-SEG разделялась на тестовый и обучающий набор: 120 – тестовый и 880 – обучающий. Поскольку в работе не указано, какие именно изображения выбраны для тестов, то для сравнения результатов в данном исследовании случайным образом сформировано 10 обучающих и тестовых наборов, после чего каждый алгоритм обучался и тестировался на каждой из 10 пар, а в финальные результаты выбиралось усреднённое по 10 наборам значение метрики оценки качества работы алгоритмов. При проведении вычислительных экспериментов использовался модифицированный вариант алгоритма аугментации, описанный в [20].

Для оценивания качества работы алгоритмов в [19] предложено использовать метрики средней точности, рассчитанные при значениях порога IoU 0,25, 0,50 и 0,75. Далее данные метрики обозначены как AP@0,25, AP@0,50 и AP@0,75 соответственно. Кроме того, для комплексной оценки по множеству порогов IoU предложена метрика AP@[0,25..0,75], которая рассчитывается как среднее 11-ти значений AP, рассчитанных при 11 различных порогах IoU в пределах от 0,25 до 0,75 с шагом 0,05.

В таблицах 1-- 4 приведены результаты тестирования алгоритмов на основе архитектуры YOLOv5 по 10 случайно сформированным наборам из базы Kvasir-SEG. Анализ приведенных результатов показывает, что наилучший результат среди алгоритмов, основанных на архитектуре YOLOv5, получен для алгоритма DLPD_{YL}.

Таблица 1

Результаты тестирования алгоритма DLPD_{YS}

Метрика	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Среднее
AP@[0,25..0,75]	90,8	91,5	86,5	88,1	91,9	87,7	88,4	89,5	85,5	86,6	88,6
AP@0,25	96,5	95,6	92,7	92,5	95,5	92,9	94,4	95,6	90,9	93,9	94,0
AP@0,50	93,5	93,5	89,8	89,8	93,2	90,7	90,8	90,6	87,7	88,1	90,8
AP@0,75	71,1	78,5	66,5	75,9	80,9	70,7	72,4	78,0	68,5	75,5	73,8

Таблица 2

Результаты тестирования алгоритма DLPD_{YM}

Метрика	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Среднее
AP@[0,25..0,75]	93,4	94,2	89,5	93,0	92,4	90,6	93,2	91,8	90,0	89,8	91,8
AP@0,25	97,2	96,9	94,1	95,8	95,4	94,9	97,1	97,5	93,4	96,3	95,9
AP@0,50	94,4	95,3	91,0	94,2	93,6	93,5	94,9	94,5	90,2	91,4	93,3
AP@0,75	86,0	87,1	79,8	84,5	85,7	74,8	84,0	81,0	82,3	82,8	82,8

Таблица 3

Результаты тестирования алгоритма $DLPD_{YL}$

Метрика	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Среднее
$AP@[0,25..0,75]$	93,7	95,6	91,1	92,0	94,1	92,5	94,0	92,8	89,6	90,1	92,5
$AP@0,25$	97,4	98,6	95,8	95,7	97,0	96,5	97,2	97,9	93,4	97,3	96,7
$AP@0,50$	95,0	97,0	93,0	93,8	94,8	94,3	95,8	93,9	90,3	91,4	93,9
$AP@0,75$	87,8	89,7	81,8	82,6	88,2	83,3	84,9	84,4	85,4	83,2	85,1

Таблица 4

Результаты тестирования алгоритма $DLPD_{YX}$

Метрика	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	Среднее
$AP@[0,25..0,75]$	92,9	95,2	89,9	91,3	92,0	90,8	92,2	91,6	89,9	89,5	91,5
$AP@0,25$	96,1	97,3	95,1	94,9	95,9	94,8	95,5	97,0	93,3	95,7	95,6
$AP@0,50$	94,6	96,4	89,2	92,6	92,4	91,4	93,4	92,5	89,9	90,6	92,3
$AP@0,75$	83,3	89,9	84,5	81,5	86,3	83,0	83,2	84,9	85,6	83,7	84,6

Выбор стандартной базы изображений полипов Kvasir-SEG позволил провести сравнительное исследование предложенных нейросетевых алгоритмов обнаружения с известными из литературы аналогами. В таблице 5 приведены усредненные по 10-ти наборам метрики оценки качества для предложенных алгоритмов, а также результаты для других известных аналогов, взятых из работы [19].

Таблица 5

Сравнительный анализ алгоритмов обнаружения полипов на наборе Kvasir-SEG

Metric	$AP@[0,25..0,75]$	$AP@0,25$	$AP@0,5$	$AP@0,75$	FPS
Алгоритмы из [19]					
EfficientDet-D0	47,6	68,5	50,5	22,8	35,00
Faster R-CNN	78,7	89,5	84,2	56,6	8,00
RetinaNet50	87,0	93,9	90,9	69,7	16,20
RetinaNet101	87,4	94,8	90,9	71,3	16,80
YOLOv3+spp	81,0	88,6	85,3	75,9	45,01
YOLOv4	85,1	91,2	82,3	75,9	48,00
ColonSegNet	80,0	90,0	81,7	67,1	180,00

Продолжение таблицы 5

Metric	$AP@[0,25..0,75]$	$AP@0,25$	$AP@0,5$	$AP@0,75$	FPS
Исследуемые алгоритмы					
$DLPD_{YS}$	88,6	94,0	90,8	73,8	79,36
$DLPD_{YM}$	91,8	95,9	93,3	82,8	61,35
$DLPD_{YL}$	92,5	96,7	93,9	85,1	54,05
$DLPD_{YX}$	91,5	95,6	92,3	84,6	43,85
$DLPD_{YS}$	88,6	94,0	90,8	73,8	79,36

Для оценки скорости работы алгоритма используется стандартная метрика – число кадров, обрабатываемых алгоритмом за одну секунду (FPS). Для оценки метрики FPS исследуемых алгоритмов использовался персональный компьютер с графическим процессором Nvidia RTX 2080Ti, как и в работе [19].

Установлено, что среди известных аналогов лучшие значения метрик средней точности при малых и средних порогах IoU достигает алгоритм RetinaNet101, а лучшее значение метрики оценки скорости работы алгоритма – ColonSegNet. Среди предложенных нейросетевых алгоритмов обнаружения лучшие результаты демонстрирует $DLPD_{YL}$.

Еще одним важным результатом исследования является тот факт, что самый вычислительно сложный алгоритм $DLPD_{YX}$ показывает результат ниже, чем $DLPD_{YL}$, несмотря на большее число слоев нейронной сети. Это связано с тем, что обучающая выборка с учетом проведенной процедуры аугментации, тем не менее, имеет недостаточное число примеров для обучения данной сложной нейронной сети.

Таким образом, установлено, что в результате тестирования предложенных алгоритмов обнаружения патологических объектов на изображениях с использованием открытого набора изображений Kvasir-SEG, наилучший результат получен для предложенного нейросетевого алгоритма $DLPD_{YL}$, для которого значение метрики $AP@[0,25..0,75]$ составило 92,5%, что превосходит известные аналоги на 5% и более. Некоторым недостатком такого алгоритма является повышенная в 3 раза вычислительная сложность по сравнению с известным из литературы алгоритмом ColonSegNet. Исследования, проведенные в работе, послужили основой для построения на основе разработанного нейросетевого алгоритма обнаружения полипов модуля анализа видеопотока в реальной эндоскопической системе.

Литература

1. D. Jha et al., ResUNet++: “An Advanced Architecture for Medical Image Segmentation,” Proc. of IEEE International Symposium on Multimedia (ISM), 2019, pp. 225–255.
2. J. Lee, “Resection of diminutive and small colorectal polyps: what is the optimal technique?” Clinical endoscopy, vol. 49(4), 2016, p. 355.
3. M. Matyja, A. Pasternak, M. Szura, M. Wysocki, M. Pędziwiatr, K. Rembiasz, “How to improve the adenoma detection rate in colorectal cancer screening? Clinical factors and technological advancements,” Archives of medical science: AMS. vol. 15(2), 2019, p. 424.
4. A. Lebedev, V. Khryashchev, A. Stefanidi, O. Stepanova, S. Kashin, R. Kuvaev, “Convolutional neural network for early detection of gastric cancer by endoscopic video analysis,” Proc. SPIE 11433, Twelfth International Conference on Machine Vision (ICMV 2019).
5. A. Lebedev, V. Khryashchev, E. Kazina, A. Zhuravleva, S. Kashin, D. Zavyalov, “Automatic Identification of Appendiceal Orifice on Colonoscopy Images Using Deep Neural Network,” Proc. of 2020 IEEE East-West Design and Test Symposium (EWDTS 2020), Varna; Bulgaria, pp. 367-371. September 2020.
6. S.A. Karkanis, D.K. Iakovidis, D.E. Maroulis, D.A. Karras, M. Tzivras “Computer-aided tumor detection in endoscopic video using color wavelet features,” IEEE Trans. on Information Technology in Biomedicine, vol. 7(3), 2003, pp. 141–152.
7. S. Ameling, S. Wirth, D. Paulus, G. Lacey, F. Vilarino, “Texture-Based Polyp Detection in Colonoscopy,” Bildverarbeitung für die Medizin, 2009, pp. 346–350.
8. N. Tajbakhsh et al., “Convolutional neural networks for medical image analysis: Full training or fine tuning?” IEEE transactions on medical imaging. vol. 35(5), 2016, pp. 1299–1312.
9. H.-C. Shin et al., “Deep Convolutional Neural Networks for Computer-Aided Detection: CNN Architectures, Dataset Characteristics and Transfer Learning,” IEEE Trans. on Medical Imaging, vol. 35(5), 2016, pp. 1285-1298.
10. J. Bernal et al., “Comparative Validation of Polyp Detection Methods in Video Colonoscopy: Results from the MICCAI 2015 Endoscopic Vision Challenge,” IEEE Trans. on Medical Imaging, vol. 36(6), 2017, pp. 1231–1249.
11. S. Ali, F. Zhou, B. Braden et al., “An objective comparison of detection and segmentation algorithms for artefacts in clinical endoscopy,” Scientific reports, vol. 10(1), 2020, pp. 1–15.
12. Y. Wang, W. Tavanapong, J. Wong, J.H. Oh, P.C. De Groen, “Polyp-alert: Near real-time feedback during colonoscopy,” Computer Methods and Programs in Biomedicine, vol. 120(3), 2015, pp. 164–179.
13. Y. Shin, H.A. Qadir, L. Aabakken, J. Bergsland, I. Balasingham, “Automatic Colon Polyp Detection Using Region Based Deep CNN and Post Learning Approaches,” IEEE Access, vol. 6, 2018, pp. 40950–40962.
14. J.Y. Lee, J. Jeong, E.M. Song et al., “Real-time detection of colon polyps during colonoscopy using deep learning: systematic validation with four independent datasets,” Scientific Reports, vol. 10(1), 2020, pp. 1–9.

15. J. Redmon, S. Divvala, R. Girshick, A. Farhadi, “You only look once: Unified, real-time object detection,” Proc. of the IEEE conference on computer vision and pattern recognition, 2016, pp. 779–788.
16. M. Yamada, Y. Saito, H. Imaoka et al., “Development of a real-time endoscopic image diagnosis support system using deep learning technology in colonoscopy,” Scientific reports, vol. 9(1), 2019, pp. 1–9.
17. D. Jha et al., “Kvasir-seg: A Segmented Polyp Dataset,” Proc. of International Conference on Multimedia Modeling, 2020, pp. 451–462.
18. M.A. Azam, C. Sampieri, A. Ioppi, S. Africano, A. Vallin, D. Mocellin, M. Fragale, L. Guastini, S. Moccia, C. Piazza, L.S. Mattos, and G. Peretti, “Deep Learning Applied to White Light and Narrow Band Imaging Videolaryngoscopy: Toward Real-Time Laryngeal Cancer Detection,” Laryngoscope, 2022 Sep;132(9):1798-1806. 2021 Nov 25.
19. D. Jha, S. Ali, N.K. Tomar, H.D. Johansen, D. Johansen, J. Rittscher, M.A. Riegler, P. Halvorsen, “Real-Time Polyp Detection, Localization and Segmentation in Colonoscopy Using Deep Learning,” Computer Vision and Pattern Recognition, 2021, pp. 40496 – 40510.
20. Лебедев А.А. Исследование нейросетевых алгоритмов обнаружения объектов на видеоизображениях в медицинских системах прикладного телевидения. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук. Ярославль. 2022. 131 с.

EFFICIENT ALGORITHM FOR POLYP DETECTION ON COLONOSCOPIC VIDEO

Docent Khryashchev V.V., PhD Lebedev A.A., prof. Priorov A.L., post-graduate student Kotov N.V.

Yaroslavl State University P.G. Demidov

Proposals of the results of the study of algorithms for automatic detection of polyps on colonoscopic video data. For the study, an open database of colonoscopic images Kvasir-SEG was used. The study considered a comparison of the proposed DLPD algorithm in various versions with the construction of analogues according to the AP metric with different IoU thresholds. According to the study, the best result was shown by the DLPDYL algorithm, which showed the value of the metric $AP@[0.25...0.75]=92.5\%$, which exceeds 5%. This algorithm served as the basis for the work on the analysis of the video stream in colonoscopy studies.



СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ВНЕШНЕГО МУЗЫКАЛЬНОГО ВОЗДЕЙСТВИЯ НА МОЗГ ЧЕЛОВЕКА

инж. Тверская С.Ю., студ. Чернышов Д.С., доц. д.т.н. Тычков А.Ю.

Пензенский государственный университет

Большое число современных исследований, находящихся на стыке наук техники и медицины, направлено на изучение влияния музыки на человека, на его эмоциональное состояние. В данной работе представлены некоторые экспериментальные результаты предложенной ранее системы оценки и коррекции эмоционального состояния человека с помощью музыкальных воздействий. В качестве устройства регистрации электрических параметров физиологической активности головного мозга использовался нейроинтерфейс Muse 2.0, многосенсорное устройство, обеспечивающее обратную связь о мозговой активности человека в режиме реального времени.

В работе представлена система оценки и коррекции эмоционального состояния человека с помощью музыкальных воздействий (рисунок 1), состоящая из блоков предварительного тестирования на эмоциональное состояние и на музыкальные предпочтения; блоков регистрации ЭЭГ в состоянии покоя и регистрации при внешнем воздействии, с последующим тестированием на эмоциональное состояние; блоков математической обработки, анализа сигналов и сравнения полученных результатов. В ходе проведения эксперимента регистрация параметров ЭЭС осуществлялась с помощью нейроинтерфейса Muse [1, 2]. В качестве аудио воздействий использовались мелодии без слов известных музыкальных произведений (блюз, джаз, классика, к-рор, метал, регги, рок-н-ролл, соул, фанк, электронная), длительностью 1 минута. Нейроинтерфейс Muse 2.0 обладает определенными преимуществами над классическим полноразмерным электроэнцефалографом, а именно: компактность, простота использования, автономность, возможность работать с мобильными устройствами под управлением android и ios, функционирование без необходимости использования контактного геля («сухие» электроды), полное отсутствие проводов.

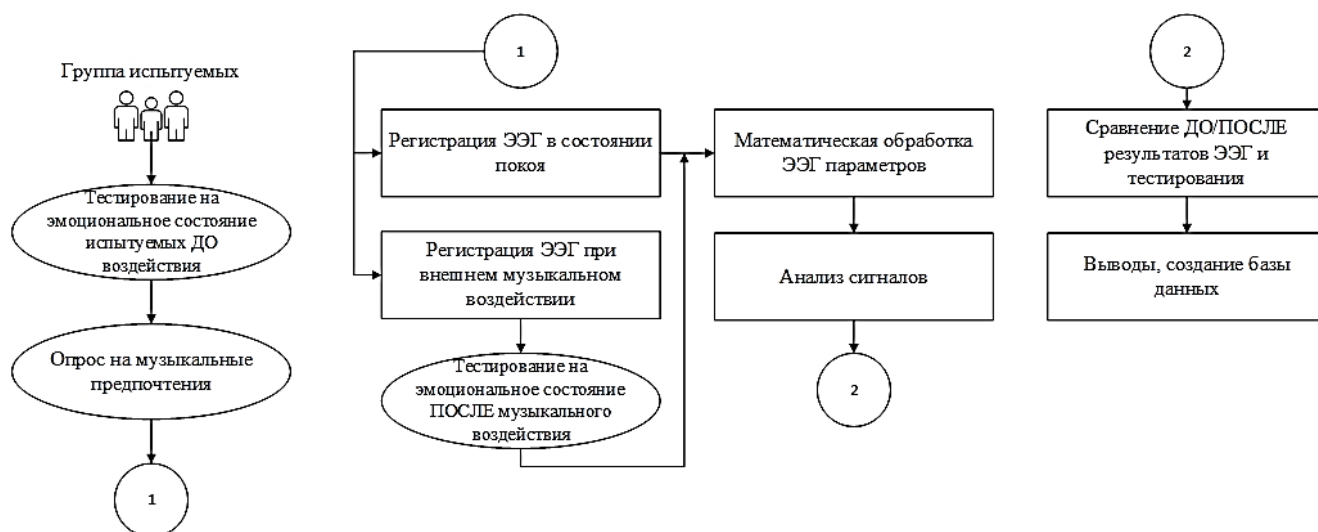


Рисунок 1. Система оценки и коррекции эмоционального состояния человека с помощью различных видов музыкальных воздействий

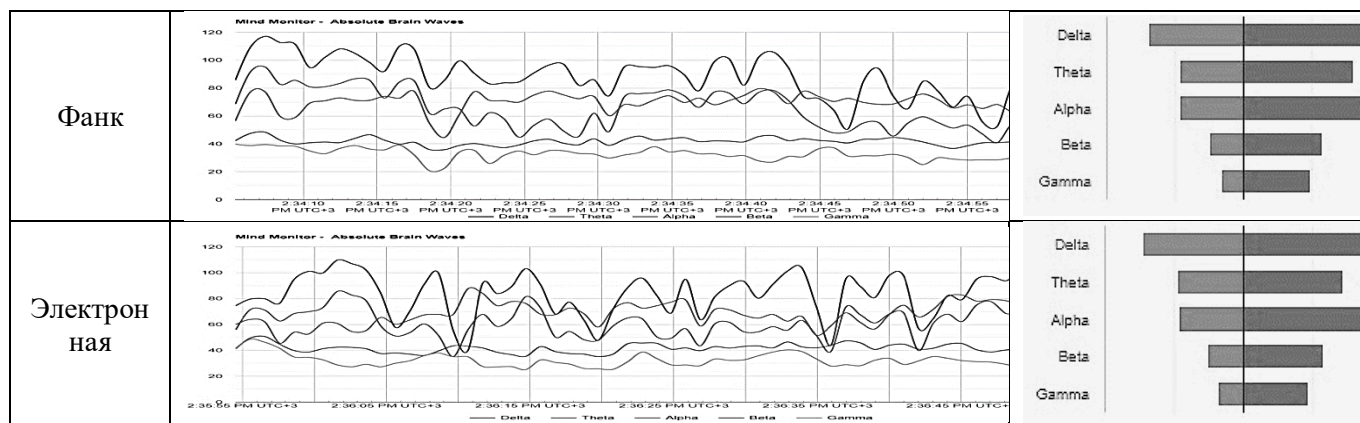
Данные, регистрируемые нейроинтерфейсом Muse экспортируются в форме двумерного массива, где присутствует возможность расстановки маркеров на ЭЭС. Полученные данные отображаются в Web-приложении «Mind Monitor» [3] и в Excel Microsoft Office. [4, 5]

В Web-приложении «Mind Monitor» ЭЭС абсолютных мозговых волн представляется пятью различными графиками, отражающими среднее значение ЭЭС в различных частотных диапазонах: дельта, тета, альфа, бета, гамма. Пример визуализации данных для каждого режима внешнего воздействия представлен в таблице 1. Web-приложение «Mind Monitor» позволяет сравнить и проанализировать максимальные амплитуды ритмов ЭЭС в различных частях мозга. Результаты, полученные при анализе представлены в таблице 1.

СЕКЦИЯ № 4. Информационные и интернет-технологии, в т.ч. методы и алгоритмы анализа текстов, устной речи, изображений.

Таблица 1. Результаты экспериментальных исследований

Режим воздействия	Мониторинг по ритмам	Диаграммы амплитуд ритмов ЭЭС
Блюз		
Джаз		
Классика		
К-роп		
Метал		
Регги		
Рок-н-ролл		
Соул		



Полученные результаты экспериментальных исследований позволяют сделать вывод, что различные музыкальные композиции, в зависимости от жанра, по-разному влияют на человека. Особенно различия заметны при анализе данных сравнения отдельных полушарий мозга. Значения ритмов ЭЭС при воздействии таких направлений как блюз и регги схожи с ритмами в состоянии покоя человека, и оказывают более расслабляющее действие. В то время как в направлениях метал, электронная музыка, фанк значения альфа-ритма значительно возрастает, тета, бета и гамма-ритмов убывают, что указывает на увеличение активности человека и его возбужденное состояние.

Литература

1. Krigolson O., Williams C., Norton A., Hassall C., Colino F. Choosing MUSE: Validation of a low-cost, portable EEG system for ERP research. *Frontiers in Neuroscience*. 2017. 11. 10.3389/fnins.2017.00109.
2. Wilkinson C., Burrell J., Kuziek J., Thirunavukkarasu S., Buck B., Mathewson K. Application of the Muse portable EEG system to aid in rapid diagnosis of stroke. 2020. 10.1101/2020.06.01.20119586.
3. URL: <https://mind-monitor.com/> Доступно на 12.03.2023.
4. Kuan G., Leong J., Morris T., Kueh Y. C. The effects of imagery intervention on muse EEG brain waves and performance in Malaysian esports players. *International Journal of Sport and Exercise Psychology*. 2021. 19. 1. 10.1080/1612197X.2021.1982479_1.
5. Cannard C., Wahbeh H., Delorme A. Validating the wearable MUSE headset for EEG spectral analysis and Frontal Alpha Asymmetry. 2021. 3603-3610. 10.1109/BIBM52615.2021.9669778.

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE RESULTS OF EXTERNAL MUSICAL INFLUENCE ON THE HUMAN BRAIN.

eng. Tverskaya S.Yu., stud. Chernyshov D.S., Assoc. d.t.s. Tychkov A.Yu.

Penza State University

A large number of modern studies at the intersection of the sciences of technology and medicine are aimed at studying the influence of music on a person, on his emotional state. This paper presents some experimental results of the previously proposed system for assessing and correcting a person's emotional state with the help of musical influences. The neurointerface Muse 2.0, a multi-sensor device that provides feedback on human brain activity in real time, was used as a device for recording electrical parameters of the physiological activity of the brain.



ПОВЫШЕНИЕ СКОРОСТИ ДЕТЕКЦИИ И ИДЕНТИФИКАЦИИ ЛИЦ НА ОСНОВЕ ДЕТЕКТОРА ДВИЖЕНИЯ

студ. Уткин Д.С., студ. Куличенко Я.В., доц. Андриянов Н.А.

Финансовый университет при Правительстве Российской Федерации

В работе рассмотрен подход к повышению производительности распознавателя лиц за счет добавления в алгоритм предварительного простейшего обработчика детекции движения. Предложенный метод позволяет сократить время работы детектора лиц в среднем на 40-50% в зависимости от обстановки перед камерой. Разработанный алгоритм основывается на поиске разницы между двумя соседними кадрами, на основе которой по порогу принимается решение о детектировании движения в некоторой области с заданным размером окна. В будущем планируется оптимизация алгоритма за счет передачи информации детектору лиц об областях движения.

В последнее время все больше внимания уделяется исследователями повышению производительности систем искусственного интеллекта [1–3]. Стандартные методы, которые обычно используют авторы – это прунинг моделей [4], квантизация их весов [5] и дистилляция [6].

Рассмотрим более подробные перечисленные подходы. Прунинг требует процедур поиска слабых и «бесполезных» связей во всем множестве слоев нейронной сети. Такие связи потом фактически обрубаются, исключая из расчетов модели некоторые весовые коэффициенты. Это положительно сказывается на производительности, однако конкурирующим с прунингом подходом является подход, когда выполняется оптимизированный нейросетевой поиск архитектуры. Ведь если подобрать архитектуру нейронной сети «идеально» под поставленную задачу, то лишних весов не будет.

Квантизация основывается на простом подходе грубого округления весов. Часто можно хранить весовые коэффициенты не в типе float32, т.е. как вещественное число (с плавающей) точкой в 32 знака (двойная точность), а в типе float16 (одиночная точность). Однако даже такое хранение требует достаточно много памяти, и множество ресурсов для вычислений во время прогона нейронной сети. Чтобы преодолеть этот недостаток используют весовые коэффициенты дискретизированные и квантованные по уровню таким образом, чтобы они принимали только целочисленные значения типа int8. Основным недостатком подхода квантизации является дополнительно вносимая в модель погрешность (шум квантизации), которая может при достаточном уровне сжатия приводить к большим потерям по качеству модели. Поэтому при квантизации важен баланс.

Наконец, подход дистилляции заключается в переносе знаний от более глубокой модели, которая обучалась достаточно долгое время, к гораздо меньшей модели. При этом уловив скрытые понятия о данных в рассматриваемой задаче, дистиллированные модели могут показывать весьма высокую точность. Недостатком таких моделей является не всегда понятная архитектура упрощения и способ переноса знаний.

Однако анализ литературы показывает, что такие подходы даже при обработке видео имеют больший приоритет. В тоже время в ряде задач представляется возможным использовать видеопоток для отфильтровки кадров, которые подаются на вход нейронной сети. Так, например, в классической задаче детекции лиц человека детекцию можно осуществлять только когда человек появляется в кадре. При этом длительное время камера может просто снимать среду, в которой практически не происходит изменений.

Таким образом, в данной работе предлагается использовать следующий алгоритм. Пусть имеется обученный детектор лиц и классификатор. Для этой задачи вполне подойдет модель на основе модели многозадачной каскадной сверточной сети MTCNN [7]. Однако перед тем как подавать кадр изображения на вход данной модели, необходимо убедиться, что состояние среды изменилось (возможно в кадре появился человек). Метрики задачи детекции, такие как средняя точность и ограничивающая рамка подробно изложены в работе [8]. Следовательно, если на входе создать простой первичный обработчик, то можно выполнять фильтрацию кадров с видеопотока таким образом, чтобы не решать задачу детекции лиц с помощью модели MTCNN на каждом кадре. При этом в данной работе не рассматривается проблема выполнения визуальных атак [9].

Такой подход может быть очень полезен, например, в умных домофонах, других системах контроля и управления доступом.

На рисунке 1 представлена схема работы предложенного решения.

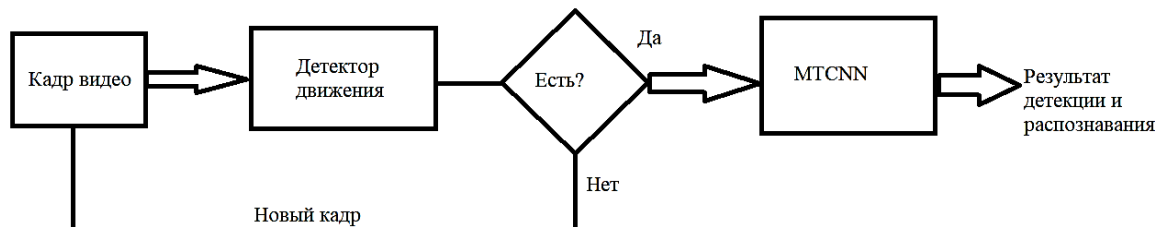


Рисунок 1. Схема обработки видеопотока

В представленной схеме осталось более подробно расписать алгоритм детектора движения. Будем реализовывать его простейшим образом. После прихода нового кадра создаем маску разницы пикселей изображения:

$$Mask(i, j, t) = |Im(i, j, t) - Im(i, j, t - 1)|, \quad (1)$$

где (i, j) – пространственные координаты пикселя на изображении Im , а t – координата по времени видео (номер кадра).

Далее подсчитывается сумма значений по всей маске и если она превышает некоторый заданный порог, принимается решение о наличии движения в кадре.

Это простейший алгоритм, который может быть усовершенствован построением карты признаков, когда маска обходится сверточным ядром с единичными весовыми коэффициентами. Это в потенциале позволит модели локализовать область движения.

На рисунке 2 показаны два кадра из тестового видео.



Рисунок 2. Кадры тестового видео

Отметим, что предложенный алгоритм справляется с задачей распознавания движения на представленных кадрах.

Для проведения эксперимента было записано видео продолжительностью 2 минуты (с камеры 30 кадров в секунду). При этом первые 30 секунд в кадре ничего не происходит, затем перед камерой появляется человек из предварительной базы. Он уходит из кадра на отрезке 1:10. Еще 15 секунд в кадре ничего не происходит. В оставшееся время в кадре появляется неизвестный базе человек.

Будем оценивать время решения задачи детекции и идентификации по лицу с помощью различных подходов. При этом оценка будет выполнена также для качественных метрик. Таких как эффективность обнаружения и точность классификации.

Для сравнения были выбраны базовая модель MTCNN, обученная на распознавание 1 человека, базовый детектор Виолы-Джонса, обученный на распознавание одного человека и предложенная в статье модель.

Сравнительные результаты представлены в таблице 1.

Таблица 1

Оценка алгоритмов детектирования и идентификации лиц

	Время обработки видео, с	Точность классификации	Эффективность обнаружения
MTCNN	32,4	0,992	0,965
Виола-Джонс	16,82	0,827	0,812
Наша модель	18,14	0,991	0,963

Следует отметить, что обработка происходила на видеокарте NVIDIA GeForce GTX 1070.

По данным таблицы 1 можно сделать вывод, что предложенный подход обеспечивает необходимое ускорение детектора без существенных потерь по качеству. Вместе с тем, метод Виолы-Джонса работает быстрее, однако допускает много погрешностей при обработке отдельных кадров. В будущем планируется использовать информацию об обнаруживаемых областях движения для лучшей детекции.

Таким образом, исследование было посвящено разработке метода ускорения детектора лиц. Предложенный алгоритм, основанный на простой пороговой детекции движения, показал, что возможно осуществлять высокоточную идентификацию в 1,8 раза быстрее, чем с использованием модели MTCNN на каждом кадре.

Литература

1. Андриянов Н.А., Папакостас Дж. Оптимизация сверточных сетей с помощью квантизации и OpenVINO при распознавании снимков багажа // В сборнике: Информационные технологии и нанотехнологии (ИТНТ-2022). сборник трудов по материалам VIII Международной конференции и молодежной школы. Самара, 2022. С. 33052.
2. Ахметзянов К.Р., Тур А.И., Кокоулин А.Н., Южаков А.А.. Оптимизация вычислений нейронной сети // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления, №36, 2020, с. 117-130.
3. Андриянов Н.А. Анализ ускорения логического вывода нейронных сетей на процессорах Intel с использованием инструментария OpenVINO Toolkit // Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов. 2020. Т. 11. № 4. С. 32-39.
4. Tessier, H.; Gripon, V.; Léonardon, M.; Arzel, M.; Hannagan, T.; Bertrand, D. Rethinking Weight Decay for Efficient Neural Network Pruning. J. Imaging 2022, 8, 64. <https://doi.org/10.3390/jimaging8030064>
5. Han S., Pool J., Tran J., Dally W. Learning both Weights and Connections for Efficient Neural Network // Advances in Neural Information Processing Systems 28: Annual Conference on Neural Information Processing Systems 2015, December 7-12, 2015, Montreal, Quebec, Canada. — 2015. — Pp. 1135–1143.
6. Яценко А.В., Беликов А.В., Петерсон М.В., Потапов А.С. Дистилляция нейросетевых моделей для детектирования и описания ключевых точек изображений // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики, т. 20, № 3, 2020, с. 402-409.
7. Sanchez-Moreno, A.S.; Olivares-Mercado, J.; Hernandez-Suarez, A.; Toscano-Medina, K.; Sanchez-Perez, G.; Benitez-Garcia, G. Efficient Face Recognition System for Operating in Unconstrained Environments. J. Imaging 2021, 7, 161. <https://doi.org/10.3390/jimaging7090161>
8. Андриянов, Н.А. Обнаружение объектов на изображении: от критериев Байеса и Неймана–Пирсона к детекторам на базе нейронных сетей EfficientDet / Н.А. Андриянов, В.Е. Дементьев, А.Г. Ташлинский // Компьютерная оптика. – 2022. – Т. 46, № 1. – С. 139-159. – DOI: 10.18287/2412-6179-CO-922.
9. Andriyanov N.A., Lutfullina A.A., Andriyanov D.A. Combat with visual attacks in face recognition tasks // Information Innovative Technologies - ИИТ, 2022, pp. 276 – 280.

INCREASING THE SPEED OF DETECTION AND IDENTIFICATION OF FACES BASED ON MOTION DETECTOR

D. Utkin, Y. Kulichenko, N. Andriyanov

Financial University under the Government of the Russian Federation

The paper considers an approach to improving the performance of a face recognizer by adding a simple preliminary motion detection handler to the algorithm. The proposed method makes it possible to reduce the operating time of the face detector by an average of 40–50%, depending on the situation in front of the camera. The developed algorithm is based on finding the difference between two adjacent frames, on the basis of which a decision is made on the basis of a threshold to detect motion in a certain area with a given window size. In the future, it is planned to optimize the algorithm by transmitting information to the face detector about the areas of movement.



РАЗРАБОТКА И ТЕСТИРОВАНИЕ НЕЙРОСЕТЕВОГО АЛГОРИТМА СЕГМЕНТАЦИИ ЭНДОСКОПИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ЖЕЛУДКА

к.т.н., доц. Хрящев В.В.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Представлены результаты комплексного анализа качества работы нейросетевого алгоритма сегментации для модуля обработки эндоскопических видеоданных. Алгоритм создан на основе архитектуры модели EfficientDet на базе сверточной нейронной сети (СНС) EfficientNetB0. Его тестирование проводилось по трем основным направлениям: исследование качества сегментации эндоскопических изображений, полученных с оптическим увеличением, без оптического увеличения, исследование времени обработки одного кадра эндоскопической видеопоследовательности. Приведены параметры запуска нейросетевого алгоритма и параметры базы эндоскопических изображений желудка, используемой для процедур обучения, валидации и тестирования алгоритма сегментации.

На современном этапе развития методов и технологий медицинской визуализации актуальной задачей является разработка алгоритмов автоматического анализа изображений и видеоданных для систем поддержки принятия врачебных решений. Такие алгоритмы востребованы, например, при проведении эндоскопических исследований желудочно-кишечного тракта [1-4]. Использование методов детектирования, сегментации и классификации объектов на видеоизображениях в эндоскопии способно уменьшить влияние человеческого фактора, увеличить итоговую точность медицинской диагностики, снизить временные затраты на проведение исследования. Кроме того, подобные системы искусственного интеллекта могут применяться для обучения молодых врачей-эндоскопистов и совершенствования навыков уже имеющегося медицинского персонала [5-6].

Сбор и разметка базы эндоскопических видеоизображений желудка проводился совместно с врачами Ярославской областной клинической онкологической больницы. В результате была получена общая база из 14135 изображений желудка. В процессе экспертной разметки каждое изображение было отнесено к одному из классов, в зависимости от представленного на нем объекта интереса: рак, ранний рак, иная патология (кишечная метаплазия, аденома, полип и др.).

В качестве нейросетевой архитектуры была выбрана сеть EfficientDet [7]. Обучение нейронной сети проводилось на суперкомпьютере NVIDIA DGX-1 для собранной базы эндоскопических изображений. Размер батча составлял 8 изображений. Из каждого цветового канала осуществлялся вычет, который составлял 123, 117 и 104 для красного, зеленого и синего каналов, соответственно. Затем осуществлялась перестановка цветовых каналов в обратном порядке: $RGB \rightarrow BGR$, где R (red), G (green), B (blue) – каналы интенсивности соответственно красного, зеленого и синего цветов.

В исследовании использовалась следующая стратегия изменения скорости обучения: базовая (начальная) скорость обучения выбиралась равной 10^{-4} , затем с 80 по 99 эпоху скорость обучения должна принимать значение 10^{-5} , а с 100 по 120 эпоху – значение, равное 10^{-6} .

Обучение алгоритма останавливалось заранее, если значение метрики mAP на валидационной выборке не увеличивалось в течение пяти эпох.

Параметры запуска нейронной сети приведены в таблице 1.

Таблица 1

Параметры запуска исследуемого нейросетевого алгоритма

№	Параметр	Значение
1	Тип оптимизатора	Adam (параметры: beta_1= 0,9; beta_2 = 0,999; epsilon = 10^{-8})
2	Способ аугментации	Стандартный тип с оптимальными параметрами (приведены ниже)
3	Границы диапазона случайного изменения яркости	(-16, 16)
4	Границы диапазона случайного изменения насыщенности	(0,5, 1,8)

СЕКЦИЯ № 4. Информационные и интернет-технологии, в т.ч. методы и алгоритмы анализа текстов, устной речи, изображений.

Продолжение таблицы 1

№	Параметр	Значение
5	Значение сдвига случайного изменения тона	18
6	Границы диапазона случайного изменения контрастности	(0,3, 1,5)
7	Случайное перемешивание цветowych каналов	Выключено

В качестве базы данных для тестирования оптимизированного алгоритма сегментации и классификации использовалась сформированная база эндоскопических изображений. Информация о ней приведена в таблицах 2 и 3. Тестирование алгоритма сегментации и классификации происходило отдельно на изображениях с увеличением и без увеличения. Сегментация патологий на эндоскопических снимках выполнялась с помощью обрамляющих прямоугольников, ограничивающих область с патологией. Перед формированием обучающей, валидационной и тестовой выборок на каждом изображении из нового набора данных устранялся эффект чересстрочной развертки, благодаря чему новый набор изображений удалось увеличить вдвое. Принцип формирования обучающей, валидационной и тестовой выборок заключался в следующем: около 10 % изображений от общего числа направлялось в тестовую выборку, тогда как последние 5% от оставшихся снимков, полученных в результате выделения кадров из видеозаписей эндоскопических обследований, определялись в качестве данных валидационной выборки.

Таблица 2

Количество изображений различных классов из набора эндоскопических изображений

Класс изображений	Увеличение	
	Без увеличения	Количество изображений
Рак	Без увеличения	80
	С увеличением	82
Ранний рак	Без увеличения	1775
	С увеличением	1615
Иная патология	Без увеличения	1304
	С увеличением	1400
Итого	Без увеличения	3159
	С увеличением	3097

Таблица 3

Количество изображений для классов в базе эндоскопических изображений в зависимости от использованной модели эндоскопа

Модель эндоскопа	Класс, шт.			
	«рак» без ув.	«рак» с ув.	«не рак» без ув.	«не рак» с ув.
OLYMPUS EXERA III GIF-HQ190	1410	1387	853	915
OLYMPUS EXERA III GIF-Q180	76	0	287	286
OLYMPUS EXERA II GIF-Q160Z	271	310	0	0
OLYMPUS EXERA III GIF-Q180H	98	0	56	0
OLYMPUS EXERA III GIF-Q180Z	0	0	108	199

СЕКЦИЯ № 4. Информационные и интернет-технологии, в т.ч. методы и алгоритмы анализа текстов, устной речи, изображений.

Ниже приводятся результаты исследования процедуры качества сегментации эндоскопических изображений разработанным алгоритмом на основе архитектуры модели EfficientDet на базе сверточной нейронной сети EfficientNetB0.

Блок-схема алгоритма сегментации приведена на рисунке 1. Как видно из данной схемы, на вход обученной нейронной сети подается кадр из эндоскопического потока, прошедший предобработку – изменение разрешения до размера входа нейронной сети – 300x300 пикселей. Далее нейросеть осуществляет сегментацию объектов интереса – патологий на эндоскопических изображениях. При этом в исследовании сегментация патологий выполнялась обрамляющим прямоугольником в соответствии с разметкой обучающих данных. На выходе алгоритм сегментации выдает координаты рамок, обрамляющих патологии, на изображении при их наличии.

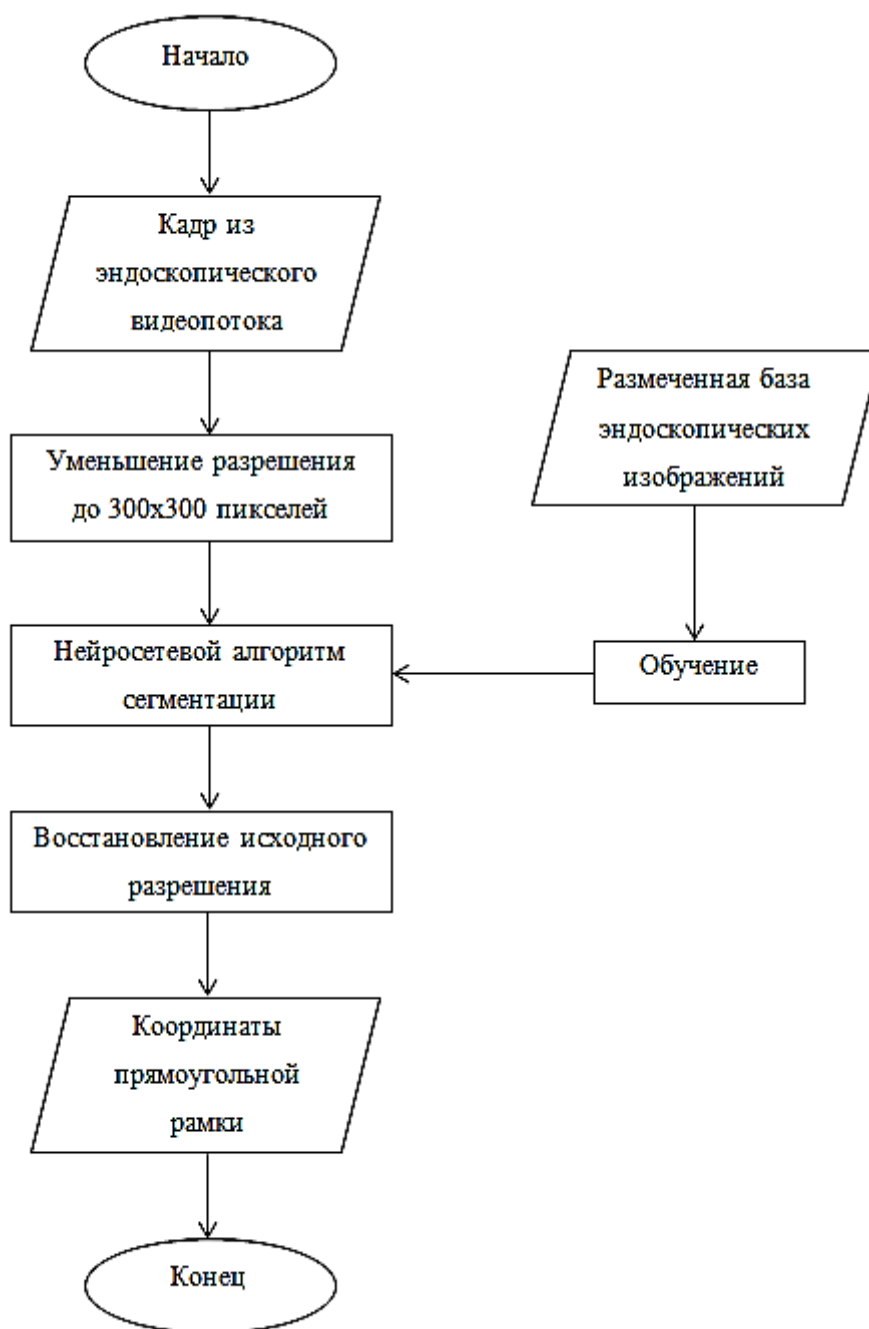


Рисунок 1 – Блок-схема алгоритма сегментации эндоскопических изображений

Для оценки качества работы алгоритма сегментации использовалась метрика IoU (Intersection over Union). Значение данной метрики рассчитывалось по следующей формуле [8]:

$$IoU = \frac{S_{int}}{S_{union}}, \quad (1)$$

где S_{int} – площадь пересечения экспертной рамки и рамки, полученной с помощью алгоритма, S_{union} – площадь объединения этих рамок.

В соответствии с формулой (1), значения метрики могут изменяться в диапазоне от 0 до 1, где 0 соответствует либо отсутствию одной из рамок (ошибка первого / второго рода) или их пересечения, либо отсутствию объекта интереса в кадре, а 1 соответствует полному совпадению экспертной рамки с рамкой, полученной с помощью алгоритма. После анализа данных с группой врачей-эндоскопистов принято коллегиальное решение о признании наименьшим допустимым значением метрики IoU значение, равное 0,5. В противном случае качество сегментации принято считать неудовлетворительным. Минимальный порог для среднего значения IoU, вычисленного на наборе снимков, также установлен равным 0,5.

Исследования по оценке качества сегментации эндоскопических изображений проводились отдельно для эндоскопических изображений без оптического увеличения и при его наличии.

Результаты тестирования разработанного нейросетевого алгоритма сегментации эндоскопических изображений без увеличения приведены в таблице 4. Алгоритм запускался отдельно для наборов изображений каждого класса, рассматриваемого в исследовании, а затем на всей тестовой выборке эндоскопических изображений без увеличения.

Таблица 4

Результаты тестирования исследуемого алгоритма для эндоскопических изображений без увеличения

Метрика	Изображения класса «рак»	Изображения класса «ранний рак»	Изображения класса «иная патология»	Изображения всех классов
Среднее значение IoU	0,8	0,74	0,64	0,73

Видно, что алгоритм сегментации хорошо справляется с изображениями каждого класса. Стоит отметить, что модель, согласно средним значениям IoU, наиболее уверенно сегментирует области с раком и менее уверенно с иными патологиями. Такую особенность можно объяснить внешним разнообразием объектов соответствующих классов на эндоскопических снимках расширенной базы.

Результаты тестирования разработанного нейросетевого алгоритма сегментации эндоскопических изображений с увеличением приведены в таблице 5. Алгоритм запускался отдельно для наборов изображений каждого класса, рассматриваемого в исследовании, а затем на всей тестовой выборке эндоскопических изображений с увеличением.

Таблица 5

Результаты тестирования исследуемого алгоритма для эндоскопических изображений с увеличением

Метрика	Изображения класса «рак»	Изображения класса «ранний рак»	Изображения класса «иная патология»	Изображения всех классов
Среднее значение IoU	0,79	0,73	0,64	0,71

Видно, что алгоритм сегментации хорошо справляется с изображениями каждого класса. Следует отметить, что модель наиболее уверенно сегментирует области с раком и менее уверенно с иными патологиями. Такую особенность можно объяснить внешним разнообразием объектов соответствующих классов на эндоскопических снимках новой базы. Согласно результатам, представленным в таблицах 4-5, в обоих случаях, для изображений с увеличением и без него, алгоритм достаточно уверенно выделяет области с ранним раком, что также говорит о высоком качестве разработанной модели.

Для проведения исследований по измерению времени обработки одного эндоскопического изображения суммарно алгоритмами сегментации и классификации использовался расширенный набор эндоскопических данных. Разрешение каждого кадра составляло 626x532 пикселей. Алгоритм запускался на всей тестовой выборке, содержащей изображения с увеличением и без него. Исследования проводились на персональном компьютере с графическим ускорителем GTX1080Ti. Среднее время обработки одного кадра, вычисленное

как отношение времени обработки всей тестовой выборки к числу кадров, в ней содержащихся, составило 0,17 секунды.

Таким образом, исследование качества процедуры сегментации показало, что разработанный алгоритм успешно выделяет в кадре патологии всех классов, рассматриваемых в исследовании («рак», «ранний рак», «иная патология»). При этом среднее значение метрики IoU превышает 0,7 как для эндоскопических изображений с увеличением, так и без него. Предложенный алгоритм обеспечивает высокое качество сегментации патологий желудка, обеспечивая обработку данных в режиме, близком к режиму работы в реальном времени.

Литература

1. Куваев Р.О., Никонов Е.Л., Кашин С.В., Капранов В.А., Гвоздев А.А. Контроль качества эндоскопических исследований, перспективы автоматизированного анализа эндоскопических изображений // Кремлевская медицина. Клинический вестник. 2013. Т. 2. С. 51–56.
2. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение. ДМК-Пресс, 2017.
3. Николенко С.И., Кадуринов А.А., Архангельская Е.О. Глубокое обучение. Питер: Спб., 2018.
4. Приоров А.Л., Хрящев В.В., Топников А.И. Обработка и передача мультимедийной информации: учебное пособие. – Ярославль: ЯрГУ 2022.
5. Хрящев В.В., Ганин А.Н., Лебедев А.А., Степанова О.А., Кашин С.В., Куваев Р.О. Разработка и анализ алгоритма детектирования патологий на эндоскопических изображениях желудка на основе сверточной нейронной сети // Цифровая обработка сигналов. 2018. № 3. С. 70-75.
6. Лебедев А.А., Хрящев В.В., Кашин С.В., Среднякова А.С., Казина Е.М. Применение методов глубокого обучения для поддержки врачебного решения при эндоскопическом исследовании желудка // Модели, системы, сети в экономике, технике, природе и обществе. 2021. № 2(38). С. 95-106.
7. Mingxing Tan, Ruoming Pang, Quoc V. Le. EfficientDet: scalable and efficient object detection // Proceedings of the IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition. 2020. pp. 10781-10790.
8. Бринк Х., Ричардс Д., Феверолф М. Машинное обучение. Питер: Спб., 2017.

DEVELOPMENT OF A NEURAL NETWORK ALGORITHM FOR SEGMENTATION OF STOMACH ENDOSCOPIC IMAGES

Docent Khryashchev V.V.

Yaroslavl State University P.G. Demidov

The results of a comprehensive analysis of the performance quality of the neural network segmentation algorithm for the module for processing endoscopic video data are presented. The algorithm is based on the architecture of the EfficientDet model based on the convolutional neural network (CNN) EfficientNetB0. Its testing was carried out in three main areas: the study of the quality of segmentation of endoscopic images obtained with optical zoom, without optical zoom, the study of the processing time of one frame of the endoscopic video sequence. The launch parameters of the neural network algorithm and the parameters of the database of endoscopic images of the stomach, which is used for training, validation and testing of the segmentation algorithm, are given.



СЕКЦИЯ № 5. РАДИОСВЯЗЬ.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ПЕРЕКРЫТИЯ С СУММИРОВАНИЕМ В СИСТЕМАХ OFDM С ФИЛЬТРАЦИЕЙ

проф., д.т.н. Калмыков И.А., асп. Волошин Е.А., к.т.н. Юрданов Д.В.

Северо-Кавказский федеральный университет

В данной статье описывается метод свертки через сегментирование с суммированием. Описаны основные принципы выполнения свертки и его преимущества, а также обсуждаются важные моменты, которые необходимо учитывать при его использовании. В частности, в статье рассматривается применение метода перекрытия с суммированием при использовании в системах OFDM с фильтрацией.

Основной операцией цифровой фильтрации является линейная свертка обрабатываемых данных $x(n)$, $0 \leq n \leq N - 1$ и коэффициентов фильтра $h(n)$, $0 \leq n \leq L - 1$ в соответствии с формулой:

$$y(n) = h(n) \circledast x(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(m)x(n - m), \quad 0 \leq n \leq N + L - 2, \quad (28)$$

где $h(m)$ и $x(n - m)$ равны нулю вне соответствующих интервалов.

Применительно к задаче фильтрации сигналов OFDM в сетях 5G [1], длина фильтра существенно короче размера блока обрабатываемых данных и сравнима с длиной нормального циклического префикса, составляющего около 7% от размера блока передаваемых данных в системах 4G [3]. Таким образом, в системах OFDM с фильтрацией, необходимо вычислять свертку двух последовательностей конечной длины, одна из которых существенно длиннее другой $N \gg L$. Для решения данной задачи целесообразно применить метод перекрытия с суммированием, сущность которого заключается в разбиении выборки OFDM сигнала $x(n)$ на смежные секции размера D отсчетов $x_k(n)$, где:

$$x_k(n) = \begin{cases} x(n), & kD \leq n \leq (k + 1)D - 1, \\ 0, & \text{при других } n, \end{cases} \quad (2)$$

и представлении линейной свертки (1) в виде:

$$y(n) = h(n) \circledast x(n) = \sum_{m=0}^n h(m) \sum_{k=0}^{\infty} x_k(n - m) = \sum_{k=0}^{\infty} h(n) \circledast x_k(n) = \sum_{k=0}^{\infty} y_k(n). \quad (3)$$

Поскольку размер каждой из сегментированных сверток $y_k(n)$ равен $D + L - 1$ отсчетов, перекрывающиеся участки $k - й$ и $(k + 1) - й$ частичных сверток имеют размер $(L - 1)$ точек, которые необходимо сложить.

Вычисление частичных сверток $y_k(n)$ целесообразно выполнять с использованием быстрых алгоритмов, поэтому размер секции D необходимо выбирать таким образом, чтобы $D + L - 1 = 2^s$.

В качестве примера использования данного подхода, рассмотрим применение метода перекрытия с суммированием при использовании в системах OFDM с фильтрацией для блоков обрабатываемых данных 2048 точек и фильтров с временной характеристикой $L = 301$ точка. Поскольку для получения действительных значений с выхода блока обратного преобразования Фурье применяется увеличение обрабатываемых данных в два раза [2, 3], путем симметричного добавления к информационным символам комплексно-сопряженных значений по правилу:

$$x(n) = \begin{cases} x(n), & 0 \leq n \leq N - 1, \\ x^*(2N - n), & N \leq n \leq 2N - 1, \end{cases} \quad (4)$$

размер последовательности обрабатываемых данных составляет $N = 4096$ точек. В этом случае, для применения алгоритмов быстрого преобразования Фурье (далее – БПФ) в 1024 точки, размер секции равен $D = 1024 - L + 1 = 724$. На рисунке 1 показано, как расположены и суммируются соседние частичные свертки $y_k(n)$, вычисляемые по формулам (2), (3).

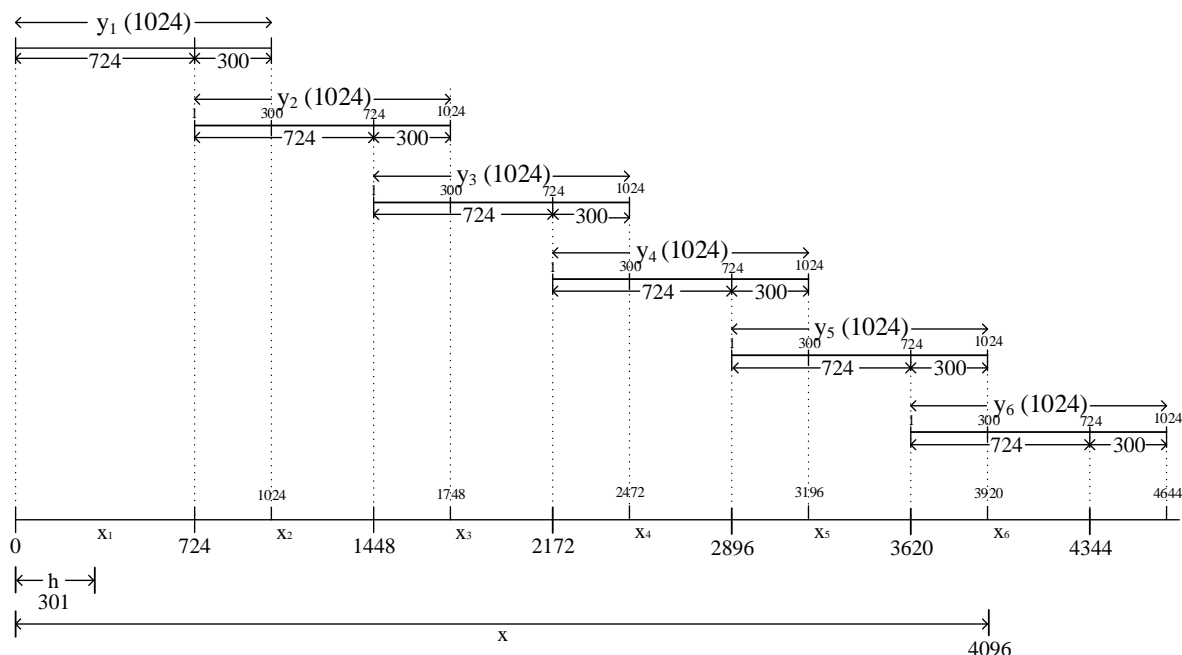


Рисунок 1. Схема выполнения сегментирования с суммированием последовательностей 4096 и 301 точек

На основе формул (1) и (2) получаем выражение для вычисления частичных сверток $y_k(n)$:

$$y_k(n) = \sum_{m=-\infty}^{\infty} h(m)x_k(n-m), \quad 0 \leq n \leq 1023, 1 \leq k \leq 6. \quad (5)$$

Результат перекрытия с суммированием (3) будет представлять комбинацию из пяти сегментов в соответствии с формулами (6) – (10):

$$S_1(n) = \begin{cases} y_1(n), 1 \leq n \leq 724, \\ y_1(n) + y_2(n-425), 725 \leq n \leq 1024, \\ y_2(n-724), 1025 \leq n \leq 1748, \end{cases} \quad (6)$$

$$S_2(n) = \begin{cases} S_1(n), 1 \leq n \leq 1448, \\ S_1(n) + y_3(n-1448), 1449 \leq n \leq 1748, \\ y_3(n), 301 \leq n \leq 1024, \end{cases} \quad (7)$$

$$S_3(n) = \begin{cases} S_2(n), 1 \leq n \leq 2172, \\ S_2(n) + y_4(n-2172), 2173 \leq n \leq 2472, \\ y_4(n), 301 \leq n \leq 1024, \end{cases} \quad (8)$$

$$S_4(n) = \begin{cases} S_3(n), 1 \leq n \leq 2896, \\ S_3(n) + y_5(n-2896), 2897 \leq n \leq 3196, \\ y_5(n), 301 \leq n \leq 1024, \end{cases} \quad (9)$$

$$S_5(n) = \begin{cases} S_3(n), 1 \leq n \leq 4344, \\ S_4(n) + y_6(n-3620), 3621 \leq n \leq 3920, \\ y_6(n), 301 \leq n \leq 1024. \end{cases} \quad (10)$$

Нахождение частичных сверток (5) целесообразно выполнять с использованием быстрой круговой свертки, основанной на теореме о свертке, утверждающей, что дискретное преобразование Фурье (далее – ДПФ) круговой свертки равно произведению ДПФ сворачиваемых сигналов [4]:

$$\text{ДПФ}(y_k(n)) = \text{ДПФ}(h(n) \circledast x_k(n)) = \text{ДПФ}(h(n))\text{ДПФ}(x_k(n)). \quad (11)$$

При использовании алгоритма БПФ Кули-Тьюки, для цифровой фильтрации N точечного OFDM сигнала, вычисления, основанные на формуле (11) потребуют выполнения $4N \log_2 4N$ операций умножения комплексных чисел. Для вычисления свертки с использованием метода перекрытия с суммированием согласно формулам (5)-(10), необходимо выполнить $\frac{3}{2} N \log_2 \frac{N}{4}$ умножений комплексных чисел. Таким образом, при использовании блоков передаваемых данных $N = 2048$ точек в системах OFDM с фильтрацией, возможно уменьшить количество необходимых для фильтрации операций умножения комплексных чисел в 3.7 раз, что позволит уменьшить задержку передачи информации.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-21-00036, <https://rscf.ru/project/23-21-00036/>.

Литература

1. Гришин, И.В. Перспективы использования технологии UFMC в сетях 5G/IMT-2020 / И.В. Гришин, Н.С. Феденева // Информационные технологии и телекоммуникации. – 2017. – Т. 5. – № 4. – С. 17-24
2. Ворожищев, И.В. Сравнительный анализ использования технологий UFMC и OFDM в сетях 5G / И.В. Ворожищев, Г.С. Бочечка, В.О. Тихвинский // Электросвязь. – 2017. – № 11. – С. 18-23
3. Юрданов, Д.В. Разработка метода уменьшения вычислительных затрат в системах связи с UFMC за счет использования теоретико-числовых преобразований / Д.В. Юрданов, М.И. Калмыков, И.А. Калмыков и др. // Современная наука и инновации. – 2019. – № 4(28). – С. 29-38.
4. Айфичер, Эммануил С., Джервис, Барри У. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание. : Пер. с англ. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 992 с. : ил. – Парал. тит. англ.

USING OVERLAP WITH SUMMATION IN OFDM SYSTEMS WITH FILTERING

professor, doctor of technical sciences Kalmykov I.A., post-graduate student Voloshin E.A.,
candidate of technical sciences Yudanov D.V.

North Caucasus Federal University

This article describes the method of convolution through segmentation with summation. The basic principles of performing convolution and its advantages are described, as well as important points that need to be taken into account when using it are discussed. In particular, the article discusses the application of the overlap method with summation when used in OFDM systems with filtering.



**СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДИК ОЦЕНКИ
НАДЕЖНОСТИ ДЕКАМЕТРОВОЙ СВЯЗИ**

д.т.н., проф. Пашинцев В. П., асп. Гринев Е. М.,
асп. Диптан П. А., асп. Белоконов Д. А.

Северо-Кавказский федеральный университет

Произведен сравнительный анализ двух методик оценки надежности связи (вероятность связи с достоверностью не хуже допустимой) в декаметровый радиоканал: 1) через среднеквадратическое отклонение входного отношения сигнал/помеха; 2) через величину верхней и нижней децили среднего отношения сигнал/помеха. Показано, что результаты расчета надежности связи практически совпадают в области высоких значений надежности связи (0,8...0,98) и низких значений (0,02...0,15). Однако в области средних значений надежности связи (0,15...0,8) результаты расчета по двум указанным методикам могут отличаться на 3-4 %.

Для декаметровых (ДКМ) радиоканалов традиционно используется методика оценки надежности связи $D_{св}$ через расчетный параметр $\xi = (\bar{Z} - Z_{доп}) / \sigma_z$, зависящий от разности среднего \bar{Z} и допустимого $Z_{доп}$ значений отношения сигнал/помеха на входе приемника [1-5]. Однако Международный союз электросвязи (МСЭ) рекомендует использовать более простую методику оценки надежности ДКМ связи [6] через разность $(\bar{Z} - Z_{доп})$ и величину нижней $D_l \bar{Z}$ и верхней $D_u \bar{Z}$ децили среднего отношения сигнал/помеха.

Целью доклада является сравнительный анализ результатов расчета надежности связи в декаметровый радиоканал по традиционной методике и рекомендуемой МСЭ.

Известно [2-5], что для систем радиосвязи основным показателем качества функционирования является помехоустойчивость (достоверность) приема, которая характеризуется зависимостью $P_{ош} = \psi(h^2)$ вероятности ошибки от отношения $h^2 = P_c / P_n$ средних (медианных) значений мощности сигнала P_c и помех P_n на входе приемника. При быстрых (интерференционных) замираниях допустимое значение вероятности ошибки $P_{ош} = P_{ош доп}$ достигается при допустимом отношении сигнал/помеха по мощности $h^2 = h_{доп}^2$, которое может на порядки превышать допустимое отношение сигнал/помеха в отсутствие быстрых замираний.

Поскольку в ДКМ радиоканалах одновременно с быстрыми замираниями сигналов имеют место и медленные замирания сигналов и помех на входе приемника, то показателем качества их функционирования является вероятность P связи с достоверностью не хуже допустимой (т.е. $P_{ош} \leq P_{ош доп}$) [1-5]

$$D_{св} = P(P_{ош} \leq P_{ош доп}) = P(Z \geq Z_{доп}) = F\left(\frac{\bar{Z} - Z_{доп}}{\sigma_z}\right) = F(\xi). \quad (1)$$

Здесь $Z = 10 \lg h^2 = 10 \lg(P_c / P_n)$ – отношение сигнал/помеха по мощности на входе приемника, выраженное в децибелах (дБ); $\bar{Z} = 10 \lg \bar{h}^2 = 10 \lg(\bar{P}_c / \bar{P}_n)$ – среднее (медианное) отношение сигнал/помеха на входе приемника (дБ) при быстрых замираниях, равное отношению сигнал/помеха при отсутствии замираний ($\bar{Z} = Z$); $Z_{доп} = 10 \lg h_{доп}^2$ – допустимое отношение сигнал/помеха (дБ); σ_z – СКО отношения сигнал/помеха на входе приемника при медленных замираниях сигналов и помех (дБ); $\xi = (\bar{Z} - Z_{доп}) / \sigma_z$ – расчетный параметр; $F(\xi) = (\sqrt{2\pi})^{-1} \int_{-\infty}^{\xi} \exp(-0,5t^2) dt$ – функция Лапласа.

В соответствии с рекомендациями [6] расчет $D_{св}$ осуществляется для двух случаев:

1) если среднее отношение сигнал/помеха больше допустимого значения (т.е. $\bar{Z} > Z_{доп}$), то $D_{св}$ определяется величиной нижней децили среднего отношения сигнал/помеха $D_l \bar{Z}$ как

$$D_{св} = 130 - 80 \left(1 + \frac{\bar{Z} - Z_{доп}}{D_l \bar{Z}} \right)^{-1} (\%), \quad (2)$$

2) если $\bar{Z} < Z_{доп}$, то $D_{св}$ определяется величиной верхней децили среднего отношения сигнал/помеха $D_u \bar{Z}$ как

$$D_{\text{св}} = 80 \left(1 + \frac{Z_{\text{доп}} - \bar{Z}}{D_u \bar{Z}} \right)^{-1} - 30 \quad (\%). \quad (3)$$

Анализ выражений (2) и (3) показывает, что при равенстве $\bar{Z} = Z_{\text{доп}}$ они приобретают значения $D_{\text{св}} = 50 \%$. Это соответствует результату расчета по выражению (1) $D_{\text{св}} = F(\xi = 0) = 0,5$ при $\xi = (\bar{Z} - Z_{\text{доп}}) / \sigma_z = 0$.

При условии $\bar{Z} > Z_{\text{доп}}$ и равенстве $(\bar{Z} - Z_{\text{доп}}) / D_l \bar{Z} = 1$, т.е. $D_l \bar{Z} = \bar{Z} - Z_{\text{доп}}$, выражение (2) принимает значение

$$D_{\text{св}} = 130 - 80 \left(1 + \frac{\bar{Z} - Z_{\text{доп}}}{D_l \bar{Z}} \right)^{-1} = 130 - 80 \cdot 2^{-1} = 90 \quad \%. \quad (4)$$

К такому же значению $D_{\text{св}} = 0,9$ сводится выражение (1) при равенстве $\xi = (\bar{Z} - Z_{\text{доп}}) / \sigma_z = 1,28$, т.е. при $1,28\sigma_z = \bar{Z} - Z_{\text{доп}}$, когда $D_{\text{св}} = F(\xi = 1,28) = 0,9$. Анализ равенств $D_l \bar{Z} = \bar{Z} - Z_{\text{доп}}$ и $1,28\sigma_z = \bar{Z} - Z_{\text{доп}}$ показывает на взаимосвязь $\sigma_z = D_l \bar{Z} / 1,28$.

При условии $\bar{Z} < Z_{\text{доп}}$ и равенстве $(Z_{\text{доп}} - \bar{Z}) / D_u \bar{Z} = 1$, т.е. $D_u \bar{Z} = Z_{\text{доп}} - \bar{Z}$, выражение (3) принимает значение

$$D_{\text{св}} = 80 \left(1 + \frac{Z_{\text{доп}} - \bar{Z}}{D_u \bar{Z}} \right)^{-1} - 30 = 80 \cdot 2^{-1} - 30 = 10 \quad \%. \quad (5)$$

Это соответствует результату расчета по выражению (1) $D_{\text{св}} = F(\xi = -1,28) = 1 - F(\xi = 1,28) = 1 - 0,9 = 0,1$ при $\xi = (\bar{Z} - Z_{\text{доп}}) / \sigma_z = -1,28$, т.е. при $1,28\sigma_z = Z_{\text{доп}} - \bar{Z}$, когда $D_u \bar{Z} = Z_{\text{доп}} - \bar{Z}$ и $1,28\sigma_z = Z_{\text{доп}} - \bar{Z}$ показывает, что $\sigma_z = D_u \bar{Z} / 1,28$.

Следовательно, при расчете надежности ДКМ связи $D_{\text{св}}$ параметр СКО отношения сигнал/помеха на входе приемника σ_z определяется величиной отклонения нижней $D_l \bar{Z}$ и верхней $D_u \bar{Z}$ децили среднего отношения сигнал/помеха согласно выражениям

$$\sigma_z = D_l \bar{Z} / 1,28, \quad (4a)$$

$$\sigma_z = D_u \bar{Z} / 1,28. \quad (4b)$$

Достоверность зависимостей (4a, 4b) подтверждается их совпадением с известными выражениями [7].

С учетом (4) и выражения $\xi = (\bar{Z} - Z_{\text{доп}}) / \sigma_z$ формулу (2) для $\bar{Z} > Z_{\text{доп}}$ можно записать в виде

$$D_{\text{св}} = 130 - 80 \left(1 + \frac{\bar{Z} - Z_{\text{доп}}}{1,28\sigma_z} \right)^{-1} = 130 - 80 \left(1 + \frac{\xi}{1,28} \right)^{-1} \quad (\%), \quad (5a)$$

а формулу (3) для $\bar{Z} < Z_{\text{доп}}$ как

$$D_{\text{св}} = 80 \left(1 + \frac{Z_{\text{доп}} - \bar{Z}}{1,28\sigma_z} \right)^{-1} - 30 = 80 \left(1 - \frac{\xi}{1,28} \right)^{-1} - 30 \quad (\%). \quad (5b)$$

В соответствии с формулами (1, 5a, 5b) на графиках (рисунок 1) представлены кривые зависимости надежности связи $D_{\text{св}}$ от показателя $\xi = (\bar{Z} - Z_{\text{доп}}) / \sigma_z$ при среднем отношении сигнал/помеха меньше допустимого значения ($\bar{Z} < Z_{\text{доп}}$) (рисунок 1a) и при среднем отношении сигнал/помеха больше допустимого значения ($\bar{Z} > Z_{\text{доп}}$) (рисунок 1б).

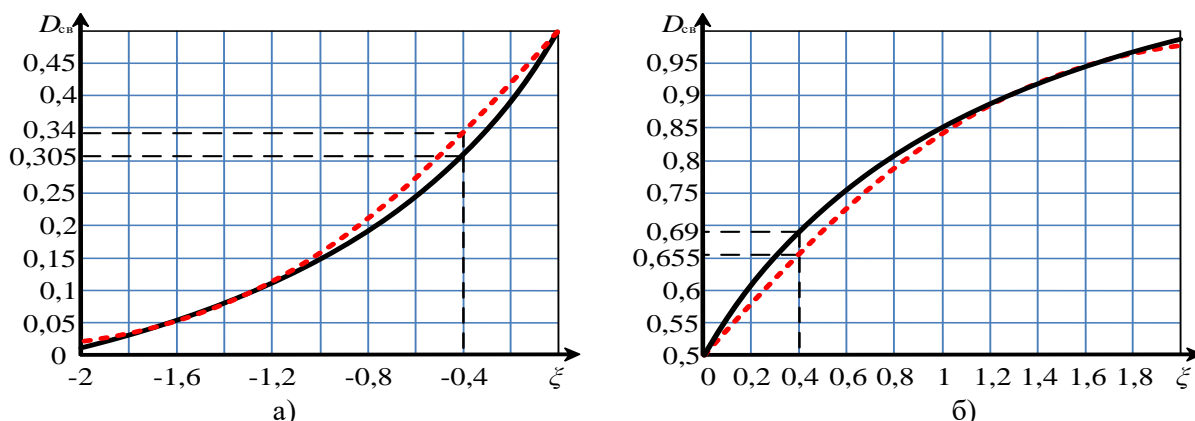


Рисунок 1 – Зависимость надежности связи $D_{св}$ от показателя $\xi = (\bar{Z} - Z_{доп}) / \sigma_z$ при:

а) $\bar{Z} < Z_{доп}$; б) $\bar{Z} > Z_{доп}$

На графиках (рисунок 1) пунктирной линией показана зависимость надежности связи $D_{св}$ от показателя ξ по формуле (1), сплошной линией – по формулам (5а, 5б). Анализ представленных графиков показывает, что значения зависимости надежности связи $D_{св}$ от показателя ξ в области низких (рисунок 1а) значений $D_{св} = 0,02...0,15$ и в области высоких (рисунок 1б) значений $D_{св} = 0,8...0,98$ практически совпадают (погрешность менее 1%). В области средних значений $D_{св} = 0,15...0,8$ максимальная разница составляет 3,5% при $\xi = -0,4$ и $\xi = 0,4$. Следовательно, при традиционно высоких требованиях к надежности ДКМ связи $D_{св доп} = P(P_{ош} \leq P_{ош доп}) \geq 0,8$ и допустимой вероятности ошибки $P_{ош доп} = (3...5) \cdot 10^{-3}$ [5] погрешность расчетов надежности связи $D_{св}$ по формулам (1) и (2, 5а) не превышает 1%.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда в рамках выполнения проекта № 22-21-00768 (<https://rscf.ru/project/22-21-00768>).

Литература

1. Чернов Ю. А. Специальные вопросы распространения радиоволн в сетях связи и радиовещания. – М.: Техносфера, 2018. – 688 с.
2. Комарович В. Ф., Сосунов В. Н. Случайные радиопомехи и надежность КВ связи. – М.: Связь, 1977. – 136 с.
3. Жуков В. А., Серков В. П., Филиппов В. В. Радиочастотная служба и антенные устройства. – Л.: ВАС, 1989. – 264 с.
4. Игнатов В. В., Килимник Ю. П., Никольский И. Н., Пивоваров В. Ф. Военные системы связи. Ч. 1. – Л.: ВАС, 1989. – 386 с.
5. Мешалкин В. А., Сосунов Б. В. Основы энергетического расчета радиоканалов. – Л.: ВАС, 1991. – 110 с.
6. Рекомендации МСЭ-R P.842-5. Расчет надежности совместимости ВЧ радиосистем // Международный союз электросвязи. Серия Р. Распространение радиоволн [Электронный ресурс] URL: https://www.itu.int/dms_pubrec/itu-r/rec/p/R-REC-P.842-5-201309-I!!PDF-R.pdf (дата обращения: 05.05.2023).
7. Серков В.П., Слюсарев П.В. Теория электромагнитного поля и распространение радиоволн. Часть 2. Распространение радиоволн. – Л.: ВАС, 1973. – 255с.

**COMPARATIVE ANALYSIS OF METHODS FOR ASSESSING
THE RELIABILITY OF DECAMETER COMMUNICATION**

Pashintsev V. P., Grinev E. M.,
Diptan P. A., Belokon D. A.

North-Caucasus Federal University

A comparative analysis of two methods for assessing the reliability of communication (the probability of communication with reliability is not worse than acceptable) in a decameter radio line is carried out: 1) through the standard deviation of the input signal/interference ratio; 2) through the value of the upper and lower deciles of the average signal/interference ratio. It is shown that the results of calculating the reliability of communication practically coincide in the area of high values of communication reliability (0,8...0,98) and low values (0,02...0,15). However, in the area of average values of communication reliability (0,15...0,8), the calculation results for the two specified methods may differ by 3-4%.



МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ ПЛАНА РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПОТОКОВ В СЕТИ РАДИОСВЯЗИ С РАЗНОРОДНЫМИ НИЗКОСКОРОСТНЫМИ КАНАЛАМИ

асп. Карпенко Н.В.¹ асп. Дудин И.С.², асп. Изотов В.В.²

¹Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого в городе Серпухове

²Военная академия РВСН имени Петра Великого г. Балашиха

В статье рассмотрен алгоритм формирования плана распределения информационных потоков в радиосети, характеризующейся разнородными участками составного маршрута. При этом разные участки маршрута, с разными параметрами (вероятностями ошибки на бит и скоростью передачи сообщений), будут иметь разные оптимальные значения размера информационной части кадра. Для определения оптимального значения объёма информационной части пакетов сообщения разработана и исследуется математическая модель процесса доставки многопакетного сообщения на основе аппарата однородных конечных марковских цепей.

Введение

Канальный уровень модели взаимодействия открытых систем, как известно, отвечает за доставку информационных кадров между смежными узлами сети. При этом размер передаваемых информационных кадров выбирается исходя из качества физической линии связи и требований к доведению информации [1].

На сетевом уровне осуществляется формирование маршрутов доведения информации между узлами. Применяемые в настоящее время алгоритмы маршрутизации оперируют зачатую временными задержками при передаче стандартного пакета каналам связи сети. При этом не учитывается как объём передаваемых сообщений, так и размеры информационных кадров на различных участках сети [1]. Известен алгоритм формирования оптимальных по времени маршрутов доведения сообщений в сети радиосвязи, учитывающий длины передаваемых сообщения [2]. Однако данный алгоритм использует в качестве исходных данных конкретные времена задержки пакетов на различных участках сети, которые в свою очередь будут зависеть от размера передаваемых пакетов.

На транспортном уровне модели взаимодействия открытых систем передаваемое сообщение разбивается на определённое количество сегментов. При этом длина сегментов передаваемого сообщения выбирается с учётом характеристик худшего участка маршрута, предварительно сформированного на сетевом уровне [1].

Таким образом, транспортный уровень формирует сегменты для передачи опираясь на предложенный сетевым уровнем маршрут, а количество сегментов и их размер во избежание процедур фрагментации (дефрагментации) пакетов выбирается с учётом качества каналов на этом маршруте. Но поскольку алгоритм формирования маршрута на сетевом уровне не учитывал конкретные объём передаваемого сообщения и размер пакета, то велика вероятность того, что сформированный таким образом маршрут не обеспечит минимальное время доведения сообщений.

Проведённые в ряде работ [2,3] исследования показывают, что данная тенденция наиболее ярко проявляется в сетях с разнородными каналами низкого качества. Поэтому актуальной является задача разработки алгоритма формирования плана распределения информационных потоков в сети радиосвязи с разнородными участками составного маршрута.

Основная часть

Для определения оптимального значения объёма информационной части пакетов сообщения предлагается следующая математическая модель данного процесса на основе аппарата однородных конечных марковских цепей [4].

Формализуем процесс доведения сообщений по процедуре LLC следующим образом. Пусть по дуплексному каналу связи с надёжным обратным каналом передаётся информационное сообщение объёмом L байт. При этом скорость передачи данных и вероятность битовой ошибки в прямом канале составляют соответственно $V_{\text{пр}}$ бит/с, и p_0 . Будем также считать известными длину информационной l_u и служебной l_c частей передаваемых информационных кадров. Тогда общая длина передаваемых кадров составляет $l_k = l_u + l_c$, а их количество $n = L/l_u$.

Процесс передачи сообщения начинается с последовательной выдачи двух первых информационных кадров и далее, при получении положительной квитанции, передаются новые кадры, а при получении положительной квитанции – повторяется передача предыдущих – неподтверждённых кадров. Процесс останавливается при получении квитанции о правильном доведении всех информационных кадров передаваемого сообщения.

Таким образом, в исследуемом процессе можно выделить $n+2$ устойчивых состояния. Их семантика такова:

S_0 – начальное состояние процесса, когда на приёмной стороне не получено ни одного информационного кадра сообщения и осуществляется передача первого кадра;

S_1 – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила первый информационный кадр и осуществляет передачу квитанции об этом событии, либо после ошибочно принятого первого информационного кадра был правильно принят второй. Передающая сторона при этом выдаёт второй информационный кадр сообщения или повторяет первый;

S_2 – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила два информационных кадра и осуществляет передачу квитанции об этом событии, передающая сторона выдаёт новый информационный кадр сообщения либо повторяет передачу ранее недоведённого кадра;

....

S_i – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила $i-1$ информационных кадров и осуществляет передачу квитанции об этом событии, передающая сторона выдаёт новый информационный кадр сообщения, либо повторяет передачу ранее недоведённого кадра;

....

S_{n-1} – состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила $n-1$ информационных кадров и осуществляет передачу квитанции об этом событии, передающая сторона выдаёт последний недоведённый информационный кадр сообщения;

S_n – состояние процесса, при котором приёмная сторона получила первый информационный кадр, содержащий ошибки, и осуществляет передачу квитанции об этом событии. Передающая сторона выдаёт второй информационный кадр сообщения, ожидая квитанцию на первый;

S_{n+1} – поглощающее состояние процесса, при котором приёмная сторона правильно получила все n информационных кадров и осуществляет передачу квитанции об этом событии.

Обобщённый граф переходов, описывающий переходы исследуемого процесса между состояниями, представлен на рисунке 1.

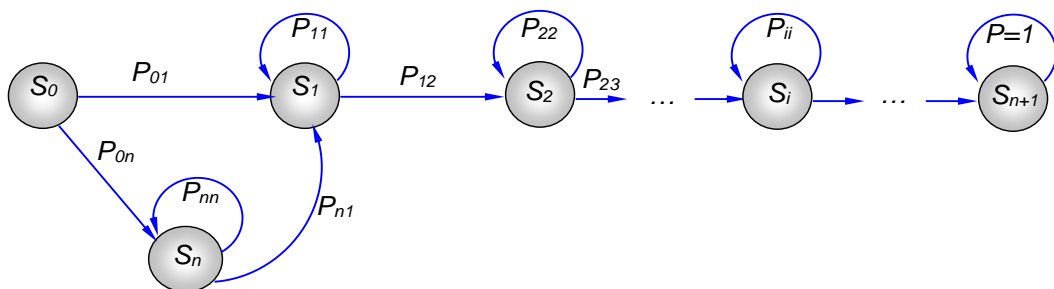


Рисунок 1 – Граф переходов ПКМЦ для процесса доведения сообщения по процедуре LLC в соединении «точка-точка»

Поведение во времени исследуемого процесса определяется его матрицей переходных вероятностей, а среднее значение времени, проводимого процессом до попадания в поглощающее состояние, находится при помощи фундаментальной матрицы [5]. Среднее время, проводимое процессом до попадания в поглощающее состояние, при этом будет определяться суммой элементов нижней строки фундаментальной матрицы, умноженной на шаг перехода процесса. Таким образом, среднее время доведения n информационных кадров сообщения будет равно

$$\bar{T}_{\text{дов}}(l_u) = \frac{(l_u + l_c) \cdot L}{V_{\text{III}} \cdot l_u \cdot q_0^{(l_u + l_c)}} \quad (1)$$

Графики зависимостей среднего времени доведения сообщения от длины информационной части кадра при различном значении вероятности битовой ошибки в канале связи изображены на рисунке 2.

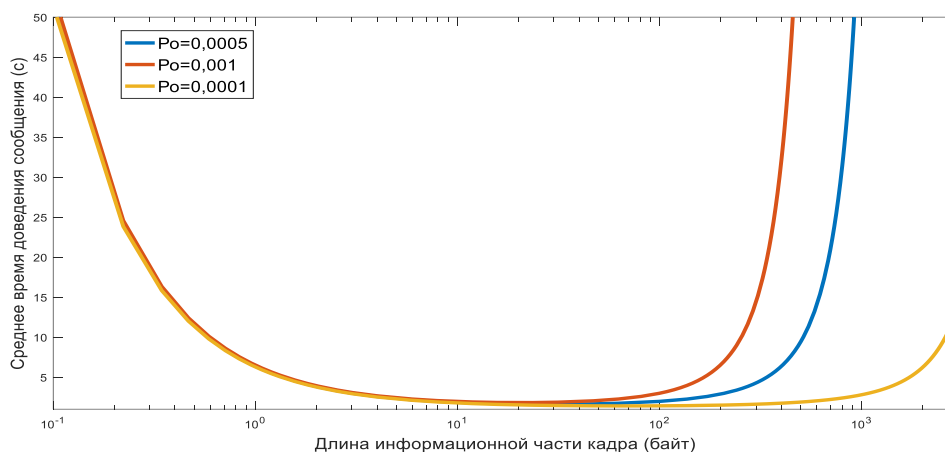


Рисунок 2 – Графики зависимостей среднего времени доведения сообщения от длины информационной части кадра при $p_0 = 10^{-4}, 0,5 \cdot 10^{-3}, 10^{-3}$

Из анализа представленных графиков следует, что для каждого значения вероятности битовой ошибки существует оптимальное значение длины информационной части кадра, при которой достигается минимальное среднее время доведения сообщения. Для определения этого значения в аналитическом виде продифференцируем выражение (1) по l_u и приравняем к нулю. В результате получим следующее уравнение

$$\frac{d\bar{T}_{\text{дов}}(l_u)}{dl_u} = -\frac{L \cdot (\ln(q_0) \cdot l_u^2 + l_c \cdot \ln(q_0) \cdot l_u + l_c)}{V_{\text{ПИ}} \cdot l_u^2 \cdot q_0^{(l_u+l_c)}} = 0 \quad (2)$$

Рациональное решение уравнения (2) относительно величины l_u достигается из решения квадратного уравнения, корни которого получаются по выражению

$$l_u = \frac{-\ln(q_0) \cdot l_c \pm \sqrt{(\ln(q_0) \cdot l_c)^2 - 4\ln(q_0) \cdot l_c}}{2\ln(q_0)}. \quad (3)$$

Учитывая, что $\ln(q_0) \leq 0$ при любом допустимом q_0 , то положительное значение l_u будет обеспечивать окончательное выражение

$$l_u^* = -\frac{\ln(q_0) \cdot l_c + \sqrt{(\ln(q_0) \cdot l_c)^2 - 4\ln(q_0) \cdot l_c}}{2\ln(q_0)} : \bar{T}_{\text{дов}}(l_u^*) \rightarrow \min, \quad (4)$$

позволяющее определить оптимальное значение длины информационной части кадра, обеспечивающее минимальное среднее время доведения сообщения по каналу связи с известными значениями вероятности битовой ошибки и длины заголовка кадра.

Имея оптимальную длину информационной части кадра, обеспечивающее минимальное среднее время доведения сообщения по каналу связи, появляется возможность построения маршрута доведения сообщения с помощью использованного ранее алгоритма формирования оптимальных по времени маршрутов доведения сообщений в сети радиосвязи. Однако, каждый из участков составного маршрута будет иметь разную оптимальную длину информационной части кадра и соответственно разное среднее время доведение сообщения на этих участках. В связи с этим предлагается следующий алгоритм формирования плана распределения информационных потоков, блок- схема которого изображена на рисунке 3.

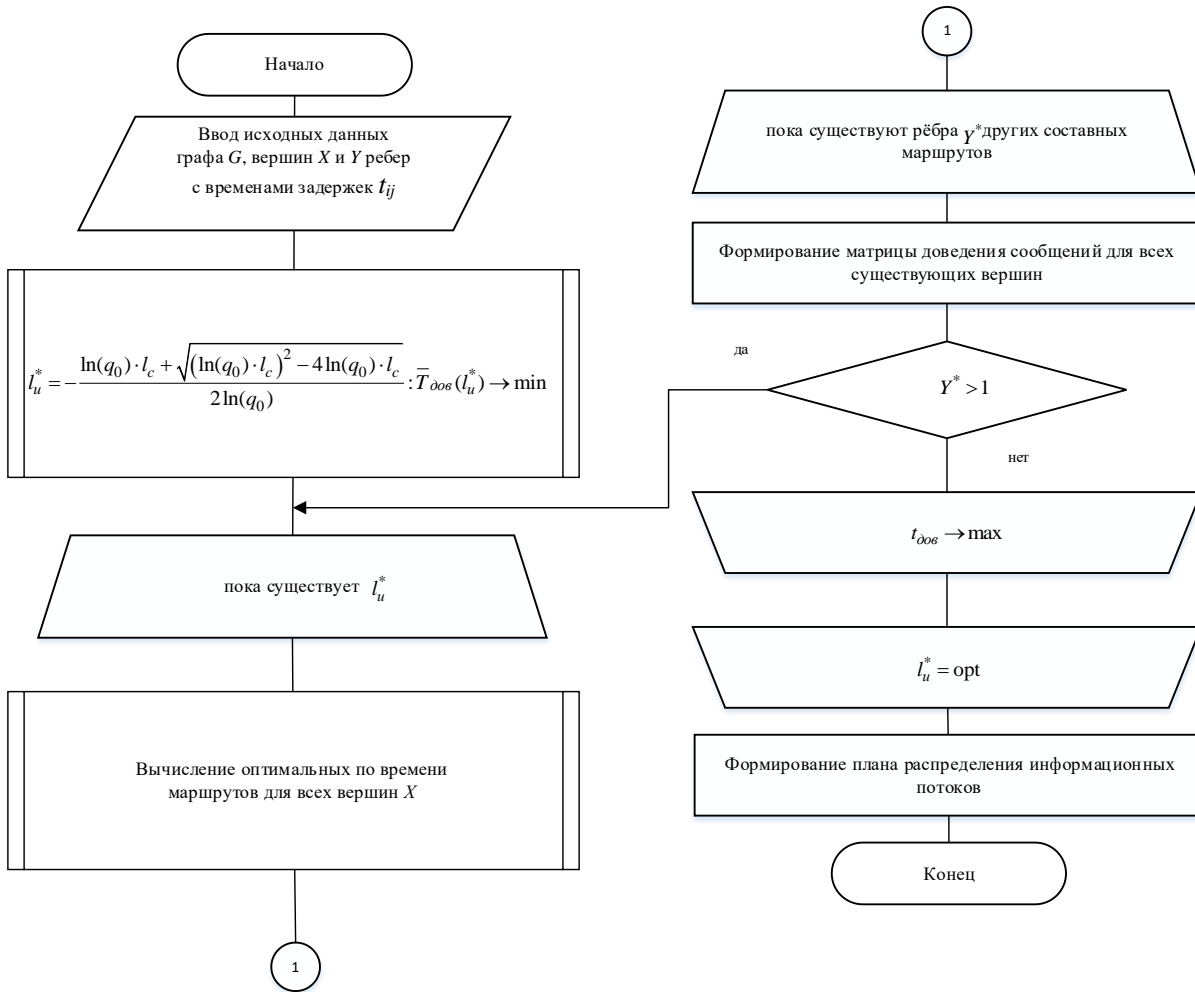


Рисунок 3 – Алгоритм формирования плана распределения информационных потоков в сети радиосвязи с разнородными участками составного маршрута

Сущность алгоритма заключается в следующем.

Пусть некоторая сеть связи, представленная в виде неориентированного графа G , содержит X вершин, Y ребер и известны вероятность битовой ошибки по всем КС, а также длина заголовка кадра.

Необходимо построить план распределения информационных потоков, при условии, что выбранная длина информационного кадра позволит обеспечить минимальное среднее время доставки сообщений по составным маршрутам радиосети.

Шаг 1. Построить граф G состоящий из X вершин, Y ребер с известными временами задержки t_{ij} и вероятностями ошибки на бит p_0 .

Шаг 2. Для всех существующих ребер Y с известными временами задержек и вероятностями ошибки на бит, вычислить оптимальные значения длины информационной части кадра l_u^* .

Шаг 3. Из всех существующих ребер Y выбрать ребро с наибольшим временем задержки, а из всех полученных длин информационной части кадра, выбрать наименьшее значение, в соответствии с этим значением разбить объём передаваемой информации на некоторое количество кадров $n=L/l_u^*$ и построить матрицу доведения сообщений используя модифицированный алгоритм нахождения оптимальных маршрутов.

Шаг 4. При наличии ребра с максимальным значением времени задержки в формировании нескольких составных маршрутов в матрице доведения сообщений, считать данную длину информационной части кадра не оптимальной для данной сети и вернуться к шагу 3, исключив при этом наименьшее значение длины информационной части кадра и использовать следующее значение по возрастанию.

Шаг 5. Если ребро с максимальным временем задержки в полученной матрице доведения сообщений участвует в формировании одного маршрута, то считать используемую длину информационной части кадра

оптимальной для данной сети и перейти к формированию матрицы распределения информационных потоков.

Для анализа эффективности алгоритма рассмотрим радиосеть с известными скоростями передачи сообщений и вероятностями ошибки на бит, схема которой изображена на рисунке 4.

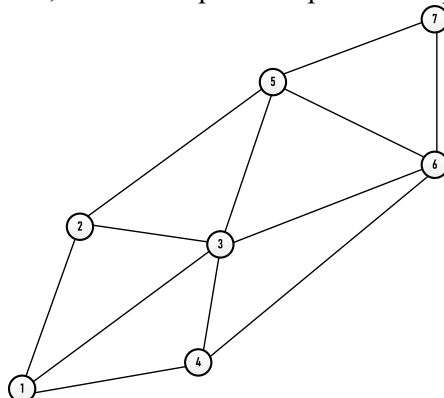


Рисунок 4 – Схема радиосети с разнородными участками составных маршрутов.

Необходимо передать сообщение от узла 1 к узлу 7, разного объёма, равного минимальной величине пакета, определяемого исходя из протокола канального уровня AX.25 и равного 2320 бит, где 2048 бит информационная часть кадра и 272 бита служебная часть кадра соответственно, увеличивая каждое последующее сообщение на один пакет до 2,5 килобайт (10 пакетов). При этом для нахождения оптимального маршрута в классическом способе использовать алгоритмы семейства link-state и фиксированную заданную величину информационной части кадра, а во втором случае оптимальное значение информационной части кадра вычисляется по выражению (4), что влияет в свою очередь на статистическую длину передаваемых сообщений, для последующего вычисления оптимального маршрута по предложенному алгоритму. Анализ применимости алгоритма представлен на графике, изображённом на рисунке 5.

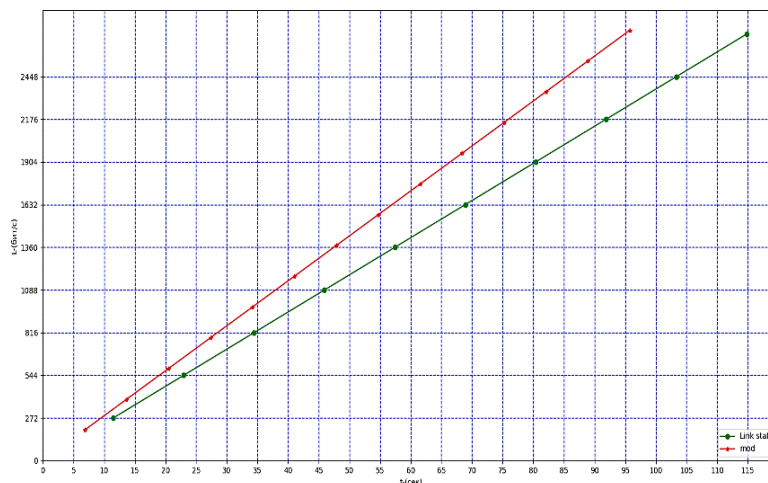


Рисунок 5 – Графики зависимостей среднего времени доведения многопакетного сообщения по составному маршруту.

Заключение

Из полученных графиков можно сделать вывод, что при передаче многопакетного сообщения по составному разнородному маршруту необходимо учитывать длину информационной части кадра, зависящую в свою очередь от показателей канала. Сообщения, полученные таким образом, будут отличаться по количеству пакетов с алгоритмами семейства link-state и иметь разные оптимальные маршруты.

Таким образом, предлагаемый алгоритм распределения информационных потоков позволяет определить маршруты доведения сообщений, обеспечивающих минимальное среднее время доведения сообщения по

каналам связи с известными значениями вероятности битовой ошибки и длины заголовка кадра в радиосетях с разнородными участками составного маршрута.

Литература

1. Олифер В.Г. Компьютерные сети. Принципы, технологии, протоколы / В.Г. Олифер, Н.А. Олифер. – СПб., 2012. – 944 с.
2. Дудин И.С. Адаптивные алгоритмы маршрутизации пакетов в сетях связи автоматизированных систем управления [Текст] / С.Е. Потапов, И.С. Дудин // Вестник Ярославского высшего военного училища противовоздушной обороны. / Ярославль: ЯВВУ ПВО. – 2022. № 2 (17). С. 113-117.
3. Адаптивные алгоритмы маршрутизации пакетов в сетях связи автоматизированных систем управления [Текст] / С.Е. Потапов И.С. Дудин // «Стратегическая стабильность» №3(100) 2022г. С. 31-33.
4. Филипс Д. Методы анализа сетей / Д. Филипс, А. Гарсиа-Диас; пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 496 с.
5. Цимбал В. А. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: монография / В.А. Цимбал. – М.: Вузовская книга, 2014. – 144 с.

MATHEMATICAL MODEL AND ALGORITHM FOR FORMING A PLAN FOR THE DISTRIBUTION OF INFORMATION FLOWS IN A RADIO COMMUNICATION NETWORK WITH DIFFERENT SECTIONS OF A COMPOSITE ROUTE

Karpenko N.V.¹, Dudin I.S.², Izotov V.V.²

¹Branch of the Military Academy of Strategic Missile Forces named after Peter the Great

²Military Academy of the Strategic Missile Forces. Peter the Great

The article considers an algorithm for the formation of a plan for the distribution of information flows in a radio network characterized by heterogeneous sections of a composite route. In this case, different sections of the route, with different bit error parameters and message rates, will have different optimal values for the size of the information part of the frame. To determine the optimal value of the volume of the information part of message packets, a mathematical model of the process of delivering a multi-packet message based on the apparatus of homogeneous finite Markov chains has been developed and is being studied.



ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК МОДУЛЯРНОГО КОДА ПО ИСПРАВЛЕНИЮ ОШИБОК, ВОЗНИКАЮЩИХ В СИСТЕМАХ LTE-R

асп. Ефременков И.Д., проф. д.т.н. Калмыков И.А.

Северо-Кавказский федеральный университет

В статье рассматривается актуальность разработки новых методов помехоустойчивого кодирования в системах OFDM на железнодорожном транспорте технологии LTE-R. В связи с увеличением объемов передаваемых данных и необходимостью надежной передачи информации, разработка более эффективных методов является критически важной. В статье описываются причины возникновения пакетов ошибок при передаче по каналу связи систем LTE-R, а также необходимость проведения исследований и тестирования для выбора наилучшего метода помехоустойчивого кодирования в конкретных условиях системы передачи данных. В качестве варианта для исправления пакетов ошибок предлагается использовать коды системы остаточных классов (модулярные коды).

В системах LTE-R (Long-Term Evolution-Railway) связь является ключевым элементом для обеспечения безопасности на железнодорожном транспорте. Это требует высокой надежности передачи данных и эффективного использования доступной полосы частот. Для достижения этой цели применяются различные методы помехоустойчивого кодирования.

Помехоустойчивые коды используются для защиты передаваемых данных от ошибок, которые могут возникнуть в процессе передачи в канале связи. В системах с ортогональным разделением частот (OFDM) технологии LTE-R одним из методов помехоустойчивого кодирования является применение кодов Боуза-Чоудхури-Хоквингема (БЧХ) [1,2]. Коды БЧХ относятся к классу циклических кодов и строятся с заведомо известными свойствами по коррекции ошибок, то есть минимальным кодовым расстоянием.

В системах LTE-R одним из частых явлений при передаче является возникновение пакетов ошибок [3] на приемной стороне, которые появляются по ряду причин, связанных с характеристиками беспроводной среды и техническими особенностями самой системы. Одной из основных причин является наличие помех в канале связи, вызванных различными источниками, такими как другие устройства связи, электромагнитные излучения, атмосферные условия и т.д. Другой причиной может быть плохое качество сигнала на приемной стороне, вызванное дистанцией между передающей и принимающей станцией, перекрытием сигналов от других устройств или физическими препятствиями. Кроме того, возможны ошибки в процессе передачи данных из-за технических проблем на стороне отправителя или приемника, таких как ошибки в процедурах кодирования и декодирования данных или ошибки при синхронизации сигналов передающей и принимающей станции.

Исправление пакетов ошибок является сложным процессом, который требует высокой точности и эффективности. Также, применение методов помехоустойчивого кодирования построенных с использованием кодов БЧХ, требует существенного уменьшения объема передаваемой полезной информации с целью расширения контрольной части кодовой комбинации, либо перехода к расширению кодовой конструкции, что влечет за собой увеличение схемных затрат на реализацию процедур кодирования и декодирования, а также времени выполнения данных операций. Например, в работе [4] указано, что разработчики системы автоблокировки с тональными рельсовыми цепями (АБТЦ-М) планируют начать работы по внедрению кодов Рида-Соломона, что является частным случаем кодов БЧХ, которые хорошо себя показывают при исправлении пакетов ошибок. Однако, такое решение потребует увеличения размера сообщения, передаваемого с железнодорожного локомотива не менее чем на 50%, что является существенным.

Одним из вариантов решения проблемы борьбы с пакетами ошибок является применение кодов системы остаточных классов (модулярных кодов). Модулярные коды (коды СОК) – это класс арифметических кодов, которые позволяют разбить передаваемые данные на несколько частей, а затем кодировать их параллельно. Коды СОК основываются на принципе китайской теоремы об остатках и позволяют осуществлять быстрое и эффективное кодирование и декодирование данных. Также существенным преимуществом модулярных кодов является возможность исправления ошибок, вызванных проведением вычислений, что нивелирует ошибки при проведении процедуры декодирования.

Таким образом, модулярные коды могут представлять собой один из перспективных методов помехоустойчивого кодирования для использования в системах связи, включая LTE-R. Однако, модулярные коды до настоящего времени использовались только для повышения отказоустойчивости оборудования [5], поэтому проведение исследований по оценке эффективности применения данных кодов в качестве помехоустойчивых является актуальной задачей.

В целях справедливости полученных результатов по сравнению характеристик рассматриваемых кодов в работе рассмотрены модулярный код и код БЧХ с использованием которых возможно передать приблизительно одинаковый объем полезной информации.

На рисунке 1 представлен вид кодовых конструкций рассматриваемых модулярного кода и кода БЧХ. У кода БЧХ [6] общая длина кодовой конструкции (канального символа) составляет $n = 31$ бит, количество информационных бит $k = 21$ и количество избыточных бит, необходимых для исправления двукратной ошибки составляет $n - k = 10$ бит. У модулярного кода [5] общая длина кодовой конструкции (канального символа) составляет $n = 34$ бит, количество информационных бит $k = 22$ (2 основания по 5 бит и 2 основания по 6 бит) и количество избыточных бит, необходимых для исправления ошибки внутри одного остатка по основанию составляет $n - k = 12$ бит (2 основания по 6 бит).



Рисунок 1. Графическое представление кодовой конструкции:
а) кода БЧХ, б) модулярного кода

На рисунках 2 и 3 представлены графики вероятности битовой ошибки (BER) рассматриваемых модулярного кода и кода БЧХ. Моделирование проводилось с учетом QPSK модуляции и QAM модуляции с порядком модуляции $M = 64$. Данные виды модуляций используются при построении систем OFDM технологии LTE-R. В качестве метода коррекции ошибок модулярным кодом использовался метод нахождения интервалов, описанный в работе [7]. Графики построены с учетом ограничения, что все возникающие при передаче по каналу связи ошибки являются пакетными, т.е. начинаются и заканчиваются ошибочными битами.

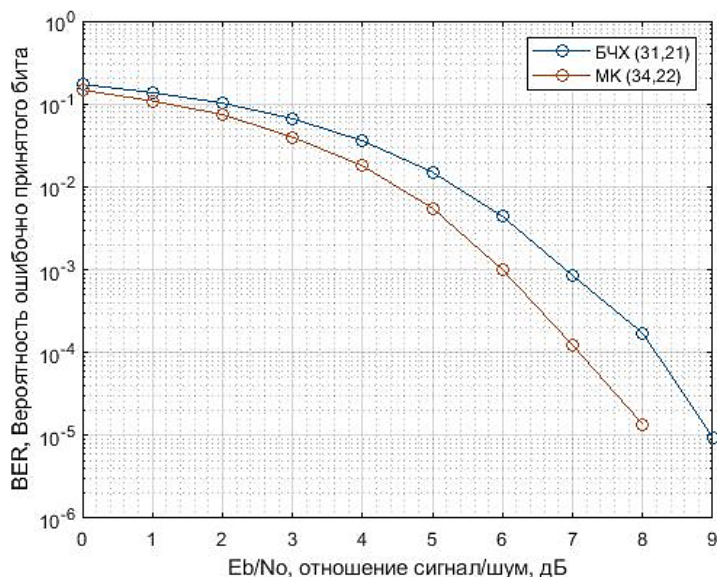


Рисунок 2. BER рассматриваемых кодов при QPSK модуляции

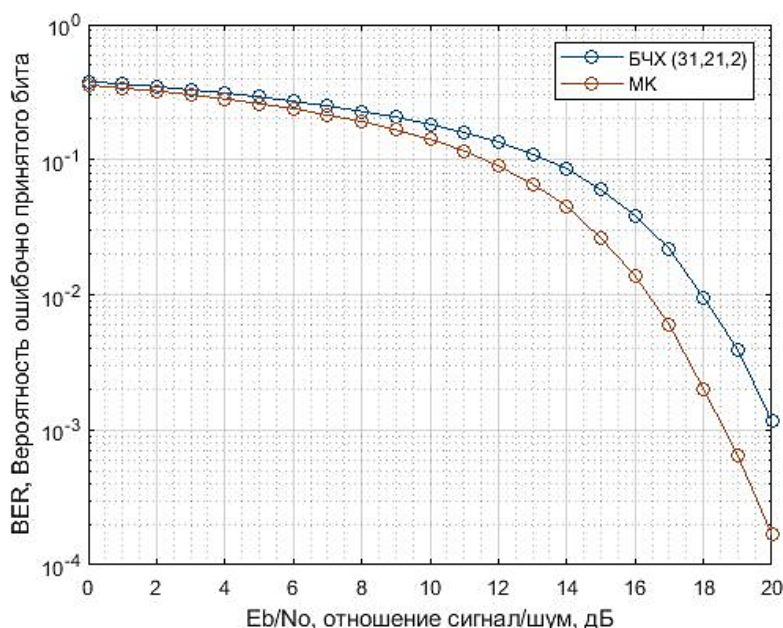


Рисунок 3. BER рассматриваемых кодов при QAM-64 модуляции

Из проведенного анализа графиков BER видно, что характеристики у модулярного кода по исправлению пакетов ошибок лучше чем у кода БЧХ. Вероятность битовой ошибки $P = 10^{-3}$ кодом БЧХ достигается при отношении сигнал шум равном 6,9 дБ (при QPSK модуляции) и 20,1 дБ (при QAM модуляции), в то время как модулярным кодом данная вероятность битовой ошибки достигается при отношении сигнал шум равном 6 дБ (при QPSK модуляции) и 18,5 дБ (при QAM модуляции), что соответственно в 1,15 и 1,08 раз лучше.

Рассмотрим возможность исправления ошибок модулярного кода в двоичном симметричном канале (BSC – binary symmetric channel) и сравним с возможностями исправления БЧХ кода. Двоичный симметричный канал – это частный случай дискретного канала без памяти, где алфавиты входного и выходного сигнала состоят из «0» и «1», а условные вероятности перехода равны:

$$P(0|1) = P(1|0) = p \quad (1)$$

$$P(1|1) = P(0|0) = 1 - p \quad (2)$$

Вероятность появления ошибки в канальном символе находится с использованием выражения [6]:

$$P_B = Q\left(\sqrt{\frac{2E_c}{N_0}}\right) \quad (3)$$

где: $Q(x)$ - гауссовский интеграл ошибок, а $\frac{E_c}{N_0}$ - отношение энергии канального символа к спектральной плотности мощности шума.

Расчет зависимости вероятности битовой ошибки от вероятности ошибки в канальном символе для модулярного кода и кода БЧХ выполнялся в соответствии со структурными схемами (рисунок 4):

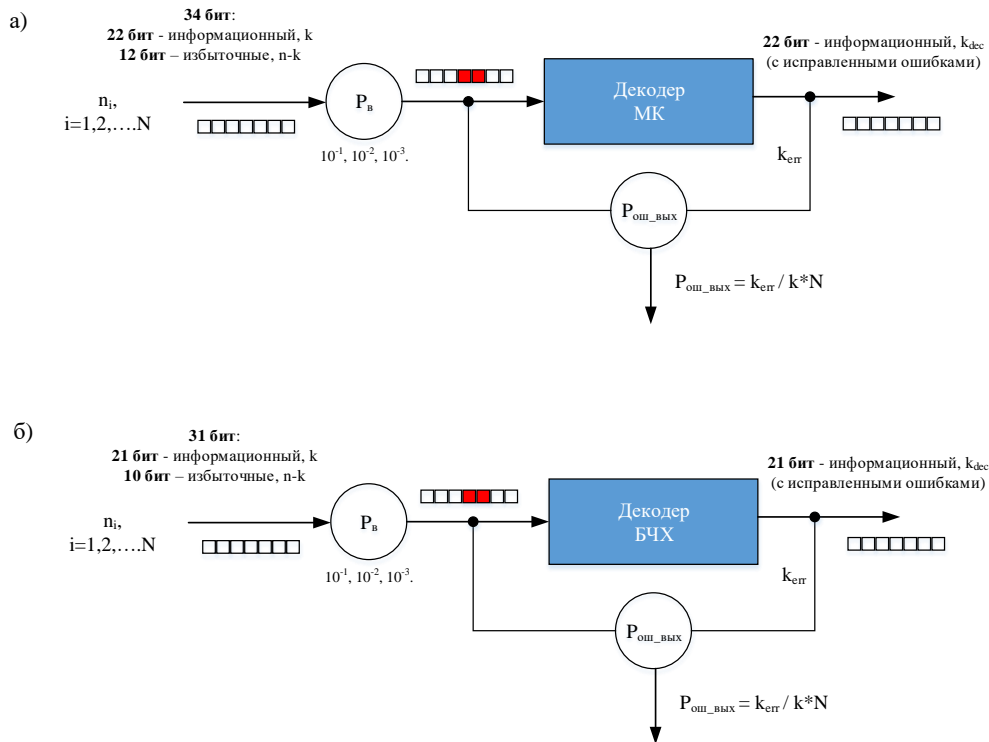


Рисунок 4. Структурные схемы для расчета зависимости вероятности битовой ошибки от вероятности ошибки в канальном символе: а) модулярный код, б) код БЧХ

На рисунке 5 приведен график зависимости вероятности ошибки в декодированном бите от вероятности ошибки в канальном символе, на котором сравниваются модулярный код с $n = 34$ и $k = 22$, а также код БЧХ с $n = 31$ и $k = 21$. График составлен с учетом того, что было сгенерировано и отправлено в BSC канал по $N = 10^6$ канальных символов. График построен с учетом ограничения, что ошибки являются пакетными, т.е. начинаются и заканчиваются ошибочными битами.

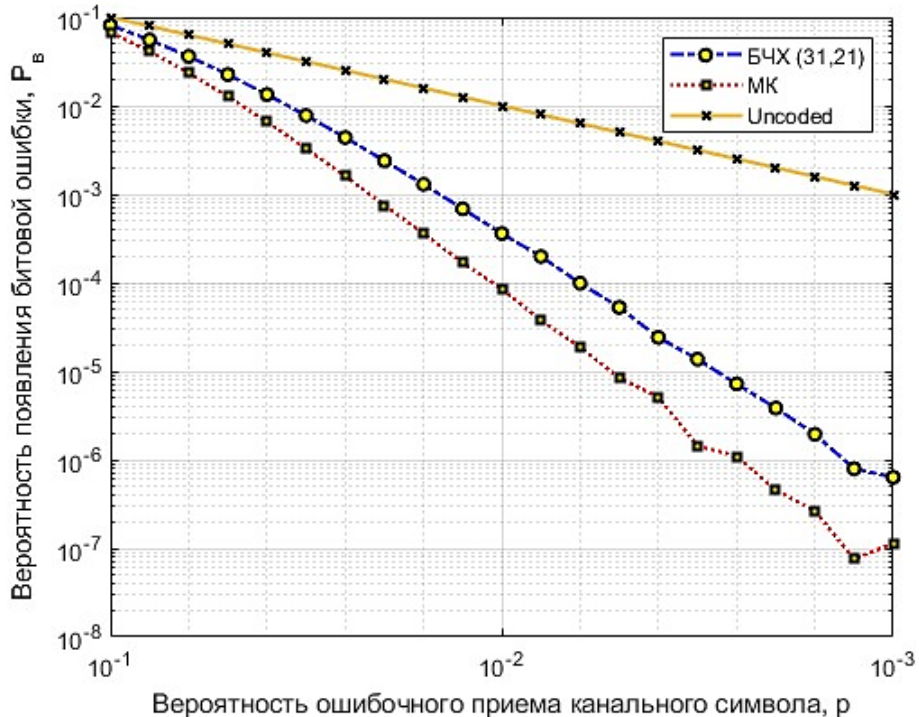


Рисунок 5. График зависимости вероятности ошибки в декодированном бите от вероятности ошибки в канальном символе

Из графика видно, что с учетом ограничений, описанных выше, с использованием модулярного кода вероятности появления битовой ошибки $\approx 10^{-7}$ возможно достичь уже при вероятности ошибочного приема канального символа равной 10^{-3} , в то время как с использованием кода БЧХ вероятность битовой ошибки составляет $\approx 10^{-6}$.

Таким образом, проведенные исследования показали, что использование кодов системы остаточных классов (модулярных кодов) в качестве помехоустойчивых в системах LTE-R является перспективным направлением. Так же использование модулярных кодов позволит повысить скорость передачи информации в виду того, что вычисления, проводимые при кодировании и декодировании информации в модулярных кодах проводятся параллельно.

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда № 23-21-00036, <https://rscf.ru/project/23-21-00036/>.

Литература

1. Ghasan Ali Hussain, Lukman Audah. BCH codes for 5G wireless communication systems over multipath fading channel. Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science. Vol. 17, No. 1, January 2020, pp. 310-316.
2. Ghasan Ali Hussain, Lukman Audah. BCH codes in UFMC: A new contender candidate for 5G communication systems. Bulletin of Electrical Engineering and Informatics. Vol. 10, No. 2, April 2021, pp. 904-910.
3. Максимов М.Н. Помехоустойчивое кодирование. Технологический институт южного федерального университета в г. Таганроге. г. Таганрог. 2011. 123 с.
4. Маргарян С. Радиосеть управления и сбора данных для железнодорожных приложений. Часть 2. Беспроводные технологии № 2. Отраслевые решения. 2020. С. 48-56.
5. Червяков Н.И., Коляда А.А., Ляхов П.А. Модулярная арифметика и ее приложения в инфокоммуникационных технологиях. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2017. 400 с.
6. Бернард Скляр. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. Изд. 2-е, испр. : Пер. с англ. – М. : Издательский дом «Вильямс», 2004. – 1104 с. : ил. – Парал. тит. Англ.
7. Калмыков М.И., Бабенко Л.К., Калмыков И.А., Ефременков И.Д., Мирошников Д.А. Использование избыточных модулярных кодов при разработке отказоустойчивых запросно-ответных систем распознавания спутника. Фундаментальные исследования № 12. 2017. С. 292-296.

INVESTIGATION OF THE CHARACTERISTICS OF THE MODULAR CODE TO CORRECT ERRORS THAT OCCUR IN LTE-R SYSTEMS

post-graduate student Efremkov I.D., professor, doctor of technical sciences Kalmykov I.A.

North-Caucasus Federal University

The article discusses the relevance of the development of new methods of error-correcting coding in OFDM systems in railway transport using LTE-R technology. Due to the increase in data volumes and the need for reliable information transfer, the development of more efficient methods is critical. The article describes the causes of error bursts during transmission over the communication channel of LTE-R systems, as well as the need for research and testing to select the best method of error-correcting coding in specific data transmission system conditions. As an option for correcting error packets, it is proposed to use the codes of the system of residual classes (modular codes).



ДЕТЕКТОР АМ - СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ ФОТОРЕЗИСТОРНОГО ОПТРОНА

проф., д. ф.-м. н. Денисов Б.Н., преп. Зазулин Я.А.

Мордовский государственный университет имени Н.П. Огарева

В статье показано, что детектором амплитудно-модулированных колебаний может выступать фоторезисторный оптрон, состоящий из светодиодов в качестве источников света и фоторезистора в качестве детектора оптического излучения и низкочастотного фильтра. Светодиод выполняет функцию нелинейного элемента для получения оптического сигнала, интенсивность которого имеет вид отсеченного АМ - сигнала. Фильтрация высокочастотных колебаний осуществляется за счет инерционных свойств фоторезистора. Применение фоторезисторов позволит резко упростить конструкцию АМ - детекторов, и повысить скорость обработки информации.

Возросшие требования к скорости обработки информации, невозможность передачи электронных потоков с частотой выше 2 ГГц по проводным микрополосковым линиям связи, привели к использованию фотонов в качестве носителей сигналов информации [1]. В отличие от электронов фотоны не имеют массы и заряда. Поэтому фотонные системы не подвержены внешним электромагнитным полям, обладают гораздо большей дальностью передачи и шириной полосы пропускания сигнала. К сожалению, проблемы в фотонике, связанные с управлением оптическими сигналами, аналогичны радиотехническим проблемам, т.к. управление модуляторами света с целью занесения информации в оптический сигнал и извлечения информации из оптического сигнала осуществляется с помощью электроники. Основным управляющим элементом в электронике выступает транзистор. Отсутствие гальванической развязки, возможности прямого перемножения сигналов с помощью транзистора, резко снижают возможности электронного способа обработки информации занесенной в электронные потоки или электромагнитные поля.

К настоящему времени нами разрабатывается третий способ обработки информации, в котором потоком электронов можно управлять с помощью фотонов и электрического поля [2,3,4]. В этом случае возможно решения задачи прямого перемножения сигналов, идеальной гальванической развязки сигналов и исключения нелинейных искажений сигналов несущих информацию в процессе занесения и извлечения информации из несущего сигнала [5]. Основным управляющим устройством может выступать фоторезисторный оптрон, и в данном случае он будет исполнять роль, которую выполняет транзистор в электронике [5,6]. Следует отметить, что в этом случае фоторезисторный оптрон превращает оптоэлектронику в науку об управлении оптическими сигналами с помощью электронных потоков и управлении электрическими сигналами с помощью оптических потоков. До настоящего времени считалось, что фоторезистивный оптрон может использоваться в основном для занесения информации в высокочастотный электронный сигнал [5]. Как детектор он может использоваться только в виде синхронного детектора [5].

Покажем, что фоторезисторный оптрон может выполнять функцию детектора амплитудно-модулированных радиосигналов (АМ-сигнал). Частота несущей АМ-сигнала уже на средних частотах отличается более, чем на три порядка от частоты модулирующего сигнала. Следовательно, для удаления высокой частоты из спектра сигнала после детектора можно воспользоваться инерционными свойствами фоторезистора. Подадим АМ-сигнал на светодиод и запишем простейшую математическую модель оптического сигнала на выходе светодиода:

$$\Phi(\alpha) = [\Phi_m \cos(\alpha) + (M\Phi_m/2)\cos 0.999\alpha + (M\Phi_m/2)\cos 1.001\alpha] Y(\cos(\alpha)) \quad (1)$$

Φ_m - амплитуда изменения интенсивности света, $Y(\cos(\alpha))$ - функция включения $Y(\cos(\alpha))=1, \cos \alpha > 0, Y(\cos(\alpha))=0, \cos \alpha < 0$. Обозначено $\alpha = \omega t, 0.001\alpha = \Omega t, \omega, \Omega$ - частоты несущего и модулирующего сигналов соответственно.

На рисунке 1 приведена расчетная осциллограмма тонального отсеченного АМ сигнала на выходе идеального светодиода.

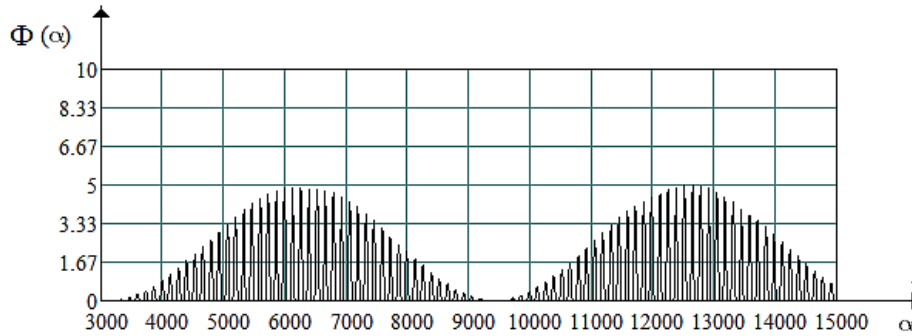


Рисунок 1. Оциллограмма оптического сигнала светодиода в виде отсеченного АМ сигнала. Угол отсечки $\Theta = \pi/2$, $M = 1$, α - полная фаза несущего сигнала, $0,001\alpha$ - полная фаза модулирующего сигнала., $1,001\alpha$ - фаза верхней боковой гармоники, $0,999\alpha$ -фаза нижней боковой гармоники.

Для регистрации излучения будем использовать фоторезистор. Рассмотрим кинетику изменения концентрации свободных носителей в собственном полупроводнике, из которого изготовлен фоторезистор в отсутствие контактной инжекции, при однородной генерации носителей и низком уровне возбуждения светом. Для расчета тока фоторезистора запишем уравнение кинетики изменения концентрации свободных носителей в виде [7].

$$\frac{d\Delta n}{dt} = A - \alpha_0 \Delta n + \gamma \Delta n^2, \quad (2)$$

где выражение $\alpha_0 = 2\gamma n_0$ является скоростью рекомбинации равновесных свободных носителей в случае низкого уровня инжекции, величину равную $\tau_n = 1/\alpha_0$ – принято называть временем жизни равновесных свободных носителей, а $\gamma \Delta n$ – скоростью рекомбинации при высоком уровне инжекции. Выражение (2) удобней записать в относительных единицах. Разделим соотношение (1) на $2\gamma n_0^2$ получим [7,8]:

$$\frac{d\Delta n'}{dt'} = A' - \Delta n' - \Delta n'^2 / 2, \quad (3)$$

где $\Delta n/n_0 = \Delta n'$ - относительная концентрация, показывающая во сколько раз неравновесная концентрация превосходит равновесную. $dt' = dt/\tau_n$ -нормированное время. $A' = A/2\gamma n_0^2$ – относительная скорость генерации свободных носителей, показывающая, во сколько скорость генерации носителей внешним воздействием превосходит скорость генерации (рекомбинации) равновесных носителей [7,8]. В такой записи постоянная времени рекомбинации, и граничная частота будут равны 1, $\omega_{ep} = 1$. Скорость генерации неравновесных носителей при оптическом возбуждении вида (1) запишется как:

$$A' = A'_m [\cos(\omega t) + (M/2) \cos(\omega - \Omega)t + (M/2) \cos(\omega + \Omega)t] Y(\cos(\omega t)), \quad (3)$$

где $A'_m = \chi \alpha \beta \Phi_m$, α – коэффициент поглощения света, β – квантовый выход, Φ_m – амплитуда освещенности фоторезистора в квант/м²сек, $\chi = 1 - R$, R – коэффициент отражения. Частоты в соотношении (3) записаны в единицах граничной частоты. Дифференциальное уравнение изменения нормированной концентрации неравновесных носителей в этом случае будет иметь вид:

$$\frac{d\Delta n'}{dt'} = A'_m [\cos(\omega t') + (M/2) \cos(\omega - \Omega)t' + (M/2) \cos(\omega + \Omega)t'] Y(\cos(\omega t')) - a\Delta n' - \frac{(\Delta n')^2}{2}, \quad (4)$$

где $a = 1$, $t' = t/\tau_n$ - нормированное время в единицах времени жизни свободных носителей. Согласно [8] $A'_m = [(I_{cm}/I_T + 1)^2 - 1]/2$, $y = I_{cm}/I_T$, где I_{cm} ток при стационарном освещении интенсивностью света Φ_m , I_T -ток в отсутствие освещения, которые определяются экспериментально. Поэтому расчетные зависимости легко сравнивать с экспериментом.

На рисунке 2 приведены оциллограммы тока фоторезистора в относительных единицах. А- при несущей

частоте составляющей половине граничной частоте $\omega = 0.5f_{zp}$, В – при несущей частоте в пять раз выше граничной частоты фоторезистора $\omega = 5f_{zp}$.

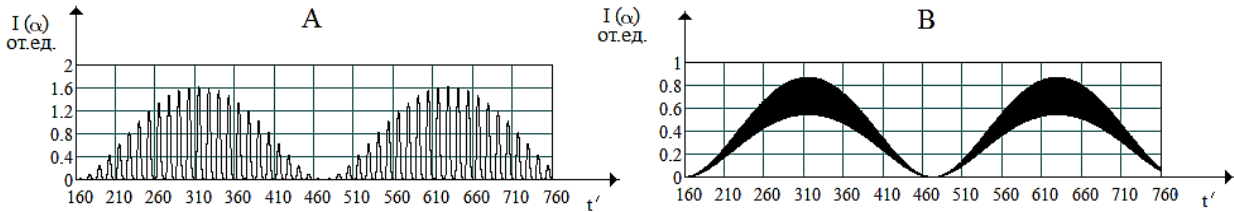


Рисунок 2. Осциллограммы тока в отн.ед.на выходе фоторезистора $f_{zp} = 1$

А. $\omega = 0.5f_{zp}$, $\Omega = 0.02f_{zp}$. В. $\omega = 10f_{zp}$, $\Omega = 0.02f_{zp}$

Во втором случае (В) амплитуда несущего сигнала значительно ослабляется. На рисунке 3 изображена осциллограмма детектированно сигнала при частоте несущего сигнала выше граничной частоты на два порядка.

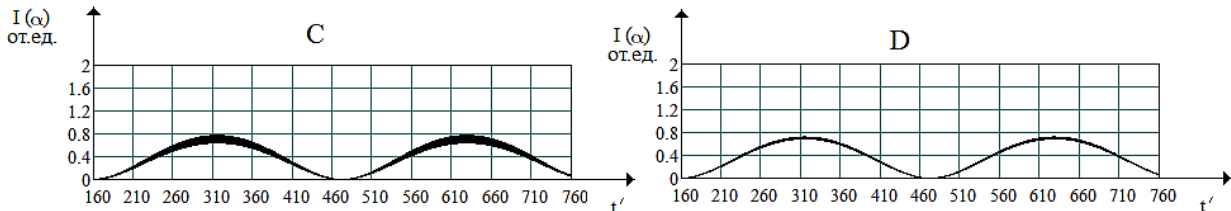
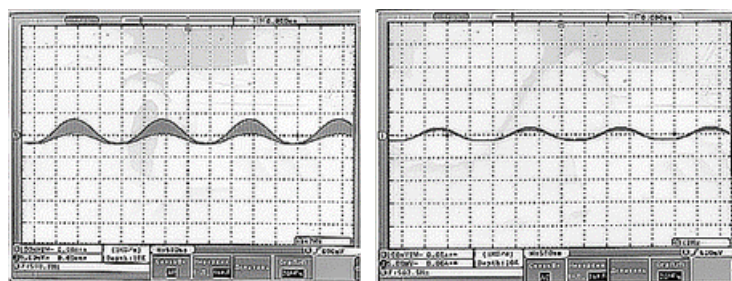


Рисунок 3. Осциллограммы тока в отн.ед. на выходе фоторезистора при $\omega = 25\omega_{zp}$ $\Omega = 0.02\omega_{zp}$

(рисунок С) и $\omega = 100f_{zp}$ $\Omega = 0.02f_{zp}$ (рисунок D)

Из рисунка 3 видно, что высокочастотный сигнал надежно фильтруется инерционными свойствами кинетики фоторезистора при частотах несущего сигнала в 25 раз выше граничной частоты. Расчет показывает, что амплитуда высокочастотного сигнала при частоте $\omega = 25\omega_{zp}$ примерно в 12 раз меньше амплитуды модулирующего сигнала и составляет примерно 0,065от.ед. при частоте $\omega = 100f_{zp}$

Нами приведено экспериментальное исследование детектора на основе фоторезисторного оптрона. Фоторезистор изготовлен из высокоомного особоочистого кремния. Граничная частота фоторезистора составляет 43КГц. В качестве светодиода использовался ИК фотодиод. Частота модулирующего сигнала 10КГц и была значительно ниже граничной частоты.



А

В

Рисунок 4. А. $f_{zp} = 43КГц$, $f = 500КГц$, $\Omega/2\pi = 10КГц$

В. $f = 1000КГц$, $\Omega/2\pi = 10КГц$

На рисунке 4 приведена осциллограмма сигнала на выходе фоторезистора при частоте несущего сигнала 500КГц, что примерно в 10 раз выше модулирующей частоты. Видна хорошая корреляция с расчетом см

рисунок 2 случай В. При повышении частоты до 1МГц практически полностью отфильтрована несущая частота.

При повышении частоты до 1МГц сигнал высокочастотного сигнала составляла менее 1% от амплитуды модулирующего сигнала. Проведенные исследования показывают, что возможно детектора АМ сигналов на основе фоторезисторного оптрона. Следует отметить высокое качество детектированного сигнала. Коэффициент нелинейных искажений составляет менее одного процента. Таким образом, нами показано, что на основе фоторезисторного оптрона возможно построение приемопередающей системы, в которой в качестве управляющего элемента выступает фоторезистор. Следовательно, на основе резисторного оптрона можно построить систему не только передачи [2], но и приема информации. Отличительной особенностью данной системы является то, что управление электронными потоками осуществляется оптическими потоками с помощью фоторезисторного оптрона. Фоторезисторный оптрон в данном случае исполняет роль детектора АМ-сигнала.

Основная причина, которая сдерживает быстрое развитие оптоэлектронных систем на основе фоторезисторного оптрона, это отсутствие фоторезисторов с линейной люксамперной характеристикой и высоким быстродействием (10^{-10} с). Создание фотонного аналога транзистора в виде быстродействующего фоторезисторного оптрона с линейной люксамперной характеристикой, позволит реализовать идеальную гальваническую развязку, прямое аналоговое перемножение, обеспечить высокое быстродействие и качество обработки передаваемой информации по электромагнитным и оптическим каналам связи. Оптоэлектроника, имея все преимущества фотоники, обеспечит физические принципы интеграции оптики и электроники, и непрерывный переход из оптических систем в электронные системы и обратно.

Литература

1. Быстров Р. П., Соколов С. А., Черепенин В. А. Системы и устройства на основе радиофотоники применительно к радиолокации. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2017. №6. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/jun17/3/text.pdf>
2. Денисов Б. Н. Исследование функциональных свойств фоторезистора, питаемого переменным напряжением. Письма в ЖТФ, 2008. Т.34. Вып. 2. С.1-6.
3. Денисов Б. Н., Зазулин Я. А. Балансный модулятор. Патент на полезную модель Н04В10/54(2013.01№2018114242/07(022254). Заявл. 18.04.2018г. 76.
4. Денисов Б. Н. Фазовый модулятор Патент на полезную модель № 88228, Россия, МПК Н03С 5/00 №2009125478/22. Заявл 03.07.2009. Опубл. 27.10.2009г., бюл. №30.
5. Денисов Б. Н. Электрофотоника - радиотехника на основе фоторезистора. Материалы молодежного научно-образовательного воркшопа «Фотоника и силовая электроника» РН&РЕ. Саранск 20-22 сентября 2018г. 182 с.
6. Денисов Б. Н., Зазулин Я. А. Реализация прямых математических операций на основе фоторезистивного и фотодиодного оптронов. В сборнике: РТИ Системы ВКО – 2016 Труды IV Всероссийской научно-технической.
7. Денисов Б. Н., Никишин Е. В. Исследования кинетики неравновесных носителей в полупроводнике по среднему значению фотопроводимости при периодическом оптическом возбуждении. Физика и техника полупроводников. 2014г., Т.42, вып. 2, С.175-178.
8. Денисов Б. Н. Многофункциональные элементы оптоэлектроники на основе симметричных фоторезисторных структур. Диссертация на соискание ученой степени доктора физико-математических наук. / Мордовский государственный университет им. Н.П. Огарева. Саранск, 2009г.

DETECTOR AM -SIGNALS BASED ON A PHOTORESISTOR OPTOCULTER

Professor Denisov B.N., lecturer Zazulin Y.A.

Federal State Budgetary Educational Institution of Higher Education
«National Research Ogarev Mordovia State University»

The article shows that a photoresistor optocoupler consisting of LEDs as light sources and a photoresistor as an optical radiation detector and a low-frequency filter can act as a detector of amplitude-modulated oscillations. The LED performs the function of a non-linear element for obtaining an optical signal, the intensity of which has the form of a cut-off AM signal. Filtering of high-frequency oscillations is carried out due to the inertial properties of the photoresistor. The use of photoresistors will greatly simplify the design of AM detectors and increase the speed of information processing.



МЕТОДИКА ОЦЕНКИ ЭНЕРГЕТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОЛИНИИ МЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА ДЛЯ ЗЕМНОЙ ВОЛНЫ ПРИ НИЗКО РАСПОЛОЖЕННЫХ АНТЕННАХ

д.т.н., проф. Зеленецкий В.В.¹, асп. Попов А.В.¹,
н.с. Наконечный А.Б.²

¹Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого
²Межрегиональное общественное учреждение «Институт инженерной физики»,

В статье решается задача по выбору рационального способа оценки напряженности электрического поля в зоне дифракции. Получено новое аналитическое выражение для расчета действующего значения напряженности электрического поля в зоне тени, которое учитывает параметры подстилающей поверхности и механизм распространения земной волны.

Важнейшей особенностью радиолинии метрового диапазона является то, что высота поднятия передающих и приемных антенн над поверхностью земли сравнима с длиной радиоволны. Это ограничивает дальность радиосвязи и не позволяет обеспечить требуемую напряженность энергетического поля в дифракционной зоне (зоне тени) [3].

Постановка задачи.

Известны механизмы распространения радиоволн метрового диапазона, параметры радиоканала: высоты поднятия антенн над земной поверхностью; мощность радиопередатчика и коэффициент усиления передающей антенны; рабочая длина волны; требуемая полоса пропускания радиоканала; параметры земной поверхности (подстилающей поверхности).

Требуется определить: напряженность электрического поля в точке приема и фазочастотные свойства радиолинии.

Решение задачи.

Известно, что радиоволны метрового диапазона (длина волны $1\text{ м} \leq \lambda \leq 10\text{ м}$) распространяются в основном по прямолинейным траекториям и для них практически не свойственна дифракция, слабо отражаются от тропосферы, не испытывают регулярных отражений от ионосферы, уходя в космическое пространство [2].

Радиус действия (дальность радиосвязи) систем передачи, работающих в этом диапазоне, ограничен в основном пределами прямой (оптической) видимости между передающей и приемной антеннами.

Незначительная дифракция радиоволн (огибание сферической поверхности Земли у горизонта) и слабая рефракция (отклонение направления распространения радиоволн от прямолинейного) в нижних слоях тропосферы несколько увеличивают расстояние радиовидимости (примерно на 15 %) [1].

В связи с этим, при определении напряженности электрического поля в точке приёма предполагают [1]:

– радиоволны распространяются по прямолинейным траекториям с постоянной скоростью, однако не над реальной поверхностью Земли радиуса $R=6370\text{ км}$, а над воображаемой поверхностью с эквивалентным радиусом $R_{\text{экв}}=8500\text{ км}$;

– при использовании известных интерференционной и дифракционной формул, определяющих напряженность электрического поля в точке приёма для гладкой поверхности земли, осуществляется замена действительных высот поднятия антенн на приведённые h'_1 и h'_2 [1]:

$$h'_1 = h_1 - \frac{r^2}{2R_{\text{экв}}} \left(\frac{h_1}{h_1 + h_2} \right)^2, \quad (1)$$

$$h'_2 = h_2 - \frac{r^2}{2R_{\text{экв}}} \left(\frac{h_2}{h_1 + h_2} \right)^2, \quad (2)$$

где h_1 и h_2 – действительные высоты поднятия соответственно передающей и приёмной антенн над поверхностью Земли;

r – дальность радиосвязи.

Выполненные Б.А. Введенским, М.И. Пономарёвым, В.А. Фоком исследования показали, что этот способ замены действительного радиуса Земли его эквивалентным значением, реальных высот поднятия антенн приведёнными значениями справедлив для земных волн всех диапазонов [1].

Известно, что для учета влияния кривизны Земли на процессы распространения радиоволн при низко поднятых передающей и приемной антеннах принято разбивать трассу радиолинии на три участка: зону освещенности, зону полутени и зону тени [2]. Для метрового диапазона радиоволн характерно следующее расположение зон радиосвязи (рисунок 1) [2].

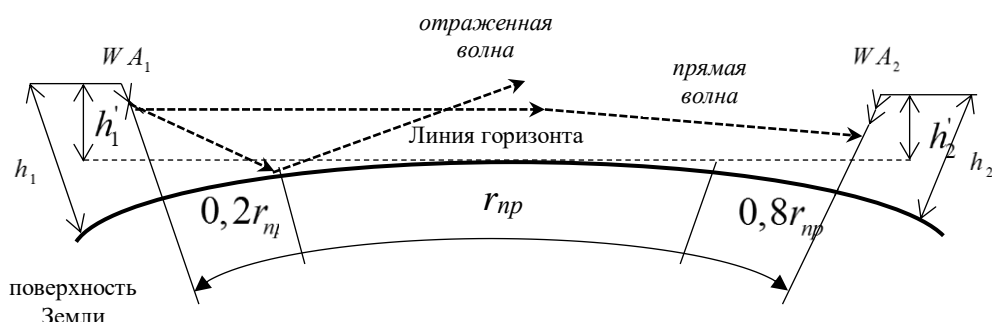


Рисунок 1– Зоны радиосвязи для метровых волн

При этом выделяют расстояние прямой видимости, равное

$$r_{np} = 3,57(h_1^{0,5} + h_2^{0,5}), \text{ км}$$

размерность высот h_1 и h_2 в метрах;

- расстояние, удовлетворяющее условию $r \leq 0,2r_{np}$, где характерно явление интерференции (интерферируют земная волна и отраженная от земли волна);
- расстояние, удовлетворяющее условию $0,2r_{np} < r \leq 0,8r_{np}$, где определяющей является прямая земная волна;
- расстояние, удовлетворяющее условию $r > 0,8r_{np}$, где необходимо учитывать дифракционное поглощение энергии волны земной поверхностью.

Известно [2], что для действующего значения напряженности поля справедливо соотношение

$$E_{д(Ф)} = E_{0д} \cdot F(\xi_r, \sigma, \lambda, r), \text{ В/м} \quad (3)$$

где $E_{0д} = \frac{\sqrt{30PG}}{r}$,

P – мощность излучения радиопередатчика;

G – коэффициент усиления передающей антенны;

$F(\xi_r, \sigma, \lambda, r)$ – комплексный множитель ослабления напряженности электрического поля подстилающей поверхностью с относительной диэлектрической проницаемостью ξ_r , удельной проводимостью σ , зависящий от длины волны λ и дальности радиосвязи r . При этом считают, что все виды земной поверхности являются немагнитными и относительная магнитная проницаемость $\mu_r=1$ [1]. Значения параметров ξ_r, σ представлены в таблице 1 [2].

Таблица 1

Параметры подстилающей поверхности ξ_r, σ

Подстилающая поверхность	ξ_r	$\sigma, \text{ См/м}$
Морская вода	80	1 – 6
Сухая почва	3 – 6	$10^{-5} - 5 \cdot 10^{-3}$
Влажная почва	10–30	$3 \cdot 10^{-3} - 3 \cdot 10^{-2}$
Снег	1	10^{-6}

Комплексный множитель ослабления $F(\xi_r, \sigma, \lambda, r)$ будем определять по выражению [1].

$$\dot{F}(\rho) = 1 - \frac{2\sqrt{\rho}}{e^\rho} \int_0^{\sqrt{\rho}} e^{t^2} dt - j \frac{\sqrt{\pi\rho}}{e^\rho},$$

где ρ – безразмерный параметр «численного расстояния», который определяется по формуле:

$$\rho = \frac{\pi r}{\lambda |\xi_r|} = \frac{\pi r}{\lambda \sqrt{\xi_r^2 + (60\lambda\sigma)^2}},$$

$$|\dot{F}(\rho)| = \sqrt{\left(1 - 2e^{-\rho} \sqrt{\rho} \int_0^{\sqrt{\rho}} e^{t^2} dt\right)^2} + \pi \rho e^{-2\rho}.$$

Если $\rho \geq 30$, то с достаточной для практики степенью точности расчет модуля множителя ослабления поля можно провести по приближенной формуле [1]:

$$|\dot{F}(\rho)| = \frac{2 + 0,3\rho}{2 + \rho + 0,6\rho^2}.$$

На радиолиниях модуль \dot{F} изменяется в широких пределах и его удобно выражать в децибелах [1]:

$$F_{\text{дБ}} = 20 \lg F.$$

С другой стороны, расчет действующего значения напряженности поля можно проводить по квадратичной формуле Б. А. Введенского

$$E_{\text{д}} = \frac{\sqrt{30PG}}{r} \cdot \frac{4\pi h_1' h_2'}{r\lambda}, \quad (4)$$

которая справедлива для $r \leq 0,8r_{\text{нр}}$ и не учитывает дифракционное поглощение энергии волны земной поверхностью.

Для расчета напряженности поля после границы зоны ($r > 0,8r_{\text{нр}}$) освещенности введем новый параметр $D_{\text{диф}}$ – коэффициент погонного ослабления при дифракции, который учитывает не только параметры подстилающей поверхности, но и механизм распространения земной волны над воображаемой поверхностью с эквивалентным радиусом $R_{\text{экс}}$ и позволяет оценить ослабление поля на 1 км, наблюдаемое при дифракции радиоволн вдоль земли и равняется

$$D_{\text{диф}} = 10^{-\frac{|\dot{F}(\rho)|_{[\text{дБ}]}}{\sqrt{3R_{\text{экс}}^2 \cdot \frac{\lambda}{\pi}}}},$$

где размерность $R_{\text{экс}}$, λ в километрах.

Подставим новый параметр $D_{\text{диф}}$ в формулу (4), получим выражение для определения действующего значения напряженности поля в зоне тени:

$$E_{\text{д(D)}} = \frac{\sqrt{30PG}}{0,8r} \cdot \frac{4\pi h_{\text{э1}} h_{\text{э2}}}{0,8r\lambda} \cdot 10^{-\frac{|\dot{F}(\rho)|_{[\text{дБ}]}}{\sqrt{3R_{\text{экс}}^2 \cdot \frac{\lambda}{\pi}}}}, \quad (5)$$

где $h_{\text{э1}}$, $h_{\text{э2}}$ – приведенные высоты антенн WA_1 , WA_2 , рассчитанные по формулам (1, 2) с учетом их удаления на расстояние $0,8r_{\text{нр}}$:

$$h_{\text{э1}} = h_1 - \frac{(0,8r_{\text{нр}})^2}{2R_{\text{экс}}} \left(\frac{h_1}{h_1 + h_2} \right)^2, \quad h_{\text{э2}} = h_2 - \frac{(0,8r_{\text{нр}})^2}{2R_{\text{экс}}} \left(\frac{h_2}{h_1 + h_2} \right)^2.$$

При этом безразмерный параметр ρ будем рассчитывать по формуле (3), заменив дальность радиосвязи r на расстояние удаления приемной антенны от оконечной границы зоны освещенности r_y , равное $r_y = r - 0,8r_{\text{нр}}$.

Исследуем результаты расчетов значений электрической напряженности поля, полученные по новому аналитическому выражению (5) и известной формуле (3), и оценим степень различия полученных результатов. Для этого зададимся параметрами радиолинии: для влажной почвы ($\zeta_r=10$, $\sigma=3 \cdot 10^{-3}$ См/м) при $\lambda=5$ м, $P=300$ Вт, $G=4$, $h_1=h_2=6$ м на дальности радиосвязи $r=35$ км и оценим значения $E_{\text{д}}$ в зоне тени. Для этого определим $r_{\text{нр}} = 3,57(\sqrt{6} + \sqrt{6}) = 17,489$ км.

Предварительно найдем значения $h_{\text{э1}}$ и $h_{\text{э2}}$

$$h_{\text{э1}} = h_{\text{э2}} = 6 - \frac{(0,8 \cdot 17,489 \cdot 10^3)^2}{17 \cdot 10^6} \cdot \frac{1}{4} = 3,121 \text{ м}.$$

Рассчитаем значение параметра ρ с учетом расстояния удаления приемной антенны от границы зоны освещенности r_y

$$\rho = \frac{3,14 \cdot 21,009}{5 \cdot 10^{-3} \sqrt{100 + (60 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^{-3})^2}} = 1,32 \cdot 10^3.$$

Модуль множителя ослабления равняется

$$|\dot{F}(\rho)| = \frac{2 + 396}{2 + 1,32 \cdot 10^3 + 1045440} = 3,802 \cdot 10^{-4} = -68,4 \text{ дБ}.$$

Рассчитаем значение коэффициента погонного ослабления $D_{\text{ДлиФ}}$

$$D_{\text{ДлиФ}} = 10^{-\frac{68,4}{48,628}} = 3,921 \cdot 10^{-2}$$

и, подставив $D_{\text{ДлиФ}}$ в формулу (5), получим значение $E_{\text{Д(Д)}}$:

$$E_{\text{Д(Д)}} = \frac{\sqrt{30 \cdot 300 \cdot 4}}{(13,991 \cdot 10^3)^2} \cdot \frac{4 \cdot 3,14 \cdot (3,121)^2}{5} \cdot 3,921 \cdot 10^{-2} = 9,305 \cdot 10^{-7} \text{ В/м}.$$

Проведем аналогичные расчеты и определим значение электрической напряженности $E_{\text{Д(Ф)}}$ по формуле (3), для начала определив $|\dot{F}(\rho)|$:

$$\rho = \frac{3,14 \cdot 35}{5 \cdot 10^{-3} \sqrt{100 + (60 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^{-3})^2}} = 2,199 \cdot 10^3,$$

$$|\dot{F}(\rho)| = \frac{2 + 659,7}{2 + 2,199 \cdot 10^3 + 2901360,6} = 2,279 \cdot 10^{-4} = -72,845 \text{ дБ},$$

$$E_{\text{Д(Ф)}} = \frac{\sqrt{30 \cdot 300 \cdot 4}}{3,5 \cdot 10^4} \cdot 2,279 \cdot 10^{-4} = 1,235 \cdot 10^{-6} \text{ В/м}.$$

Полученные значения $E_{\text{Д(Д)}}$ и $E_{\text{Д(Ф)}}$ показывают, что на дальности радиосвязи $r=35$ км значение $E_{\text{Д(Ф)}}$ превышает значение $E_{\text{Д(Д)}}$ в 1,3 раза, что на практике не имеет существенного значения.

В таблице 2 представлены численные значения $E_{\text{Д}}$ полученные по формулам (3, 5)

Таблица 2

Зависимость $E_{\text{Д(Д)}}$ и $E_{\text{Д(Ф)}}$ от параметров подстилающей поверхности при различных высотах поднятия антенн h_1, h_2

$r_{\text{нр}}=17,489 \text{ км} (h_1=h_2=6 \text{ м})$								
$\xi_r=10, \sigma=3 \cdot 10^{-3} \text{ См/м}$								
$r, \text{ км}$	20	25	30	35	40	45	50	55
$E_{\text{Д(Д)}}, \text{ В/м}$	$1,56 \cdot 10^{-6}$	$1,22 \cdot 10^{-6}$	$1,04 \cdot 10^{-6}$	$9,3 \cdot 10^{-7}$	$8,52 \cdot 10^{-7}$	$7,92 \cdot 10^{-7}$	$7,45 \cdot 10^{-7}$	$7,06 \cdot 10^{-7}$
$E_{\text{Д(Ф)}}, \text{ В/м}$	$3,79 \cdot 10^{-6}$	$2,42 \cdot 10^{-6}$	$1,68 \cdot 10^{-6}$	$1,24 \cdot 10^{-6}$	$9,46 \cdot 10^{-7}$	$7,47 \cdot 10^{-7}$	$6,05 \cdot 10^{-7}$	$4,99 \cdot 10^{-7}$
$\xi_r=1, \sigma=10^{-6} \text{ См/м}$								
$r, \text{ км}$	20	25	30	35	40	45	50	55
$E_{\text{Д(Д)}}, \text{ В/м}$	$6,03 \cdot 10^{-7}$	$4,7 \cdot 10^{-7}$	$4,03 \cdot 10^{-7}$	$3,6 \cdot 10^{-7}$	$3,3 \cdot 10^{-7}$	$3,07 \cdot 10^{-7}$	$2,89 \cdot 10^{-7}$	$2,74 \cdot 10^{-7}$
$E_{\text{Д(Ф)}}, \text{ В/м}$	$3,78 \cdot 10^{-7}$	$2,42 \cdot 10^{-7}$	$1,68 \cdot 10^{-7}$	$1,23 \cdot 10^{-7}$	$9,44 \cdot 10^{-8}$	$7,46 \cdot 10^{-8}$	$6,04 \cdot 10^{-8}$	$4,9 \cdot 10^{-8}$
$r_{\text{нр}}=18,891 \text{ км} (h_1=h_2=7 \text{ м})$								
$\xi_r=10, \sigma=3 \cdot 10^{-3} \text{ См/м}$								
$r, \text{ км}$	20	25	30	35	40	45	50	55
$E_{\text{Д(Д)}}, \text{ В/м}$	$1,98 \cdot 10^{-6}$	$1,48 \cdot 10^{-6}$	$1,25 \cdot 10^{-6}$	$1,11 \cdot 10^{-6}$	$1,01 \cdot 10^{-6}$	$9,38 \cdot 10^{-7}$	$8,81 \cdot 10^{-7}$	$8,33 \cdot 10^{-7}$
$E_{\text{Д(Ф)}}, \text{ В/м}$	$3,79 \cdot 10^{-6}$	$2,42 \cdot 10^{-6}$	$1,68 \cdot 10^{-6}$	$1,23 \cdot 10^{-6}$	$9,46 \cdot 10^{-7}$	$7,47 \cdot 10^{-7}$	$6,05 \cdot 10^{-7}$	$4,9 \cdot 10^{-7}$

СЕКЦИЯ № 5. Радиосвязь.

$\xi_r = 1, \sigma = 10^{-6} \text{ Cm/м}$								
$r, \text{ км}$	20	25	30	35	40	45	50	55
$E_{Д(D)}, \text{ В/м}$	$7,66 \cdot 10^{-7}$	$5,73 \cdot 10^{-7}$	$4,85 \cdot 10^{-7}$	$4,3 \cdot 10^{-7}$	$3,92 \cdot 10^{-7}$	$3,64 \cdot 10^{-7}$	$3,41 \cdot 10^{-7}$	$3,23 \cdot 10^{-7}$
$E_{Д(F)}, \text{ В/м}$	$3,78 \cdot 10^{-7}$	$2,42 \cdot 10^{-7}$	$1,68 \cdot 10^{-7}$	$1,23 \cdot 10^{-7}$	$9,43 \cdot 10^{-8}$	$7,46 \cdot 10^{-8}$	$6,04 \cdot 10^{-8}$	$4,9 \cdot 10^{-8}$
$r_{np} = 25,56 \text{ км} (h_1 = h_2 = 16 \text{ м})$								
$\xi_r = 10, \sigma = 3 \cdot 10^{-3} \text{ Cm/м}$								
$r, \text{ км}$	25	30	35	40	45	50	55	60
$E_{Д(D)}, \text{ В/м}$	$6,41 \cdot 10^{-6}$	$3,88 \cdot 10^{-6}$	$3,11 \cdot 10^{-6}$	$2,7 \cdot 10^{-6}$	$2,42 \cdot 10^{-6}$	$2,23 \cdot 10^{-6}$	$2,08 \cdot 10^{-6}$	$1,96 \cdot 10^{-6}$
$E_{Д(F)}, \text{ В/м}$	$2,42 \cdot 10^{-6}$	$1,68 \cdot 10^{-6}$	$1,24 \cdot 10^{-7}$	$9,46 \cdot 10^{-7}$	$7,47 \cdot 10^{-7}$	$6,05 \cdot 10^{-7}$	$4,99 \cdot 10^{-7}$	$4,2 \cdot 10^{-7}$
$\xi_r = 1, \sigma = 10^{-6} \text{ Cm/м}$								
$r, \text{ км}$	25	30	35	40	45	50	55	60
$E_{Д(D)}, \text{ В/м}$	$2,46 \cdot 10^{-6}$	$1,5 \cdot 10^{-6}$	$1,2 \cdot 10^{-6}$	$1,05 \cdot 10^{-6}$	$9,04 \cdot 10^{-7}$	$8,65 \cdot 10^{-7}$	$8,07 \cdot 10^{-7}$	$7,6 \cdot 10^{-7}$
$E_{Д(F)}, \text{ В/м}$	$2,42 \cdot 10^{-7}$	$1,68 \cdot 10^{-7}$	$1,23 \cdot 10^{-7}$	$9,44 \cdot 10^{-8}$	$7,46 \cdot 10^{-8}$	$6,04 \cdot 10^{-8}$	$4,99 \cdot 10^{-8}$	$4,19 \cdot 10^{-8}$

Анализ таблицы 2 показывает, что существуют такие значения параметров радиолинии, удовлетворяющие условию:

$$\begin{cases} E_{Д(D)} \leq E_{Д(F)} \text{ при } r \leq r_0; \\ E_{Д(D)} > E_{Д(F)} \text{ при } r > r_0, \end{cases}$$

где r_0 – значение дальности радиосвязи при котором значения $E_{Д(D)} = E_{Д(F)}$.

Так при $\xi_r = 10, \sigma = 3 \cdot 10^{-3} \text{ Cm/м}$, $\lambda = 5 \text{ м}$ для $h_1 = h_2 = 6 \text{ м}$ значение $r_0 \approx 42 \text{ км}$, а для $h_1 = h_2 = 7 \text{ м}$ значение $r_0 \approx 39 \text{ км}$ (рисунки 2 и 3).

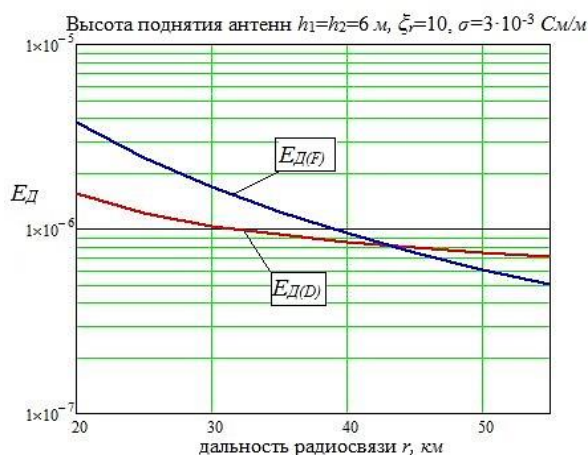


Рисунок 2 – Графики зависимости $E_{Д}$ от r при $r_{np} = 17,489 \text{ км}$

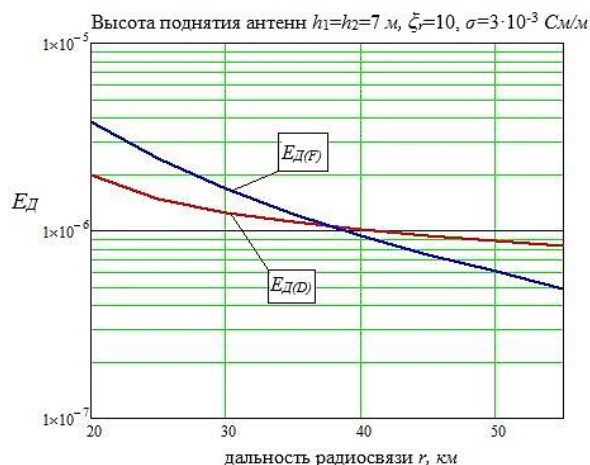


Рисунок 3 – Графики зависимости $E_{Д}$ от r при $r_{np} = 18,891 \text{ км}$

При увеличении дальности прямой видимости ($r_{np} = 25,56 \text{ км}$) значения $E_{Д(D)} > E_{Д(F)}$ на всем участке радиотрассы в зоне тени ($r > 0,8r_{np}$), что отражено на рисунке 4. Однако это отличие несущественно для практической радиосвязи.

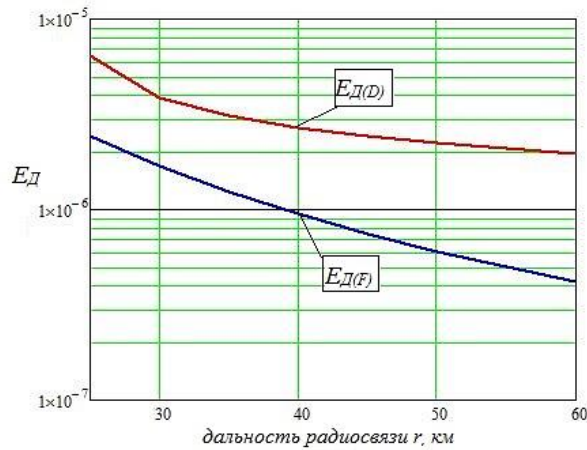


Рисунок 4 – График зависимости E_d от дальности радиосвязи r при $r_{np}=25,56$ км, $\lambda=5$ м, $h_1=h_2=16$ м, $\xi_r=10$, $\sigma=3 \cdot 10^{-3}$ См/м

Анализ результатов расчетов таблицы 2 позволяет судить о том, что значения напряженности поля $E_{d(D)}$, рассчитанные по формуле (5) сопоставимы с результатами, полученными по известной формуле (3) [1] и не противоречат им. Отличия в результатах объясняется тем, что в новом аналитическом выражении учитываются дифракционные свойства волн метрового диапазона в зоне тени, зависящие, в том числе, от расстояния прямой видимости, что позволяет с большей точностью теоретически определить напряженность поля в зоне дифракции при распространении волн метрового диапазона.

Оценим влияние параметров подстилающей поверхности на коэффициент $D_{диф}$ в зоне дифракции. В таблице 3 представлены численные значения $D_{диф}$ для влажной почвы ($\xi_r=10$, $\sigma=3 \cdot 10^{-3}$ См/м) и снежной поверхности ($\xi_r=1$, $\sigma=10^{-6}$ См/м) при различных длинах волн λ на дальностях $r=20, 25$ и 30 км (при низко поднятых антеннах $h_1=h_2=6$ м).

Таблица 3

Изменение $D_{диф} = f(\lambda)$ при $\xi_r = 10$, $\sigma=3 \cdot 10^{-3}$ См/м и $\xi_r = 1$, $\sigma=10^{-6}$ См/м

Дальность r , км	Длина волны λ , м	$D_{диф}$	
		$\xi_r = 10, \sigma=3 \cdot 10^{-3}$ См/м	$\xi_r = 1, \sigma=10^{-6}$ См/м
30	1	$1,53 \cdot 10^{-3}$	$3,03 \cdot 10^{-4}$
	5	$4,39 \cdot 10^{-2}$	$1,698 \cdot 10^{-2}$
	10	0,105	$4,938 \cdot 10^{-2}$
25	1	$1,99 \cdot 10^{-3}$	$3,95 \cdot 10^{-4}$
	5	$5,12 \cdot 10^{-2}$	$1,98 \cdot 10^{-2}$
	10	0,1188	$5,58 \cdot 10^{-2}$
20	1	$3,056 \cdot 10^{-3}$	$6,04 \cdot 10^{-4}$
	5	$6,59 \cdot 10^{-2}$	$2,54 \cdot 10^{-2}$
	10	0,1453	$5,81 \cdot 10^{-2}$

Анализ результатов из таблицы 3 показывает:

– увеличение значений величин ξ_r и σ подстилающей поверхности при $r=const$, $\lambda=const$ ведет к повышению коэффициента $D_{диф}$, что в свою очередь приведет к увеличению требуемой дальности связи. Так при $r=30$ км, $\lambda=10$ м увеличение ξ_r в 10 раз, а σ на 3 десятичных порядка привело к увеличению $D_{диф}$ в 2,39 раз, при этом существенное влияние на изменение значения $D_{диф}$ оказывает относительная диэлектрическая проницаемость ξ_r .

– при $r=const$, $\xi_r=const$, $\sigma=const$ в процессе дифракции коэффициент $D_{диф}$ уменьшается с уменьшением длины волны (рисунок 5), например, при $r=30$ км, $\xi_r=10$, $\sigma=3 \cdot 10^{-3}$ См/м для $\lambda=10$ м значение $D_{диф}=0,105$, а для $\lambda=5$ м значение $D_{диф}=4,39 \cdot 10^{-2}$, что приведет к уменьшению E_d .

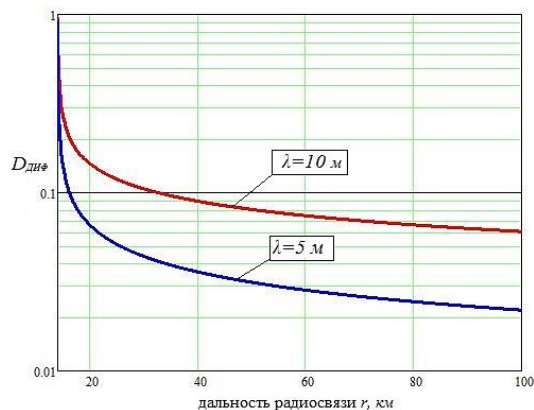


Рисунок 5 – График зависимости $D_{Диф}$ от длины волны λ при $r_{np}=17,489$ м, $\zeta_r = 10$, $\sigma=3 \cdot 10^{-3}$ См/м

Проведем анализ зависимости действующего значения напряженности поля E_d от λ , r_{np} и состояния подстилающей поверхности в зоне дифракции.

В таблице 4 представлены оценки действующего значения напряженности E_d для различных λ и r_{np} в зоне дифракции при $\zeta_r=10$, $\sigma=3 \cdot 10^{-3}$ См/м и $\zeta_r = 1$, $\sigma=10^{-6}$ См/м, $P=300$ Вт, $G=4$.

Таблица 4

Оценки E_d для различных λ и r_{np}					
Влажная почва ($\zeta_r=10$, $\sigma=3 \cdot 10^{-3}$ См/м)					
$\lambda=1$ м $h_1=h_2=6$ м $r_{np}=17,489$ км	r , км	15	20	25	30
	r_y , км	1,009	6,009	11,009	16,009
	ρ	316,834	$1,89 \cdot 10^3$	$3,46 \cdot 10^3$	$5,03 \cdot 10^3$
	$ \dot{F}(\rho) $	$1,603 \cdot 10^{-3}$	$2,66 \cdot 10^{-4}$	$1,45 \cdot 10^{-4}$	$9,95 \cdot 10^{-5}$
	E_d , В/м	$1,28 \cdot 10^{-6}$	$3,63 \cdot 10^{-7}$	$2,37 \cdot 10^{-7}$	$1,82 \cdot 10^{-7}$
$\lambda=1$ м $h_1=h_2=8$ м $r_{np}=18,844$ км	r , км	20	25	30	35
	r_y , км	3,844	8,844	13,844	18,844
	ρ	$1,21 \cdot 10^3$	$2,78 \cdot 10^3$	$4,35 \cdot 10^3$	$5,92 \cdot 10^3$
	$ \dot{F}(\rho) $	$4,157 \cdot 10^{-4}$	$1,8 \cdot 10^{-4}$	$1,15 \cdot 10^{-4}$	$8,45 \cdot 10^{-5}$
	E_d , В/м	$6,62 \cdot 10^{-7}$	$3,68 \cdot 10^{-7}$	$2,68 \cdot 10^{-7}$	$2,16 \cdot 10^{-7}$
$\lambda=5$ м $h_1=h_2=6$ м	r , км	20	25	30	35
	r_y , км	6,009	11,009	16,009	21,009
	ρ	377,526	691,685	10^3	$1,32 \cdot 10^3$
	$ \dot{F}(\rho) $	$1,34 \cdot 10^{-3}$	$7,28 \cdot 10^{-4}$	$4,9 \cdot 10^{-4}$	$3,08 \cdot 10^{-4}$
	E_d , В/м	$1,56 \cdot 10^{-6}$	$1,21 \cdot 10^{-6}$	$1,04 \cdot 10^{-6}$	$9,3 \cdot 10^{-7}$
$\lambda=5$ м $h_1=h_2=8$ м	r , км	20	25	30	35
	r_y , км	3,844	8,844	13,844	18,844
	ρ	241,527	555,686	869,846	$1,18 \cdot 10^3$
	$ \dot{F}(\rho) $	$2,1 \cdot 10^{-3}$	$9,08 \cdot 10^{-4}$	$5,78 \cdot 10^{-4}$	$4,24 \cdot 10^{-4}$
	E_d , В/м	$2,5 \cdot 10^{-6}$	$1,77 \cdot 10^{-6}$	$1,47 \cdot 10^{-6}$	$1,29 \cdot 10^{-6}$
$\lambda=10$ м $h_1=h_2=8$ м	r , км	20	25	30	35
	r_y , км	3,844	8,844	13,844	18,844
	ρ	120,764	277,8	434,923	592
	$ \dot{F}(\rho) $	$4,3 \cdot 10^{-3}$	$1,83 \cdot 10^{-3}$	$1,163 \cdot 10^{-3}$	$8,517 \cdot 10^{-4}$
	E_d , В/м	$2,67 \cdot 10^{-6}$	$2,02 \cdot 10^{-6}$	$1,74 \cdot 10^{-6}$	$1,57 \cdot 10^{-6}$
Снег ($\zeta_r = 1$, $\sigma=10^{-6}$ См/м)					
$\lambda=5$ м $h_1=h_2=8$ м	r , км	20	25	30	35
	r_y , км	3,844	8,844	13,844	18,844
	ρ	$2,4 \cdot 10^3$	$5,6 \cdot 10^3$	$8,7 \cdot 10^3$	$1,18 \cdot 10^4$
	$ \dot{F}(\rho) $	$2,07 \cdot 10^{-4}$	$9 \cdot 10^{-5}$	$5,7 \cdot 10^{-5}$	$4,2 \cdot 10^{-5}$
	E_d , В/м	$9,66 \cdot 10^{-7}$	$6,9 \cdot 10^{-7}$	$5,7 \cdot 10^{-7}$	$5,03 \cdot 10^{-7}$

$\lambda=10 \text{ м}$ $h_1=h_2=8 \text{ м}$	$r, \text{ км}$	20	25	30	35
	$r_y, \text{ км}$	3,844	8,844	13,844	18,844
	ρ	$1,21 \cdot 10^3$	$2,78 \cdot 10^3$	$4,35 \cdot 10^3$	$5,92 \cdot 10^3$
	$ \dot{F}(\rho) $	$4,2 \cdot 10^{-4}$	$1,8 \cdot 10^{-4}$	$1,51 \cdot 10^{-4}$	$8,5 \cdot 10^{-5}$
	$E_d, \text{ В/м}$	$1,25 \cdot 10^{-6}$	$9,48 \cdot 10^{-7}$	$8,19 \cdot 10^{-7}$	$7,4 \cdot 10^{-7}$

Анализ результатов расчетов (таблица 4) позволяет сделать следующие выводы:

– для увеличения действующего значения напряженности E_d в точке приема требуется увеличивать высоту поднятия антенн, либо уменьшать частоту радиоволн, при этом увеличение зоны прямой видимости r_{np} дает больший прирост E_d по сравнению с увеличением длины волны λ . Так увеличение h_1 и h_2 в 2 раза (с 8 м до 16 м) дает выигрыш по $E_d \sim 3,79 \text{ дБ}$, тогда как при увеличении длины волны λ в 2 раза (с 5 м до 10 м) выигрыш по E_d составляет 0,7 дБ при дальности радиосвязи $r=35 \text{ км}$ (рисунки 6 и 7).

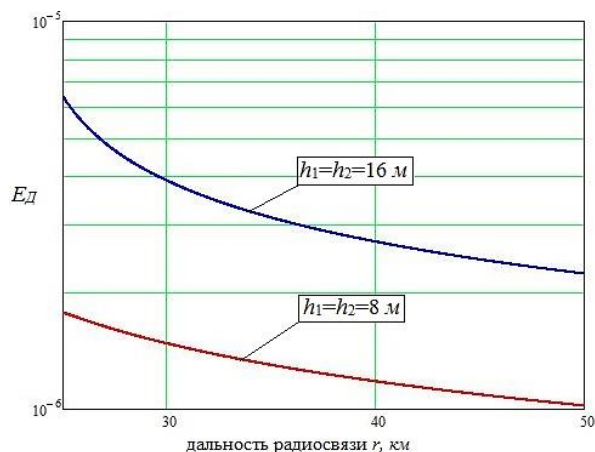


Рисунок 6 – График зависимости E_d от r при $\lambda=5 \text{ м}$, $\xi_r=10$, $\sigma=3 \cdot 10^{-3} \text{ См/м}$

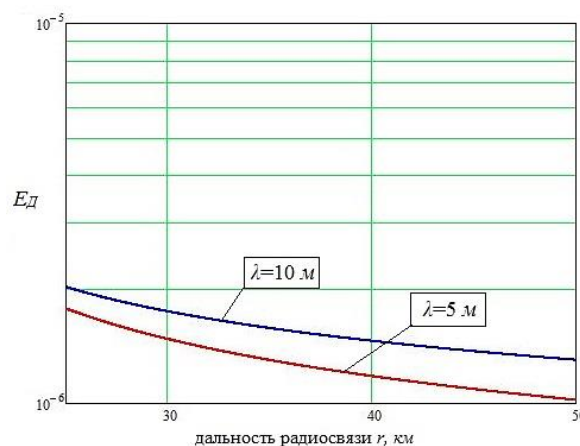


Рисунок 7 – График зависимости E_d от r при $r_{np}=20,195 \text{ км}$, $\xi_r=10$, $\sigma=3 \cdot 10^{-3} \text{ См/м}$

– уменьшение значения относительной диэлектрической проницаемости ξ_r подстилающей поверхности при $\sigma=const$, $\lambda=const$, существенно уменьшает действующее значение напряженности E_d в точке приема, при этом уменьшение частоты f радиоволн приводит к увеличению E_d . Например, увеличение ξ_r в 10 раз (с 1 до 10) на расстоянии радиосвязи $r=35 \text{ км}$ ($\sigma=3 \cdot 10^{-3} \text{ См/м}$, $\lambda=5 \text{ м}$, $h_1=h_2=8 \text{ м}$, $P=300 \text{ Вт}$, $G=4$) дает выигрыш по $E_d \sim 4,1 \text{ дБ}$

Так как множитель ослабления $F(\xi_r, \sigma, \lambda, r)$ комплексная величина, то фазовый угол вектора $|\dot{F}(\rho)|$, определяющий фазочастотную характеристику радиолинии, равен

$$\varphi[\dot{F}(\rho)] = \arctg \left(\frac{\sqrt{\pi \rho} e^{-\rho}}{1 - 2e^{-\rho} \sqrt{\rho} \int_0^{\sqrt{\rho}} e^{t^2} dt} \right)$$

Оценим изменение фазы волны $\varphi(F)$, рад, в зависимости от длины волны λ для различных r при тех же значениях $\xi_r = 10$, $\sigma=3 \cdot 10^{-3} \text{ См/м}$ (таблица 5).

Таблица 5

Изменение $\varphi(F)$ в зависимости от λ					
Дальность $r, \text{ км}$	Длина волны $\lambda, \text{ м}$				
	1	10	20	40	100
20	0	0	0	0	$6,385 \cdot 10^{-5}$
25	0	0	0	0	$2,235 \cdot 10^{-6}$

Анализ таблицы 5 позволяет сделать важный для практической связи вывод о том, что длина волны метрового и декаметрового диапазонов в зоне дифракции не влияет на фазочастотную характеристику радиолинии.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

При низко поднятых антеннах ($h_1 \geq \lambda$, $h_2 \geq \lambda$) на дальности радиосвязи $r > 0,8r_{np}$ энергетические характеристики радиолиний метрового диапазона предложено оценивать по новому аналитическому выражению, которое, в отличие от известных, учитывает не только параметры подстилающей поверхности, но и механизм распространения земной волны над воображаемой поверхностью с эквивалентным радиусом. При этом получены следующие новые результаты:

– повышать действующее значение напряженности электрического поля в зоне тени в метровом диапазоне при низко поднятых антеннах целесообразнее путем тщательного выбора места развертывания приемо-передающих антенн и уменьшением частоты радиоволн;

– с увеличением дальности связи и протяженности зоны дифракции (зоны тени) напряженность поля уменьшается (при $\lambda = 5$ м и протяженности зоны дифракции 10 км значение E_d уменьшилось в 2,7 раза);

– фазочастотная характеристика (ФЧХ) радиолинии метрового диапазона, линейная, т.е. фаза радиоволны не испытывает изменений на трассе распространения на различных частотах.

Литература

1. Черенкова Е.Л., Чернышев О.В. Распространение радиоволн. – М.: Радио и связь, 1984.
2. Долуханов М.П. Распространение радиоволн. Издание четвертое. – М.: Связь, 1972.
3. Зеленевский В.В., Зеленевский Ю.В., Попов А.В., Егоров В.Е., Наконечный А.Б. Оценка энергетических и статистических характеристик радиоканалов метрового диапазона при низко поднятых антеннах. Серпухов: Известия Института инженерной физики – 2022 №1 – с. 31–35

METHODOLOGY FOR ASSESSING THE ENERGY CHARACTERISTICS OF A RADIO LINE METER RANGE FOR THE EARTH WAVE WITH LOW-PLACED ANTENNAS

Doc. of Tech. Scien., Prof. Zelenevsky V.V.¹, Postgr. Stud. Popov A.V.¹,
Resear. Nakonechny A.B.²

¹Branch of the Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great,

²MOU «Institute of Engineering Physics»,

The article solves the problem of choosing a rational method for estimating the electric field strength in the diffraction zone. A new analytical expression has been obtained for calculating the effective value of the electric field strength in the shadow zone, which takes into account the parameters of the underlying surface and the mechanism of propagation of the Earth wave.



ПОДХОД К ПОВЫШЕНИЮ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СЕТЕЙ ДКМВ РАДИОСВЯЗИ СО СТАЦИОНАРНЫМИ РАДИОЦЕНТРАМИ НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИИ МІМО

асп. Карпенко Н.В.¹, асп. Вовк С.В.²

¹Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого

²АНО «Институт инженерной физики»

Рассматриваются стационарные радиочастоты сетей ДКМВ радиосвязи в виде полнодоступной коммутационной схемы с переменным числом каналов обслуживания. Показано, что применение технологии МІМО в таких каналах позволит значительно повысить их пропускную способность в смысле Шеннона и помехоустойчивость. Данный факт, в конечном итоге, позволит повысить пропускную способность радиочастоты ДКМВ радиосвязи в смысле Эрланга.

В настоящее время системы и сети ДКМВ радиосвязи широко используются как в народнохозяйственных целях, так и другими агентствами, министерствами и ведомствами, в интересах военной и специальной связи. Привлекательность ДКМВ радиосвязи обусловлена высокой её эффективностью по критерию дальность связи/стоимость. Однако, ДКМВ радиосвязь имеет сравнительно небольшой диапазон рабочих частот, заключенный в пределах 3..30 МГц, который востребован большим количеством пользователей, что создает проблему взаимных помех, а соответственно, снижает пропускную способность каналов радиосвязи. Кроме того, специфика распространения радиоволн ДКМВ диапазона с эффектом многолучевости приводит к существенным замираниям сигнала, описываемых распределения Релея, Райса, Накагами и др., что приводит к значительному снижению помехоустойчивости и коэффициента исправного действия каналов радиосвязи. Компенсация данного фактора требует значительного увеличения мощности передаваемого сигнала [1,2].

Основой систем и сетей ДКМВ радиосвязи являются стационарные радиочастоты, включающие территориально распределенные между собой радиопередатчики и радиоприемные центры. При этом радиопередатчики, как правило, имеют несколько радиопередатчиков различной мощности (от одного до десяти и более кВт) и значительное количество передающих антенн, диаграммы направленности которых ориентированы на смежные стационарные радиочастоты сети связи. Приемные радиочастоты оснащены цифровыми многоканальными приемниками и приемными антеннами, диаграммы направленности которых также ориентированы на смежные стационарные радиочастоты сети связи. Переключение передатчиков и приемников в центрах на соответствующие антенны осуществляется с помощью высокочастотных коммутаторов. Настройка передатчиков и приемников на рабочие частоты для осуществления сеансов связи, выбор вида сигнальных конструкций, а также реализация коммутации антенн осуществляется дистанционно с помощью комплексов автоматизации управления связью (КАУС) [1,2].

Основным видом трафика, циркулирующим в сетях ДКМВ радиосвязи на сеансах связи, является передача данных от различных источников дискретных сообщений (отправителей) до получателей, реализуемая на скоростях от 300 бит/с до 9600 бит/с, при этом основным типом соединения между абонентами (стационарными радиочастотами) является соединение «точка-точка», то есть, сеанс реализуется в направлении связи. При этом информационный обмен осуществляется на протоколах канального уровня типа X.25 и его модификаций для многопакетных сообщений в рамках модели OSI [3,4].

Как правило, сеансы связи в сетях ДКМВ радиосвязи осуществляются плановым образом по расписанию, при этом длительность информационного обмена зависит от объема передаваемых данных, применяемой скорости передачи и помехоустойчивости каналов связи, определяемой средней вероятностью ошибки на бит сообщения. Следует отметить, что отдельно взятый радиочастота может одновременно вести сеансы связи в нескольких направлениях связи.

В изложенных предположениях все стационарные радиочастоты сети ДКМВ радиосвязи можно рассматривать как узлы коммутации каналов, соединяющие источники и получатели сообщений между собой на сеансах связи. Отличительной особенностью таких узлов коммутации каналов является динамическая перестройка их каналов по разным направлениям связи для доставки трафика соответствующих сообщений.

Тогда можно считать, что каждый стационарный радиочастота представляет собой известную из теории телетрафика полнодоступную коммутационную схему (ПКС) с переменным числом каналов, определяемым количеством текущих направлений связи, занятых информационным обменом [5].

Одним из важных требований, предъявляемых к стационарным ДКМВ радиоцентрам, является обеспечение их высокой пропускной способности в эрланговском смысле. Показателем такой пропускной способности является обслуженная информационная нагрузка, определяемая выражением [5]

$$A = [1 - P_{\text{отк}}] \lambda / \mu, \text{ где} \quad (1)$$

λ – интенсивность входного потока сообщений на радиоцентр,

μ – интенсивность выходного потока сообщений (доставленных сообщений).

В свою очередь, λ и μ есть:

$$\lambda = \frac{1}{\bar{T}} \quad (2),$$

$$\mu = \frac{1}{\bar{\theta}} \quad (3)$$

где

\bar{T} – средний интервал времени в потоке между поступающими сообщениями,

$\bar{\theta}$ – средний интервал времени в потоке обслуженных сообщений,

$P_{\text{отк}}$ – вероятность отказа в приеме сообщения для его передачи в нужном направлении связи вследствие его занятости.

Отметим, что данная величина рассчитывается либо по формулам Эрланга, либо по формулам Энгсета [5].

В данной статье рассматривается подход к повышению пропускной способности ДКМВ радиоцентра, основанный на уменьшении величины $\bar{\theta}$ за счет снижения битовой ошибки в направлениях ДКМВ радиосвязи. Действительно, существенного снижения времени передачи многопакетного сообщения в соединении «точка-точка» с протоколом типа X.25 можно достичь путем использования канала передачи данных с малым значением битовой ошибки [4].

В ДКМВ радиоканале снизить битовую ошибку без повышения мощности передающей стороны можно с помощью использования технологии ММО [6,7]. ДКМВ радиоцентр обладает значительным числом передающих и приемных антенн, что в потенциале позволяет применить технологию ММО, а следовательно, существенно понизить вероятность битовой ошибки в направлении связи и среднюю длительность доставки передаваемого многопакетного сообщения.

Известно, что применение технологии многоантенных систем Multiple Input Multiple Output (ММО) в условиях комплексного радиоэлектронного воздействия и многолучевого распространения сигнала позволяет повысить пропускную способность и помехоустойчивость системы ДКМВ радиосвязи [7]. Технология ММО подразумевает использование нескольких антенн на передающей стороне и нескольких антенн на приёмной стороне.

Эффективность применения ММО в условиях замирания сигналов и канальных помех обусловлена следующими причинами [6]:

- когерентное сложение излучаемых антеннами передатчиков сигналов увеличивает среднее значение отношения сигнал-шум.
- комбинированное разнесение сигналов по времени и в пространстве обеспечивает высокую помехоустойчивость приема в условиях сильных замираний.
- улучшение приема на фоне шумов при использовании ММО уменьшает влияние межканальных помех.
- разнесение сигналов на передающей и приемной стороне приводит к возникновению совокупности независимых радиоканалов, при этом вероятность появления замираний сигналов сразу на всех антеннах значительно ниже по сравнению с системами SISO.

Общее выражение для пропускной способности системы ММО имеет вид [6]:

$$C = \max_{\text{Tr}(\mathbf{R}_{ss})=N} \log_2 \left| 1 + \frac{E_s}{N \cdot 2\sigma_\eta^2} \mathbf{H} \mathbf{R}_{ss} \mathbf{H}' \right| \text{ бит/с/Гц}, \quad (4)$$

где N — количество передающих антенн, $\frac{E_s}{2\sigma_\eta^2}$ — отношение сигнал/шум, \mathbf{H} — канальная

матрица, \mathbf{R}_{ss} — корреляционная матрица передаваемого вектора сигнала \mathbf{S} .

Пропускная способность канала ММО определяет максимально возможную скорость передачи информации в канале связи ММО, приведенную к единице полосы канала (спектральную эффективность).

Тогда максимально возможная скорость передачи информации в канале связи с шириной полосы B равна $B \cdot C$.

Стоит отметить, что пропускная способность канала связи MIMO растёт пропорционально числу антенн, в то время как пропускная способность каналов связи SIMO и MISO растёт лишь пропорционально логарифму числа антенн. Это означает, что только системы связи с MIMO позволяют достичь весьма высокой спектральной эффективности.

Для проведения исследования в среде Matlab Simulink сформирована модель канала связи с применением ортогонального пространственно-временного блочного кодирования (OSTBC) объединенного с решетчатой модуляцией (TCM) для передачи данных по каналу связи с 2 передающими и 1 приёмной антеннами (MISO 2x1) и с 2 передающими и 2 приемными антеннами (MIMO 2x2). Для сравнения также приведены три модели, содержащие только решетчатую модуляцию (TCM), только OSTBC и канал связи с 1 передающей и 1 приемной антеннами (SISO). Преимущество по помехоустойчивости при использовании схемы MIMO по сравнению со схемами MISO и SISO можно наблюдать из полученных графиков.

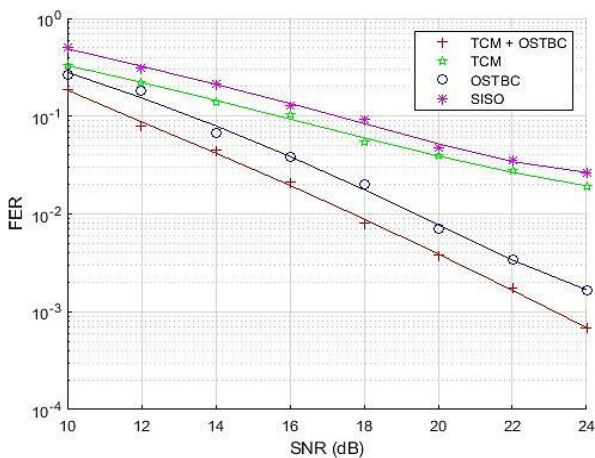


Рисунок 1 – Результаты моделирования для канала MISO 2x1 и канала SISO

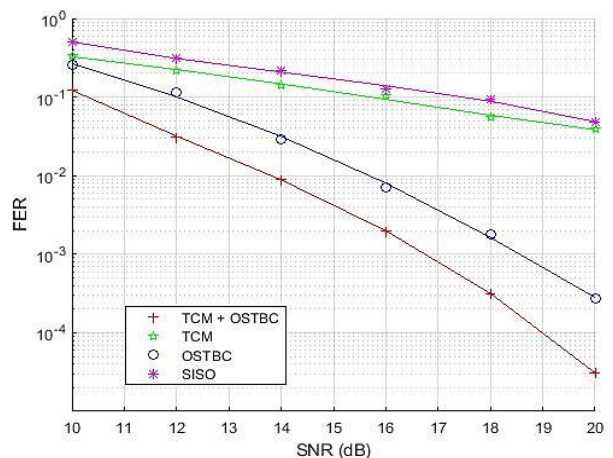


Рисунок 2 – Результаты моделирования для канала MIMO 2x2 и канала SISO

Ранее рассматривалась пропускная способность канала связи MIMO в условиях, когда матрица канала имеет неслучайный (детерминированный) характер. Это соответствует ситуации, когда в канале связи полностью отсутствуют замирания. В случае наличия замираний матрица канала связи является случайной матрицей. Поэтому пропускная способность канала связи будет случайной величиной.

Средняя пропускная способность канала связи MIMO есть результат усреднения пропускной способности по всему ансамблю реализаций матрицы канала. В случае, когда матрица канала неизвестна на передающей стороне, из формулы (4) получаем выражение для спектральной эффективности [6]:

$$C = E \left\{ \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N 2 \sigma_\eta^2} |\lambda_i|^2 \right) \right\} \text{ бит/с/Гц,} \quad (5)$$

где $E \{ \dots \}$ — оператор усреднения по распределению матрицы канала \mathbf{H} , λ_i — собственные числа матрицы \mathbf{H} , r — ранг канала связи MIMO.

На рисунке 3 приведены зависимости средней спектральной эффективности MIMO канала с независимыми релейскими замираниями от отношения сигнал/шум (SNR) при разных количествах передающих и приёмных антенн.

Если матрица канала известна на передающей стороне, то соответствующее выражение для средней спектральной эффективности можно записать [6,7]:

$$C = E \left\{ \sum_{i=1}^r \log_2 \left(1 + \frac{E_s}{N \cdot 2 \sigma_\eta^2} \gamma_i |\lambda_i|^2 \right) \right\} \text{ бит/с/Гц,} \quad (6)$$

где γ_i — мощность излучения в i -м пространственном канале.

Учет на передающей стороне свойств канала связи ММО (известность матрицы канала) открывает дополнительные возможности повышения пропускной способности. Одним из распространенных способов использования на передающей стороне информации о канале связи является использование принципа «заполнения водой» (water filling principle), основанного на неравномерном распределении излучаемой мощности между передающими антеннами. Цель данного метода – максимизировать пропускную способность канала связи ММО путем перераспределения излучаемой мощности в сторону «хороших» пространственных каналов за счет уменьшения (возможно, до нуля) мощности «плохих» пространственных каналов [6,7].

На рисунке 4 приведены зависимости средней спектральной эффективности канала ММО с независимыми релейскими замираниями от отношения сигнал/шум (SNR) при разных количествах передающих и приёмных антенн для случаев известной и неизвестной матрицы канала на передающей стороне.

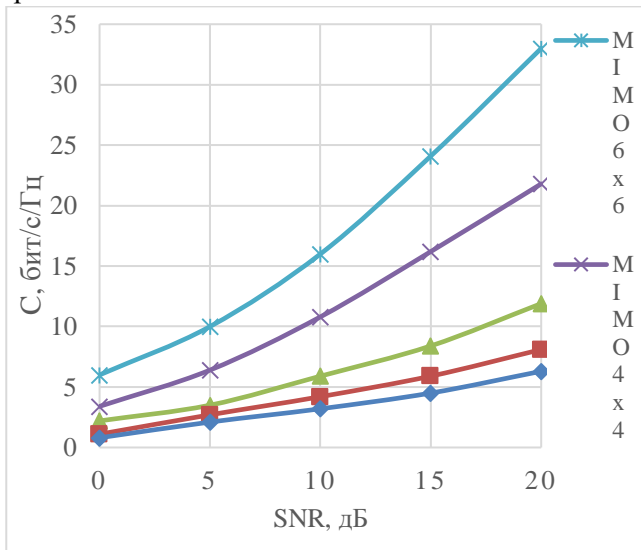


Рисунок 3 – Зависимости средней спектральной эффективности ММО канала с независимыми релейскими замираниями от отношения сигнал/шум (SNR) при разных количествах передающих и приёмных антенн

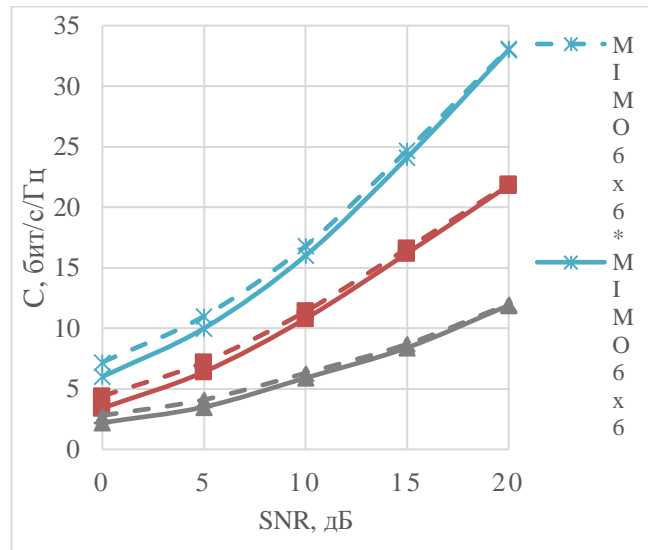


Рисунок 4 – Зависимости средней спектральной эффективности канала ММО с независимыми релейскими замираниями от отношения сигнал/шум при разных количествах передающих и приёмных антенн для случаев известной (сплошные линии) и неизвестной (пунктирные линии) матрицы канала на передающей стороне

Средняя пропускная способность канала связи ММО при наличии информации о матрице канала на передающей стороне превышает среднюю пропускную способность канала при отсутствии информации о матрице канала на передающей стороне. С увеличением отношения сигнал/шум эта разница в пропускной способности сокращается. Это объясняется тем, что при высоких отношениях сигнал/шум «качество» всех пространственных каналов становится одинаково высоким и наличие информации о матрице канала на передающей стороне уже практически не влияет на пропускную способность канала связи ММО.

Таким образом, применение технологии ММО потенциально позволит повысить пропускную способность радиоцентров ДКМВ радиосвязи.

Литература

1. Головин О.В. Декаметровая радиосвязь. – М.: Радио и связь, 1990. – 240 с.
2. Головин О.В. Системы и устройства коротковолновой радиосвязи – М.: Горячая линия – Телеком, 2006. – 598 с.
3. Цимбал В. А. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: монография /

- В.А. Цимбал. – М.: Вузовская книга, 2014. – 144 с.
4. Цимбал В. А. Особенности моделирования информационного обмена в СПД с протоколом Х.25 на основе поглощающих конечных марковских цепей и его приложение [Текст] / В. А. Цимбал, С.Н. Шиманов, С.Е. Потапов, В. Е. Тоискин, М.А. Лягин // Инфокоммуникационные технологии : науч. жур. – Самара, 2019. – Т. 17 № 3. – С. 282–293.
 5. Степанов С.Н. – Теория телетрафика: концепции, модели, приложения. – М.: Горячая линия – Телеком, 2015. – 868 с: ил. – («Теория и практика инфокоммуникаций»)
 6. Бакулин М. Г., Варукина Л. А., Крейнделин В. Б. Технология ММО: принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2022. – 244 с., с ил.
 7. Многочастотный ММО радиоканал в декаметровом диапазоне: основные положения и направления исследований [Текст] / В. А. Цимбал, В. Е. Тоискин // Известия Ин-та инженерной физики : науч.-техн. журн. – Серпухов, 2023. – № 1 (67) – С. 92–96. ISSN 2073-8110.

AN APPROACH TO INCREASING THE BANDWIDTH OF DCMV RADIO COMMUNICATION NETWORKS WITH STATIONARY RADIO CENTERS BASED ON MIMO TECHNOLOGY

Karpenko N.V.¹, Vovk S.V.²

¹Branch of the Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great,

²NPO «Institute of Engineering Physics»

Stationary radio centers of DCMV radio communication networks are considered in the form of a fully accessible switching circuit with a variable number of service channels. It is shown that the use of MIMO technology in such channels will significantly increase their bandwidth in the sense of Shannon and noise immunity. This fact, in the end, will increase the bandwidth of the DCM radio center in the sense of Erlang.



ВЛИЯНИЕ ИМПУЛЬСНОЙ ПОМЕХИ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБОЧНОГО ПРИЕМА СИГНАЛОВ С АМПЛИТУДНОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

асп. Надин В.С., проф., д.т.н. Брюханов Ю.А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Исследовано влияние импульсной помехи на вероятность ошибочного приема сигналов с амплитудной манипуляцией. Демодуляция сигнала осуществляется по квадратурной когерентной схеме. Результаты расчетов сравниваются с результатами в отсутствие помехи. Установлены зависимости вероятности ошибки от амплитуды, длительности и задержки помехи, а также определены вероятности ошибки, усредненной по времени задержки помехи, при различных размерах алфавита.

Ключевые слова: амплитудная манипуляция, импульсная помеха, ошибки, алфавит, демодулятор, детектор, вероятность, сигнал, помеха.

Сигналы с амплитудной манипуляцией (АМ) (*ASK – Amplitude-shift keying*) наряду с другими видами используются в системах передачи дискретных и цифровых сообщений. К достоинствам таких сигналов можно отнести простоту реализации операций модуляции и демодуляции. Наибольшее применение АМ получила в оптических каналах связи.

Ц е л ь р а б о т ы – исследование влияния импульсной помехи на вероятность ошибочного приема сигналов с амплитудной манипуляцией.

Рассмотрим влияние импульсной помехи $u_n(t)$ на вероятность ошибки приема сигналов с амплитудной манипуляцией $u_c(t)$. Структурная схема задачи приведена на рисунке 1. Полагается что в приемнике на вход демодулятора одновременно поступают полезный сигнал $u_c(t)$, аддитивный белый гауссовский шум $u_{ш}(t)$, и помеха $u_n(t)$. Здесь в детекторе принимается решение о принятом символе.

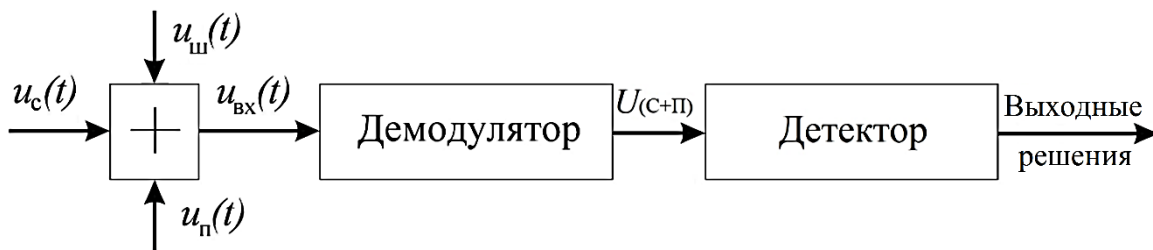


Рисунок 1. Структурная схема приемного устройства

АМ-сигнал выражается функцией $u_c(t) = s_i |U_i| \cdot \cos(\omega_0 t + \varphi_0) [(t) - (t - T_{s_i})]$, где $s_i = \text{sign}[(M + 1)/2 - i]$, $|U_i|$ – амплитуда i -го символа, $U_i = M + 1 - 2i$, $i \in [1; M]$, M – размер алфавита, $t \in [0; T_s]$, T_s – длительность символа, ω_0 – несущая частота сигнала. Помеха выражается как $u_n(t) = V \cdot \cos[\omega_n(t - \tau) + \gamma] \cdot [(t - \tau) - (t - \tau - \Delta\tau)]$, где ω_n – частота помехи, τ – задержка помехи, $\Delta\tau$ – длительность помехи. Распределение интервалов времени между полезным сигналом и помехой на одном символе изображено на рисунке 2.

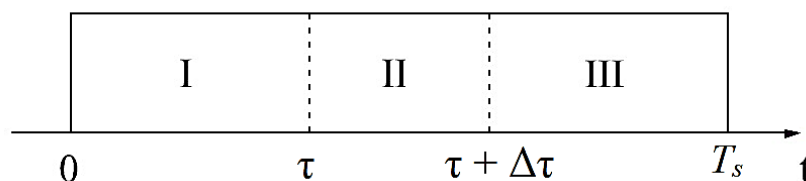


Рисунок 2. Распределение интервалов времени

На первом участке имеем только полезный сигнал и его энергия равна $E_{C1} = U_i^2 \cdot \tau$, на третьем участке так же есть только полезный сигнал с энергией $E_{C3} = U_i^2 \cdot (T_s - \tau - \Delta\tau)$. На втором участке имеем сигнал + помеха, энергия которых равна $E_{(C+\Pi)2} = \int_{\tau}^{\tau+\Delta\tau} [U_i + V \cdot \cos(\gamma - \omega_0\tau)]^2 d\tau$.

Демодуляция сигнала осуществляется по квадратурной когерентной схеме, изображенной на рисунке 3.

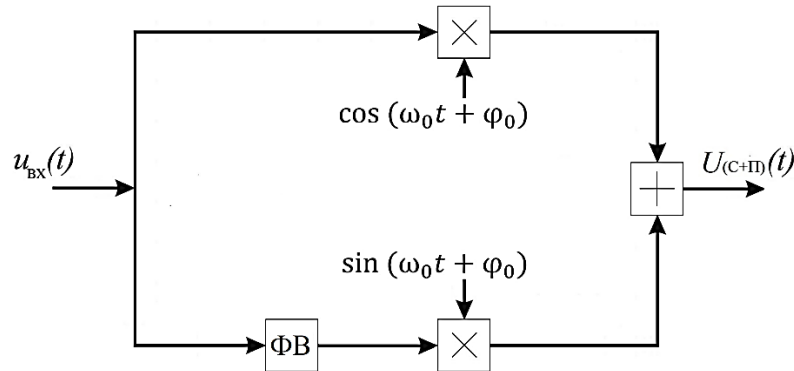


Рисунок 3. Структурная схема демодулятора
ФВ - фазовращатель

Вероятность ошибки приема символа АМ-сигналов в отсутствие помехи определяется выражением [1]

$$P = \frac{M-1}{M} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3 \cdot \log_2 M}{M^2 - 1}} \varepsilon \right) \quad (1)$$

где $\operatorname{erfc}(x) = 1 - \operatorname{erf}(x)$, $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x \exp(-t^2) dt$ – функция ошибок, $\varepsilon = \frac{E_b}{N_0}$, E_b – средняя энергия бита ансамбля, N_0 – спектральная плотность аддитивного белого гауссовского шума.

Влияние импульсной помехи на вероятность ошибки, как и в [2], оценивается введением в выражение (1) перед ε коэффициента k , равного отношению средней энергии сигнал+помеха к средней энергии сигнала, $k = \frac{\bar{E}_{c+\pi}}{\bar{E}_c}$, где $\bar{E}_{c+\pi} = \frac{2}{M} \sum_{i=1}^{M/2} E_{(c+\pi)i}$, $\bar{E}_c = \frac{2}{M} \sum_{i=1}^{M/2} E_{(c)i}$, где в данном случае имеем

$$E_{(C+\Pi)i} = U_i^2 \cdot T_s + 2 \cdot U_i \cdot V \cdot \Delta\tau \cdot T_s \cdot \cos(\gamma - \omega \cdot \tau) + V^2 \cdot \Delta\tau \cdot T_s \cdot \cos^2(\gamma - \omega \cdot \tau); \text{ где}$$

$\omega = \omega_0 \cdot T_s$ - приведенная несущая частота полезного сигнала.

Усредненная по времени задержки помехи вероятность ошибки приема выражается следующим образом $\bar{P}_{(c+\pi)} = \frac{1}{1-\Delta\tau} \int_{\Delta\tau}^{1-\Delta\tau} P_{(c+\pi)}(\tau) d\tau$. Для характеристики уровня помехи вводится понятие приведенной амплитуды помехи $h = V/(M-1)$.

Выполнены расчеты вероятности ошибки при: приведенной несущей частоте полезного сигнала $\omega = 20,25\pi$, объемах алфавита $M \in \{2; 4; 8\}$, $h \in [0; 0,8]$, времени задержки импульса помехи $\tau \in [0; 0,6]$, а так же вероятности ошибки, усредненные по времени задержки помехи τ , при длительности помехи $\Delta\tau \in \{0,1; 0,2; 0,4\}$ и различных значениях отношения энергии бита к спектральной плотности мощности шума в отсутствие помехи ε .

Графики зависимости битовой ошибки от ОСШ в отсутствие и при наличии помехи с параметрами $h = 0,4$; $\gamma = \frac{3\pi}{4}$; $\tau = 0,2$, и трех значениях $\Delta\tau$, приведены на рисунке 4.

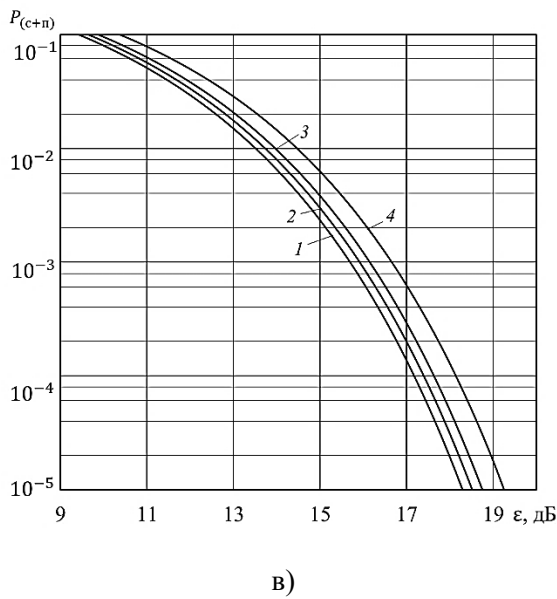
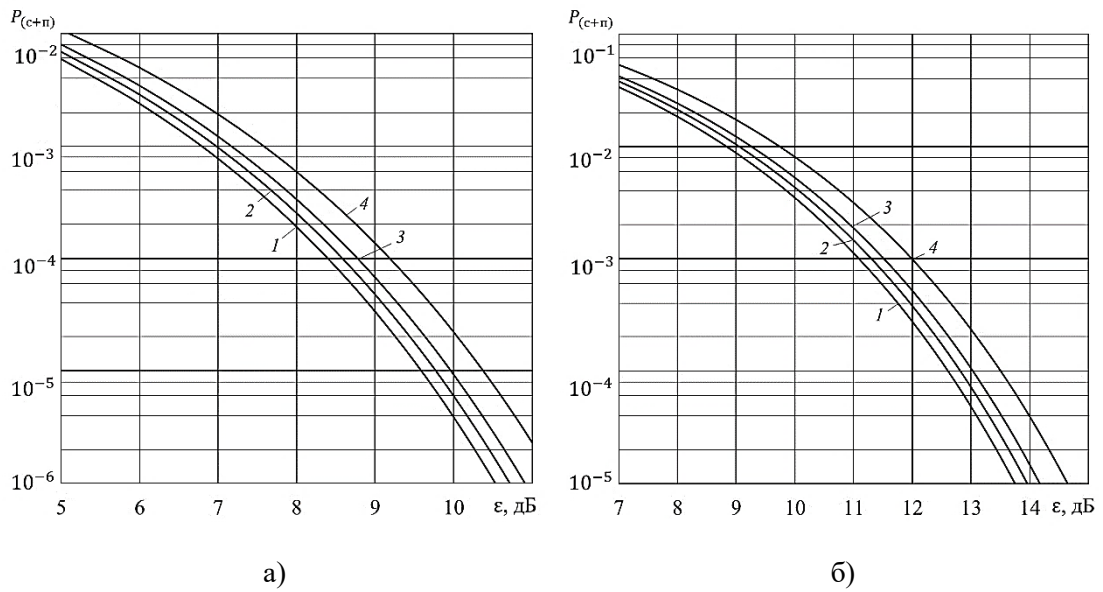


Рисунок 4. Графики зависимости битовой ошибки от отношения сигнал/шум с объемом алфавита $M = 2$ (а), $M = 4$ (б), $M = 8$ (в)
 (1 – в отсутствие помехи; 2 – $\Delta\tau = 0,1$; 3 – $\Delta\tau = 0,2$; 4 – $\Delta\tau = 0,4$)

Графики зависимости битовой ошибки от ОСШ при наличии помехи для трех значений τ и ошибки, усредненной по τ , приведены на рисунках 5-7.

$$\text{Здесь } \gamma = \frac{3\pi}{4}, \Delta\tau = 0,2.$$

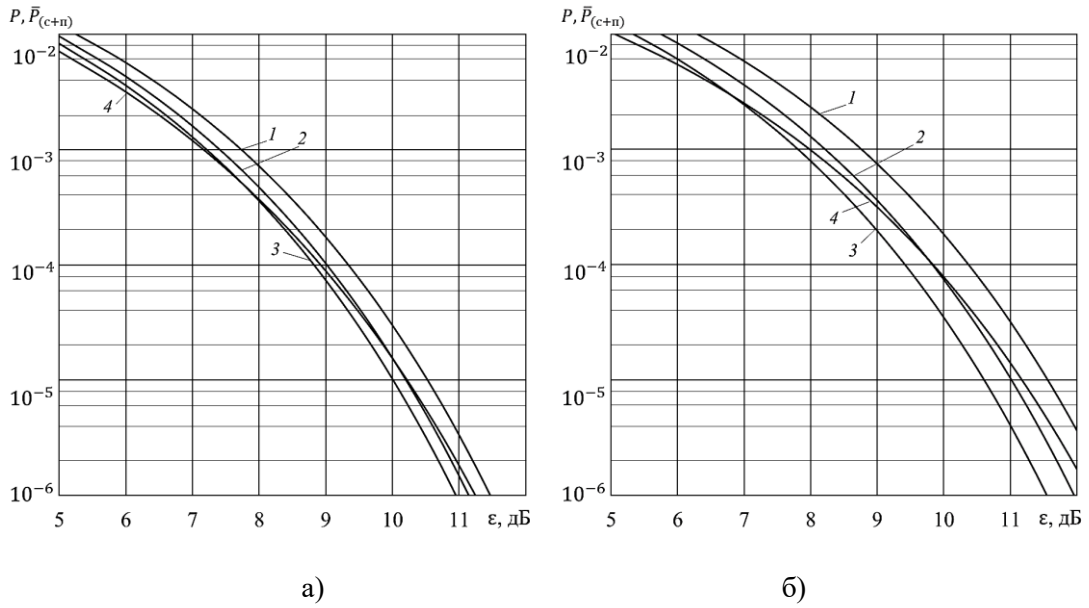


Рисунок 5. Графики зависимости битовой ошибки от отношения сигнал/шум с отношением $h=0,4$ (а) и $h=0,6$ (б) при объеме алфавита $M = 2$
(1 - $\tau = 0$; 2 - $\tau = 0,4$; 3 - $\tau = 0,6$; 4 - усредненная по τ)

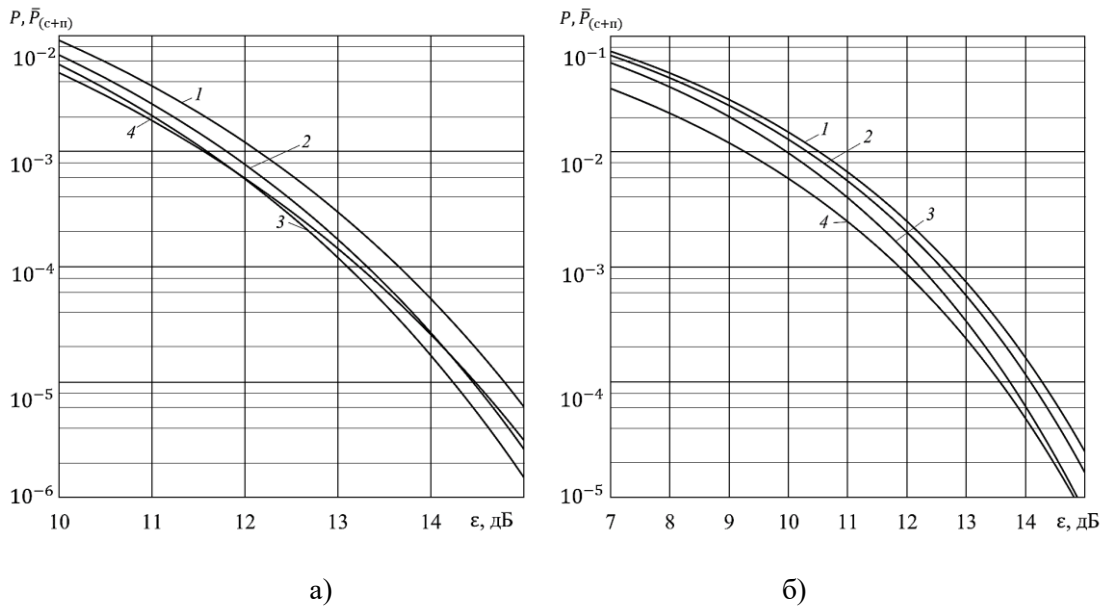


Рисунок 6. Графики зависимости битовой ошибки от отношения сигнал/шум с отношением $h=0,4$ (а) и $h=0,6$ (б) при объеме алфавита $M = 4$
(1 - $\tau = 0$; 2 - $\tau = 0,4$; 3 - $\tau = 0,6$; 4 - усредненная по τ)

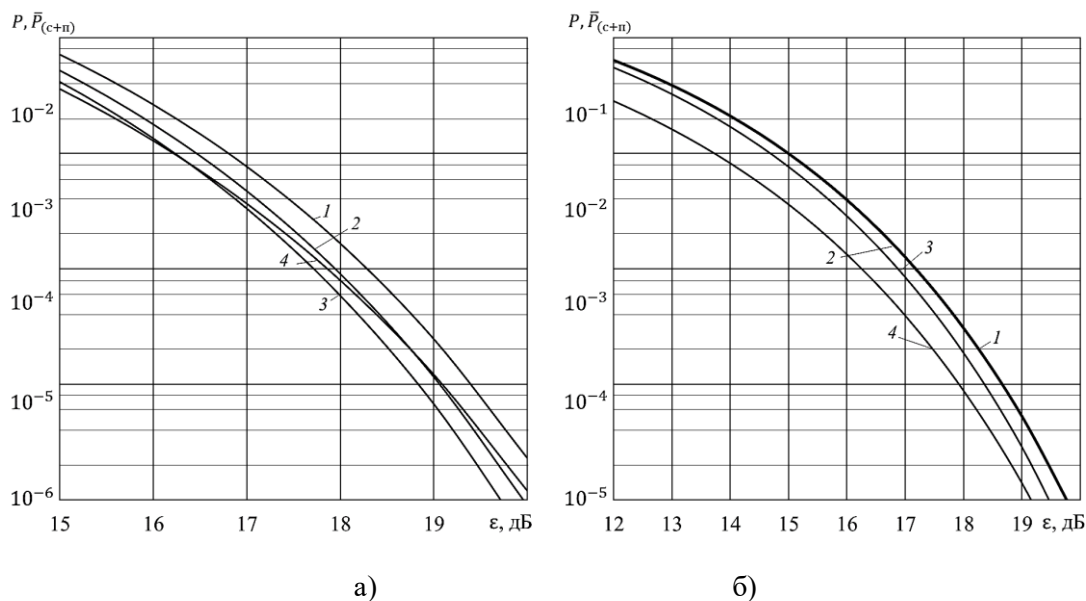


Рисунок 7. Графики зависимости битовой ошибки от отношения сигнал/шум с отношением $h=0,4$ (а) и $h=0,6$ (б) при объеме алфавита $M = 8$
(1 – $\tau = 0$; 2 – $\tau = 0,4$; 3 – $\tau = 0,6$; 4 – усредненная по τ)

Расчеты показывают, что на вероятность ошибки приема сигналов влияют: объем алфавита, амплитуда, длительность и задержка помехи. Можно заметить, что с увеличением размера алфавита, амплитуды и продолжительности помехи вероятность ошибки увеличивается. Например, с увеличением длительности помехи Δt от 0,2 до 0,4 при отношении сигнал/шум $\epsilon = 10$ дБ вероятность ошибки возрастает в 2,4 раза, а при увеличении отношения сигнал/шум до $\epsilon = 14$ дБ вероятность ошибки увеличивается в 8,4 раза. При этом с увеличением задержки помехи вероятность ошибки приема уменьшается.

Результаты работы могут использоваться при проектировании систем радиосвязи.

Литература

1. Журавлев В. И., Трусевич Н.П. Методы модуляции-демодуляции радиосигналов в системах передачи цифровых сообщений. – М.: Инсвязьиздат, 2009.
2. Поелуев С.С., Брюханов Ю. А., Надин В. С. Влияние гармонической помехи на вероятность ошибочного приема сигналов с квадратурной амплитудной манипуляцией // Радиоэлектрон. устройства и системы для инфокоммуникац. технологий (REDS-2022): докл. всерос. конф (с международ. участ.). – М., 2022. С. 192 - 195.
3. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2000.
4. Прокис Д. Цифровая связь / Под ред. Д.Д. Кловского. –М.: Радио и связь, 2000.
5. Тихонов В. И. Оптимальный прием сигналов. М.: Радио и связь, 1983.
6. Proakis, John G. Digital communications / John G. Proakis, Masoud Salehi.—5th ed., 2000.
7. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение /Изд. 2-е, испр.: Пер. с англ., М.: «Вильямс», 2007.
8. Брюханов Ю.А., Поелуев С.С. Влияние гармонической помехи на вероятность ошибочного приема сигналов с амплитудной манипуляцией // Успехи современной радиоэлектроники. 2022. Т. 76. № 1. С. 69–75.

**INFLUENCE OF PULSED INTERFERENCE ON PROBABILITY OF ERROR OF SIGNAL
RECEPTION WITH AMPLITUDE MANIPULATION**

PHD stud. Nadin V.S., Prof. Dr. Sc. Bryukhanov Yu.A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The influence of impulse hindrance on the probability of erroneous receive of signals with the amplitude of manipulations is studied. The demodulation of the signal is carried out according to the quadrature coherent scheme. The calculation results are compared with the results in the absence of interference. Dependences of the error probability on the amplitude, duration and delay of the interference are established, and the error probabilities averaged over the delay time of the interference are determined for different sizes of the alphabet.



ВЛИЯНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К ДОСТОВЕРНОСТИ НА НАДЕЖНОСТЬ СВЯЗИ В КОРТКОВОЛНОВОЙ РАДИОЛИНИИ С РАЙСОВСКИМИ ЗАМИРАНИЯМИ И УЧЕТОМ ДИФFUЗНОСТИ ИОНОСФЕРЫ

проф. Пашинцев В.П.¹, асп. Белоконь Д.А.¹,
асп. Гринев Е.М.,¹ к.т.н. Коваль С.А.²

¹Северо-Кавказский федеральный университет

²Краснодарское высшее военное училище

Известна методика оценки зависимости надежности связи в коротковолновой (КВ) радиолинии с одним дискретным лучом и диффузным рассеянием волны на мелкомасштабных неоднородностях ионосферы от выбора рабочей частоты с учетом сигнально-помеховой обстановки и уровня диффузности ионосферы. В данной методике для описания интерференционных замираний принимаемого сигнала используются распределения Райса и Накагами. Это обусловлено тем, что согласно экспериментальным данным в однолучевых КВ радиолиниях замирания с распределением Райса наблюдаются намного чаще, чем с распределением Накагами.

Однако анализ тенденций развития систем и сетей КВ радиосвязи связи показывает, что уже в настоящее время требования к допустимой вероятности ошибочного приема сигналов существенно возросли. Очевидно, что при повышенных требованиях к допустимой вероятности ошибочного приема сигналов результаты расчета надежности связи в однолучевой КВ радиолинии с замираниями Накагами при неизменных значениях рабочей частоты и уровня диффузности ионосферы могут быть значительно завышены по сравнению с замираниями Райса.

Известна [1] методика оценки зависимости надежности связи в коротковолновой (КВ) радиолинии с одним дискретным лучом и диффузным рассеянием волны на мелкомасштабных неоднородностях ионосферы от выбора рабочей частоты с учетом сигнально-помеховой обстановки и уровня диффузности ионосферы. В данной методике для описания интерференционных замираний принимаемого сигнала используются распределения Райса и Накагами. Это обусловлено тем, что согласно экспериментальным данным в однолучевых КВ радиолиниях замирания с распределением Райса наблюдаются намного чаще, чем с распределением Накагами. Анализ полученных результатов показывает, что при определенных значениях рабочей частоты (f_0) и уровня диффузности ионосферы ($\beta_{и}$) результаты расчета надежности связи в однолучевой КВ радиолинии с замираниями Накагами могут быть завышены до 12% по сравнению с замираниями Райса при заданной допустимой вероятности ошибки $P_{ош доп} = 3 \cdot 10^{-4}$.

Однако анализ тенденций развития систем и сетей КВ радиосвязи связи показывает, что уже в настоящее время требования к допустимой вероятности ошибочного приема сигналов существенно возросли: до $P_{ош доп} = 10^{-4}$ и даже $P_{ош доп} = 10^{-5}$ [2,3].

Цель доклада: определить наибольшее отличие частотной зависимости надежности связи в однолучевой коротковолновой радиолинии с диффузностью ионосферы при райсовских замираниях по сравнению с замираниями Накагами при повышении требований к допустимой вероятности ошибочного приема сигналов

Известна аналитическая зависимость $P_{ош} = \psi(h^2, m)$ вероятности ошибки при некогерентном приеме сигналов с замираниями, которые описываются m -распределением Накагами [4, 5]:

$$P_{ош} = 0,5 \left(\frac{2m}{h^2 + 2m} \right)^m \quad (1),$$

где h^2 - отношение сигнал/помеха на входе приемника, m - параметр Накагами.

Известно [4, 5, 6] выражение для вероятности ошибки при оптимальном некогерентном приеме сигнала с райсовскими замираниями $P_{ош} = \psi(h^2, \gamma^2)$:

$$P_{ош} = \frac{\gamma^2 + 1}{h^2 + 2(\gamma^2 + 1)} \exp \left[-\frac{\gamma^2 h^2}{h^2 + 2(\gamma^2 + 1)} \right] \quad (2),$$

где γ^2 параметр распределения Райса ($0 \leq \gamma^2 \leq \infty$).

Параметры Накагами m и Райса γ^2 в однолучевой КВ радиолинии определяются величиной одного и того же параметра: дисперсии флуктуаций фазового фронта отраженной волны σ_{φ}^2 на выходе неоднородной ионосферы, зависящей от рабочей частоты (f_0) волны и уровня диффузности ионосферы ($\beta_{и}$) как:

$$m(f_0, \beta_n) = \left(1 - \exp(-2\sigma_\varphi^2(f_0, \beta_n))\right)^{-1}; \quad (3)$$

$$\gamma^2(f_0, \beta_n) = \left(\exp(\sigma_\varphi^2(f_0, \beta_n)) - 1\right)^{-1} \quad (4)$$

где

$$\sigma_\varphi^2(f_0, \beta_n) = \sqrt{\pi} r_0 L_3 (\pi f_0 \beta_n / c K_S^2 \sec^2 \varphi_0)^2, \text{ рад}^2. \quad (5)$$

Здесь r_0 – характерный (средний) размер мелкомасштабных ионосферных неоднородностей (200...500 м); L_3 – эквивалентный однородный путь волны в слое $F2$ ионосферы (зависящий от его критической частоты f_{F2} , высоты нижней границы h_0 и максимума ионизации h_m , дальности радиосвязи d); c – скорость света; K_S – поправочный коэффициент на сферичность Земли и ионосферы; φ_0 – угол падения волны на нижнюю границу h_0 отражающего слоя F ионосферы.

В соответствии с (3) среднеквадратическое отклонение (СКО) флуктуаций фазового фронта отраженной волны $\sigma_\varphi \sim f_0 \beta_n$ на выходе неоднородной ионосферы возрастает прямо пропорционально произведению рабочей частоты (f_0) волны на уровень диффузности ионосферы (β_n) как:

$$\sigma_\varphi(f_0, \beta_n) = (\pi f_0 \beta_n / c K_S^2 \sec^2 \varphi_0) (\sqrt{\pi} r_0 L_3)^{0.5}, \text{ рад}. \quad (6)$$

Входящие в (6) параметры L_3 , K_S , φ_0 зависят от f_0 , критической частоты слоя $F2$ ионосферы h_{F2} , высоты максимума ионизации h_m и ряда других параметров. Более детальное описание этих функциональных зависимостей приведено в [7].

Параметры распределения Накагами m и Райса γ^2 связаны между собой зависимостью [5]

$$m = \frac{(1+\gamma^2)}{1+2\gamma^2} = 1 + \frac{\gamma^4}{1+2\gamma^2}. \quad (7)$$

На рисунке 1, представлены графики зависимости параметра Райса γ^2 и Накагами m от СКО флуктуаций фазового фронта отраженной волны на выходе неоднородной ионосферы σ_φ , построенные в соответствии с выражениями (3) и (4).

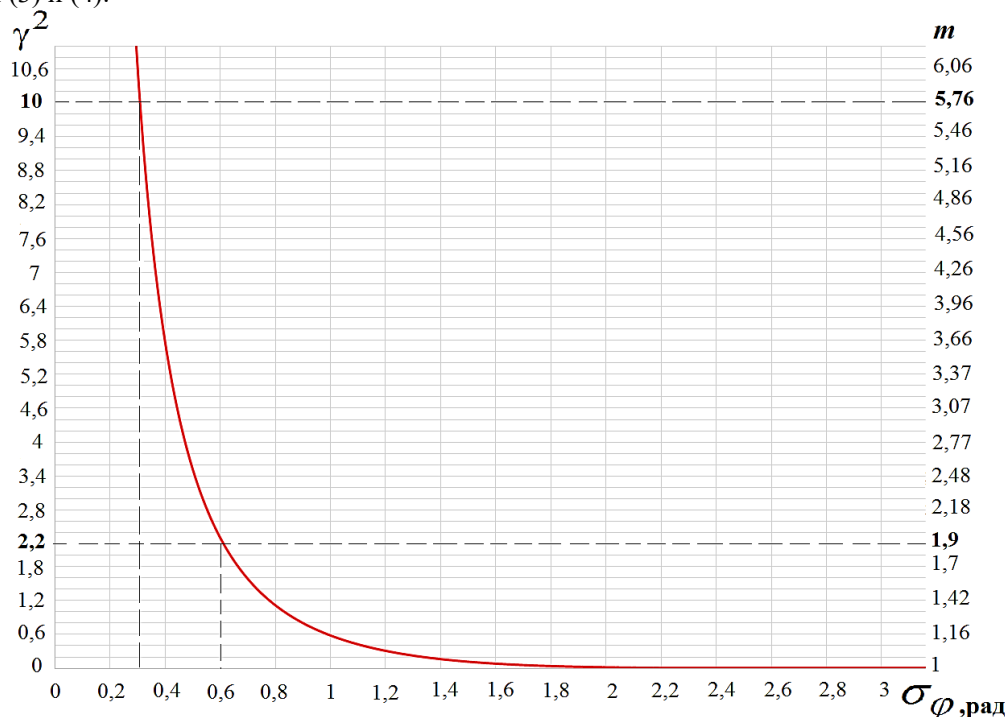


Рисунок 1. Зависимости параметров Райса γ^2 и Накагами m от СКО флуктуаций

В соответствии с приведенными зависимостями (1) $P_{\text{ош}} = \psi(h^2, m)$, (2) $P_{\text{ош}} = \psi(h^2, \gamma^2)$ и (7) $m = \psi(\gamma^2)$ на рисунке 2 приведены графики зависимости вероятности ошибки от отношения С/П и параметра Райса (2) $P_{\text{ош}} = \psi(h^2, \gamma^2)$ при трех его значениях, $\gamma^2 = 0$ (линия 1); $\gamma^2 = 2$ (линия 2); $\gamma^2 = 10$ (линия 3) и зависимости вероятности ошибки от отношения С/П и параметра Накагами m (1) при трех его значениях, связанных со значениями параметра Райса выражением (7): $m=1$ (линия 1_m которая совпадает с линией 1); $m=1.8$ (пунктирная линия 2_m); $m=5.8$ (пунктирная линия 3_m).

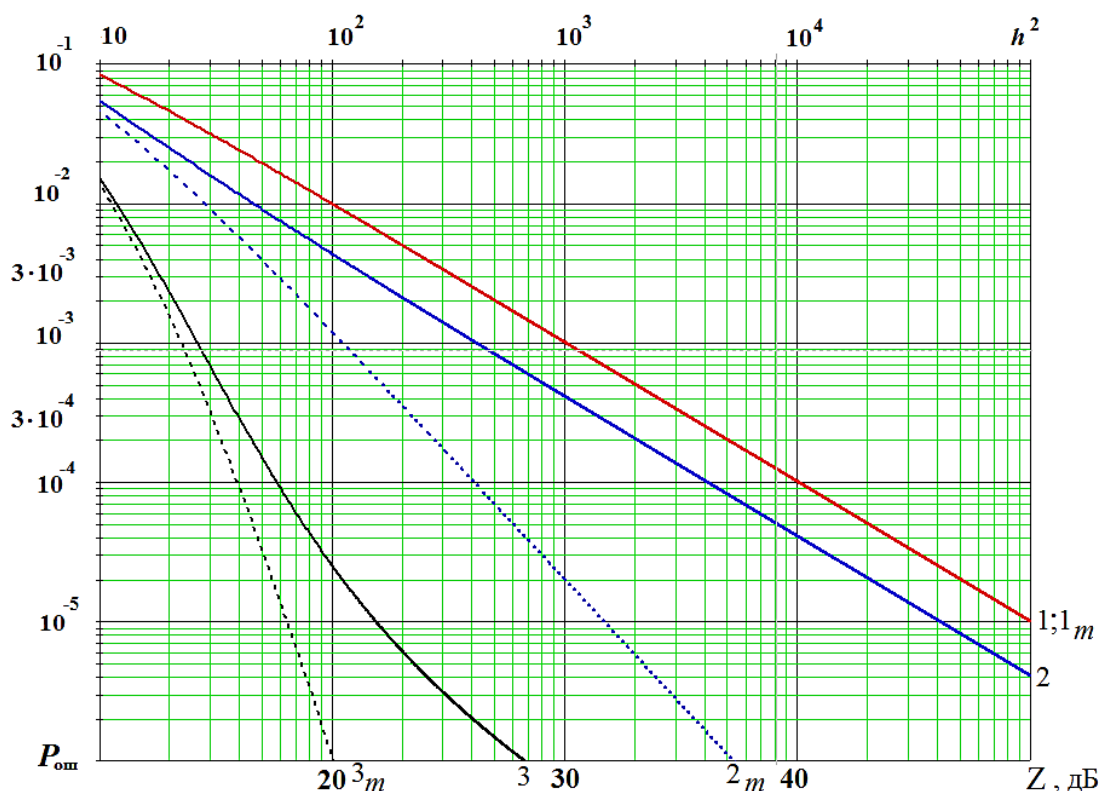


Рисунок 2. Зависимости $P_{\text{ош}} = \psi(h^2, \gamma^2)$ и $P_{\text{ош}} = \psi(h^2, m)$ при трех парах соответствующих значений параметров Райса и Накагами: 1) $\gamma^2 = 0$; $1_m) m=1$; 2) $\gamma^2 = 2$; $2_m) m=1.8$; 3) $\gamma^2 = 10$; $3_m) m=5.8$.

Анализ рисунка 2 показывает, что повышение требований к допустимой в КВ каналах вероятности ошибки с $P_{\text{ош доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ до современных значений $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ обуславливает существенное увеличение разницы $\Delta Z_{\text{доп}} = Z_{\text{доп}} - Z_{\text{доп } m}$ допустимых значений превышения С/П на входе ПРМ при замираниях Райса $Z_{\text{доп}}$ и Накагами $Z_{\text{доп } m}$.

На рисунке 3 приведены зависимости $\Delta Z_{\text{доп}} = Z_{\text{доп}} - Z_{\text{доп } m}$ от соответствующих (7) значениях параметров Райса γ^2 и Накагами m для обеспечения допустимой в КВ каналах вероятности ошибки $P_{\text{ош доп}} = 3 \cdot 10^{-3}$ и при уменьшении допустимой вероятности ошибки до значений $P_{\text{ош доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$, $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$.

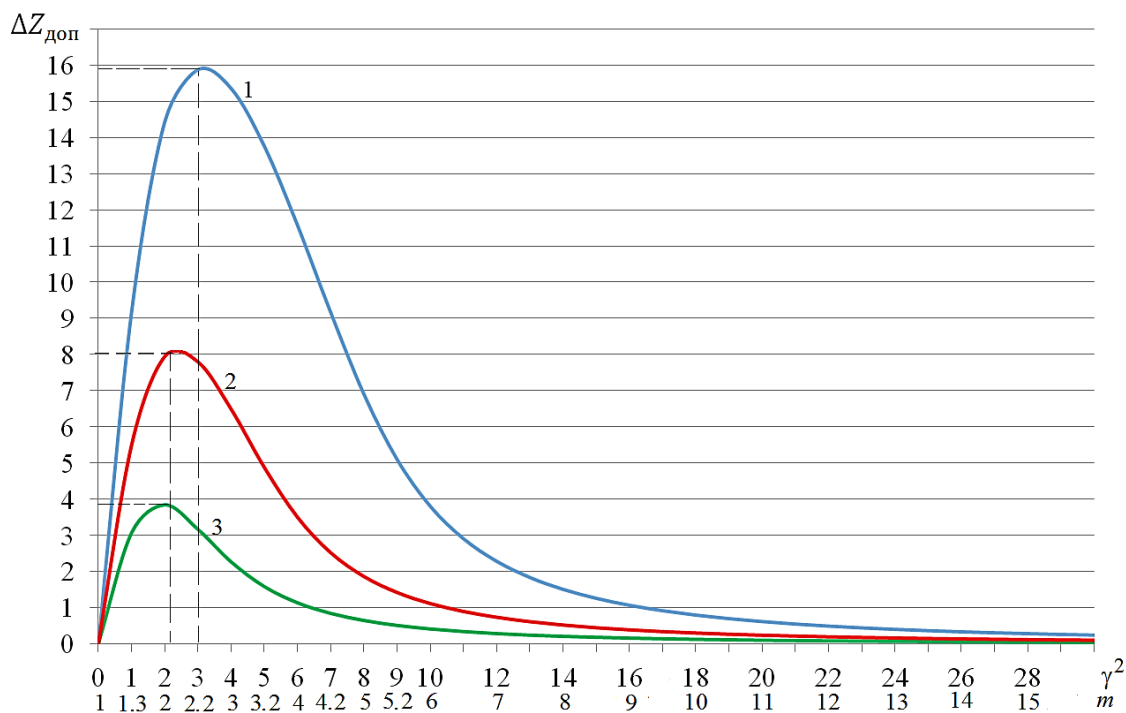


Рисунок 3. Зависимость разницы допустимых отношений сигнал/помеха от при соответствующих значениях параметра Райса и Накагами при:

$P_{\text{ош доп}} = 3 \cdot 10^{-3}$ (линия 3), $P_{\text{ош доп}} = 3 \cdot 10^{-4}$ (линия 2) и $P_{\text{ош доп}} = 10^{-5}$ (линия 1).

Заключение

Анализ полученных результатов (рисунок 3) указывает на наличие следующей закономерности: по мере повышения требований к допустимой вероятности ошибочного приема сигналов (т.е. уменьшения $P_{\text{ош, доп}}$) возрастает наибольшая разница между допустимыми отношениями С/П при замираниях Райса и Накагами ($\Delta Z_{\text{доп}} = Z_{\text{доп}} - Z_{\text{доп } m}$), которая наблюдается при менее глубоких замираниях (т.е. увеличении параметров Райса γ^2 и Накагами m).

При допустимой вероятности ошибки равной $P_{\text{ош, доп}} = 10^{-5}$ оценка надежности связи при замираниях Накагами может быть завышена относительно оценки надежности при замираниях Райса в при слабой диффузности $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-3}$ на 44.6 %, сильной диффузности $\beta_{\text{и}} = 5 \cdot 10^{-2}$ на 50.3 %. Практическая ценность проведенного анализа показывает, необходимость применения известной методики оценки надежности связи [1] с райсовскими замираниями для построения систем связи декаметровых радиолоний [2,3], требующих более низких допустимых вероятностей ошибки.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда в рамках выполнения проекта № 22-21-00768 (<https://rscf.ru/project/22-21-00768>).

Литература

1. Методика оценки надежности связи в коротковолновой радиолонии с райсовскими замираниями с учетом диффузности ионосферы / В. П. Пашинцев, Д. А. Белокопья, С. А. Коваль, А. Д. Скорик, м. А // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2022. Т. 25, № 6. С. 300–322. doi: 10.32603/1993-8985-2022-25-6.
2. Березовский В.А., Дулькейт И.В., Савицкий О.К. Современная декаметровая радиосвязь: оборудование, системы и комплексы / под ред. В.А. Березовского. М.: радиотехника, 2011. 444 с. на стр. 355.
3. Давыдов А.Е., Давыдов Б.М., Виноградов В.М. Повышение скорости и достоверности передачи информации в распределенных автоматизированных системах, использующих каналы пониженного качества // Вопросы радиоэлектроники. 2012. Том. 3. № 3. С. 69–84.

4. Комарович В. Ф., Сосунов В. Н. Случайные помехи и надежность КВ связи. М.: Связь, 1977. 136 с.
5. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. М.: Связь, 1969. 376 с.
6. Черенкова Л. Е., Чернышов О. В. Распространение радиоволн. М.: Радио и связь, 1984. 272 с.
7. Пашинцев В.П., Тишкин С.А., Иванников А.И., Боровлев И.И. Расчет параметра глубины замираний в однолучевой декаметровый радиолинии// Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника, 2001, т. 44, № 12, с. 57 – 65.

THE EFFECT OF RELIABILITY REQUIREMENTS ON THE RELIABILITY OF COMMUNICATION IN A SHORT-WAVE RADIO LINE WITH RICE FADING, TAKING INTO ACCOUNT THE DIFFUSIVITY OF THE IONOSPHERE

Prof. Pashintsev V.P.¹, asp. Belokon D.A.¹,
asp. asp. Grinev E.M.¹. doc. Koval S.A.²

¹North Caucasus Federal University

²Krasnodar Higher Military School

A method is known for estimating the dependence of the reliability of communication in a short-wave (HF) radio line with one discrete beam and diffuse wave scattering on small-scale inhomogeneities of the ionosphere on the choice of the operating frequency, taking into account the signal-interference situation and the level of ionospheric diffusivity. In this technique, Rice and Nakagami distributions are used to describe interference fading of the received signal. This is due to the fact that, according to experimental data, fading with the Rice distribution is observed much more often in single-beam HF radio lines than with the Nakagami distribution.

However, the analysis of trends in the development of HF radio communication systems and networks shows that already at present the requirements for the permissible probability of erroneous reception of signals have increased significantly. It is obvious that with increased requirements for the permissible probability of erroneous reception of signals, the results of calculating the reliability of communication in a single-beam HF radio line with fading steps at constant values of operating frequencies.



ВЛИЯНИЕ ГАРМОНИЧЕСКОЙ ПОМЕХИ НА ВЕРОЯТНОСТЬ ОШИБКИ НЕКОГЕРЕНТНОГО ПРИЕМА СИГНАЛОВ С ОТНОСИТЕЛЬНОЙ ФАЗОВОЙ МАНИПУЛЯЦИЕЙ

н.с. Поелуев С.С., асп. Созаев А.С., проф., д.т.н. Брюханов Ю.А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Исследовано влияние гармонической помехи на вероятность ошибки некогерентного приема сигналов с относительной фазовой манипуляцией. Выполнен сравнительный анализ влияния помехи на прием фазоманипулированных сигналов: 2-DPSK, 4-DPSK, 8-DPSK. Использована схема безынерционного фазового демодулятора. Установлены зависимости усредненной по начальной фазе помехи и по скачку фазы полезного сигнала вероятности ошибки приема и энергетических потерь от величины отношения амплитуды помехи к амплитуде сигнала при приеме радиосигналов. Показано, что разность отношения энергии бита к спектральной плотности мощности при воздействии и в отсутствие помехи не зависит от вероятности ошибочного приема и объема алфавита, а определяется уровнем помехи.

Ключевые слова: относительная фазовая манипуляция, некогерентный прием, ошибки, алфавит, демодулятор, детектор, вероятность, сигнал, помеха.

В настоящее время подавляющее большинство цифровых систем радиосвязи используют сигналы с относительной фазовой манипуляцией (ОФМ). Относительная фазовая манипуляция применяется в современных коммерческих и военных системах связи. Проблема демодуляции ОФМ с некогерентным приемом сигнала связана с точностью определения значения начальной фазы символа для каждой точки созвездия при воздействии шумов и помех, в результате этого точки могут сместиться на некоторый угол и вызвать ошибки приема. В связи с этим большой интерес представляют исследования, посвященные влиянию гармонических помех на вероятность ошибочного приема сигналов.

Цель работы – исследование влияния гармонических помех на вероятность ошибки некогерентного приема сигналов с относительной фазовой манипуляцией.

В настоящее время широкое применение получили сигналы со следующими типами фазовой манипуляции: двухпозиционная (2-DPSK), четырехпозиционная (4-DPSK) и восьмипозиционная (8-DPSK). Рассмотрим влияние гармонической помехи $u_n(t)$ на вероятность ошибки приема сигналов с фазовой манипуляцией $u_c(t)$. Структурная схема задачи приведена на рисунке 1. Здесь в детекторе принимается решение о принятом символе.

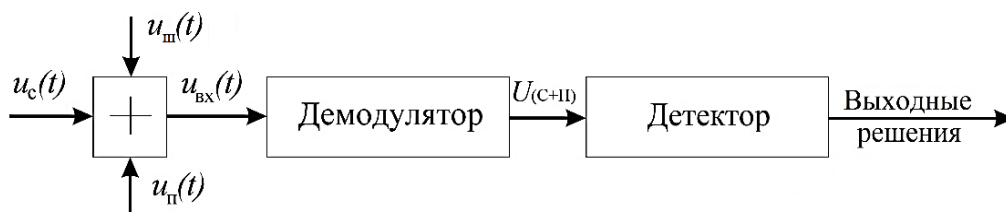


Рисунок 1. Структурная схема задачи

Полагается, что в приемнике на вход демодулятора одновременно поступают полезный сигнал $u_c(t)$, аддитивный белый гауссовский шум $u_{ш}(t)$ и помеха $u_n(t)$. При этом m -й символ ОФМ-сигнала выражается функцией

$$u_c(t) = U \cos(\omega_0 t + \varphi_0 + \varphi_m) [1(t) - 1(t - T_s)],$$

где $t \in [0; T_s]$, T_s – длительность символа, $\varphi_m = \frac{2\pi}{M}(m - 1)$, $m \in [1; M]$, M – объем алфавита, ω_0 – несущая частота сигнала, φ_0 – начальная фаза сигнала, φ_m – скачок фазы m -го символа. Помеха выражается как

$$u_n(t) = V \cos(\omega_n t + \gamma) [1(t) - 1(t - T_s)],$$

где ω_n – частота помехи. Входной сигнал демодулятора описывается функцией $u_{вх}(t) = u_c(t) + u_n(t)$. Структурная схема квадратурного некогерентного демодулятора ОФМ-сигналов приведена на рисунке 2. Здесь и ниже $\Delta\varphi_m = \varphi_m - \varphi_{m-1}$.

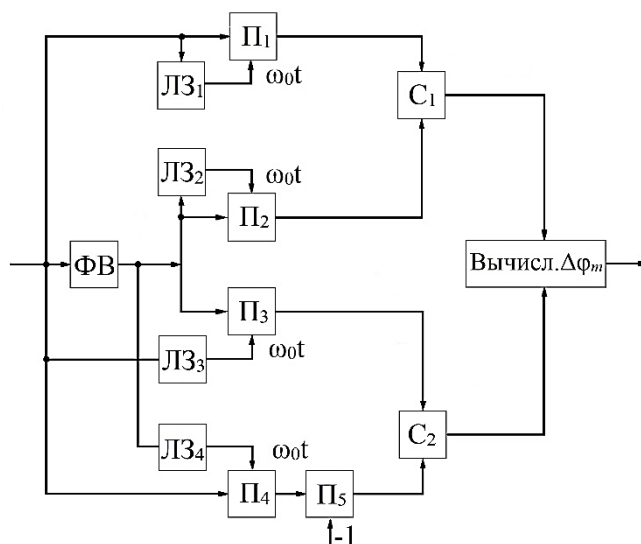


Рисунок 2. Схема некогерентного демодулятора
 ФВ - фазовращатель, ЛЗ – линия задержки, П – множитель, С – сумматор

Вероятность символьной ошибки приема сигнала при некогерентной демодуляции сигналов с относительной фазовой манипуляцией определяется выражениями [1]:
 при $M = 2$

$$P = \frac{1}{2} \exp(-\varepsilon), \quad (1)$$

при $M > 2$

$$P = 1 + Q(\sqrt{\varepsilon b}, \sqrt{\varepsilon a}) - Q(\sqrt{\varepsilon a}, \sqrt{\varepsilon b}) \quad (2)$$

где $Q(a, b) = \int_b^\infty x \exp\left(-\frac{a^2+x^2}{2}\right) I_0(ax) dx$ – функция Маркума,

$a = (\log_2 M)(1 + \sin \frac{\pi}{M})$, $b = (\log_2 M)(1 - \sin \frac{\pi}{M})$,

$I_0(*)$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка,

$\varepsilon = \frac{E_b}{N_0}$, E_b – энергия бита ансамбля, N_0 – спектральная плотность аддитивного белого гауссовского шума.

Графики зависимости символьной ошибки от отношения сигнал/шум, рассчитанной в отсутствие помехи при $M \in \{2; 4; 8\}$, приведены на рисунке 3.

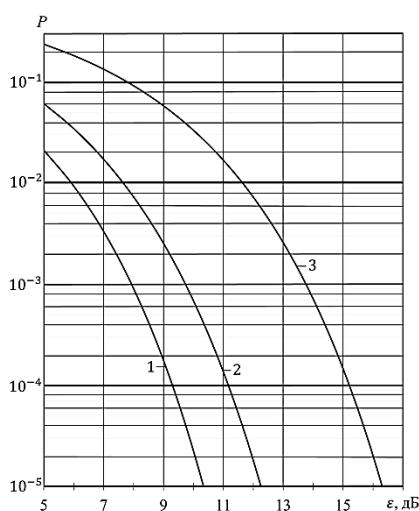


Рисунок 3. График зависимости символьной ошибки от битового отношения сигнал/шум:

1 - $M = 2$, 2 - $M = 4$, 3 - $M = 8$

По аналогии с [2] влияние гармонической помехи на вероятность ошибки оценивается введением в выражение (1) и (2) перед ε коэффициента $k = \frac{E_{(c+n)}}{E_c}$, где в данном случае имеем $E_{(c+n)} = \frac{T_s}{\omega} \int_0^\omega U_0^2(\xi) d\xi$,

$$U_0^2(\xi) = U_{c(c+n)}^2(\xi) + U_{s(c+n)}^2(\xi),$$

$$U_{c(c+n)}(\xi) = U \cos(\Delta\varphi_m - \omega) + V \cos\alpha(\xi) + V \cos\beta(\xi) + Vh \cos\omega_{\Pi},$$

$$U_{s(c+n)}(\xi) = U \sin(\Delta\varphi_m - \omega) + V \sin\alpha(\xi) + V \sin\beta(\xi) + Vh \sin\omega_{\Pi},$$

$$\alpha(\xi) = \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \cdot \xi - \omega_{\Pi} + \gamma - \varphi_m, \beta(\xi) = \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right) \cdot \xi - \omega + \gamma - \varphi_{m-1}, \omega_{\Pi} = \left(1 + \left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)\right) \cdot \omega,$$

$$\Delta\omega = \omega_{\Pi} - \omega_0, E_c = U^2 T_s, \omega = \omega_0 T_s, h = \frac{V}{U}.$$

При этом выражения (1)-(2) для расчета вероятности символьной ошибки некогерентного приема сигнала принимают вид соответственно

$$P_{(c+n)} = \frac{1}{2} \exp(-k\varepsilon), \tag{3}$$

$$P_{(c+n)} = 1 + Q(\sqrt{k\varepsilon b}, \sqrt{k\varepsilon a}) - Q(\sqrt{k\varepsilon a}, \sqrt{k\varepsilon b}). \tag{4}$$

Для выявления закономерностей с помощью выражений (3)-(4) выполнены расчеты вероятности ошибки приема при различных сочетаниях параметров полезного сигнала и помехи. На рисунке 4 представлены графики зависимости вероятности ошибки приема ОФМ-сигналов в отсутствие (кривые 1) и при воздействии (кривые 2-3) помехи с размером алфавита $M = \{2; 4; 8\}$ при $U=1, \omega = 20\pi, \Delta\omega = 0, \gamma = 3\pi/4, \varphi_{m-1} = 0, \varphi_m = 0$ и различных значениях приведенной амплитуды помехи h .

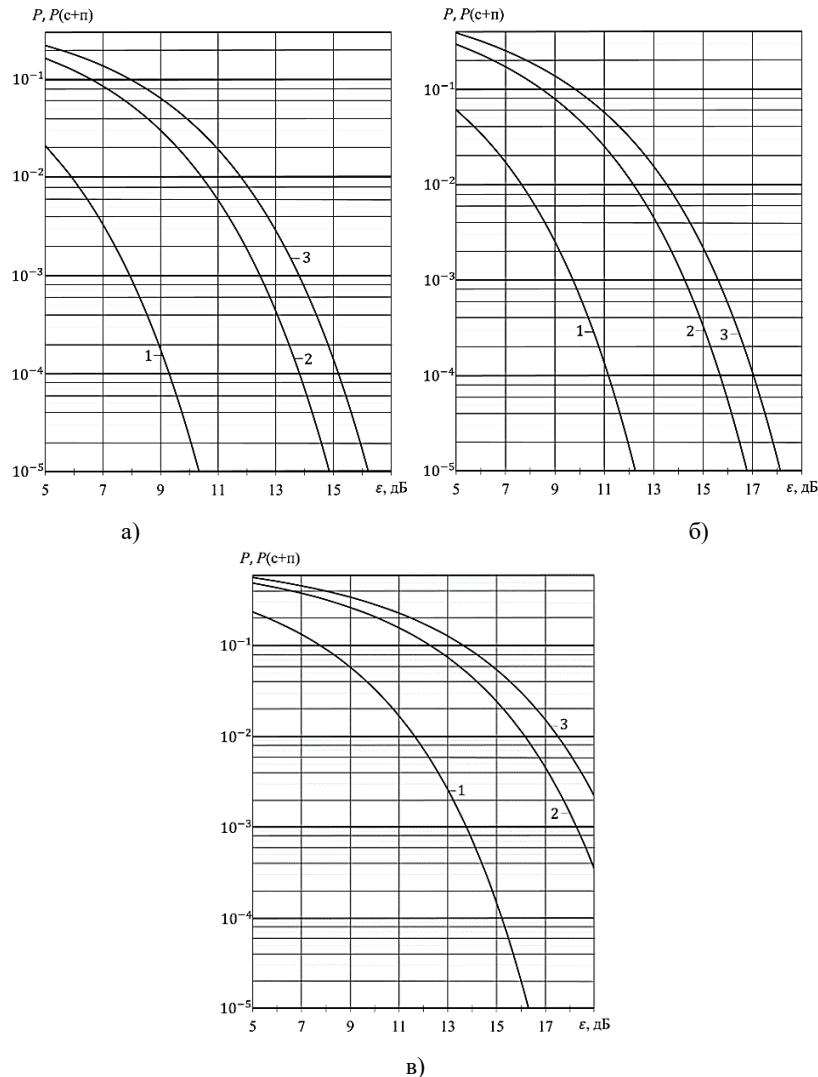


Рисунок 4. График зависимости символьной ошибки от битового отношения сигнал/шум с объемом алфавита $M = 2$ (а), $M = 4$ (б), $M = 8$ (в): 1 – $h=0$ (в отсутствие помехи); 2 – $h=0,4$; 3 – $h=0,8$.

Влияние скачка фазы φ_m полезного сигнала на ошибку приема ОФМ-сигналов с размером алфавита $M = 4$ в отсутствие (кривые 1) и при воздействии (кривые 2-6) помехи при $U = 1$, $\omega = 20\pi$, $\varphi_{m-1} = 0$, $\Delta\omega = 0$, $\gamma = 3\pi/4$, $h = 0,6$ показано на рисунке 5. В связи со значительной зависимостью ошибки приема от скачка фазы φ_m полезного сигнала выполнено усреднение ошибки по φ_m согласно выражению

$$\bar{P}_{(c+n)}(\varphi_m) = \frac{1}{M} \sum_{m=1}^M P_{(c+n)}(\varphi_m). \quad (5)$$

Результаты расчета усредненной вероятности ошибки представлены в виде кривой 6 на рисунке 5.

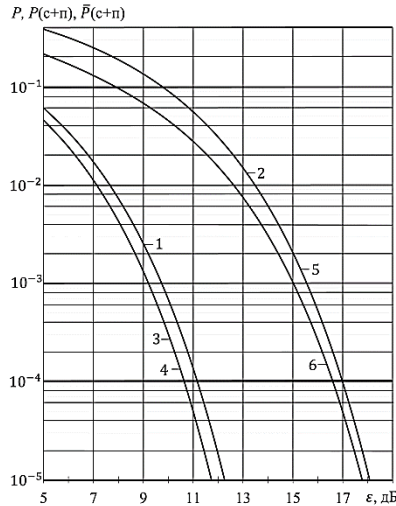


Рисунок 5. Графики зависимости символьной ошибки от битового отношения сигнал/шум при $M=4$: 1 – $h=0$ (в отсутствие помехи), 2 – $\varphi_m=0$, 3 – $\varphi_m=\pi/2$, 4 – $\varphi_m=\pi$, 5 – $\varphi_m=3\pi/2$, 6 – вероятность ошибки, усредненная по φ_m

На рисунке 6 представлены графики зависимости ошибки приема ОФМ-сигналов с размером алфавита $M = 4$ в отсутствие (кривые 1) и при воздействии (кривые 2-6) помехи при $U=1$, $\omega=20\pi$, $\varphi_{m-1} = 0$, $\varphi_m = 0$, $\Delta\omega = 0$, $h = 0,6$ и четырех значениях начальной фазы помехи γ . В связи со значительной зависимостью ошибки приема от начальной фазы помехи γ выполнено статистическое усреднение ошибки по γ в предположении, что начальная фаза с плотностью распределения вероятности $f(\gamma)$ равновероятна в диапазоне значений от $-\pi$ до π . При этом усредненная вероятность ошибки приема выражается следующим образом [6]

$$\bar{P}_{(c+n)}(\gamma) = \int_{-\pi}^{\pi} P_{(c+n)}(\gamma) f(\gamma) d\gamma = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{(c+n)}(\gamma) d\gamma.$$

Результаты расчета усредненной вероятности ошибки представлены в виде кривой 6 на рисунке 6.

Представляет практический интерес информация о вероятности ошибки приема, усредненной и по скачку фазы полезного сигнала φ_m , и по начальной фазе помехи γ , определяемая зависимостью

$$\bar{P}_{(c+n)}(\gamma, \varphi_m) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} P_{(c+n)}(\varphi_m) d\gamma,$$

где функция $P_{(c+n)}(\varphi_m)$ находится из (5). График этой функции, рассчитанной при $U=1$, $\omega = 20\pi$, $\varphi_{m-1} = 0$, $\Delta\omega = 0$, $h = 0,6$, изображен в виде кривой 7 на рисунке 6.

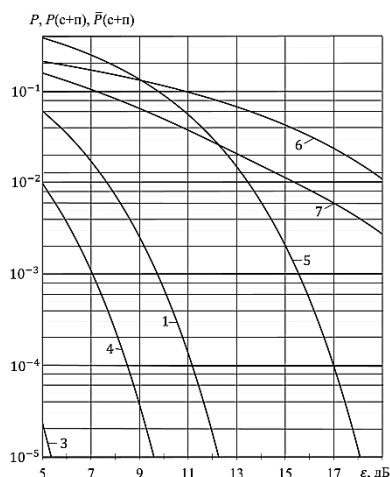


Рисунок 6. Графики зависимости символьной ошибки от битового отношения сигнал/шум при $M=4$: 1 – $h=0$ (в отсутствие помехи), 2 – $\gamma=0$, 3 – $\gamma=\pi/4$, 4 – $\gamma=\pi/2$, 5 – $\gamma=3\pi/4$, 6 – вероятность ошибки, усредненная по γ , 7 – вероятность ошибки, усредненная по γ и ϕ_m

На рисунке 7 показано, во сколько раз увеличивается усредненная и по ϕ_m , и по γ вероятность ошибки некогерентного приема при воздействии помехи по сравнению вероятностью ошибки, равной 10^{-3} (кривые 1), 10^{-4} (кривые 2) и 10^{-5} (кривые 3), в отсутствие помехи.

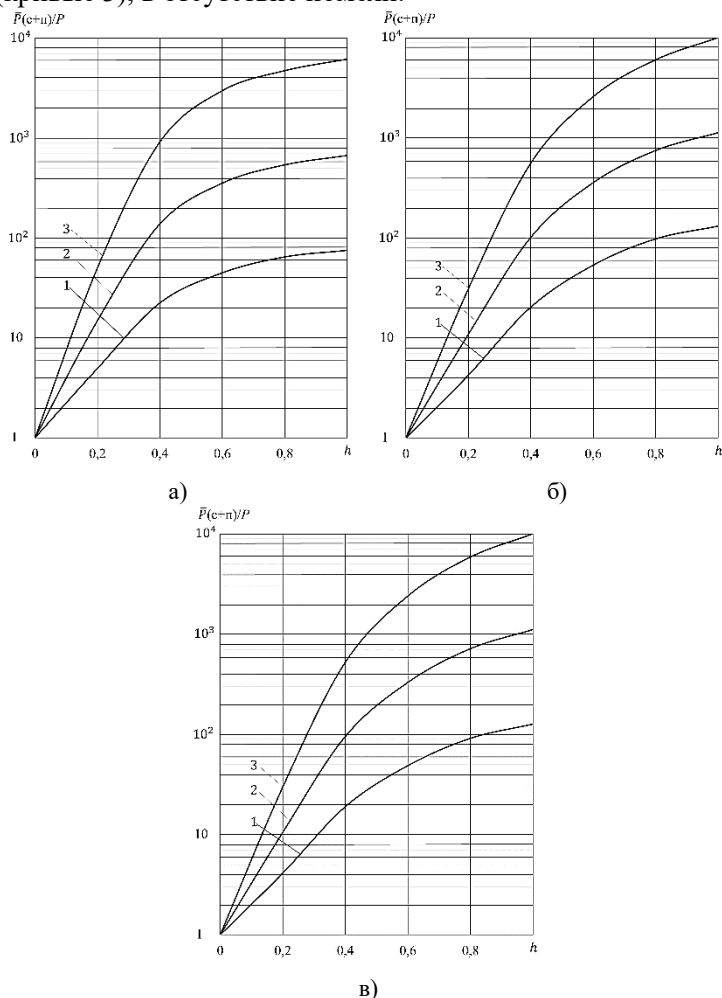


Рисунок 7. Влияние изменения амплитуды помехи на отношение вероятности ошибки приема сигналов при воздействии и отсутствии помехи с объемом алфавита $M=2$ (а), $M=4$ (б), $M=8$ (в):
1 – при $P=10^{-3}$, 2 – при $P=10^{-4}$, 3 – при $P=10^{-5}$

Определены энергетические потери как разность $\Delta\varepsilon = \varepsilon_{(c+n)} - \varepsilon$ отношений энергии бита к спектральной плотности мощности шума при воздействии и отсутствии помехи для постоянных вероятности ошибки P , объема алфавита M , скачков фазы полезного сигнала φ_{m-1} , φ_m и начальной фазы помехи γ . Установлено, что величина $\Delta\varepsilon$ для одинаковых объема алфавита и амплитуды помехи не зависит от величины ошибки P в отсутствие помехи. Конкретные значения $\Delta\varepsilon$ приведены в таблице 1. Здесь $U=1$, $\omega=20\pi$, $\varphi_{m-1}=0$, $\varphi_m = 0$, $\Delta\omega=0$, $\gamma=3\pi/4$.

Таблица 1

Зависимость энергетических потерь $\Delta\varepsilon$ от отношения h амплитуд помехи и полезного сигнала при некогерентной демодуляции ОФМ-сигналов

M	ε, дБ	h									
		0,2		0,4		0,6		0,8		1	
		ε _(c+n)	Δε	ε _(c+n)	Δε	ε _(c+n)	Δε	ε _(c+n)	Δε	ε _(c+n)	Δε
2	7,9	12,75	4,85	16,95	9,05	19,55	11,65	19,65	11,75	17,2	9,3
	9,31	14,16	4,85	18,36	9,05	20,96	11,65	21,06	11,75	18,61	9,3
	10,34	15,19	4,85	19,39	9,05	21,99	11,65	22,09	11,75	19,64	9,3
4	9,73	14,58	4,85	18,78	9,05	21,38	11,65	21,48	11,75	19,03	9,3
	11,16	16,01	4,85	20,21	9,05	22,81	11,65	22,91	11,75	20,46	9,3
	12,25	17,1	4,85	21,3	9,05	23,9	11,65	24	11,75	21,55	9,3
8	13,75	18,6	4,85	22,8	9,05	25,4	11,65	25,5	11,75	23,05	9,3
	15,21	20,06	4,85	24,26	9,05	26,86	11,65	26,96	11,75	24,51	9,3
	16,31	21,16	4,85	25,36	9,05	27,96	11,65	28,06	11,75	25,61	9,3

Расчеты показывают, что на вероятность ошибки некогерентного приема ОФМ-сигналов при воздействии гармонической помехи влияют: объем алфавита M , скачок фазы φ_m полезного сигнала, амплитуда и начальная фаза γ помехи. При этом влияние помехи на вероятность усредненной по начальной фазе помехи ошибки приема для различных объемов алфавита увеличивается с увеличением ее амплитуды.

Разность $\Delta\varepsilon$ отношений энергии бита к спектральной плотности мощности шума при воздействии и в отсутствие помехи не зависит от вероятности ошибки в отсутствие помехи и объема алфавита, а определяется уровнем помехи.

Результаты работы могут использоваться при проектировании систем радиосвязи.

Литература

1. Журавлев В. И., Трусевич Н.П. Методы модуляции-демодуляции радиосигналов в системах передачи цифровых сообщений. М.: Инсвязьиздат, 2009. 313 с.
2. Поелуев С.С., Брюханов Ю. А., Созаев А.С. Влияние гармонической помехи на вероятность ошибки когерентного приема сигналов с относительной фазовой манипуляцией // Радиоэлектрон. устройства и системы для инфокоммуникац. технологий (REDS-2022): докл. всерос. конф (с международ. участ.). – М., 2022. С. 200-2005.
3. Финк Л.М. Теория передачи дискретных сообщений. Изд. 2-е, переработанное и дополненное. М.: Советское радио, 1970. 728с.
4. Феоктистов Ю. А., Матасов В. В., Башурин Л. И., Селезнев В. И. Теория и методы оценки электромагнитной совместимости радиоэлектронных средств; под ред. Ю. А. Феоктистова. М.: Радио и связь, 1988. 215 с.
5. Брюханов Ю.А., Поелуев С.С., Созаев А.С. Влияние гармонической помехи на прием сигналов с фазовой манипуляцией // Успехи современной радиоэлектроники. 2022. Т. 76. № 5. С. 42-49.7.
6. Тихонов В.И., Харисов В.Н. Статистический анализ и синтез радиотехнических устройств и систем. Изд. 3-е М.: Горячая линия - Телеком, 2015. 608 с.

INFLUENCE OF HARMONIC INTERFERENCE ON THE PROBABILITY OF ERRORS OF INCOHERENT RECEPTION OF SIGNALS WITH DIFFERENTIAL PHASE SHIFT KEYING

Research Associate Poeluev S.S., PhD stud. Sozaev A.S., Prof. Dr. Sci. Bryukhanov Yu. A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The influence of harmonic noise on the error probability of incoherent reception of signals with relative phase shift keying is studied. A comparative analysis of the influence of interference on the reception of phase-shift keyed signals: 2-DPSK, 4-DPSK, 8-DPSK is performed. The scheme of the inertialess phase demodulator is used. Dependences of the reception error probability, averaged over the initial phase of the interference and over the phase step of the useful signal, and energy losses on the ratio of the interference amplitude to the signal amplitude when receiving radio signals. It is shown that the difference between the ratio of the bit energy to the power spectral density under the influence and in the absence of interference does not depend on the probability of erroneous reception and the volume of the alphabet, but is determined by the level of interference.



АДАПТИВНОЕ СОГЛАСОВАНИЕ РАДИОПЕРЕДАЮЩИХ УСТРОЙСТВ С ДИНАМИЧЕСКОЙ НАГРУЗКОЙ

проф., д.т.н. Самойлов А.Г., доц., к.т.н. Самойлов С.А.,
асп. Самойлов В.С.

Владимирский государственный университет им. А. Г. и Н. Г. Столетовых

В работе рассмотрена методика адаптивного согласования радиопередающих устройств с динамически меняющимися нагрузками. Разработаны три метода адаптивной настройки согласования радиопередающих устройств с динамически меняющейся нагрузкой. Разработанные устройства согласуют высокочастотные генераторы и радиопередатчики с меняющейся нагрузкой и защищают выходные каскады радиопередающих устройств от перегрузок. Проведены модельные и натурные испытания предложенных методов и устройств. Проведенные эксперименты доказали, что при передаче высокочастотной энергии в переменную нагрузку возможно уменьшить потери энергии на 10 дБ при изменении сопротивления нагрузки от 10 до 1000 Ом. При этом радиопередающее устройство всегда работает на фиксированную нагрузку и не перегружается.

Введение. Нагрузкой радиопередающих устройств (РПДУ) являются антенно-фидерные устройства (АФУ), которые часто работают в неблагоприятных условиях. Из-за старения и внешних разрушающих воздействий, таких как температурные колебания, ветровые нагрузки, гидрометеоры, обледенение или пылевые бури, входной импеданс АФУ изменяется, что приводит к появлению отраженных волн и часть энергии возвращается к радиопередающему устройству. Это снижает коэффициент полезного действия РПДУ, влияет на режим работы выходных каскадов, и они могут выйти из строя. Известные методы защиты, основанные на включение между РПДУ и АФУ ферритовых вентиляей, защищают радиопередающее устройство, но часть энергии РПДУ при этом теряется.

Несовпадение выходного импеданса РПДУ с входным импедансом АФУ устраняется применением цепей согласования (ЦС), которые для минимизации потерь реализуют на реактивных элементах, используя Г, П и Т образные схемы трансформаторов сопротивлений и их каскадные соединения [1]. При динамически меняющейся нагрузке, изменение импеданса АФУ приводит к ухудшению согласования и, как следствие, к амплитудным, фазовым и частотным искажениям сигнала в нагрузке, что негативно отражается на эффективности системы связи в целом. Проблема пока не решена, поэтому задача автоматического согласования РПДУ с динамически меняющейся нагрузкой требует своего решения, что и является целью настоящей статьи.

Критерии согласования. Для оценки качества согласования импеданса генератора с импедансом нагрузки в качестве критерия обычно используют коэффициент стоящей волны (КСВ), определяемый как отношение максимальной амплитуды поля в пучностях линии к минимальной амплитуде в узлах линии или через модуль коэффициента отражения [2]:

$$КСВ = \frac{U_{рпду} + U_{отр}}{U_{рпду} - U_{отр}} = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|},$$

где: $U_{рпду}$ - амплитуда подаваемой в АФУ волны, $U_{отр}$ - амплитуда отраженной от нагрузки волны, $|\Gamma|$ - модуль коэффициента отражения.

Комплексный коэффициент отражения характеризует разницу выходного импеданса РПДУ - $Z_{вых}$ и входного импеданса АФУ - $Z_{н}$

$$\Gamma = \frac{Z_{н} - Z_{вых}}{Z_{н} + Z_{вых}}$$

При отличной от нуля величине коэффициента отражения снижается коэффициент полезного действия РПДУ и системы связи в целом. Следует отметить также, что появляющийся при рассогласовании фазовый сдвиг отрицательно влияет на качество передачи информации системами связи с фазовыми видами модуляции.

Известна взаимосвязь отдаваемой РПДУ в нагрузку мощности ($P_{н}$) с мощностью, развиваемой передающим устройством $P_{н} \cdot (1 + КСВ)^2 = P_{рпду} \cdot 4 \cdot КСВ$ [2].

Из этого выражения видно, что для повышения эффективности системы связи за счет увеличения мощности в нагрузке следует уменьшать величину КСВ. В большинстве случаев приемлемым считается величина КСВ в интервале от 1 до 2 [4]. Однако при динамическом изменении параметров нагрузки, а также при смене режимов работы и возможных частотных перестройках РПДУ удерживать КСВ в этом интервале без регулировки цепей, согласующих импеданс РПДУ и АФУ, практически не удается.

Изложенное позволяет разработать алгоритм автоматической подстройки согласования РПДУ с АФУ, состоящий из поочередного решения следующих задач:

- выделение сигналов управления, адаптивных к изменениям импеданса АФУ.
- разработка управляемых цепей согласования (УЦС) импеданса.
- определение возможных методов адаптивной перестройки УЦС.

Управляемые цепи согласования. Сигналы управления, необходимые для перестройки согласующих РПДУ и АФУ цепей, можно получить, используя для этого двунаправленные ответвители, например, такие, как мост Ланге [3]. Мост Ланге позволяет ответвлять сильно уменьшенные по амплитуде копии сигналов - прямого $u_{пр}$ и отраженного от нагрузки $u_{отр}$.

Наиболее просто выполнить управляемую цепь согласования РПДУ и АФУ в виде Г-образного трансформирующего звена, как показано на рисунке 1. Такое звено позволяет управлять действительной и мнимой частями импеданса. В приведенной схеме величина индуктивности L_1 регулируется с помощью варикапа VD_2 , а величина емкости C_2 с помощью варикапа VD_1 . Такая цепь согласования позволяет управлением менять величину коэффициента трансформации сопротивлений до 100 раз [4,5].

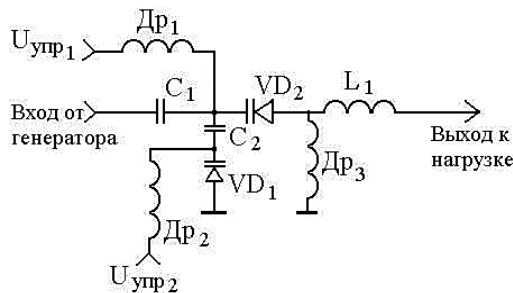


Рисунок 1. Управляемая цепь согласования

Анализ прямого $u_{рпду}$ и отраженного от нагрузки $u_{отр}$ сигналов позволяет выработать управляющие напряжения $U_{упр1}$ и $U_{упр2}$. При этом УЦС должна быть двухканальной или многоканальной для реализации степеней свободы при управлении подстройкой как действительной, так и мнимой составляющих нагрузки.

Адаптивное согласование. Схему адаптивной подстройки согласования выходного сопротивления РПДУ и импеданса антенны можно представить в виде рисунка 2.

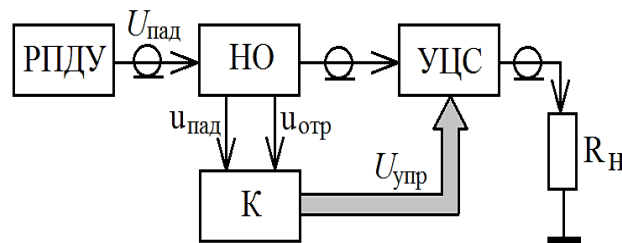


Рисунок 2. Схема адаптивной подстройки согласования (НО - двунаправленный ответвитель, К - контроллер, R_H - антенна)

Схема, показанная на рисунке 2, разработана и экспериментально исследована авторами [6]. Проведенный анализ показал, что наиболее выгодно двунаправленный ответвитель включать в выходной тракт РПДУ. При этом выходное сопротивление РПДУ будет фиксированным, а управление согласованием будет выполняться за счет изменения выходного импеданса УЦС. В таком случае РПДУ будет всегда работать на фиксированную нагрузку, независимо от изменения импеданса антенны. Это защитит выходные каскады РПДУ от возможных перегрузок, а в нагрузку будет отдаваться полная мощность РПДУ, даже при повреждении антенны.

Для процесса адаптивной подстройки согласования контроллер должен определить направление подстройки перестраиваемых элементов цепи согласования. Для этого можно использовать два способа:

- метод малых приращений перестраиваемых напряжений, когда анализируется результат каждого шага подстройки;
- анализ амплитудно-фазовых соотношений отраженного от нагрузки сигнала и определении на этой основе напряжений, управляющих УЦС.

При методе малых приращений алгоритм работы контроллера можно выбрать градиентным [7], в соответствии со следующим уравнением

$$\frac{dY_i}{dt} = -a_i \frac{du_{отр}[R\{Y_m\}, X\{Y_m\}]}{dY_i},$$

где Y_i - значение i -го перестраиваемого элемента, $\{Y_m\}$ - совокупность перестраиваемых элементов в УЦС, a_i - коэффициент скорости регулировки.

Критерием качества согласования является уровень отраженного от нагрузки (антенны) сигнала $u_{отр.}$, который зависит от импеданса нагрузки. Поэтому требуется непрерывно выполнять мониторинг изменения импеданса нагрузки. Непрерывное отслеживание величины импеданса дает возможность управлять коэффициентом трансформации УЦС.

В рассматриваемом случае коэффициент отражения сигнала от нагрузки можно представить в виде

$$\Gamma_p = \frac{P_{отр}}{P_{РПДУ}} = \left| \frac{Z_H - W}{Z_H + W} \right|^2 = \left(\frac{R_H^2 - W^2 + X_H^2}{(R_H - W)^2 + X_H^2} \right)^2 + \left(\frac{2WX_H}{(R_H - W)^2 + X_H^2} \right)^2,$$

где: W - волновое сопротивление кабеля на входе направленного ответвителя; R_H, X_H - действительное и мнимое сопротивления нагрузки.

Тогда обозначив коэффициент трансформации импеданса как $K = Z_H / W$, можно определить выражения для вычисления импеданса нагрузки как

$$R_H = W \operatorname{Re}\{K\} = W(P_{РПДУ} - P_{отр}) / (P_{РПДУ} + P_{отр} - 2\sqrt{P_{отр}P_{РПДУ}} \cos\varphi),$$

$$X_H = W \operatorname{Im}\{K\} = 2W\sqrt{P_{РПДУ}P_{отр}} \sin\Delta\varphi / (P_{РПДУ} + P_{отр} - 2\sqrt{P_{РПДУ}P_{отр}} \cos\Delta\varphi).$$

Методы адаптивного согласования. Для осуществления адаптации требуется найти перестраиваемый элемент, который будет реагировать на изменение величины отраженной от нагрузки мощности. Для этого предложено [8] несколько методов:

- метод последовательной подстройки УЦС, то есть одновременная регулировка по всем каналам с разнесением регулировки каждого канала по времени;
- метод параллельной подстройки УЦС с использованием ортогональных управляющих сигналов;
- метод непрерывной подстройки УЦС, который основан на анализе амплитудно-фазовых соотношений отраженного сигнала.

Схема, реализующая метод последовательной подстройки УЦС приведена на рисунке 3.

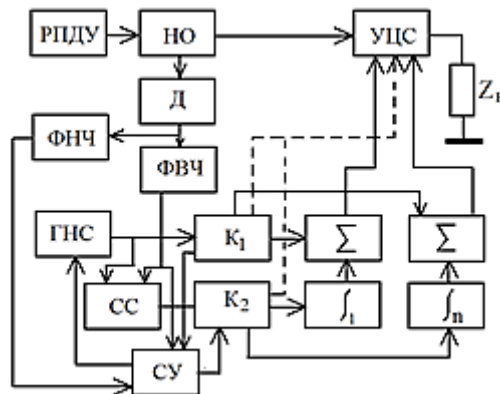


Рисунок 3. Схема последовательной адаптивной подстройки согласования

Сигнал с выхода генератора высокой частоты (ГВЧ) через направленный ответвитель (НО), фидер (W) и ЦС поступает в нагрузку. Номиналы перестраиваемых элементов (ПЭ) УЦС определяются напряжениями с соответствующих сумматоров (Σ), а информация о результатах подстройки выделяется амплитудным детектором (Д). Направление изменения номинала элемента УЦС определяется измерением величины $\Delta U_{отр} / \Delta Y_i$. В момент времени t_1 на выходе интегратора присутствует сигнал U_i , которому соответствует номинал ПЭ Y_{i1} , при этом отраженная мощность будет $\Delta P_{отр1}$. В момент времени t_2 к выходному сигналу i -ого интегратора добавляется приращение ΔU . Это вызывает изменение номинала i -ого перестраиваемого элемента с Y_{i1} до $Y_{i2} = Y_{i1} + \Delta Y_i$. В результате уровень $P_{отр}$ изменяется.

Если положительное приращение ΔY_i ведет к увеличению $\Delta P_{отр}$, то нужно уменьшать Y_i , а если их знаки противоположны, то Y_i необходимо увеличивать. Сравнения знаков можно реализовать сравнивая сигнал с

выхода амплитудного детектора с сигналом вспомогательного генератора низкочастотного сигнала (ГНС). Если они синфазны, то номинал ПЭ должен уменьшаться, если противофазны, то увеличиваться. Так происходит регулировка УЦС по i -ому ПЭ. При этом коммутаторы K_1 и K_2 подают сигналы ГНС (K_1) и i -ого интегратора (K_2) на i -ый ПЭ. Выходные сигналы интеграторов постоянны и остальные ПЭ сохраняют свои значения.

После ряда итераций схема управления (СУ) прекращает регулировку по элементу Y_i и переключается на следующий ПЭ. Если согласование достигается отдельной регулировкой перестраиваемых элементов, то после перебора всех элементов подстройку можно считать законченной. Если согласование не достигнуто, то потребуется попеременная подстройка всех ПЭ и процесс согласования повторяется неоднократно. Регулировка ПЭ заканчивается, когда сигнал с фильтра низких частот (ФНЧ), принимает минимальное значение $P_{отр}$.

Длительность перестройки ПЭ определяется частотой ГНС, его амплитудой и начальным значением ПЭ. Переход к другому ПЭ СУ принимает, когда исчерпана возможность подстройки по этому элементу, то есть, когда размах переменного сигнала с ФВЧ незначителен и значит по номиналу ПЭ Y_i , при остальных фиксированных значениях перестраиваемых элементов Y_j , достигнут локальный минимум. Чем больше амплитуда сигнала ГНС, тем быстрее достигается минимум, но его точность невелика. Точность увеличивается при малых амплитудах сигнала ГНС, но при этом уменьшается скорость регулировки ЦС.

Схема метода параллельной подстройки приведена на рисунке 4. При этом методе число блоков подстройки (БП) равно числу ПЭ и он более скоростной [8].

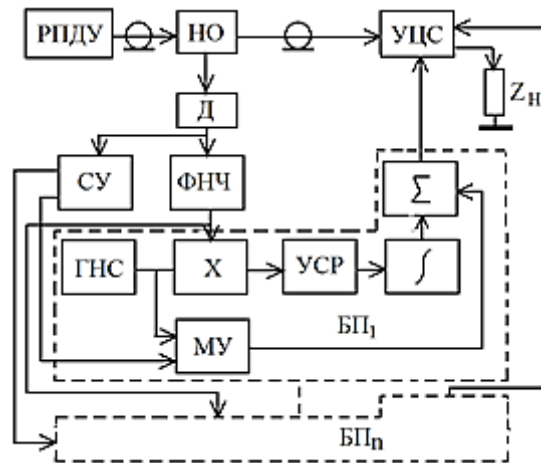


Рисунок 4. Схема метода параллельной адаптивной подстройки согласования

В разных БП ГНС вырабатывают разные сигналы. Коэффициент передачи масштабных усилителей (МУ) регулируется схемой управления (СУ). Перемножитель (X) и усреднитель (УСР) выступают в качестве схемы сравнения. Если фазы сигналов ГНС и с фильтра высоких частот (ФВЧ) совпадают, то на выходе усреднителя будет положительное напряжение, пропорциональное амплитуде i -го ГНС. Оно подается на инвертирующий вход интегратора снижая его выходное напряжение и значение Y_i ПЭ уменьшается. При этом УЦС стремится к согласованию. В случае, если сигналы ГНС и ФВЧ в противофазе, то на выходе усреднителя напряжение увеличивается.

Для обеспечения градиентной подстройки необходимо, чтобы измерение величин $\Delta U_{отр} \Delta Y_i$ происходило независимо одна от другой что определяется выбором ортогональных сигналов ГНС. Точность согласования зависит от амплитуды сигнала каждого ГНС, чем меньше его амплитуда, тем больше точность, но при этом снижается скорость согласования. Поэтому схема управления с помощью сигнала амплитудного детектора (Д) выделяет среднее значение отраженной мощности и устанавливает коэффициенты масштабных усилителей пропорционально ему.

Схема метода непрерывной подстройки согласования приведена на рисунке 5. Метод основан на анализе амплитудно-фазовых соотношений отраженного сигнала и критичен к виду используемой УЦС, но прост в реализации. Ответвленная часть проходящего и отраженного от нагрузки сигналов поступает в блок подстройки (БП). Сигналы перемножителей, проходя через фильтры, интегрируются и управляют перестраиваемыми элементами Y_1, \dots, Y_n .

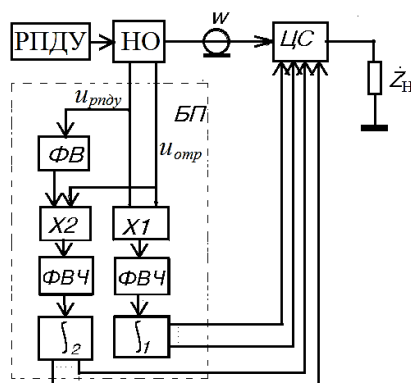


Рисунок 5. Схема метода непрерывной подстройки

Эксперименты. Модельные и натурные эксперименты проведены во Владимирском государственном университете им. А.Г. и Н.Г. Столетовых с РПДУ метрового диапазона мощностью 100 Вт, нагружаемого на различные сопротивления с номиналами в интервале от 10 до 1000 Ом. Экспериментальные исследования предложенных методов адаптивного согласования показали, что потери высокочастотной энергии при передаче её в динамически изменяющуюся нагрузку снижаются более чем на 10 дБ, при изменениях сопротивления нагрузки от 10 до 1000 Ом. Предложенные методы адаптивного согласования радиопередающих устройств, даже при резких скачках величины нагрузки на 20 дБ, защитили выходные каскады радиопередающего устройства от критических перегрузок.

Литература

1. Чижов, А.И. Методика расчета согласующих цепей сверхвысокочастотных усилителей / А.И. Чижов. – Радиотехника и электроника. – 2009, т. 54, №5. – С.584-591.
2. Ландау, Л.Д. Электродинамика сплошных сред / Л.Д. Ландау, Е.М. Лившиц. – М.: Физматлит. – 2005. – 656 с.
3. Самойлов, А.Г. Устройства генерирования и формирования сигналов: учеб. пособие / А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов: Владимир, Изд-во ВлГУ. – 2018. – 240 с. – ISBN 978-5-9984-0855-7.
4. Будурис, Ж. Цепи сверхвысоких частот / Ж. Будурис, П. Женестье. – М.: Сов. радио. – 1979. – 288 с.
5. Polushin, P.A. An Impedance Gage for Gas Discharge Lasers Excited by High-Frequency Signals / P.A. Polushin, A.G. Samoilov. – Pribory i Tekhnika Eksperimenta. – 1993. Т. 36. № 5. – С. 90-93.
6. Самойлов, А.Г. Концепция согласования радиопередающих устройств с нагрузками / А.Г. Самойлов, С.А. Самойлов. – Т-COMM: Телекоммуникации и транспорт. – 2013, № 9. – С.127-131.
7. Титов, А.А. Защита усилителей мощности систем радиосвязи ЧМ и ТВ-вещания от перегрузки по входу и от рассогласования по выходу / А.А. Титов, В.П. Ильющенко. – Радиотехника. – 2003, № 12. – С. 66-69.
8. Рябокоть А.В. Анализ систем защиты транзисторов усилителей мощности / А.В. Рябокоть, А.Г. Самойлов. – Проектирование и технология электронных средств. – 2009, №1. – С. 2-9.

ADAPTIVE MATCHING OF RADIO TRANSMITTING DEVICES WITH DYNAMIC LOAD

Prof., Dr. Samoilov A.G., Assoc., Phd Samoilov S.A.,
asp. Samoilov V.S.

Vladimir State University named after Alexander Grigoryevich and Nikolai Grigoryevich Stoletovs

The paper considers a technique for adaptive matching of radio transmitting devices with dynamically changing loads. Three methods for adaptive adjustment of the matching of radio transmitting devices with a dynamically changing load were proposed. The developed devices coordinate high-frequency generators and radio transmitters with a changing load and protect the output stages of radio transmitting devices from overloads. Model and full-scale tests of the proposed methods and devices were held. The experiments carried out proved that when transferring high-frequency energy to a variable load, it is possible to reduce energy losses by 10 dB when the load resistance changes from 10 to 1000 Ohm. In this case, the transmitting device always operates at a fixed load and is not overloaded.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ФИЛЬТРАЦИИ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛОВ

доц. Третьяков Г.Н., студ. Северинова Е.Н.

Российский технологический университет (МИРЭА)

Численными методами исследуется воздействие интенсивного внешнего шума на цифровую систему связи. Предложен метод восстановления дискретного сигнала на выходе демодулятора из аналогового зашумлённого сигнала. Показано, что дискретный сигнал эффективно восстанавливается при пропускании сигнала на выходе демодулятора через RC-фильтр.

Цифровая система связи отличается от аналоговой прежде всего высокой помехоустойчивостью при передаче информации по атмосферным линиям [1]. Однако приём сигналов на фоне внешних и достаточно интенсивных шумовых помех может быть серьезно нарушен. Поэтому проблема выделения цифрового сигнала на фоне внешней интенсивной шумовой помехи остаётся актуальной. Цель настоящей работы – проверка эффективности нелинейной фильтрации цифровых сигналов на фоне интенсивных шумовых помех.

Основными блоками цифровой системы связи являются избирательный усилитель, нелинейный преобразователь сигнала на промежуточную частоту и демодулятор [1]. Оценки показывают, что в случае квадратичной нелинейности преобразователя при смешивании сигнала с несущей частотой и гармонического колебания, на выходе демодулятора при определённых условиях наблюдается сигнал $u_{\text{вых}} = u_{\text{П}} + \xi(t)$, где $u_{\text{П}}$ - дискретный детерминированный сигнал с прямоугольными импульсами, а $\xi(t)$ - случайный процесс, описывающий шумовую помеху. Вид сигнала представлен на рис.1. Заданный цифровой сигнал разбит на области, соответствующие дискретным значениям единица или ноль и добавлен случайный процесс.

Рассмотрим два подхода к выделению цифрового сигнала на фоне помехи. Первый – это случай, когда выходной сигнал не фильтруется. Критерий выделения цифрового сигнала здесь основан на определении значения $u_{\text{вых}}(t)$ на правой границе области заданного дискретного сигнала. Если через u_0 обозначить амплитуду информационного импульса, то при $u_{\text{вых}} > u_0 / 2$ дискретный сигнал в этой области принимает «единичное» значение. В противном случае значение дискретного сигнала равно нулю.

Во втором и третьем случаях $u_{\text{вых}}(t)$ пропускается соответственно через нелинейный или линейный фильтры. В качестве нелинейного фильтра рассматривался нелинейный активный фильтр первого порядка на туннельных диодах, используемый ранее при исследовании эффектов стохастического резонанса [2,3] и стохастической фильтрации сигналов [4-6], и обеспечивающий при выполнении ряда условий рост отношения сигнал/шум на выходе относительно входа. Для напряжения u на ёмкости ток через нелинейный элемент описывается выражением:

$$i_H = -Au + Bu^3,$$

где A и B - параметры его нелинейной характеристики. Напряжение u в случае этого фильтра подчиняется уравнению

$$RC \frac{du}{dt} + (1 - AR)u + BRu^3 = u_{\text{П}} + \xi(t). \quad (1)$$

Активное сопротивление выбиралось так, чтобы $AR = 1$ и в токе i_H осталась только кубическая нелинейность.

В качестве линейного фильтра обсуждался обычный низкочастотный RC - фильтр. При этом напряжение u на его ёмкости удовлетворяет уравнению:

$$RC \frac{du}{dt} + u = u_{\text{П}} + \xi(t). \quad (2)$$

Решения уравнений (1) и (2) находились численными методами с предварительным приведением их в безразмерную форму. Для этого вводились следующие масштабы по времени и напряжению: $t_M = RC$, $u_M = (BR)^{-1/2}$. Безразмерные переменные t/t_M и u/u_M далее для удобства обозначились также через t и u . В результате уравнения (1) и (2) принимают вид

$$\frac{du}{dt} + u^3 = \frac{u_{\text{вых}}}{u_M} = u_{\Pi} + \xi(t), \quad (3)$$

$$\frac{du}{dt} + u = \frac{u_{\text{вых}}}{u_M} = u_{\Pi} + \xi(t), \quad (4)$$

где u_{Π} и $\xi(t)$ - безразмерные составляющие на выходе демодулятора (входе фильтра), $u_0 = u_M$.

Напряжение на входе фильтра содержит случайную составляющую $\xi(t)$ со временем корреляции на один-два порядка меньшим характерного времени задачи $RC = t_M$, чтобы шум считать практически белым. В настоящей работе шаг по времени был выбран шаг $\Delta t = 0.05$. На каждом шаге решения по времени включался датчик случайных чисел, распределённых по нормальному закону со среднеквадратичным отклонением от нулевого среднего значения σ . Длительность $T = \Delta t N$ случайного процесса выбиралась очень большой и задавалась числом точек отсчета по оси времени $N = 32768$.

На входе фильтра, наряду с $\xi(t)$, присутствует дискретный сигнал u_{Π} с областями, в которых безразмерная амплитуда импульсов принимала значения единица или ноль. Ширина каждой области задавалась числом $ks \gg 1$ точек по оси времени. Это число определяет длительность импульса или размер области при его отсутствии. Общее число областей, определяющих размерность цифрового сигнала, есть отношение N / ks . Отметим, что цифровой сигнал был фиксированным, а число соответствующих единице импульсов задавалось случайным образом.

Из численных решений уравнений (3) и (4) находились результаты процессов на выходе фильтров, являющимися по сути аналоговыми. Для перехода от аналогового сигнала к дискретному использовался тот же самый критерий, который применялся для не фильтрованных сигналов. А именно, если на правой границе области дискретизации $u > 1/2$, то эта область соответствует единичному значению дискретного сигнала. При выполнении обратного неравенства область соответствует нулевому дискретному значению.

Восстановленный дискретный сигнал может отличаться от исходного u_{Π} из-за наличия ошибок, вызванных интенсивной помехой. Отношение числа ошибок к общему числу областей N / ks устанавливает вероятность ошибки восстановления. В работе через PI обозначена вероятность ошибки, если зашумлённый сигнал на выходе демодулятора не фильтруется, а через PO – вероятность ошибки после фильтрации. Эти величины представляют наибольший интерес при численном моделировании. Конечные результаты для PI и PO усреднялись по 10 реализациям шума и представлены на рисунках 1-3 для нескольких значений параметра длительности импульса ks .

На рисунке 1 изображены графики натуральных логарифмов вероятностей PI и PO (соответственно для нелинейного и линейного фильтров) в функции от величины σ помехи для сравнительно больших значений длительности импульса с $ks=128$. Из рисунка 1 следует, что дискретный сигнал эффективнее восстанавливается при фильтрации линейным RC-фильтром (сплошная кривая). Ошибки здесь появляются при весьма высоком уровне помех: $\sigma > 1$. Нелинейный фильтр, в тех же условиях, имеет более длительную стадию переходного процесса по сравнению с линейным, и поэтому критерий восстановления дискретного сигнала по значению аналогового сигнала на правой границе его области часто нарушается. Как следует из приведённой на рисунке 1 пунктирной кривой, восстановить сигнал таким фильтром без ошибок можно лишь при условии $\sigma \leq 0.25$. Сигнал, не прошедший фильтрацию восстанавливается хуже рассмотренных (см. кривую, обозначенную звездочками).

Аналогичные кривые представлены на рисунках 2 и 3 для меньших длительностей импульса: соответственно с параметрами $ks=64$ и $ks=32$. Обозначения кривых те же самые, что и на рисунке 1. Из них следует, что с уменьшением ks условия фильтрации сигналов ухудшаются. При $ks=32$ нелинейный фильтр в рассматриваемых ситуациях практически не выделяет дискретный сигнал.

Таким образом, проведённое исследование показало, что с помехой на выходе демодулятора можно эффективно бороться, если дискретный сигнал с его выхода восстанавливать с помощью линейного низкочастотного RC-фильтра. При длительности единичного импульса с $k_s=128$ сигнал практически полностью восстанавливается, даже при таких интенсивных помехах, которые соответствуют среднеквадратическому отклонению от среднего значения $\sigma \leq 0.8$.

$\ln(P_I, P_O)$

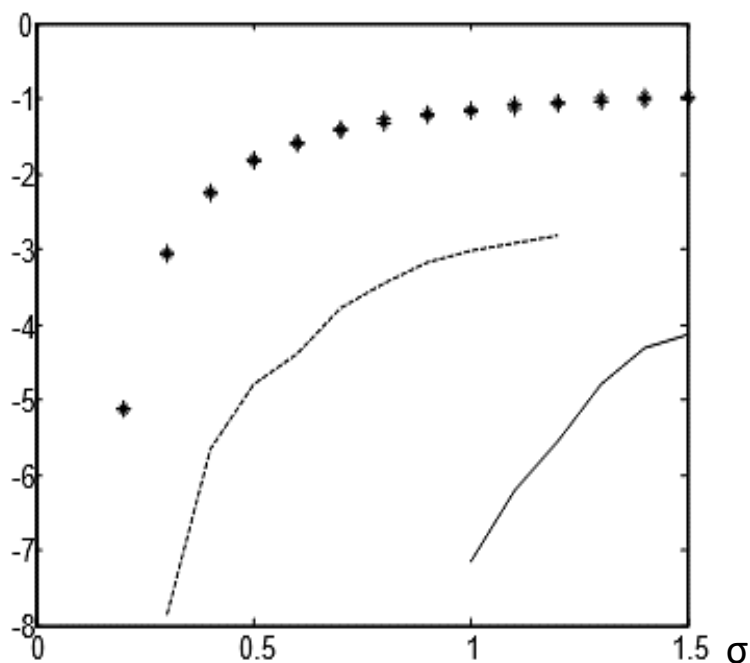


Рисунок 1 - Зависимости натуральных логарифмов вероятностей ошибок P_I и P_O в функции от σ для $k_s = 128$. Звездочками обозначена зависимость P_I , кривая 2 соответствует нелинейному фильтру, кривая 3 – RC-фильтру.

$\ln(P_I, P_O)$

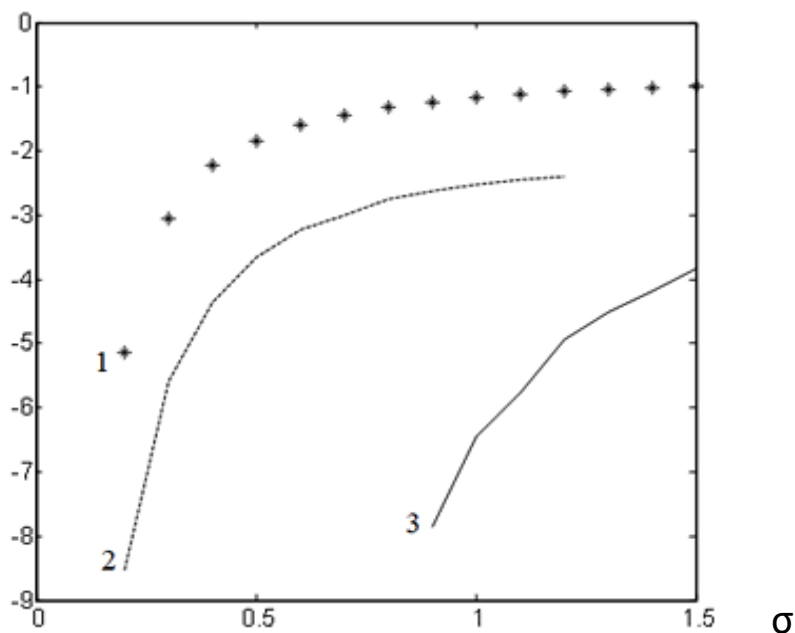


Рисунок 2 - Зависимости натуральных логарифмов вероятностей ошибок P_I и P_O в функции от σ для $k_s = 64$.

$\ln(P_I, P_O)$

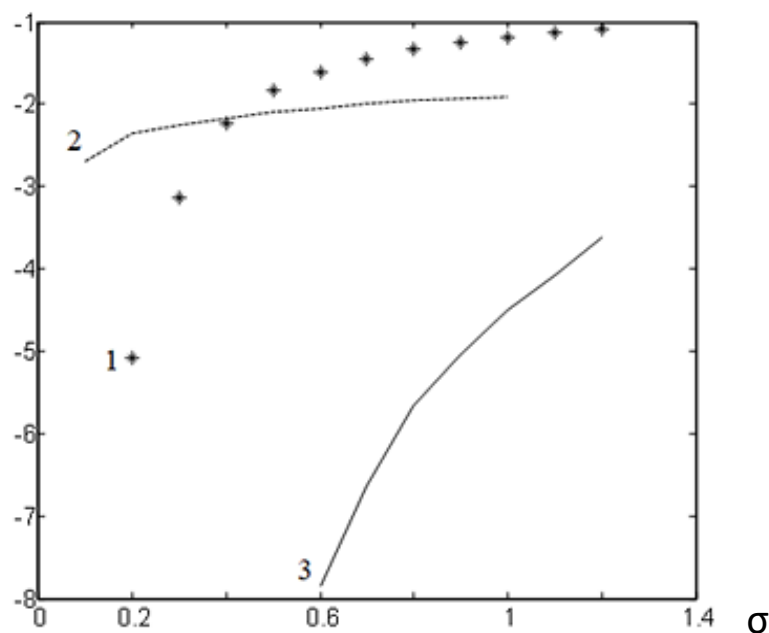


Рисунок 3 - Зависимости натуральных логарифмов вероятностей ошибок P_I и P_O в функции от σ для $k_s = 32$.

Литература

1. Общая теория связи: учебник для бакалавриата и магистратуры / В.И. Нефедов, А.С. Сигов; под редакцией В.И. Нефедова : Юрайт, 2019. – 495 с.
2. Gammaitoni L., Hanggi P., Jung P., Marchesoni F. Stochastic resonance // Rev. of Mod. Phys. 1998. V.70. №1. P. 223-287.
3. Анищенко В.С., Нейман А.Б., Мосс Ф., Шиманский-Гайер Л. Стохастический резонанс как индуцированный шумом эффект увеличения степени порядка // УФН. 1999. Т.169. №1. С.7-38.
4. Домбровский А.Н., Решетняк С.А. О стохастической фильтрации сигналов в нелинейных электрических системах // Радиотехника и электроника. 2009. Т.54. №11. С.1369-1371.
5. Абоелазм М.А., Мельчаков В.Н., Решетняк С.А., Третьяков Г.Н. Исследование цифровой модели нелинейного активного фильтра первого порядка // Цифровая обработка сигналов. 2014. №4. С. 62-64.
6. Решетняк С.А., Третьяков Г.Н. Теоретическое исследование эффекта стохастической фильтрации // Радиотехника и электроника. 2013. Т.58. №4. С.360-366.

COMPARATIVE ANALYSIS OF DIGITAL SIGNAL FILTERING

ass. prof. Tretyakov G.N., stud. Severinova E.N.

Numerical methods are used to study filtering efficiency of a discrete signal against the background of intense noise interference in a digital communication system. A method for recovering this signal from the demodulator output is proposed. It is shown that the discrete signal is effectively restored using a linear RC filter.



НЕЛИНЕЙНЫЕ ИСКАЖЕНИЯ ГАРМОНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ В ВЫХОДНОМ РЕЗОНАНСНОМ УСИЛИТЕЛЕ С КОМПЕНСАТОРОМ

асп. Шкляр А. Ф., д.т.н., проф. Брюханов Ю. А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Рассматриваются нелинейные искажения гармонического сигнала при прохождении через мощный нелинейный резонансный усилитель с компенсатором искажений. Характеристика нелинейного элемента (НЭ) задана при помощи аппроксимирующей функции вида гиперболический тангенс. Рассмотрены режимы работы НЭ без отсечки и с отсечкой тока. Искажения сигнала оцениваются с помощью коэффициента нелинейных искажений $K_{ни}$. Приведены рассчитанные зависимости $K_{ни}$ от амплитуды входного сигнала, угла отсечки для различных параметров компенсатора.

Ключевые слова: нелинейный усилитель, искажения, коэффициент нелинейных искажений, угол отсечки, компенсатор.

Введение.

Основным звеном передающего тракта радиостанции, влияющим на искажение сигнала, является оконечный мощный усилитель. Для обеспечения высокого коэффициента полезного действия этот каскад работает в нелинейном режиме, обуславливающим искажения выходного сигнала. Нелинейные искажения сигналов в выходных мощных усилителях, исследованы в работах [1-7]. Работа безынерционного нелинейного усилителя с компенсацией искажений представлена в [4]. Для улучшения качества приема сигнала, нелинейные искажения, создаваемые усилителем, должны быть минимальны.

Ц е л ь р а б о т ы – исследование нелинейных искажений гармонических сигналов в выходном резонансном усилителе с компенсатором.

Упрощенная структурная схема усилителя с компенсатором искажений приведена на рисунке 1.

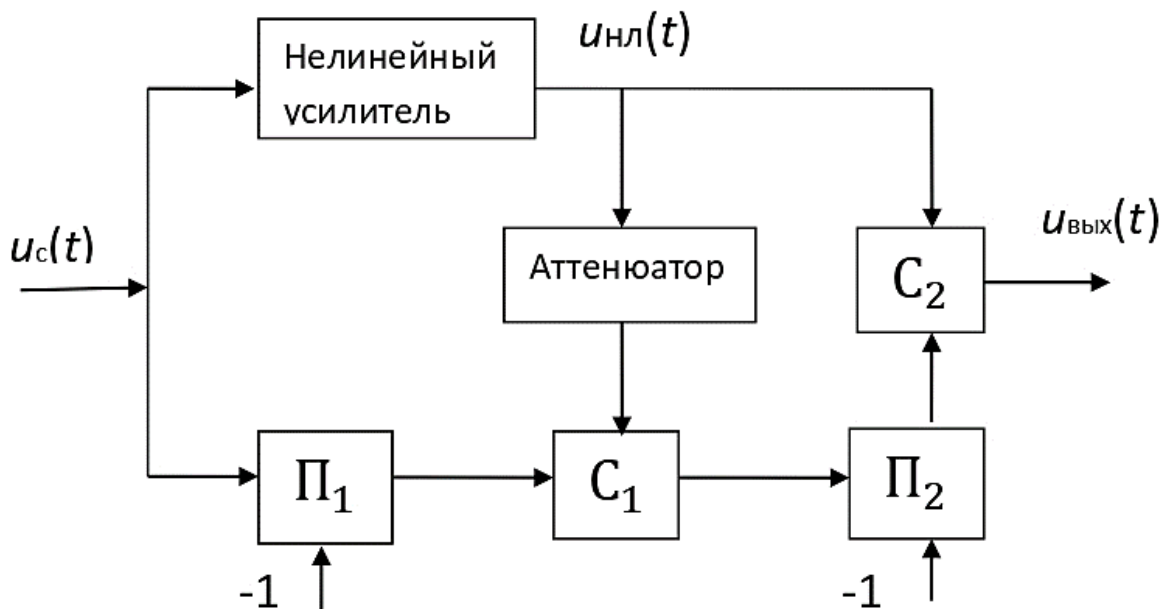


Рисунок 1. Структурная схема усилителя с компенсатором искажений
 П – перемножитель, С – сумматор

Сигнал на входе усилителя выражается функцией

$$u_c(t) = U \cos(\omega t + \varphi).$$

В отсутствие отсечки нормированная на крутизну электронного прибора вольт-амперная характеристика транзистора выражается функцией [8]

$$i_k = f(u) = th(u), \quad (1)$$

где напряжение на входе транзистора равно $u = u_c + U_0$, U_0 - напряжение смещения.

В режиме с отсечкой имеем

$$i_k = f(u) = \begin{cases} th(u) & \text{при } u \in [0; 1], \\ 0 & \text{при } u \in [-1; 0). \end{cases} \quad (2)$$

Для оценки величины искажений гармонического сигнала используем коэффициент нелинейных искажений [9]:

$$K_{\text{НИ}} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^N |\dot{C}_k|^2}}{|\dot{C}_1|} \times 100\%,$$

где N – исходный параметр, $|C_k|$ – амплитуды спектральных составляющих выходного напряжения усилителя $u_{\text{вых}}(t)$

$$\dot{C}_k = \dot{I}_k \dot{Z}_k,$$

$$\dot{I}_k = \frac{1}{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} i_k(\xi) \exp(-jk\xi) d\xi,$$

полное сопротивление резонансного контура

$$\dot{Z}_k = 4 \left| \frac{1 + jkQ}{(1 + 2jkQ)^2 + 4Q^2 - 1} \right|,$$

где Q -добротность контура, исходный параметр ($Q=5, 10$),

$$\xi = (\omega t + \varphi).$$

Режим без отсечки

При этом величина напряжения смещения составляет $U_0 = 0,5$. В отсутствие компенсации искажений имеем $u_{\text{вых}} = u_{\text{нл}}$. Для выявления закономерностей, используя выражение (1), выполнены расчеты $K_{\text{НИ}}$ при $N = 10$ для ряда значений амплитуды входного сигнала U в отсутствие и при наличии компенсации искажений. Результаты расчета коэффициента нелинейных искажений резонансного усилителя с добротностями колебательного контура $Q=5$ и $Q=10$ без компенсации представлены на рисунке 2. Расчеты показывают, что в отсутствие компенсации (кривые 1) при амплитуде входного сигнала $U=0,5$ имеем $K_{\text{НИ}} = 1,38\%$ при $Q=5$ и $K_{\text{НИ}} = 0,7\%$ при $Q=10$.

При наличии компенсации искажений выходное напряжение резонансного усилителя равно $u_{\text{вых}} = u_{\text{нл}}(1-K) + u_c$, $K > 0$. Результаты расчета коэффициента нелинейных искажений $K_{\text{НИ}}$ резонансного усилителя с представлены в виде кривых 2 – 6.

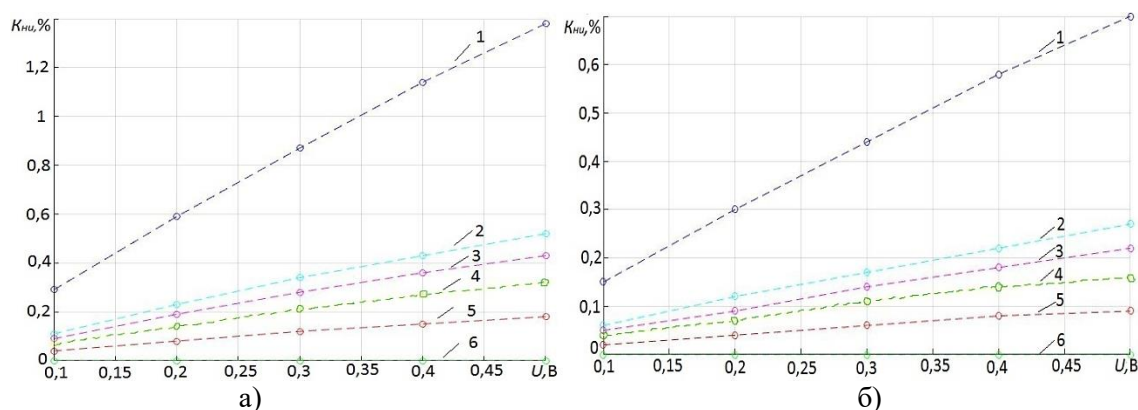


Рисунок 2. Графики зависимости коэффициента нелинейных искажений от амплитуды сигнала без компенсации и с компенсацией в режиме без отсечки, добротность контура $Q=5$ (а) и $Q=10$ (б): 1–без компенсации искажений; 2– $K=0,2$; 3– $K=0,4$; 4– $K=0,6$; 5– $K=0,8$; 6– $K=1,0$

Расчеты показывают, что при коэффициенте $K=1$ выходной сигнал практически не имеет искажений.

Режим с отсечкой

Режим с отсечкой используется, например, в двухтактном усилителе мощности. При этом напряжение смещения выбирается из условия $U_0 + U = 1$. Следовательно,

$$U_0 = \frac{\cos \theta}{1 - \cos \theta},$$

где θ – угол отсечки.

Для выявления закономерностей, используя выражение (2), выполнены расчеты $K_{ни}$ при $N = 10$ для ряда значений амплитуды входного сигнала U и угла отсечки θ в отсутствие и при наличии компенсации искажений.

На рисунке 3 представлены результаты расчета коэффициента нелинейных искажений резонансного усилителя с добротностями колебательного контура $Q=5$ и $Q=10$ без компенсации (график 1) и с компенсацией (графики 2 - 6) искажений.

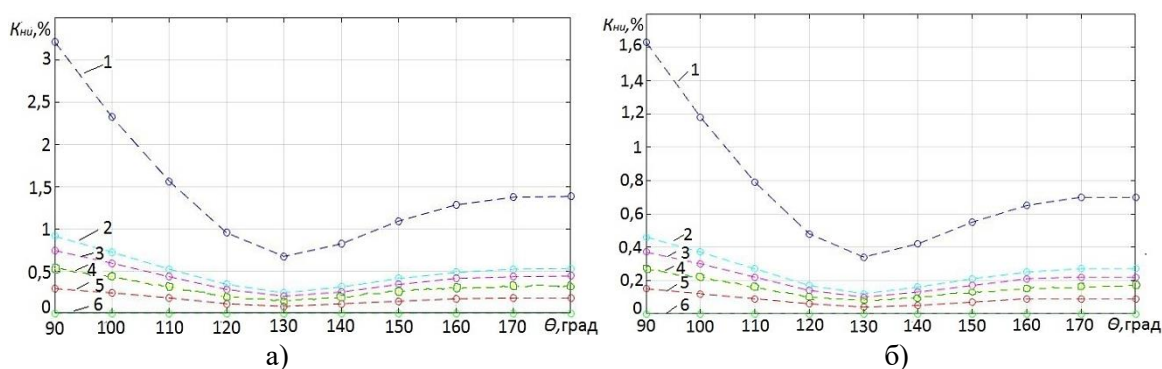


Рисунок 3. Графики зависимости коэффициента нелинейных искажений от угла отсечки без компенсации и с компенсацией в режиме с отсечкой, добротность контура $Q=5$ (а) и $Q=10$ (б): 1–без компенсации искажений; 2– $K=0,2$; 3– $K=0,4$; 4– $K=0,6$; 5– $K=0,8$; 6– $K=1,0$

Таким образом, и в усилителе с отсечкой при соответствующем выборе коэффициента компенсации достигается получение выходного сигнала без нелинейных искажений.

Результаты работы могут использоваться при проектировании передающих трактов радиотехнических систем передачи информации.

Литература

1. Мамонкин, И.Г. Усилительные устройства /И.Г. Мамонкин. – М.:Связь, 1966.– 400 с.
2. Liang, C. Nonlinear Amplifier Effects in Communications Systems / C. Liang, J. Jong, W.E. Stark, J.R. East // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. – August 1999. – V. 47. – No. 8. – P. 1461-1466.
3. Jantunen, P. Measurements and Modelling of Nonlinear Power Amplifiers/ P. Jantunen, G. Gamez, T. Laakso// Proceedings of the 6th Nordic Signal Processing Symposium-NORSIG 2004. – Espoo, Finland, June 2004. – P. 328-331.
4. Шкляр А.Ф. Нелинейные искажения гармонических сигналов в выходном усилителе с компенсатором / А.Ф. Шкляр, Ю.А. Брюханов// Радиосвязь (REDS-2022): докл. 77-й всерос. конф. – М., 2022. Т. 1 С. 216-219.
5. Lin, F-L. Effects of RF-circuit Nonlinear Distortion on Digitally Modulated Signals in Wireless Communication / F-L. Lin, S-F. Chen, H-R. Chuang // Microwave Journal. – September 2000. – V. 43. – No. 9. – P. 126-138.
6. Смирнов, А.В. Исследование эффекта АМ-РМ искажений при высокоэффективном усилении мощности / А.В. Смирнов // Электросвязь. – 2016. – № 4. – С. 61-64.
7. Aschbacher, E. Modelling and Identification of a Nonlinear Power-Amplifier with Memory for Nonlinear Digital Adaptive Pre-Distortion/ E. Aschbacher, M. Rupp // 4th IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications - SPAWC 2003. – Rome, Italy, August 2004. – P. 658-662.
8. Kharchenko, V. Influence of Nonlinearity on Aviation Satellite Communication Channel Parameters / V. Kharchenko, A. Grekhov, I. Ali // Proceedings of the National Aviation University. – 2015. – No. 4(65). – P. 12–21.
9. Баскаков, С.И. Радиотехнические цепи и сигналы /С.И. Баскаков. – М.: ЛЕНАНД, 2016.

**NONLINEAR DISTORTION OF HARMONIC SIGNALS IN THE OUTPUT
RESONANT AMPLIFIER WITH A COMPENSATOR**

PHD stud. Shklyar A.F., Prof., Dr. Sc. Bryukhanov Yu. A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

Nonlinear distortions of a harmonic signal passing through a powerful nonlinear resonant amplifier with a distortion compensator are considered. The characteristic of a nonlinear element (NE) is specified using an approximating function of the hyperbolic tangent type. The operating modes of NE without cutoff and with current cutoff are considered. Signal distortions are estimated using the THD distortion factor. The calculated dependences of THD on the amplitude of the input signal, the cutoff angle for various parameters of the compensator are presented.

Keywords: non-linear amplifier, distortion, non-linear distortion factor, cutoff angle, compensator.

E-mail: 911091@mail.ru.

E-mail: bruhanov@uniyar.ac.ru.

Адрес: 150000, г. Ярославль, ул. Советская, 14.



СЕКЦИЯ № 6. ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ, В Т.Ч. КОДИРОВАНИЕ, И ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ.

АНАЛИЗ И ПОСТРОЕНИЕ ТЕОРЕТИКО-ИГРОВЫХ МОДЕЛЕЙ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ УГРОЗАМ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ

доц., к.т.н., Ерохин С.Д.¹, доц., к.т.н., Пилюгин П.Л.²,
доц., к.т.н., Борисенко Б.Б.¹, н.с. Фадеев А.С.¹

¹Московский технический университет связи и информатики

²Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»

В работе с учетом проблем обеспечения информационной безопасности предложен подход на основе теории игр для моделирования ситуаций конфликта между защитниками и злоумышленниками. Также рассмотрены примеры применения теоретико-игровых моделей в системах обнаружения вторжений.

Основная цель статьи – разработать новую теоретико-игровую модель, которая учитывает особенности защищаемой системы и позволяет эффективно противодействовать угрозам информационной безопасности. Для этого в статье представлен анализ существующих теоретико-игровых моделей, их преимущества и недостатки, описаны основные особенности их применения в задачах информационной безопасности, определены основные требования к новой модели. Далее описан процесс разработки новой теоретико-игровой модели и ее применение в системах обнаружения вторжений. В заключении статьи делается вывод о том, что новая теоретико-игровая модель может быть эффективным инструментом для обеспечения информационной безопасности защищаемой системы.

Ключевые слова: Системы обнаружения вторжений (СОВ, IDS), теоретико-игровые модели, информационная безопасность (ИБ).

Обзор теоретико-игровых моделей

В настоящее время информационная безопасность является одним из наиболее актуальных и важных вопросов для многих организаций и государств. Существует множество угроз и рисков, связанных с хранением, передачей и обработкой информации, которые могут привести к серьезным последствиям для бизнеса, государства или даже для общества в целом.

Предлагается использовать теорию игр для моделирования противоборства между злоумышленниками и системами защиты информации. В этом случае злоумышленники будут представлять одну сторону конфликта, а системы защиты – другую сторону. Используя теоретико-игровые модели, можно анализировать различные стратегии защиты и проведения атак, определять наиболее эффективные стратегии и принимать решения о распределении ресурсов. Кроме того, теоретико-игровые модели могут быть использованы для анализа поведения пользователей и определения вероятности возникновения внутренних угроз безопасности. Это позволит организациям разрабатывать более эффективные стратегии обучения и мотивации сотрудников, а также улучшать системы контроля доступа и мониторинга.

Теоретико-игровые модели используются для анализа и снижения угроз безопасности. В частности, они используются для разработки систем обнаружения вторжений (СОВ, IDS). СОВ предназначены для обнаружения и предотвращения несанкционированного доступа к информационным системам, включая сети, базы данных и приложения. Теоретико-игровые модели представляют собой эффективную основу для проектирования СОВ, поскольку она позволяет моделировать сложные взаимодействия между злоумышленниками и защищаемыми. В этом контексте игровые модели могут помочь понять, как злоумышленники и защитники поведут себя, какие стратегии они могут использовать, и какие последствия могут возникнуть при различных сценариях.

Одной из популярных теоретико-игровых моделей безопасности является байесовская игра (Bayesian game) [1], представляющая собой стратегическую игру, в которой участники имеют неполную информацию о параметрах игры, включая выигрыши и стратегии, используемые другими игроками. В этой модели игроки обновляют свои знания на основе наблюдаемых действий других игроков, что может повлиять на их оптимальные стратегии. Байесовские игры использовались для моделирования кибератак и защиты, где

действия злоумышленника скрыты, а защитник должен делать выводы о стратегии злоумышленника на основе наблюдаемого поведения.

Другой игровой моделью, которая применяется в информационной безопасности, является игра Штакельберга (Stackelberg game) [2]. В этой игре один игрок (лидер) делает ход первым, а другой игрок (последователь/ведомый) отвечает на этот ход. Ход лидера обычно делается с полной информацией об игре, в то время как ход последователя – при неполной. Эта модель использовалась для изучения взаимодействия между злоумышленниками и защитниками в сети, где защитник делает первый ход, обеспечивая меры безопасности, а злоумышленник отвечает, выбирая стратегию атаки.

Игра "Дилемма заключенного" (Prisoner's Dilemma) [3] – модель, которая применяется для изучения информационной безопасности. В этой игре два игрока могут либо сотрудничать, либо не сотрудничать, и выигрыш зависит от совместных действий обоих игроков. Эта модель использовалась для анализа поведения злоумышленников и защитников в сети, где злоумышленник может решить атаковать или нет, а защитник может решить вкладываться в безопасность или нет.

Игра в сигналы (signaling game) [4,5] – еще одна теоретико-игровая модель, которая может быть использована для СОВ. В этой модели защитник может послать сигнал злоумышленнику, чтобы передать информацию о своей позиции безопасности. Затем злоумышленник может решить, стоит ли продолжать атаку, основываясь на сигнале. Сигнальная игра полезна для СОВ, поскольку она позволяет защитнику сдерживать атаки, сигнализируя, что его позиция безопасности сильна.

В стохастической игре [6] действия игроков и их вознаграждения зависят от случайных факторов, таких как вероятность успешной атаки или частота нарушений безопасности. Эта модель была использована для анализа взаимодействия между злоумышленником и защитником в условиях неопределенности и изменчивости. Защитник выбирает уровень безопасности, а злоумышленник выбирает уровень атаки на основе наблюдаемого уровня безопасности. Цель защитника – максимизировать уровень безопасности, а цель злоумышленника – максимизировать ожидаемую эффективность, которая зависит от стохастической природы игры.

В эволюционной игре [7] стратегии игроков развиваются со временем в процессе отбора, мутации и размножения. Эта модель была использована для изучения эволюции кооперативного поведения защитников в присутствии злоумышленников. В этой модели защитники могут выбирать между двумя стратегиями: сотрудничать, обмениваясь информацией и ресурсами для повышения коллективной безопасности, или уклоняться, накапливая ресурсы, и действовать в своих собственных интересах. Злоумышленники могут выбирать между нападением на сотрудничающих и перебежчиков. Цель защитников – максимизировать свою коллективную безопасность, а цель злоумышленников – максимизировать свою эффективность.

Также различают статические и динамические игры [8]. В статической игре игроки принимают свои решения одновременно, не зная, что будут делать другие игроки. Распространенным примером статической игры в информационной безопасности является игра "защитник – злоумышленник". В этой игре защитник выбирает стратегию безопасности, например, уровень шифрования, используемый для защиты системы, а злоумышленник выбирает стратегию атаки, например, тип вредоносного ПО, используемого для взлома системы. Результаты для каждого игрока зависят от стратегий, выбранных обоими игроками. Например, если злоумышленник выбирает сложную стратегию атаки, а защитник выбирает слабую стратегию защиты, то злоумышленник получит большую выгоду, чем если бы защитник выбрал сильную стратегию защиты.

В динамической игре игроки принимают решения последовательно, причем каждый игрок знает решение предыдущего игрока. Частым примером динамической игры в информационной безопасности является повторяющаяся игра "защитник - злоумышленник". В этой игре защитник и злоумышленник играют несколько раундов статической игры "защитник - злоумышленник". Результаты каждого раунда зависят от стратегий, выбранных игроками, а также от стратегий, выбранных в предыдущих раундах. Например, если защитник выбирает сильную стратегию защиты в первом раунде и злоумышленнику не удастся взломать систему, злоумышленник может выбрать менее сложную стратегию атаки в последующих раундах.

В случае перегруженности СОВ крупномасштабными атаками или современными постоянными угрозами (advanced persistent threat, АРТ), которые используют сложные методы для уклонения от обнаружения, используется арбитражная теоретико-игровая модель [9]. В модели участвуют защитник (СОВ) и злоумышленник (агент угрозы). Целью защитника является обнаружение атак и реагирование на них при минимизации воздействия на работу системы. Целью злоумышленника – уклониться от обнаружения и нанести максимальный ущерб системе.

Игра проходит в несколько раундов, причем защитник и злоумышленник принимают решения одновременно. Защитник решает, какие правила СОВ применить, а злоумышленник – какую стратегию атаки использовать. Правила СОВ могут быть как пассивными (например, мониторинг сетевого трафика), так и

активными (например, блокирование подозрительного трафика). Стратегия злоумышленника может заключаться в проведении одной крупномасштабной атаки или в использовании серии более мелких атак для уклонения от обнаружения. Злоумышленник также может использовать приманки или методы обфускации, чтобы запутать СОВ. Равновесие в модели достигается, когда стратегия защитника минимизирует ожидаемую полезность злоумышленника, а стратегия злоумышленника максимизирует его ожидаемую полезность. Это равновесие представляет собой оптимальную стратегию как для защитника, так и для злоумышленника.

Арбитражная теоретико-игровая модель может быть использована для разработки правил СОВ, которые будут более эффективны против АРТ и других современных угроз. Анализируя стратегию злоумышленника, СОВ может скорректировать свои правила для обнаружения и реагирования на конкретные методы атаки. Эта модель также может помочь службам безопасности определить приоритеты и распределить ресурсы между наиболее уязвимыми для атак областями системы.

В заключение следует отметить, что теоретико-игровые модели представляют собой мощный инструмент при разработке СОВ. Моделируя взаимодействие между злоумышленниками и защитниками, теоретико-игровые модели могут помочь определить наиболее эффективные стратегии безопасности и распределить ресурсы наиболее эффективным образом.

В общем случае, при применении теоретико-игровых моделей необходимо определить следующие параметры:

- целевую функцию, то есть то, что каждый участник пытается достичь в ходе игры;
- участников (игроков, которые принимают участие в игре);
- стратегии каждого игрока (набор действий, которые игрок может выполнить в ходе игры);
- выигрыши и проигрыши для каждого игрока в зависимости от выбранных им стратегий и стратегий остальных игроков;
- взаимодействие между игроками и способы принятия решений.

Для определения целевой функции, участников и стратегий необходимо провести анализ ситуации и определить, какие параметры наиболее важны для участников и как они могут взаимодействовать друг с другом.

При проектировании СОВ целевой функцией может быть минимизация числа ложных срабатываний при максимальном обнаружении реальных вторжений. Участниками могут быть сама система обнаружения и злоумышленники, которые пытаются обойти систему. Стратегии могут быть различными методами обнаружения и атаки, а соотношение целевых функций может быть связано с тем, что СОВ стремится минимизировать число ложных срабатываний, а злоумышленники – максимизировать число успешных атак. Определение параметров игры в данном случае будет зависеть от конкретных характеристик системы обнаружения вторжений, таких как тип используемых датчиков, частота обновления системы, типы атак и т.д. Также следует учитывать, что эта игра может быть динамической, т.е. стратегии могут меняться во времени по мере того, как злоумышленники совершенствуют свои методы атак.

Так, для байесовской игры необходимо определить информационную структуру игры, стратегии игроков и вероятности, с которыми игроки могут иметь доступ к различным информационным состояниям. Игроки принимают решения, основываясь на своих апостериорных вероятностях, которые обновляются в процессе игры. Таким образом, для применения этой модели необходимо уметь работать с вероятностями и иметь доступ к достоверным статистическим данным. Для игры Штакельберга нужно определить главного игрока и его стратегию, а также ответную стратегию второго игрока. Эта модель может быть полезна для анализа взаимодействия между СОВ и потенциальным злоумышленником, который может изменять свои действия, исходя из действий системы. Для игры "Дилемма заключенного" нужно определить выгоду игроков, которые могут выбрать сотрудничество или противоборство, а также их возможность коммуникации. Для СОВ это может означать, что существует возможность, что злоумышленник будет сотрудничать с СОВ и не пытаться взломать ее, или же будет пытаться провести атаку, независимо от того, будет ли он пойман СОВ или нет. Для игры в сигналы необходимо определить сигналы, которые могут быть отправлены игроками, и вероятности, с которыми эти сигналы являются достоверными. Эта модель может быть полезна для анализа СОВ, если учесть, что злоумышленник может использовать различные методы маскировки своих действий, и СОВ должна быть способна обнаружить эти действия, основываясь на доступных сигналах. В стохастической игре нужно определить случайные переменные и вероятности, связанные с исходом игры.

Эта модель подходит для ситуаций, когда участники не могут контролировать все факторы, влияющие на исход событий. В эволюционной игре нужно определить правила, которые определяют, как игроки могут изменять свои стратегии на основе результатов игры. В этой модели участники выбирают свои стратегии на основе результатов предыдущих игр. Эта модель применима в ситуациях, когда участники взаимодействуют в течение длительного времени и могут изменять свои стратегии на основе опыта. В статической игре нужно определить стратегии игроков и их выигрыши, которые определяются только одним раундом игры. В этой модели целевые функции обычно выражены в виде матрицы выигрышей, которая показывает, какой выигрыш получит каждый участник при каждой возможной комбинации выбранных ими стратегий. Эта модель применима, если все участники имеют полную информацию о стратегиях друг друга. В динамической игре нужно определить последовательность игровых раундов и как стратегии игроков могут изменяться в каждом раунде. Эта модель подходит для ситуаций, когда участники не имеют полной информации о стратегиях друг друга, но могут получать дополнительную информацию в процессе игры. В арбитражной теоретико-игровой модели нужно определить участников, цели каждого участника и правила, которые определяют процесс разрешения конфликта. Эта модель может использоваться в случаях, когда участники не могут прийти к соглашению о стратегиях или когда имеется сильный дисбаланс между участниками.

При анализе каждой конкретной модели необходимо учитывать, какие параметры и каким образом они заданы, чтобы определить, какую целевую функцию и каких участников можно использовать для конкретной ситуации. Также важно понимать, что каждый игрок может иметь свои личные цели, которые могут противоречить целям других игроков, и что выбор стратегий игроков может зависеть от их ожиданий относительно действий остальных игроков.

Заключение

Описанные выше теоретико-игровые модели могут быть применены в разработке систем обнаружения вторжений в зависимости от конкретных задач и ситуаций.

Однако, ни одна из этих моделей не является универсальной и не может быть применена во всех ситуациях. Для разработки новой теоретико-игровой модели необходимо анализировать конкретную задачу и ситуацию и определять, какие участники будут участвовать в игре, какие стратегии они могут использовать и какие будут целевые функции. Новая модель должна учитывать динамику ситуации и изменения поведения злоумышленников, чтобы обеспечить эффективность системы обнаружения вторжений в реальном мире.

Кроме того, при разработке новой теоретико-игровой модели для систем обнаружения вторжений необходимо учитывать следующие факторы:

1. Разнообразие угроз и атак: новая модель должна учитывать различные виды угроз и атак, которые могут возникнуть в системе обнаружения вторжений.
2. Адаптивность: модель должна быть адаптивной, чтобы учитывать изменения в среде и динамически изменять стратегии и целевые функции.
3. Сложность: модель должна быть достаточно простой для понимания и использования разработчиками систем обнаружения вторжений.
4. Эффективность: модель должна быть эффективной в решении задач обнаружения вторжений, достаточно точной и быстрой.
5. Прозрачность: модель должна быть прозрачной, чтобы пользователи могли понять, как она работает, и принять решения на основе ее результатов.
6. Безопасность: модель должна быть безопасной и не иметь уязвимостей, которые могут быть использованы злоумышленниками для атаки на систему обнаружения вторжений.

В целом, разработка новой теоретико-игровой модели для СОВ является сложной задачей, которая требует учета многих факторов. Однако, если учитывать эти факторы и тщательно анализировать требования к СОВ, можно разработать более эффективную и надежную модель.

Литература

1. Wei, Hua & Sun, Hao. (2010). Using Bayesian Game Model for Intrusion Detection in Wireless Ad Hoc Networks. *IJCNS*. 3. 602-607. 10.4236/ijcns.2010.37080.
2. Sengupta, S., Chowdhary, A., Huang, D., Kambhampati, S. (2018). Moving Target Defense for the Placement of Intrusion Detection Systems in the Cloud. In: Bushnell, L., Poovendran, R., Başar, T. (eds) *Decision and Game Theory for Security. GameSec 2018. Lecture Notes in Computer Science()*, vol 11199. Springer, Cham. https://doi.org/10.1007/978-3-030-01554-1_19.
3. Deng, Xiuqin & Deng, Jiadi. (2015). A Study of Prisoner's Dilemma Game Model with Incomplete Information. *Mathematical Problems in Engineering*. 2015. 1-10. 10.1155/2015/452042.
4. Mabrouk, Abdelfettah & Kobbane, Abdellatif & Koutbi, Mohammed. (2018). Signaling Game-based Approach to Improve Security in Vehicular Networks. 495-500. 10.5220/0006784004950500.
5. Mabrouk, Abdelfettah & Zakouni, Amiyne & Koutbi, Mohammed. (2019). Signaling Game-Inspired Model for Ubiquitous Security in VANETs. *Procedia Computer Science*. 160. 791-796. 10.1016/j.procs.2019.11.009.
6. Wang, Yuanzhuo & Yu, Min & Li, Jingyuan & Meng, Kun & Lin, Chuang & Cheng, Xueqi. (2012). Stochastic Game Net and applications in security analysis for enterprise network. *Int. J. Inf. Sec.* 11. 41-52. 10.1007/s10207-011-0148-z.
7. Van den Berg, Pieter & Weissing, Franz. (2015). Evolutionary Game Theory and Personality. 10.1007/978-3-319-12697-5_34.
8. Shah, Hitarth & Kakkad, Vishruti & Patel, Reema & Doshi, Nishant. (2019). A survey on game theoretic approaches for privacy preservation in data mining and network security. *Procedia Computer Science*. 155. 686-691. 10.1016/j.procs.2019.08.098.
9. Калашников А.О., Аникина Е.В. Арбитражная модель управления информационными рисками значимых объектов критической информационной инфраструктуры / Труды 13-й Международной конференции «Управление развитием крупномасштабных систем» (MLSD'2020, Москва). М.: ИПУ РАН, 2020. С. 1400-1406.

**ANALYSIS AND DEVELOPMENT OF GAME-THEORETIC MODELS FOR
COUNTERING THREATS TO INFORMATION SECURITY**

ass. Prof., Ph. D., Erokhin S. D.¹, ass. Prof., Ph. D., Pilyugin P. L.²
ass. Prof., Ph. D., Borisenko B. B.¹, researcher Fadeev A. S.¹

¹Moscow Technical University of Communications and Informatics

²National Research University of Electronic Technology

In this paper, taking into account the problems of information security, an approach based on game theory is proposed for modeling situations of conflict between defenders and attackers. Examples of game-theoretic models application in intrusion detection systems are also considered.

The main goal of the article is to develop a new game-theoretic model that takes into account the peculiarities of the protected system and allows to effectively counteract threats to information security. To do this, the article presents an analysis of existing game-theoretic models, their advantages and disadvantages, describes the main features of their application in information security tasks, and identifies the main requirements for a new model. Then the process of developing a new game-theoretic model and its application to intrusion detection systems is described. In conclusion, the paper concludes that the new game-theoretic model can be an effective tool to ensure information security of the protected system.



ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ОБНАРУЖЕНИЯ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫХ ЗАКЛАДОЧНЫХ УСТРОЙСТВ, ПОДКЛЮЧАЕМЫХ К СРЕДСТВАМ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНОЙ ТЕХНИКИ ПОСРЕДСТВОМ USB ИНТЕРФЕЙСА

студ. Арсланов А.И., проф. Савченко Ю.В., проф. Мещеряков Р.В.

Национальный исследовательский университет
«Московский институт электронной техники»

В работе рассмотрена довольно актуальная в современных реалиях уязвимость USB интерфейса. В статье описываются некоторые виды атак с помощью аппаратно-программных закладочных устройств, и перечисляются устройства, которые способны производить атаки типа BadUSB. Также были предложены варианты защиты устройств от этой атаки.

BadUSB – класс хакерских атак, основанный на уязвимости USB устройств. Программа BadUSB устанавливается в прошивку периферийного устройства и может выполнять действия от лица пользователя, вошедшего в систему, при подключении к нему по USB.

USB – последовательный интерфейс для подключения периферийных устройств к вычислительной технике. Получил широчайшее распространение и стал самым массовым интерфейсом неслучайно. Он является основным интерфейсом подключения периферии к бытовой цифровой технике. Интерфейс позволяет не только обмениваться данными, но и обеспечивать электропитание периферийного устройства. Данные уточнения очень важны для последующего анализа и выявления аппаратно-программных закладочных устройств, внедряемых в USB коннекторы. Работой USB интерфейса управляет хост-USB, который, в подавляющем большинстве случаев, производители никак не защищают. Вследствие этого и появился класс атак – «BadUSB».

Чтобы создать устройство, которое будет способно осуществлять подобного рода атаку, необходимо знать конкретные уязвимые контроллеры Flash-USB-носителей, например, phison 2251-03, ALCOR AU698X, SMI SM325X/SM326X. И иметь дополнительное ПО, доступное в сети Интернет. Возможны разные варианты использования на практике злоумышленником уязвимости BadUSB [1]. Рассмотрим две известные вариации этой атаки. Выбраны они были из-за своей простоты исполнения и относительной дешевизны аппаратной составляющей [2]:

1. При подключении любого устройства в разъем USB, устройство может выдать себя за USB-HID. Например, подключаемый нами Flash-накопитель вдруг начинает определяться ОС сразу двумя устройствами. Причем пользователь видит подключенный им Flash-накопитель, но не замечает, что дополнительно отобразилось новое HID устройство – клавиатура. Клавиатура в свою очередь может начать отдавать команды от имени пользователя, под которым был выполнен вход в ОС. Один из исходов в данном случае – установка какого-либо ПО для последующего дистанционного мониторинга и отправки нужных файлов злоумышленнику. Также, один из возможных исходов – зачистка дисков с важными системными файлами. Этот вариант особо опасен для серверных машин. Ниже, на рисунке 1 приведен пример одного из закладочных устройств в кабеле для зарядки телефона.

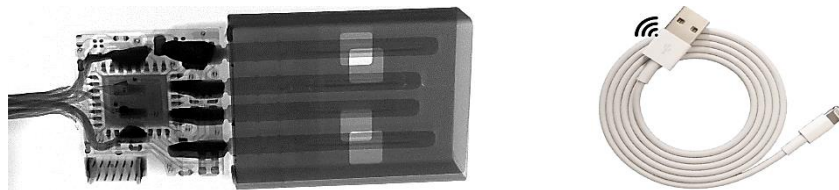


Рисунок 1 – O.MG CABLE

2. Еще одной опасной разновидностью является – USB-устройство с модифицированной прошивкой, которое представляется сетевой картой. Этот тип атаки подменяет DNS-адреса и впоследствии перенаправляет весь трафик через свой сервер. Таким образом получается произвести атаку «Man-in-the-middle». На рисунке 2 приведен пример конкретного устройства, разрешенного к свободной продаже на территории США.

По-настоящему грозной уязвимость USB портов делает то, что любой обычный пользовательский антивирус не находит никаких следов вируса, т.к. он находится в прошивке устройства. А дополненные модулем Wi-Fi закладочные устройства, дают злоумышленникам возможность дистанционной отправки полезной нагрузки на ОС жертвы. К тому же, USB интерфейс подходит практически для любого типа устройств, что означает его универсальность к атакам на разного рода ОС (android, iOS, macOS, и линуксоподобные ОС).



Рисунок 2 – The Key Croc by Hak5

Классифицировать способы защиты от BadUSB можно следующим образом:

1) детектирующие BadUSB:

- анализ дескрипторов USB;
- использование специализированного оборудования и ПО для анализа трафика и дескрипторов;
- проверка цифровой подписи.

2) не детектирующие BadUSB:

- организационные меры;
- ПО, предотвращающее подключение неизвестных USB устройств.

Анализ дескрипторов USB является одним из основных способов обнаружения BadUSB-устройств. Этот метод основан на анализе данных, передаваемых между USB-устройством и хост-компьютером. Анализ может выполняться с помощью различных инструментов, которые могут обнаружить поддельные дескрипторы, не соответствующие определённому устройству, что чаще всего связано с BadUSB-устройствами. В дескрипторах необходимо обращать внимание на VID (Vendor ID), PID (Product ID), bDeviceClass (он указывает класс подключаемого устройства). С помощью их подмены можно обычный USB штекер с закладкой превратить в дистанционно управляемую клавиатуру.

Одним из простейших методов противостоять эпидемии атак BadUSB, это внедрение производителем устройств ЭП в прошивку устройства, которая будет проверяться при подключении и тем самым сообщать о безопасности данного подключения. Но в противовес такой мере стоит удорожание процесса производства, следовательно, и увеличение цены продукта, на что производители зачастую не решаются. Например, на российском рынке представлены решения от «Рутокен», имеет 32 или 64 гигабайта памяти. С очень низкой скоростью записи 3,8 мб/с и ценой в 6000 рублей. Такие flash-накопители никак не могут конкурировать с современными flash-накопителями за аналогичную стоимость, достигающими скорости записи 500 Мб/с и объемом памяти 512 гигабайт.

Теперь рассмотрим возможные [3-6], на сегодняшний день, организационные и технические методы и средства защиты от уязвимости. Одним из способов является – запрет на использование USB-портов, но в современных реалиях это малоэффективно, ведь как минимум пользователю необходима мышка и клавиатура. К тому же, в самих USB – коннекторах HID устройств может находиться закладочное устройство, используемое для атаки.

При рассмотрении подключения USB устройства с целью, например, только подачи питания, а не передачи данных и управление устройством, будет целесообразно использовать USB-кондом [7]. С его помощью мы отсекаем шину передачи данных, оставляя только контакты массы и +5V для зарядки. Следовательно, закладочное устройство, находящееся в USB коннекторе, при дистанционной активации не сможет отправить полезную нагрузку на целевую машину.

На рынке существует различного рода ПО, защищающее от атак типа «BadUSB», к таким относится Kaspersky Endpoint Security. Когда к компьютеру подключается USB-устройство, определенное операционной системой как клавиатура, приложение предлагает пользователю ввести с этой клавиатуры или с помощью экранной клавиатуры (если она доступна) цифровой код, сформированный приложением (рисунок 3 ниже). Эта процедура называется авторизацией клавиатуры. Если код введен правильно, приложение сохраняет идентификационные параметры – VID/PID клавиатуры и номер порта, по которому она подключена, в списке

авторизованных клавиатур. Авторизация клавиатуры при ее повторном подключении или перезагрузке операционной системы не требуется [8].

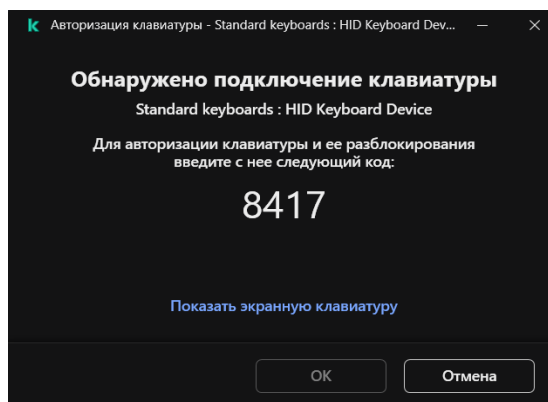


Рисунок 3 – Авторизация клавиатуры

Компонент «Защита от атак BadUSB» не устанавливается в обычных пользовательских антивирусах. Его можно найти в ранее упомянутом Kaspersky Endpoint Security, который позиционирует себя как бизнес-решение. Лицензии приобретаются на 20 и более хостов, что логично повышает его стоимость, значит не подходит обычным пользователям.

Но и этот способ не является панацеей. Ведь злоумышленник может скомпрометировать VID/PID уже ранее авторизованной клавиатуры, следовательно, уязвимость остается актуальной.

Одним из простейших методов противостоять эпидемии атак BadUSB, это внедрение производителем устройств ЭП в прошивку устройства, которая будет проверяться при подключении и тем самым сообщать о безопасности данного подключения. Но в противовес такой мере стоит удорожание процесса производства, следовательно, и увеличение цены продукта, на что производители зачастую не решаются.

Таким образом, уязвимости BadUSB подвержены все устройства с незащищенными контроллерами. К тому же, существует аппаратно-программные закладки в коннекторах HID устройств, которые реализуют уязвимость BadUSB. Эта уязвимость не требует особого ПО на компьютере жертвы и работает под любыми ОС, поддерживающими USB-HID устройства. А в 2022 году BadUSB получила массовое распространение через площадку «hак5», где такие устройства свободно продаются. Серьезная уязвимость USB устройств, появившаяся еще в 2013 году, актуальна по сей день. В настоящее время универсальных способов закрытия этой уязвимости нет, существуют лишь некоторые дорогостоящие решения для бизнеса, а в обычных пользовательских антивирусах вовсе нет функции защиты от BadUSB. Чтобы выбрать лучшее решение, которое поможет противостоять данной угрозе, приведем в таблице 1 сравнение по таким характеристикам, как «Цена», «Возможность применения в домашних условиях», «Возможность самостоятельной настройки», то есть так называемой «коробочности», и «Стабильность корректной работы решения».

Таблица 1

Сравнение характеристик решений

Решение	Цена (в руб.)	Возможность применения в «домашних условиях»	Возможность самостоятельной настройки «коробочность»	Стабильная корректная работа
«Kaspersky Endpoint Security»	от 37000	Да	Да/Нет	Да
DLP «Solar Dozor»	от 300000	Нет	Нет	Да
DLP «Symantec»	от 250000	Нет	Нет	Да
Специальное программно-аппаратное оборудование	-	Да	Да	Нет
Flash-накопители с встроенной ЭП	от 6000	Да	Да	Да
Встроенные механизмы защиты ОС	Бесплатно	Да	Да	Нет

Можно заметить, DLP решения являются дорогими, потому что направлены на корпоративный сегмент, с большим количеством устройств, также, чтобы их настроить, необходимо разбираться в этих сложных продуктах. «Kaspersky Endpoint Security» тоже является решением для обеспечения защиты корпоративного сегмента, но он дешевле DLP и настраивается немного проще, и также имеет защиту от подключения неизвестных ранее HID устройств. Flash-накопители с встроенной ЭП можно рассматривать как хороший вариант защиты, но тут придется жертвовать скоростью записи данных и объемом накопителя.

В итоге, можно сделать вывод – чтобы обезопаситься от данной атаки, в первую очередь важно соблюдать организационные меры, например, такие как – запуск USB на тестовой среде, проверять, не появились ли новые HID устройства в диспетчере устройств. К дополнительным мерам можно отнести программные и программно-аппаратные комплексы защиты, например, [7, 8]. Антивирусное решение является достаточно дорогим для обычного пользователя, а решение [8] собрано в единичном экземпляре. Исходя из всего вышесказанного, можем сделать вывод о необходимости создания недорогого программного или программно-аппаратного комплекса проверки прошивок USB-устройств, который будет доступен или же вовсе включён по умолчанию в устройства пользователей.

Литература

1. Новый тип уязвимости USB-устройств. [электронный ресурс] – 2023.
ULD: <https://habr.com/ru/sandbox/87861>.
2. Взлом компьютера за 3 секунды. Делаем USB-уточку с нуля на Arduino. [электронный ресурс] – 2023.
ULD: <https://habr.com/ru/post/407337>. USB-кондом. Зловреды через USB. [электронный ресурс] – 2023.
ULD: <https://habr.com/ru/post/194316>.
3. Душкин А.В., Кравченко А.С., Скоредова Ю.В. Защищенная облачная платформа для автоматизированной системы управления / Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2017. – №2. – С. 44-47.
4. Щербакова Ю.В., Душкин А.В. Оценка безопасности информационных процессов при применении перспективных облачных технологий в УИС. // Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2014. – № 1. – С. 21-26.
5. Похвашев В.Н., Соколовский С.П., Душкин А.В. Способ распознавания вредоносных воздействий на информационную телекоммуникационную систему // Телекоммуникации. – 2011. – №10. – С. 25-28.
6. Разработка аппаратно-программного средства защиты от уязвимости badusb. [электронный ресурс] – 2023.
ULD: http://msm.omsu.ru/jrns/jrn38/vk__2016.pdf.
7. Защита от атак BadUSB. [электронный ресурс] – 2023.
ULD: <https://support.kaspersky.com/KESWin/12.0/ru-RU/176739.htm>.

INVESTIGATION OF METHODS FOR DETECTING HARDWARE AND SOFTWARE BOOKMARK DEVICES CONNECTED TO COMPUTER EQUIPMENT VIA USB INTERFACE

Stud. Arslanov A.I., prof. Savchenko Yu.V., prof. Meshcheryakov R.V.

National Research University of Electronic Technology

The paper considers the vulnerability of the USB interface, which is quite relevant in modern realities. The article describes some types of attacks using hardware and software hardware backdoor devices, and lists devices that are capable of performing BadUSB type attacks. Options for protecting devices from this attack have also been proposed.



СТАТИСТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПЕРЕСТАНОВОЧНОГО ДЕКОДЕРА

асп. Аттаби А. Л. Х.

Ульяновский государственный технический университет

Интенсивное развитие разнообразных роботизированных и беспилотных систем, а в общем случае автоматических и автоматизированных систем управления (СУ) потребовало настоятельную необходимость обеспечения функциональной надежности (ФН) таких систем особенно в условиях их совмещения с системами телекоммуникаций. Объективно составляющими ФН являются аппаратная надежность (АН) элементов СУ и информационная надежность (ИН), которая заключается в безусловном обеспечении требуемого уровня достоверности данных, передаваемых по каналам связи. Уровень АН современной микропроцессорной техники как правило нормируется и может дополнительно поддерживаться на структурном уровне СУ. Параметр ИН практически полностью зависит от состояния телекоммуникационной составляющей СУ и может оказаться на несколько порядков ниже требуемых показателей из-за влияния мешающих факторов в среде передачи информации об управляющих сигналах или результатах измерения требуемых параметров. В работе на основе специально созданной программы осуществляется выборка из всевозможных перестановок символов двоичных кодов, которая обеспечивает получение эквивалентного кода в системе с перестановочным декодированием. Выявляется соотношение производительных и непроизводительных перестановок, оцениваются причины возникновения непроизводительных перестановок, показываются возможности трансформации таких перестановок в комбинации, обеспечивающие получение эквивалентных кодов.

Введение

Жесткость требований к надежности работы и достоверности получаемой и обрабатываемой информации в элементах и устройствах вычислительной техники и систем управления кратно возрастает для объектов реального времени. Для них требуется повышенная готовность к выполнению программ их действия, что особенно важно для реализации миссий беспилотных средств. Именно в таких системах наиболее востребованы новые методы синтеза элементов технического зрения, систем связи и навигации, защиты цифровых данных от влияния мешающих факторов, гибких методов обработки оперативной информации и внедрения передовых технологий, связанных с реализацией когнитивных систем.

В свою очередь, внедрение сетевых технологий в процессы управления мобильными объектами предъявляют повышенные требования к достоверности данных в применяемых для таких целей каналах.

С одной стороны, для защиты цифровых данных от помех в системах управления не рационально использование сложных и длинных кодовых конструкций, характерных для эффективных телекоммуникационных систем турбокодирования или для систем многопорогового декодирования, а также кодов с малой плотностью проверки на четность. С другой стороны, относительно короткие избыточные коды не позволяют в процедурах их классического декодирования в полной мере реализовать возможности по исправлению ошибок. Решением задачи применения коротких избыточных кодов в системах управления является перестановочное декодирование (ПД) [1, 2]. Следует уточнить, что перестановочное декодирование требует однозначного использования для своей реализации мягких решений, которые в таком случае уместно поддержать системой итеративных преобразований для успешного решения задач обеспечения информационной надежности приема цифровых данных [3, 4]. На основе сортировки мягких решений по степени надежности принятого мягкого решения приемник выделяет наиболее надежные символы, которые в конечном итоге определяют состав перестановки.

Формальное применение метода ПД при его классической реализации наталкивается на ряд емких в вычислительном отношении матричных преобразований данных, что не позволяет поддерживать высокую скорость получения конечного результата, столь необходимого для систем управления реального времени. Замечательным свойством перестановочных декодеров является возможность априорной оценки всех возможных перестановок символов кодовых векторов. С практической точки зрения, это означает, что результаты таких вычислений могут быть занесены в когнитивную карту декодера и, следовательно, все матричные вычисления заменяются на списки, позволяющие за короткий интервал времени получить конечный результат. Однако методологические основы создания когнитивной карты для избыточных кодов умеренной длины недостаточно изучены.

Целью работы является разработка общих принципов составления когнитивной карты блоковых избыточных кодов длины не более 15 символов. Для достижения поставленной цели в работе предлагается оригинальная программа, позволяющая осуществить поиск счетного множества перестановок символов, выявить эффект пересечения перестановок, оценить это множество с точки зрения производительных и непроизводительных результатов перестановок, выявить тонкую структуру орбитальных свойств когнитивной карты декодера.

Принцип орбитального представления пространства кодовых комбинаций когнитивной карты декодера

На основе положений алгебраической теории групп и колец раскрывается закономерность изменения структуры проверочной матрицы $H_{ЭК}$ эквивалентного кода (ЭК) относительно аналогичной матрицы исходного основного кода G . Делается вывод о строгом соответствии выполненных перестановок нумераторов кодового вектора линейным преобразованиям вычисленных заранее эталонных проверочных матриц, которые входят в структуру порождающих матриц эквивалентных кодов. Возможность предварительного вычисления требуемых проверочных частей порождающих матриц эквивалентных кодов в систематической форме составляет базис для организации когнитивной процедуры поиска таких матриц. Доказывается, что перестановочное декодирование за счёт этого нового свойства является единственным представителем среди многочисленных и разнообразных алгоритмов декодирования помехоустойчивых кодов, который в наибольшей степени способен реализовать процедуру когнитивной обработки оперативной информации.

В общем случае количество перестановок определяется выражением C_n^k . При этом среди всех допустимых перестановок наибольший интерес для двоичных кодов вызывают перестановки, которые приводят к вырожденным переставленным матрицам $Q_{k \times k}$, которые не способны привести к формированию ЭК. Такие матрицы должны выявляться в ходе декодирования в первую очередь, поскольку вызывают необходимость коррекции текущей перестановки за счёт смены всего лишь одного символа. Поэтому в работе закономерностям выявления непродуктивных перестановок уделено особое внимание. Для короткого кода (7,4,3) может быть сгенерировано $C_7^4 = 35$ последовательностей, при этом продуктивные последовательности перестановок нумераторов символов, обеспечивающие получение ЭК приведены в таблице 1.

Таблица 1

Последовательности положительных решений в каноническом виде

1234	1236	1237	1245	1246	1256	1257
1267	1345	1346	1347	1356	1357	1457
1467	1567	2345	2347	2356	2357	2367
2456	2457	2467	3456	3467	3567	4567

Непродуктивные перестановки представлены в таблице 2.

Таблица 2

Последовательности отрицательных решений в каноническом виде

1235	1247	1367	1456	2346	2567	3457
------	------	------	------	------	------	------

Общее количество образцов матриц эквивалентного кода определяется выражением $N = C_n^k \times k! \times (n - k)!$. Для кода Хэмминга (7,4,3) необходимо около 141 килобит памяти КК. Но даже небольшое увеличение длины кода, потребует значительного увеличения объёма КК, например, для кода Боуза - Чоудхури - Хоквингема (БЧХ) (15,7,5) для хранения всех переставленных матриц необходима память в размере 11,15 терабайт. В работе вскрыты свойства перестановок, позволяющие уменьшить объём памяти КК за счёт выявленных циклических закономерностей при формировании орбит перестановок. Важно отметить, что для сравнительно недлинного кода Хэмминга среди $7! = 5040$ перестановок достаточно просто выделить неповторяющиеся комбинации перестановок и оценить их с точки зрения производительности.

Образующая комбинация цикла должна представляться в лексикографическом виде и с увеличением значений нумераторов по мере их циклического сдвига они должны сохранять лексикографическую структуру. Такой порядок способствует быстрому отысканию образующей комбинации и её орбиты при любом начальном условии перестановки нумераторов в процедуре декодирования кодового вектора. В таблице приведены орбиты перестановок двоичного кода Хэмминга (7,4,3). Для удобства все перестановки представлены в лексикографическом формате.

В таблице 3 данные пятой орбиты ($\Delta \equiv 0$), которые указаны курсивом, не образуют ЭК, поскольку определители матриц этой орбиты и соответственно их переставленные варианты равны нулю. Указанная особенность характерна только для двоичных кодов. Четыре других орбиты позволяют сформировать

СЕКЦИЯ № 6. Защита информации, в т.ч. кодирование, и информационная безопасность.

эквивалентные коды и их порождающие матрицы, которые могут быть вычислены априори и занесены в память КК. Длина цикла орбит составляет k шагов.

Таблица 3

Орбиты перестановок кода (7, 4, 3)

G_1	G_2	G_3	G_4	$\Delta \equiv 0$
1234	1236	1245	1246	1235
2345	2347	2356	2357	2346
3456	1345	3467	1346	3457
4567	2456	1457	2457	1456
1567	3567	1256	1356	2567
1267	1467	2367	2467	1367
1237	1257	1347	1357	1247

Таким образом, представление данных КК в виде образующих комбинаций орбит (ОКО) позволяет уменьшить объем памяти такой карты ровно в k раз, что особенно важно для кодов большей длины.

Представление перестановок блочных кодов длины 15 символов

Рассмотрим два кода БЧХ, параметры которых близки к оптимальным по параметру вводимой в код избыточности. Как правило, оптимальными считаются параметры, которые соответствуют соотношению $n = 2k - 1$ [5, 6]. К таким кодам с уверенностью можно отнести коды с параметрами (15,7,5) и (15,5,7). Исходя из соотношения

$$C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!} \tag{1}$$

В результате этого получаем, для кода (15,7,5) 6435 перестановок, а для кода (15,5,7) 3003 перестановки. Заметно, что объемы выборки становятся значительно больше, чем объем выборки для кода (7,4,3). Оценить полученные результаты и применить их для выработки рекомендаций по определению орбит без использования специфических программ является явно нерациональным подходом. В ходе исследования, была разработана программа, основными блоками алгоритма реализации которой являются действия, направленные на выявление повторов перестановок в системе переборного метода поиска образующих комбинаций орбит.

В ходе реализации программы фильтруются только комбинации, которые являются ОКО. Программа отсеивает варианты, которые могут быть получены, путем циклических сдвигов внутри орбит. Отсевание происходит внутри блоков 3-5.

Опираясь на результаты оценки принадлежности элементов в исходной выборке, описанные в таблицах 4 и 5, и исключив случаи скрытых повторов перестановок, входящих в уже определенные орбиты, получаем следующие данные, представленные в таблице 6.

Таблица 4

Пример принадлежности варианта выборки ОКО 401 кода (15,7,5)

ОКО 174	1 3 5 7 9 12 14
Одна из случайных выборок	2 4 6 8 10 13 15

Таблица 5

Пример принадлежности варианта выборки ОКО 401 кода (15,5,7)

ОКО 401	1 3 7 10 14
Одна из случайных выборок	2 4 8 11 15

Таблица 6

Объем выборки кодовых комбинаций для кодов (15,7,5) и (15,5,7) при исключении повторов

Код	Объем исходной выборки	Объем выборки без повторов
15,7,5	6435	3003
15,5,7	3003	1001

Из таблицы 6 видно, что объем выборки для кода (15,7,5) сократился на 54%, а для кода (15,5,7) на 66%, что положительно сказывается на процедуре поиска ОКО, в смысле сокращения времени получения конечного результата поиска требуемой ОКО. В последующем, по этим данным из базы данных декодера извлекается требуемая матрица эквивалентного кода.

Подобная процедура положительно сказывается, в практическом отношении, например, в беспроводных сенсорных сетях, сенсорные узлы которых критичны к энергетическим затратам их элементов питания [6].

После удаления скрытых повторов в выборках, могут оставаться комбинации, которые не подходят для использования в алгоритмах перестановочного декодирования вследствие нулевого детерминанта информационных частей переставленных порождающих матриц. Проведя процедуру вычисления детерминанта для каждой ОКО среди всех элементов выборки, и исключив ОКО, имеющие нулевой показатель детерминанта, получаем данные, представленные в таблице 7.

Таблица 7

Объем выборки кодовых комбинаций для кодов (15,7,5) и (15,5,7) при исключении ОКО с нулевым детерминантом

Код	Объем выборки без повторов	Объем выборки без нулевых детерминантов
15,7,5	3003	1512
15,5,7	1001	616

Из таблицы 7 видно, что объем выборки для кода (15,7,5) сократился на 50%, а для кода (15,5,7) на 61%. Отношения производительных и не производительных комбинаций, представлено на рисунке 1. В перспективе, возникает задача разработки таких алгоритмов, которые позволяют трансформировать непроизводительные комбинации в перестановки, пригодные для использования.

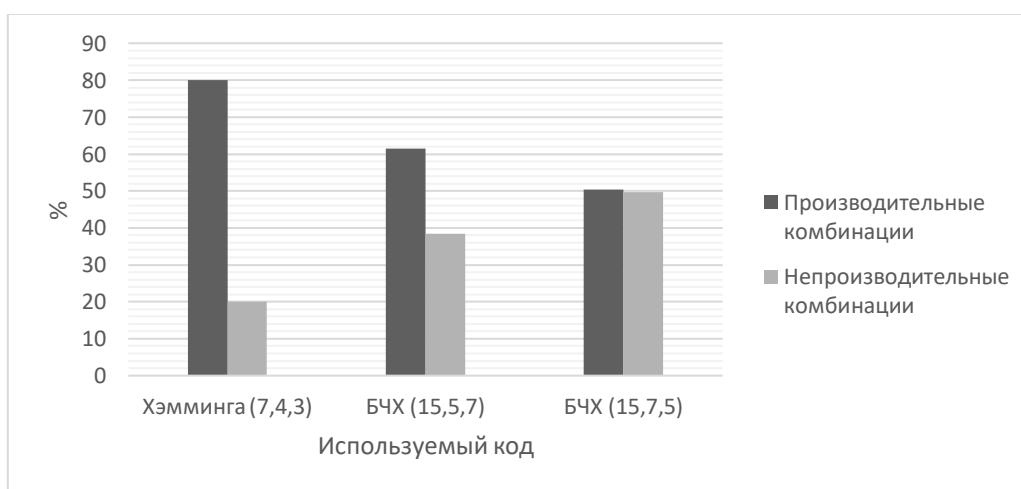


Рисунок 1. Диаграмма отношения доли производительных и не производительных комбинаций

В ходе исключения непроизводительных комбинаций, было обнаружено следующее явление. Все ОКО, полученные в результате фильтрации исходного множества начинаются с единицы, что существенно упрощает локализацию ОКО среди общего множества, а также несет себе потенциал по упрощению процесса декодирования, при реализации декодера, использующего орбитальные свойства блокового избыточного кода.

Каждая ОКО, способна породить n комбинаций, что увеличивает возможное число используемых производных комбинаций в n раз. Для кода (15,7,5), итоговое число производных комбинаций будет равно 22680. Для кода (15,5,7), будет получено 9240 комбинаций, которые могут быть использованы для порождения эквивалентного кода.

Заключение

В результате обработки данных были получены неожиданные результаты по числу непроизводительных комбинаций, множество которых с увеличением длины кода резко увеличивается. Этот факт объясняется увеличением размерности проверочной части, порождающей матрицы основного кода, что приводит к резкому росту числа чисто нулевых строк и столбцов в переставленных матрицах или появлением линейно зависимых строк в таких матрицах. Решение проблемы однозначно лежит на пути создания когнитивной карты непроизвольных перестановок со свойством репрезентативного дрейфа, когда для таких перестановок будут указаны все возможные пути коррекции неудачного исхода перестановки в удачную. Однозначно возникшая задача требует дополнительного моделирования и исследования.

Следует выяснить, представляют ли откорректированные непроизвольные перестановки отдельный класс ОКО, или же коррекция непроизводительной перестановки приводит к некоторой уже известной орбите.

Важно отметить, что практически все ОКО начинаются с единицы и достаточно просто вычисляются. Этот факт позволяет создать условия для дополнительной экономии памяти перестановочного декодера за счет однозначного соответствия каждой орбите единственной проверочной матрицы. Этот факт акцентируется в этой предметной области впервые.

Литература

1. Свойства циклических структур в системе перестановочного декодирования избыточных кодов / Н. Ю. Бабанов, А. А. Гладких, С. М. Наместников, С. В. Шахтанов // Автоматизация процессов управления. 2020. № 2 (60). С. 82–89.
2. Гладких А. А. Основы теории мягкого декодирования избыточных кодов в стирающем канале связи. – Ульяновск : УлГТУ, 2010. – 379 с.
3. Гладких А.А., Чилихин Н.Ю., Климов Р.В., Методы эффективного декодирования избыточных кодов и их современные приложения – Ульяновск : УлГТУ, 2016.– 258 с.
4. Саид Б.А.С., Пчелин Н.А. Модификация способа оценивания мягких решений символов и его верификация. Автоматизация процессов управления. – 2022. – № 1 (67). – С.60-67.
5. Гладких А.А. Перестановочное декодирование как инструмент повышения энергетической эффективности систем обмена данными // Электросвязь. 2017. № 8. С. 52–56.
6. Д.В. Ганин, М.А.Я. Дамдам, А.Л. Савкин. Перестановочное декодирование в маломощных беспроводных сенсорных сетях // Автоматизация процессов управления. 2022. № 2 (68). С. 37–44.

STATISTICAL CHARACTERISTICS OF THE PERMUTATION DECODER

PhD student Attaby A. L. K.

Ulyanovsk State Technical University

The intensive development of a variety of robotic and unmanned systems, and in general automatic and automated control systems (CS), has necessitated the urgent need to ensure the functional reliability (FR) of such systems, especially in conditions of their combination with telecommunications systems. Objectively, the components of the FR are the hardware reliability (HR) of the CS elements and information reliability (IR), which consists in unconditionally ensuring the required level of reliability of data transmitted through communication channels. The level of HR of modern microprocessor technology is usually normalized and can additionally be maintained at the structural level of the CS. The IR parameter almost completely depends on the state of the telecommunication component of the CS and may be several orders of magnitude lower than the required indicators due to the influence of interfering factors in the medium of transmitting information about control signals or measurement results of the required parameters. In the work, based on a specially created program, a selection is carried out from all possible permutations of binary code symbols, which provides an equivalent code in a system with permutation decoding. The correlation of productive and unproductive permutations is revealed, the causes of unproductive permutations are evaluated, the possibilities of transformation of such permutations into combinations providing equivalent codes are shown.

АНАЛИЗ УЯЗВИМОСТИ СИСТЕМ ДИСТАНЦИОННОГО ЭЛЕКТРОННОГО ГОЛОСОВАНИЯ

студ. Васюткин А.О.¹, доц. к.ф.-м.н. Бутакова Н.Г.^{1,2}

¹Московский политехнический университет

²Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

Электронное голосование – сложная, но востребованная временем технология, которая, по общепринятому мнению, должна гарантировать анонимность избирателей и при этом позволять проводить проверку правильности учета голосов, обеспечивая прозрачность избирательного процесса. Попытки использовать технологии электронного голосования на выборах начались давно, однако создать безопасную систему, отвечающую всем принципам проведения выборов, как показала практика, пока не удалось. В данной статье проведен анализ недостатков и уязвимостей систем для проведения онлайн-выборов, использующихся в различных странах. Рассмотрены способы защиты процесса электронного голосования на базе аддитивно гомоморфной схемы разделения секрета Шамира, позволяющей избирателям совместно вычислять результаты голосования, оперируя зашифрованными бюллетенями, не раскрывая собственного голоса.

История дистанционного электронного голосования (ДЭГ) берет начало в 2005 году – именно тогда были проведены первые интернет-выборы в Эстонии. Используемая система ДЭГ была основана на алгоритме RSA и смогла выдержать нагрузку, зарегистрировав более девяти тысяч голосов [1].

Сегодня системы ДЭГ используются в более чем 30% стран для проведения голосования на выборах различного уровня, однако сложность применяемых криптоалгоритмов стала выше, как и технические требования, предъявляемые к этим системам [2]. Например, в России на выборах федерального уровня в 2021 году проголосовали онлайн более 587 тысяч участников [3].

Несмотря на позитивные тенденции распространения интернет-голосования, даже в условиях стремительного развития информационных технологий, достаточно непросто создать идеальную систему, отвечающую всем принципам проведения выборов.

Анализ уязвимостей существующих систем дистанционного электронного голосования

В 2010 году в Вашингтоне проходило тестирование безопасности системы ДЭГ с целью проверки готовности ее использования на реальных выборах. Уже спустя 48 часов ученым из Мичиганского университета удалось взломать систему и подменить результаты голосования, получив доступ к серверу, обрабатывающему бюллетени [4].

Уязвимость была обнаружена в коде шифрования загруженных пользователями бюллетеней, она позволила специалистам запустить командную строку с привилегиями веб-приложения. Позже Соединенные Штаты из-за уязвимостей отказались от масштабного внедрения систем ДЭГ – сегодня проголосовать на выборах онлайн можно только в штате Гавайи.

Студент Тартуского университета Пааво Пихельгас подал в Национальный избирательный комитет жалобу с просьбой об аннулировании электронных голосов, поданных на выборах в Рийгикогу 2011 года. Он утверждал, что разработал вирус, который попал на устройство избирателя, способен заблокировать его голос. Несмотря на то, что тестирование вируса прошло успешно и менеджер проекта системы ДЭГ подтвердил, что атака не была обнаружена средствами защиты, суд все же отклонил жалобу [5].

В России ДЭГ впервые было применено в 2019 году в качестве эксперимента. В ходе подготовки системы к использованию было проведено четыре этапа тестирования. Несмотря на то, что во время тестирования система была взломана [6], было принято решение испытать систему на выборах в Мосгордуму.

19 августа 2019 года французский криптограф Пьеррик Годри опубликовал научную работу, в которой описал уязвимости московской системы интернет-голосования, построенной на основе схемы асимметричного шифрования Эль-Гамала [6]. Изучив исходный код системы, опубликованный на GitHub, он обнаружил, что бюллетени последовательно шифруются тремя различными ключами длиной 256 бит.

Разработчики, внедряя многоуровневое шифрование, не учли особенность асимметричных криптосистем – криптостойкость схемы, трижды последовательно шифрующей данные различными ключами, не выше криптостойкости схемы с одной итерацией шифрования. Позже, оставили одну операцию шифрования данных, увеличив размер ключа до 1024 бит.

Постановка задачи и метод ее решения

Российская система ДЭГ после завершения выборов позволяет избирателям проверить правильность учета своего голоса – это исключает их анонимность и подвергает риску административного давления. В мировой практике применяются различные методы, позволяющие сохранить свой голос в тайне, например в Эстонии разрешено переголосование.

Для решения проблемы обеспечения анонимности избирателей и защиты их персональных данных предлагается использовать гомоморфное шифрование. Оно позволяет производить определенные вычисления с данными без необходимости их расшифровки, например, так можно подсчитать результаты голосования, оперируя зашифрованными голосами избирателей.

В настоящей работе исследуется аддитивно гомоморфная схема разделения секрета Шамира – она способна не только обеспечить анонимность избирателей, но и защитить от публикации промежуточных результатов до окончания голосования за счет того, что части зашифрованных результатов распределены между несколькими доверенными субъектами (участниками).

Ранее уже было предложено использовать схему разделения секрета для голосования [7], но описанная схема не являлась проверяемой (не осуществляла проверку совместности частей секрета). Существуют различные ситуации, в которых данные могут быть искажены. Например, взломав сервер, злоумышленник может заменить сумму секретных частей произвольными данными. В этом случае результаты голосования будут признаны недействительными. Для повышения безопасности системы предлагается модифицировать ее и сделать проверяемой [8].

Математическая модель и проведение эксперимента

Схема разделения секрета Шамира позволяет построить (t, n) -пороговую схему для любых t и n , где $1 \leq t \leq n$, то есть разделить секрет между n участниками так, что любые t из них могут восстановить секрет [9].

Пусть есть некоторое поле F и $n + 1$ пар элементов $(x_0, y_0), (x_1, y_1), \dots, (x_n, y_n)$, где $x_i, y_i \in F, 0 \leq i \leq n$, причем $x_i \neq x_j$ при $i \neq j$. Тогда существует единственный многочлен $L(x)$ степени не более n , для которого $L(x_i) = y_i, 0 \leq i \leq n$. Такой многочлен $L(x)$ называется интерполяционным многочленом Лагранжа:

$$L(x) = \sum_{i=0}^n y_i \prod_{\substack{0 \leq j \leq n \\ i \neq j}} \frac{x - x_j}{x_i - x_j}$$

Пусть есть большое простое число q , большее некоторого секрета S и числа участников n . Произвольно выбирается n различных несекретных элементов $x_i \in \mathbb{Z}_q, 1 \leq i \leq n$. Для удобства в качестве значений x_i берут такие значения, что $x_i = i \in \mathbb{Z}_q, 1 \leq i \leq n$.

Далее случайным образом выбирается $t - 1$ секретных элементов $a_1, \dots, a_{t-1} \in \mathbb{Z}_q$, многочлена:

$$P(x) = a_{t-1}x^{t-1} + \dots + a_2x^2 + a_1x + S,$$

при условии, что $a_{t-1} \neq 0$.

Затем между участниками распределяются пары (x_i, y_i) , где $y_i = P(x_i), 1 \leq i \leq n$.

Так как схема разделения секрета Шамира обладает аддитивными гомоморфными свойствами, каждый участник может сложить полученные части голосов различных избирателей. После этого восстановить результаты голосования могут любые t из n участников, для этого необходимо подставить полученные суммы частей бюллетеней в многочлен Лагранжа.

Для проверки совместности частей секрета выбирается большое простое число p , такое, что q является делителем $(p - 1)$, а g - некоторый элемент мультипликативной группы \mathbb{Z}_q^* , имеющий порядок q . После построения многочлена F вычисляются значения:

$$r_i = g^{a_i} \pmod{p}, i = 0, 1, \dots, t - 1, \text{ где } a_0 = S.$$

После этого значения $r_i, i = 0, 1, \dots, t - 1$ публикуются в открытом доступе. Сложность вычисления значений заданного r основана на сложности задачи дискретного логарифмирования в конечном поле.

После получения пары (x_i, y_i) центры подсчета голосов могут проверить, что информация, полученная от пользователя, действительно является частью секрета S . Для этого нужно выполнить сравнение:

$$g^{y_i} \equiv r_0 * r_1^{x_i} * \dots * r_{t-1}^{x_i^{t-1}} \pmod{p}.$$

Предположим, что Алиса (А), Боб (В) и Чарли (С) участвуют в выборах, и есть пять избирателей. Учитывая тот факт, что все избиратели могут проголосовать единогласно, для кодировки голосов за каждого кандидата необходимо три бита ($\log_2 n + 1$, где n – количество избирателей).

После того, как избиратели проголосовали и заполнили бюллетени, происходит кодирование их голосов в битовые шаблоны, которые в нашем случае имеют следующий вид: $00C_100C_200C_3$, где C_i – маркер голоса за конкретного кандидата, может принимать значение единицы, если избиратель проголосовал за него, или нуля, если избиратель проголосовал за другого кандидата [7]. Полученные бинарные последовательности конвертируются в десятичные значения – именно они являются секретом (S). Пусть голоса распределены между кандидатами так, как указано в таблице 1.

Таблица 1

Избиратель	Алиса (A)	Боб (B)	Чарли (C)	Кодирование голоса	
				Бинарный вид	Десятичный вид
1		+		000001000	8
2	+			001000000	64
3			+	000000001	1
4		+		000001000	8
5		+		000001000	8

В качестве примера выберем поле \mathbb{Z}_{1019} (все вычисления будут производиться по модулю 1019) и рассмотрим (3, 3)-пороговую схему разделения секрета, при которой восстановление секрета возможно только при объединении всех трех его частей.

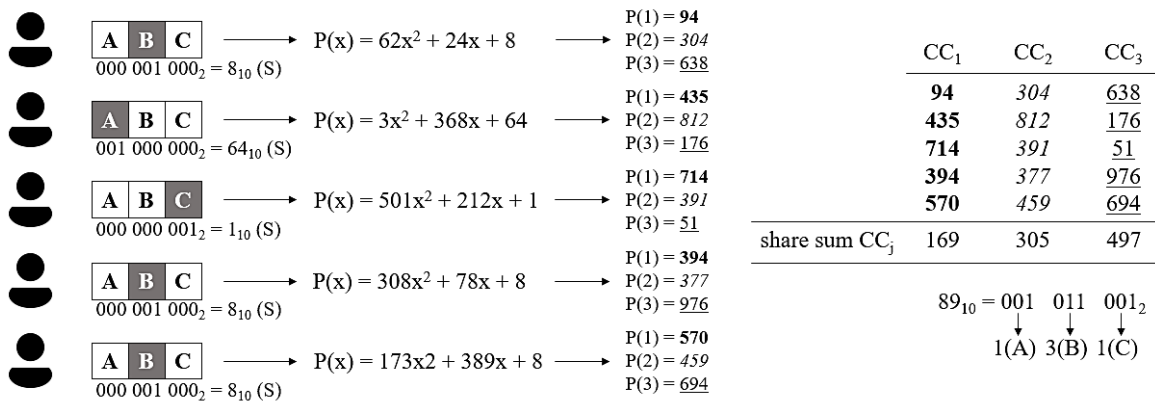


Рисунок 1 – Разделение голосов на части, подсчет и декодирование результатов

Для каждого бюллетеня случайным образом строится многочлен второй степени $P(x)$, коэффициенты которого принадлежат полю \mathbb{Z}_{1019} , а свободным членом является секрет. Разделим каждый секрет на три части путем подстановки значений $x = 1, 2, 3$ в сопоставленный ему многочлен. Этап разделения секрета изображен на рисунке 1.

После этого части всех секретов распределяются между тремя центрами подсчета голосов (counting centers, CC), которые независимо проверяют принадлежность полученной части к секрету.

Пусть $p = 32609$ (расчеты производятся в поле \mathbb{Z}_{32609}) и $g = 876$. Например, CC₁ проверяет, относится ли часть (x_i, y_i) , полученная от первого избирателя, к секрету:

$$g^{y_i} \equiv r_0 * r_1^{x_i} * \dots * r_{t-1}^{x_i^{t-1}} \pmod{p}$$

$$876^{94} \equiv 24463 * 11963^1 * 2718^1 \pmod{32609}$$

$$18479 \equiv 18479 \pmod{32609}.$$

Поскольку значения сходятся, проверка того, что часть принадлежит секрету, прошла успешно [8]. После этого центры подсчета голосов вычисляют суммы полученных частей секретов (share sum) (рисунок 1).

После окончания голосования итоговый результат может быть вычислен путем подстановки всех сумм долей, хранящихся в центрах подсчета голосов, в многочлен Лагранжа:

$$L(0) = \sum_{i=0}^n y_i \prod_{\substack{0 \leq j \leq n \\ i \neq j}} \frac{x_j}{x_i - x_j} = 169 \frac{2 * 3}{(2 - 1)(3 - 1)} + 305 \frac{3 * 1}{(1 - 2)(3 - 2)} + 497 \frac{2 * 1}{(1 - 3)(2 - 3)} = 89.$$

Полученный результат необходимо декодировать и привести к виду битового шаблона. Каждая тройка бит будет содержать в себе информацию о количестве голосов, отданных за конкретного избирателя (рисунок 1).



Рисунок 2 – Блок-схема алгоритма

Численный эксперимент был проведен в разработанном программном модуле, блок-схема которого представлена на рисунке 2.

Программный модуль состоит из трех основных процессов: подготовка к голосованию, голосование и подсчет голосов.

На этапе подготовки к выборам происходит регистрация избирателей и участников голосования, а также генерация параметров криптосистемы.

После того, как избиратели в интерфейсе выбрали кандидата, генерируются полиномиальные коэффициенты. Затем происходит разделение секрета, его части отправляются в центры подсчета голосов. Этот процесс происходит на устройстве избирателя. На этом этапе пользователь видит сообщение о том, что его голос был отправлен.

После завершения голосования центры подсчета голосов на сервере независимо проверяют принадлежность доли к секрету и вычисляют суммы долей голосов. Затем суммы долей суммируются, и результаты голосования вычисляются с использованием многочлена Лагранжа. После этого объявляются победители и публикуются результаты голосования.

Проведенный численный эксперимент показал, что представленный алгоритм электронного голосования является эффективным и обеспечивает анонимность избирателей (рисунок 1). Центры подсчета голосов получают лишь случайные числа из поля \mathbb{Z}_q – части секрета, сгенерированные путем построения полиномов.

Схема разделения секрета Шамира обладает теоретико-информационной стойкостью: наличие любых m долей секрета, $m < t$, не дает никакой информации о секрете. В схему введена дополнительная проверка частей, относящихся к секрету, что повышает ее безопасность.

Вывод

В условиях стремительного развития информационных технологий количество атак на информационные системы продолжает расти, поэтому очень важно обеспечивать конфиденциальность пользовательских данных. В случае электронного голосования нет необходимости во взломе, так как в используемых системах предусмотрена функция проверки правильности учета голосов, которая подвергает избирателей административному давлению и противоречит одному из принципов голосования – анонимности.

Использование аддитивно-гомоморфной схемы разделения секрета Шамира в системах ДЭГ позволяет обеспечить анонимность избирателей за счет того, что результаты голосования можно определить без расшифровки бюллетеней.

Литература

1. Heiberg S., Verifiable internet voting in Estonia / S. Heiberg and J. Willemson // 6th International Conference on Electronic Voting: Verifying the Vote (EVOTE). – 2014. – DOI 10.1109/EVOTE.2014.7001135. – Текст: электронный.
2. IS E-VOTING CURRENTLY USED IN ANY ELECTIONS WITH EMB PARTICIPATION? // IDEA : сайт. – URL: <https://www.idea.int/data-tools/question-view/742> (дата обращения: 17.03.2023) – Текст: электронный.
3. Минцифры подвело итоги работы цифровых сервисов на выборах-2021 // Министерство цифрового развития, связи и массовых коммуникаций Российской Федерации : сайт. – URL: <https://digital.gov.ru/ru/events/41276/> (дата обращения: 20.03.2023) – Текст: электронный.
4. Attacking the Washington, D.C. Internet Voting System / Scott Wolchok, Eric Wustrow, Dawn Isabel, J Alex Halderman // International Conference on Financial Cryptography and Data Security. – 2012. – DOI 10.1007/978-3-642-32946-3_10. – Текст: электронный.
5. Eesti Vabariigi Riigikohus Kohtuotsus 21. märts 2011 Kohtuasja number 3-4-1-4-11 // Riigikohus Supreme Court of Estonia : сайт. – URL: <https://www.rigikohus.ee/lahendid?asjaNr=3-4-1-4-11> (дата обращения: 23.03.2023). – Текст: электронный.
6. Gaudry, P. Breaking the Encryption Scheme of the Moscow Internet Voting System / Pierrick Gaudry, Alexander Golovnev. – 2020. – С. 32-29. – DOI 10.1007/978-3-030-51280-4_3. – Текст: электронный.
7. Secret Sharing Homomorphism and Secure E-voting / Binu V.P, Divya G Nair, and Sreekumar A. – 2016. – DOI: 10.48550/ARXIV.1602.05372. – Текст: электронный.
8. Рацеев С.М, Математические методы защиты информации: электронное учебное пособие / Сергей Михайлович Рацеев ; Министерство науки и высшего образования РФ, Ульяновский государственный университет, Факультет математики, информационных и авиационных технологий, Кафедра информационной безопасности и теории управления. – Ульяновск. – 2018. – Текст: электронный.
9. Shamir A. How to Share a Secret / Adi Shamir // Communications of the ACM. – Volume 22, Issue 11. – 1979. – С. 612-613. – Текст: электронный.

VULNERABILITY ANALYSIS OF ELECTRONIC VOTING PROTOCOLS

stud. Vasyutkin A.O.¹, Assoc. Professor, Ph.D. in Phys. and Math. Butakova N.G.^{1,2}

¹Moscow Polytechnic University

²National Research University of Electronic Technology

Electronic voting is a complex but widely demanded technology. The generally accepted opinion is that electronic voting guarantees the anonymity of voters and at the same time allows verify the correctness of registration of votes, ensuring transparency of the electoral process. Attempts to use electronic voting technologies in elections began a long time ago, but, as practice has shown, it has not yet been possible to create a secure system that meets all the election principles. This article analyzes the shortcomings and vulnerabilities of online election systems used in various countries. We consider the methods of protecting the electronic voting process based on an additively homomorphic Shamir secret sharing scheme, which allows voters to jointly calculate the results of voting, operating with encrypted ballots without revealing their own vote.



РАЗРАБОТКА КОМПЬЮТЕРНОЙ ПРОГРАММЫ РАСЧЕТА ФУНКЦИИ ЖИВУЧЕСТИ ОБЪЕКТА ИНФОРМАТИЗАЦИИ, ФУНКЦИОНИРУЮЩЕГО В УСЛОВИЯХ КОМПЬЮТЕРНЫХ АТАК

студ. Виноградов И.В., студ. Буренок Д.С., проф. Гуреев А.В.

Национальный исследовательский университет
«Московский институт электронной техники»

В настоящей статье рассматривается компьютерная программа расчета функции живучести (ФЖ) объекта информатизации (ОИ), функционирующего в условиях компьютерных атак при экспоненциальном законе распределения времени восстановления работоспособности и времени до воздействия атакующей стороны. Программа позволяет определить аналитическое выражение и построить график ФЖ ОИ, рассматриваемого как единое целое, без внутренней структуры. Рассчитанная программой ФЖ может быть использована для оценки устойчивости функционирования ОИ в условиях окружающей обстановки, обеспечивающих обоснование использования экспоненциального закона распределения вышеуказанных характеристик.

Разработанная компьютерная программа расчета функции живучести (ФЖ) объекта информатизации (ОИ), функционирующего в условиях компьютерных атак (КА) при экспоненциальном законе распределения времени восстановления работоспособности и времени до воздействия атакующей стороны (Программа) [1] позволяет рассчитать ФЖ и построить ее график.

В [2-7] объясняется актуальность необходимости разработки методического обеспечения для оценки устойчивости функционирования ОИ. Для осуществления оценки в [8, 9] предлагается использовать функцию устойчивости, устанавливается связь между функцией устойчивости и ФЖ, определяется ФЖ. Программа позволяет определить аналитическое выражение ФЖ ОИ, после чего становится возможным определить ее минимум [8, 9], например, методом вычисления корней первой производной ФЖ, полученной Программой, с их дальнейшим перебором для нахождения инфимума, а также методом визуального анализа графика, построенного Программой.

Библиотеки, используемые в Программе

В качестве языка программирования был выбран Python из-за простоты использования и наличия библиотек, необходимых для реализации Программы.

Для реализации графического интерфейса использовались библиотеки Tkinter и ttk [10] из-за простоты использования, гибкости и наличия множества инструментов, необходимых для создания простых форм заполнения и диалоговых окон. Для расположения элементов интерфейса в Программе использовалась grid-разметка [11].

Корректными исходными данными для Программы являются строки, состоящие из цифр и одной точки (либо запятой), при этом для вероятности поражения ОИ дополнительно проверяется условие принадлежности введенного числа отрезку от нуля до единицы. При вводе некорректных исходных данных Программа выдает сообщение об ошибке (рисунок 4). Вывод окна сообщения об ошибке реализован с помощью метода `showerror` модуля `messagebox` библиотеки Tkinter [11, 12].

Для настройки внешнего вида графика рассчитанной ФЖ используется метод `use` модуля `style` библиотеки Matplotlib [13]: был выбран стиль «ggplot» [14]. Непосредственно отрисовка графика реализована с помощью функции `plot` [15] библиотеки SymPy [16].

Описание алгоритма работы Программы

В [9] приведены теоретические обоснования, ограничения и допущения, накладываемые на окружающую обстановку, на основе которых был построен алгоритм работы Программы. На рисунке 1 представлена его блок-схема. Обозначения в настоящей статье совпадают с обозначениями в [9]:

- n – количество КА;
- P – вероятность поражения ОИ на каждой КА;
- λ – интенсивность КА;
- μ – интенсивность восстановления ОИ;
- T – ожидаемое время ведения КА;
- t – рассматриваемый момент времени, аргумент ФЖ;
- s – аргумент преобразования Лапласа ФЖ;
- $\varphi(t)$ – ФЖ;
- $\tilde{\varphi}(s)$ – изображение ФЖ по Лапласу.



Рисунок 1 – Блок-схема алгоритма работы Программы

Для расчета ФЖ используется SymPy. Такой выбор обуславливается следующим. Определение ФЖ в [9] осуществляется переходом от системы дифференциальных уравнений к системе алгебраических уравнений посредством применения преобразования Лапласа и решением полученной системы – получением аналитического выражения изображения ФЖ по Лапласу. Далее, в соответствии с [9], для получения оригинала ФЖ необходимо применить обратное преобразование Лапласа. Библиотека SymPy имеет встроенные средства для расчета обратного преобразования Лапласа – метод `inverse_laplace_transform` [17]. Для корректной работы метода все переменные инициализируются как объекты SymPy, и дается дополнительная информация о переменных:

- количество КА n – натуральное число;
- характеристики λ, μ, P – рациональные числа;
- аргументы t и s – символьные переменные, $t > 0$.

Рациональность вышеуказанных характеристик обосновывается на особенностях ввода исходных данных: в поле ввода можно ввести конечное количество символов, при этом число будет округлено до определенного знака. К тому же, нет необходимости использовать именно иррациональные числа, так как они могут быть аппроксимированы рациональными без существенного влияния на результат.

Программа рассчитывает ФЖ посредством применения обратного преобразования Лапласа к следующему выражению [4]:

$$\tilde{\varphi}(s) = \frac{\lambda P \{ [(s + \mu)(s + \lambda)]^n - [\mu\lambda + (1 - P)\lambda s]^n \}}{s(s + \lambda P + \mu)[(s + \mu)(s + \lambda)]^n}.$$

Интерфейс и функциональные возможности Программы

На рисунке 2 представлен интерфейс Программы.

В верхней части окна располагается сообщение, уведомляющее о необходимости обоснования выбора экспоненциального закона распределения соответствующих характеристик. Ниже – поля ввода исходных данных. В нижней части окна – поле текста для вывода рассчитанного Программой выражения ФЖ. Выбор поля текста для вывода уравнения ФЖ обуславливается возможностью копирования пользователем результата работы Программы в буфер обмена. Ниже всего расположены кнопки «Рассчитать», «Отрисовать», «Очистить», «Выход». Окно не имеет возможности менять свои размеры.

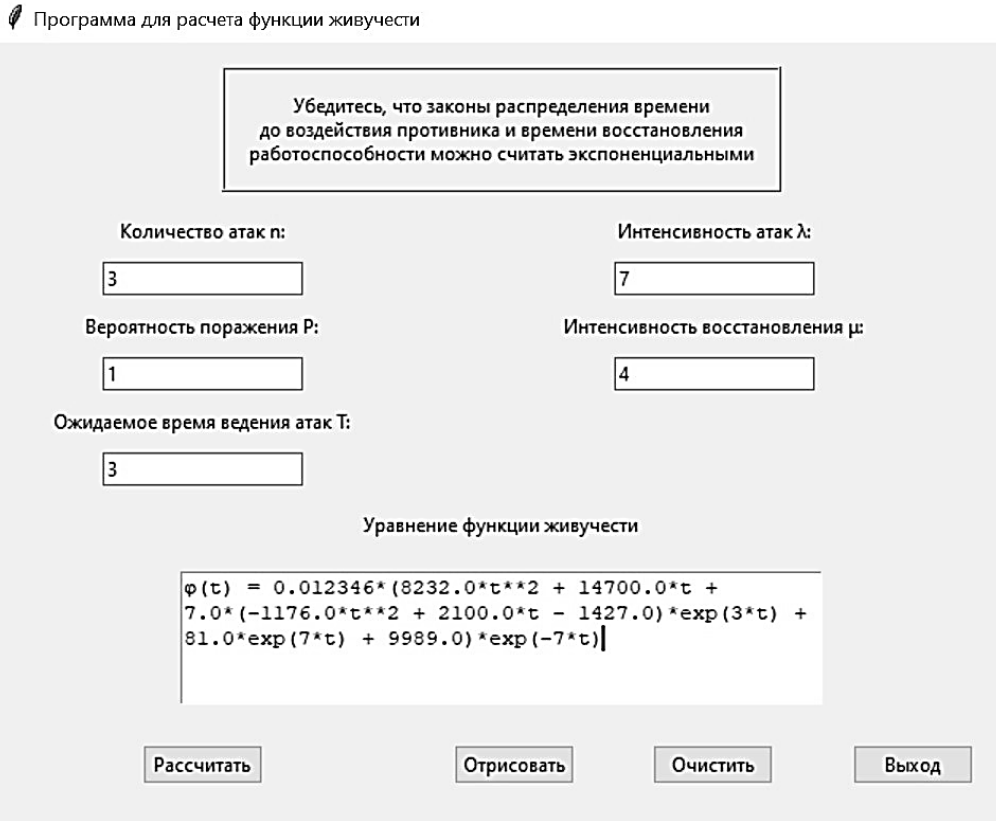


Рисунок 2 – Интерфейс Программы

На рисунке 2 изображено состояние Программы после ввода корректных исходных данных и нажатия кнопки «Рассчитать»: в поле текста «Уравнение ФЖ» выводится выражение, полученное в результате выполнения расчета ФЖ.

Если исходные данные были введены некорректно, Программа не рассчитает ФЖ, а сообщит о соответствующей ошибке (рисунок 3).



Рисунок 3 – Окно сообщения об ошибке

После нажатия кнопки «Отрисовать» Программа еще раз рассчитывает ФЖ, обновляет поле вывода и открывает окно с графиком ФЖ, представленном на рисунке 4. В правом нижнем углу пишутся координаты точки курсора на графике (если курсор не на графике, ничего не пишется). На рисунке 4 показана попытка определения минимума ФЖ методом визуального анализа ее графика с использованием описанных выше координат. Кривая ФЖ отрисовывается красным цветом. Вертикальная ось графика, соответствующая вероятности пребывания ОИ в работоспособном состоянии, откладывается в пределах от нуля до единицы, а горизонтальная, соответствующая моменту времени от начала КА – от нуля до T. Внизу окна расположена стандартная Matplotlib-панель управления выводом графика на экран. Окно имеет возможность менять свои размеры, при этом график «растягивается», «подгоняется» под размеры окна. Закрыть окно с графиком ФЖ можно, нажав «крестик» в правом верхнем углу. В одном окне отрисовывается только один график, однако есть возможность открыть сразу несколько таких окон одновременно.

Кнопка «Очистить» по нажатии делает все поля текста пустыми, как при запуске Программы.

Кнопка «Выход» по своему функциональному назначению эквивалентна «крестик» в правом верхнем углу. Обе кнопки закрывают окно панели управления Программы. Полный выход из Программы осуществляется после закрытия всех ее рабочих окон.

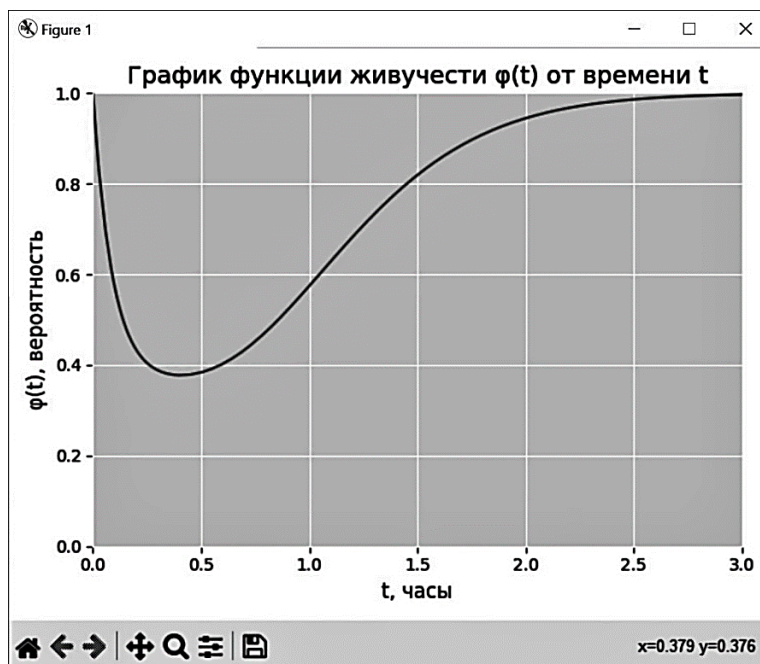


Рисунок 4 – Окно вывода графика ФЖ на экран

Таким образом, Программа предназначена для расчета ФЖ и обладает возможностью построения ее графика. Из допущений, принятых для построения математической модели в [9], на основе которой построен алгоритм работы Программы, следует, что при расчете ФЖ должно быть гарантировано выполнение условия об экспоненциальном законе распределения времени восстановления работоспособности и времени до воздействия атакующей стороны. Функция живучести ОИ и ее график позволяют произвести оценку устойчивости функционирования ОИ, которая, в частности, требуется для принятия результативного решения по защите ОИ:

- органам управления информационной безопасностью (ИБ) при задании требований к устойчивости функционирования отдельных элементов ОИ и ОИ в целом;
- лицам, управляющим программами аудита ИБ, при формировании критериев аудита, а также при разработке программ и методик аудиторских испытаний;
- лицам, проводящим оценку рисков ИБ с целью обоснования страховых тарифов;
- лицам, управляющим рисками ИБ;
- и другим.

Литература

1. Воеводин В.А., Виноградов И.В., Буренок Д.С. «Программа оценки устойчивости объекта информатизации для условий воздействия угроз информационной безопасности». Свидетельство о государственной регистрации программ для ЭВМ №2023617278. Дата регистрации 07.04.2023.
2. Воеводин, В.А. О проблеме внедрения риск-ориентированного подхода к обеспечению защиты информации / В.А. Воеводин, И.В. Виноградов, Д.А. Герблих // Техника и безопасность объектов уголовно-исполнительной системы: сборник материалов Международной научно-практической конференции, Воронеж, 18–19 мая 2022 года. – Иваново: ИПК "ПресСто"; Воронежский институт ФСИН России, 2022. – С. 416-419. – EDN HUVXQX. Режим доступа: <https://www.elibrary.ru/huvxqx>
3. Душкин А.В., Кравченко А.С., Скоредова Ю.В. Защищенная облачная платформа для автоматизированной системы управления / Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2017. – №2. – С. 44-47.
4. Кочедыков С.С., Соколовский С.П., Душкин А.В. Моделирование системы конфликтных взаимодействий в информационной системе критического применения / Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2017. – №4. – С. 74-84.

5. Щербакова Ю.В., Душкин А.В. Оценка безопасности информационных процессов при применении перспективных облачных технологий в УИС. // Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2014. – № 1. – С. 21-26.
6. Похвощев В.Н., Соколовский С.П., Душкин А.В. Способ распознавания вредоносных воздействий на информационную телекоммуникационную систему // Телекоммуникации. – 2011. – №10. – С. 25-28.
7. Кочедыков С.С., Новосельцев В.И., Сумин В.И., Душкин А.В. Оптимизация информационных потоков в системах критического назначения в условиях воздействия на них сторонних сил // Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2016. – №4. – С. 67-72.
8. В.А. Воеводин, И.В. Виноградов, Д.И. Волков. О проблеме внедрения риск-ориентированного подхода при решении задач обеспечения информационной безопасности в организации // Вопросы обеспечения кибербезопасности и защиты информации: сборник трудов Всероссийской студенческой научно-практической конференции, Москва, 1 ноября 2022 года. – М.: МТУСИ, 2022. – С. 180-191. Режим доступа: <https://disk.yandex.ru/i/1hpDTAA6ioSBHw4>.
9. В.А.Воеводин, И.В.Виноградов, Д.И.Волков. Об оценке устойчивости функционирования объекта информатизации в условиях компьютерных атак при экспоненциальном законе распределения времени до воздействия противника и восстановления работоспособности. Вестник Дагестанского государственного технического университета. Технические науки. 2022; 49(3): 39-51. DOI:10.21822/2073-6185-2022-49-3-39-516.
10. Tkinter — Python interface to Tcl/Tk [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.python.org/3/library/tkinter.html> (дата обращения 11.04.2023).
11. Grid Layout Manager in Tkinter [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.pythonguis.com/tutorials/create-ui-with-tkinter-grid-layout-manager/> (дата обращения 11.04.2023).
12. tkinter.messagebox — Tkinter message prompts [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.python.org/3/library/tkinter.messagebox.html#tkinter.messagebox.showerror> (дата обращения 11.04.2023).
13. Matplotlib — Visualization with Python [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://matplotlib.org/> (дата обращения 11.04.2023).
14. matplotlib.style — Matplotlib 3.7.1 documentation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://matplotlib.org/stable/api/style_api.html#matplotlib.style.use (дата обращения 11.04.2023).
15. Plotting - SymPy 1.11 documentation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://docs.sympy.org/latest/modules/plotting.html#sympy.plotting.plot.plot> (дата обращения 11.04.2023).
16. SymPy [Электронный ресурс]. – Режим доступа: <https://www.sympy.org/ru/index.html> (дата обращения 11.04.2023).
17. Integrals - SymPy 1.11 documentation [Электронный ресурс]. – Режим доступа: https://docs.sympy.org/latest/modules/integrals/integrals.html#sympy.integrals.transforms.inverse_laplace_transform (дата обращения 11.04.2023).

DEVELOPMENT OF A COMPUTER PROGRAM FOR CALCULATING THE SURVIVABILITY FUNCTION OF INFORMATIZATION OBJECT FUNCTIONING UNDER CONDITIONS OF COMPUTER ATTACKS

stud. Vinogradov I.V., stud. Burenok D.S., prof. Gureev A.V.

National Research University of Electronic Technology

This article discusses a computer program for calculating the survivability function (SF) of an informatization object (IO) functioning under conditions of computer attacks at exponential distribution law of restoration time and time to attacking side impact. The program allows to define an analytical expression and build a SF graph of IO, considered as a whole, without an internal structure. The SF calculated by the program can be used for assessment of IO stability functioning under environmental conditions that provide justification for the use of the exponential distribution law of the above characteristics.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ИНФРАСТРУКТУРЫ ВИРТУАЛЬНЫХ СЕТЕВЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ЗАЩИТЫ КОРПОРАТИВНЫХ ДАННЫХ

студ. Вахрушев А.И.¹, преп. Порсев И.С.¹, проф. Душкин А.В.^{1,2}

¹Национальный исследовательский университет

«Московский институт электронной техники»

²Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил

«Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»

В данной статье обсуждаются проблемы, связанные с использованием сертифицированных средств сетевой безопасности, и предлагается альтернативное решение в виде использования доступных устройств на базе специальной операционной системы «AstraLinux Special Edition». Здесь описаны принципы моделирования инфраструктуры корпоративной сети в виртуальной среде Oracle VirtualBox и создание топологии, аналогичной защищенной корпоративной сети компании "Код безопасности". В статье также расписаны функции, выполняемые криптошлюзами и центром управления сетями. Для снижения финансовых затрат на дорогостоящее оборудование используются технологии виртуализации и необходимые инструменты для построения сети. Кроме того, в данной статье предлагается использование аппаратного комплекса из доступных комплектующих с возможностью установки двух или более сетевых карт, вместо дорогостоящего проприетарного оборудования. Также описаны сертифицированные алгоритмы шифрования, включенные в методы защитного преобразования, поддерживаемые пакетами OpenSSL и OpenVPN в операционной системе AstraLinux.

Одним из вариантов обеспечения безопасности информационно-телекоммуникационной сети организации является применение сетевых устройств, позволяющих обеспечить определенный уровень защиты. Они часто становятся объектами кибератак [1-5]. Их успешный взлом может привести к серьезным последствиям для организации.

К таким сетевым устройствам можно отнести следующее оборудование: маршрутизаторы, брандмауэры и коммутаторы.

При обработке сведений ограниченного использования (коммерческая тайна, персональные данные и др.) необходимо использовать сертифицированные по требованиям безопасности устройства. Данные устройства называются сертифицированными средствами сетевой безопасности и зачастую представляют собой узкоспециализированные комплексы с неизменной программно-аппаратной платформой.

Основными недостатками такой архитектуры являются:

- отсутствие возможности масштабирования данных устройств с ростом вычислительных возможностей сети;
- минимальные сроки базовой технической поддержки, т.к. аппаратная платформа быстро устаревает, что приводит к необходимости доработки программных компонентов для поддержки нового оборудования или его замены [6];
- высокая стоимость данных устройств.

Одним из вариантов устранения данных недостатков является использование технологии виртуализации сетевых функций.

Виртуализация сетевых функций (NFV) - это концепция сетевой архитектуры, предлагающая виртуализировать целые классы функций сетевых узлов в виде составных элементов, которые могут быть соединены вместе или связаны в цепочку для создания телекоммуникационных услуг (сервисов). Виртуализируемая сетевая функция (VNF) может включать одну или несколько виртуальных машин, которые могут использовать разное программное обеспечение и процессы, серверы, коммутаторы и хранилища большого объема, или даже инфраструктуру облачных вычислений, вместо отдельных аппаратных решений для каждой сетевой функции.

Инфраструктура виртуальных сетевых устройств основана на программном обеспечении, что позволяет обеспечить эффективное вертикальное масштабирование и администрирование сети, чем физическими устройствами. Эти устройства можно легко создавать, настраивать и удалять с помощью программного обеспечения для виртуализации, а также масштабировать их для удовлетворения меняющихся потребностей сети организации. К основным типам виртуальных сетевых устройств относятся:

- виртуальные маршрутизаторы выступают в качестве шлюза по умолчанию для виртуальных машин в виртуальной сети, который позволяет обеспечить функциональность маршрутизации, а также сетевое взаимодействие между виртуальными машинами (виртуальные маршрутизаторы похожи на физические маршрутизаторы, но они реализованы в виде программного обеспечения и работают на виртуальной машине);

– виртуальные брандмауэры предназначены для защиты виртуальных сетей от несанкционированного доступа и выполняют те же функции, что и физические брандмауэры (они контролируют и фильтруют входящий и исходящий сетевой трафик, обеспечивая прохождение через виртуальную сеть только авторизованного трафика);

– виртуальные коммутаторы используются для подключения виртуальных машин друг к другу и к другим сетям (они похожи на физические коммутаторы, но реализованы в виде программного обеспечения и используются для создания и управления виртуальными соединениями между виртуальными машинами).

Дополнительно к виртуальным устройствам, возможно, добавить системы обнаружения вторжений и прототипирования компьютерных атак, механизмов контроля доступа и технологий шифрования.

Для определения минимального количества виртуальных устройств необходимо определить количество требуемых функций, а далее смоделировать их инфраструктуру таким образом, чтобы обеспечить надежные меры безопасности.

Следует отметить, что каждое виртуальное сетевое устройство, как и любое сетевое оборудование, должно быть настроено и защищено. Это может включать настройку сетевых параметров, настройку политик безопасности и внедрение обновлений и исправлений для системы безопасности.

В основе программного обеспечения для виртуальных сетевых устройств лежит Astra Linux Special Edition - операционная система специального назначения, которая прошла сертификацию в ФСТЭК России по следующим требованиям [7]:

- требования доверия;
- требования к ОС;
- требования к профилю защиты ОС;
- требования к средствам контейнеризации;
- требования к средствам виртуализации.

Для проверки возможности реализации данного решения требуется смоделировать инфраструктуру корпоративной сети. Для моделирования было использовано средство виртуализации Oracle VM VirtualBox [8], которое в сравнении с другими аналогичными продуктами (OpenVZ, VMware Workstation и VM Hyper-V) является наиболее простым в использовании и отказоустойчивым при проектировании подобного масштаба топологий сети.

В качестве примера инфраструктуры корпоративной сети, была взята типовая схема защищенной сети компании «Код безопасности». [9]

Схема сети представлена на рисунке 1.

Данная топология состоит из 3 сегментов сети, которые связаны между собой 3 криптошлюзами через открытую сеть Интернет.

Три криптошлюза представляют собой аппаратно-программный комплекс шифрования (АКПШ) «Континент», которые обеспечивают криптографическую защиту информации, передаваемой по открытым каналам сети Интернет.

В данной топологии криптошлюз выполняет следующие функции:

- шифрование трафика (VPN);
- межсетевое экранирование (FW + NAT);
- маршрутизация (статическая, динамическая, Multi-WAN);
- аутентификация пользователей (агентский способ).

Один из них (первый) дополнительно является центром управления сетями (ЦУС) и осуществляет функции по резервированию баз данных центра управления сетями и сохранности управляемости VPN-сети в случае выхода из строя основного ЦУС. Также в каждом из сегментов сети присутствуют коммутаторы, которые обеспечивают не только связь автоматизированных рабочих мест (АРМ) пользователей, но и служат дополнительным уровнем защиты в качестве VLAN разграничения. В сегменте под управлением ЦУС присутствует АРМ администратора, который имеет доступ к настройкам комплекса, сервера безопасности и организации VPN соединения межсетевого экрана.

ЦУС выполняет следующие функции:

- оперативное управление устройствами комплекса;
- создание, изменение, удаление конфигураций и ключей устройств комплекса;
- хранение конфигурации комплекса;
- сбор журналов с устройств и передача их агенту журналов для записи в БД;
- дистанционное обновление ПО устройств комплекса;
- мониторинг устройств комплекса.

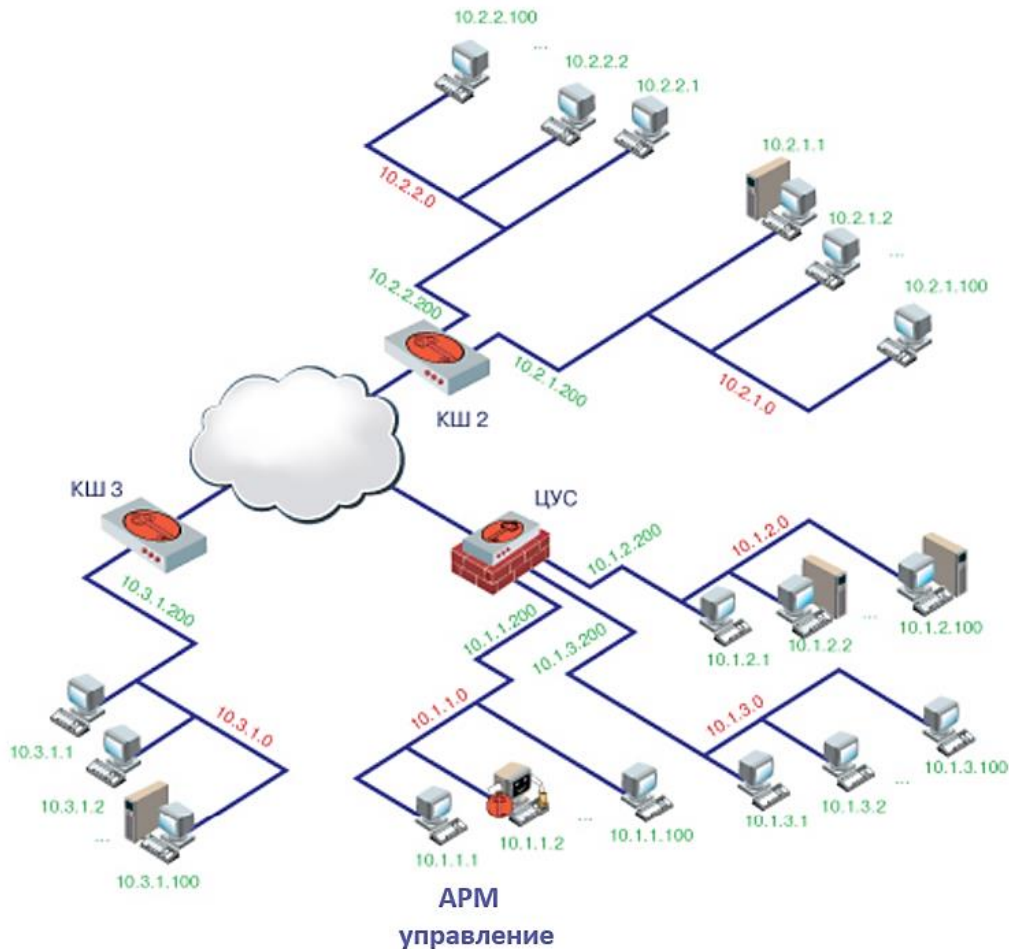


Рисунок 1 – Типовая схема организации защищенной корпоративной сети

Полученная схема в среде виртуализации Oracle VM VirtualBox представлена на рисунке 2.

В качестве альтернативы АКПШ «Континент» возможно, использовать более доступный аппаратный комплекс, который имеет возможность установки 2-х и более сетевых карт. Программным обеспечением является операционная система AstraLinux Special Edition с необходимыми пакетами:

OpenVPN - это программное обеспечение для создания виртуальной частной сети (VPN), которое позволяет зашифровать соединение между устройствами и защитить передаваемую информацию от прослушивания и взлома;

OpenSSL - это библиотека криптографических протоколов с открытым исходным кодом, которая используется для обеспечения безопасности веб-серверов, электронной почты, VPN-соединений и других приложений, требующих шифрования данных и аутентификации пользователей;

Libgost-astra - это библиотека, которая предоставляет реализацию алгоритмов криптографии, используемых в России (она содержит реализации стандартных алгоритмов хеширования, подписи и шифрования (ГОСТ Р 34.11-2012, ГОСТ Р 34.10-2012 и т.д.) и предназначена для использования в различных приложениях, которые требуют поддержки криптографических алгоритмов, разработанных в России [9];

NetFilter - это подсистема ядра Linux, которая позволяет управлять сетевым трафиком, фильтровать пакеты и принимать решения о блокировке или разрешении их передачи (может использоваться для создания сетевых маршрутизаторов и брандмауэров (в работе для обеспечения пакетной фильтрации и настройки маршрутизации была использована утилита iptables, которая имеет широкий спектр возможностей конфигурирования сетевого доступа));

NGINX - это программное обеспечение, которое используется для управления трафиком, обеспечения безопасности приложений, а также для проверки подлинности пользователей и контроля доступа и управления сессиями;

LDAP - это протокол, используемый для доступа к каталогам (сервисам, хранящим информацию о пользователях, ресурсах и т.д.) в сетях TCP/IP, с помощью которого можно осуществлять операции чтения, создания, изменения и удаления записей в каталоге;

SSH - это протокол сетевого уровня, который обеспечивает шифрование и аутентификацию при удаленном доступе к компьютерам (в данном исследовании он был использован в качестве инструмента администрирования сетевых устройств).

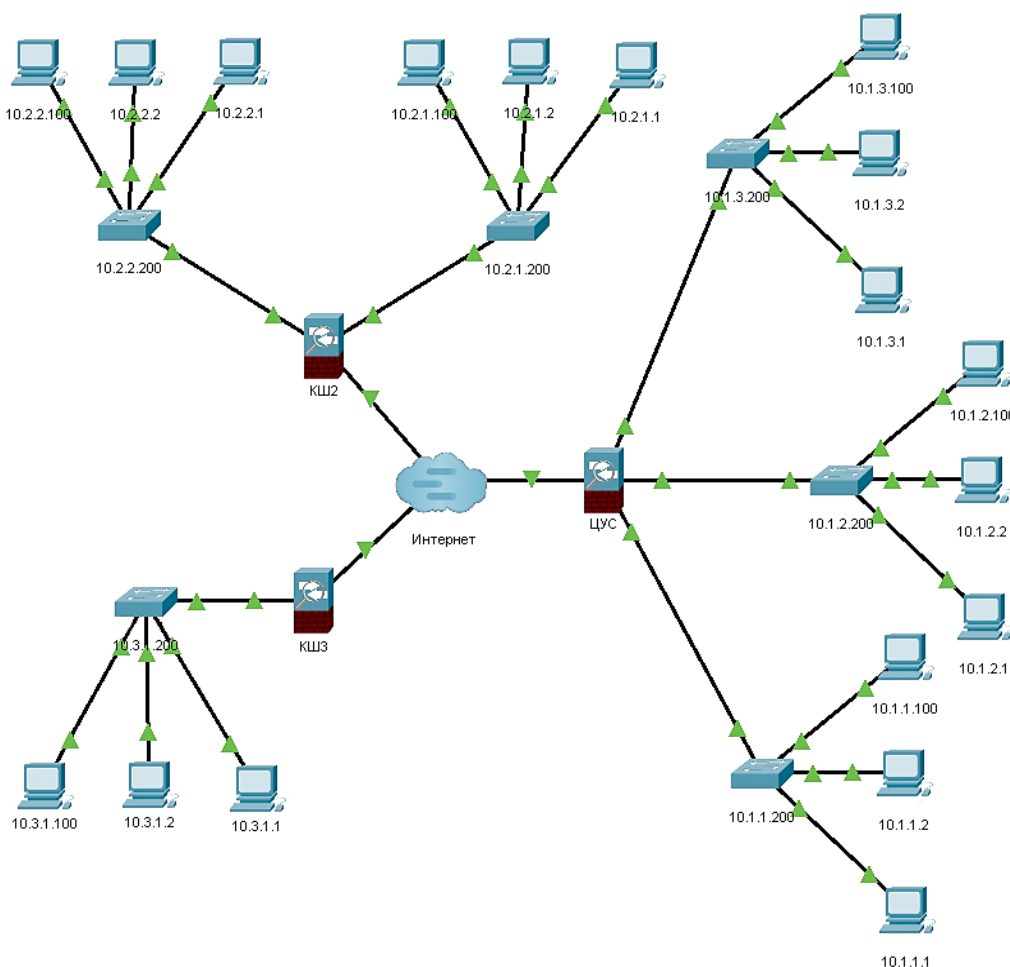


Рисунок 2 – Типовая топология сети

Таким образом, смоделированная сетевая инфраструктура позволила построить виртуальную среду без использования аппаратных сетевых устройств. В качестве программного обеспечения использовались пакеты из основного репозитория AstraLinux, которые позволили реализовать основные сетевые функции.

В заключение следует отметить, что для защиты корпоративных данных от киберугроз возможно использование виртуальных сетевых устройств. Работа этих устройств основана на доверенном и сертифицированном программном обеспечении. Они обеспечивают ту же функциональность, что и их физические аналоги. В качестве виртуальных сетевых устройств рассмотрена возможность использования маршрутизаторов, брандмауэров и коммутаторов. Их функции реализованы на базе операционной системы специального назначения «AstraLinux Special Edition», которая сертифицирована ФСТЭК России. Благодаря технологиям виртуализации и необходимому инструментарию, для построения сети, можно снизить финансовые затраты на дорогостоящее оборудование и более рационально распределить бюджет компании.

Литература

1. Душкин А.В., Кравченко А.С., Скоредова Ю.В. Защищенная облачная платформа для автоматизированной системы управления / Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2017. – №2. – С. 44-47.
2. Кочедыков С.С., Соколовский С.П., Душкин А.В. Моделирование системы конфликтных взаимодействий в информационной системе критического применения / Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2017. – №4. – С. 74-84.

3. Щербакова Ю.В., Душкин А.В. Оценка безопасности информационных процессов при применении перспективных облачных технологий в УИС. // Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2014. – № 1. – С. 21-26.
4. Похвашев В.Н., Соколовский С.П., Душкин А.В. Способ распознавания вредоносных воздействий на информационную телекоммуникационную систему // Телекоммуникации. – 2011. – №10. – С. 25-28.
5. Кочедыков С.С., Новосельцев В.И., Сумин В.И., Душкин А.В. Оптимизация информационных потоков в системах критического назначения в условиях воздействия на них сторонних сил // Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2016. – №4. – С. 67-72.
6. Гузев О. Ю., Чижов И. В. Масштабируемая архитектура комплексов обеспечения сетевой безопасности // Современные информационные технологии и ИТ-образование. 2019. Т. 15, № 1. С. 154-163. DOI: 10.25559/SITITO.15.201901.154-163
7. Операционная система AstraLinux Special Edition [Электронный ресурс]: Справочный центр AstraLinux: <https://wiki.astralinux.ru>
8. Платформа VirtualBox [Электронный ресурс]: Сайт продукта виртуализации VirtualBox. – Режим доступа: <https://www.virtualbox.org>
9. Аппаратно-программный комплекс шифрования «Континент» [Электронный ресурс]: Сайт АПКШ Континент. – Режим доступа: <https://www.securitycode.ru/>

MODELING THE INFRASTRUCTURE OF VIRTUAL NETWORK DEVICES TO PROTECT CORPORATE

stud. Vakhrushev A.I.¹, prep. Porsev I.S.¹, prof. Dushkin A.V.^{1,2}

National Research University of Electronic Technology¹
Military Educational and Scientific Center of the Air Forces –
Zhukovskii and Gagarin Air Forces Academy²

This article discusses the problems associated with the use of certified network security tools and suggests an alternative solution in the form of using available devices based on a special operating system "AstraLinux Special Edition". It describes the principles of modeling the corporate network infrastructure in the Oracle VirtualBox virtual environment and creating a topology similar to the secure corporate network of the Security Code company. The article also describes the functions performed by crypto gateways and the network management center. To reduce the financial costs of expensive equipment, virtualization technologies and the necessary tools for building a network are used. In addition, this article suggests the use of a hardware complex of available components with the possibility of installing two or more network cards, instead of expensive proprietary equipment. The certified encryption algorithms included in the security conversion methods supported by the OpenSSL and OpenVPN packages in the AstraLinux operating system are also described.



ЗАЩИТА УДАЛЕННОЙ АУТЕНТИФИКАЦИИ В УСЛОВИЯХ РОСТА КИБЕРУГРОЗ

студ. Захарова Н.В., доц. к.ф.-м.н. Бутакова Н.Г.

Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»

В случае удаленной аутентификации возникает проблема передачи идентификационной информации по ненадежным каналам связи. Чтобы сохранить уникальную информацию в секрете при пересылке по таким каналам, необходимы методы для реализации надежной аутентификации участников обмена и обеспечения безопасности обмена информацией.

Эта проблема была решена после появления алгоритма Диффи-Хеллмана. Открытое распространение ключа Диффи-Хеллмана позволяет двум участникам обмена выработать общий секретный ключ без обмена секретными данными. Однако недостатком алгоритма Диффи-Хеллмана является уязвимость к атаке "человек посередине". Чтобы устранить эту уязвимость, предлагается использовать протокол MQV.

Текущие геополитические события не только способствуют увеличению известных киберугроз, но и могут повлечь за собой новые достаточно серьезные угрозы безопасности информации. Компании продолжают работать в удаленном и гибридном режимах, ставших уже частью повседневности. Злоумышленники становятся более изобретательными, а оставшиеся без обновлений продукты иностранных вендоров — более уязвимыми. Сотрудники, работающие из дома, ежедневно подключаются к корпоративным ресурсам через сеть, а повсеместное использование личных устройств для работы ограничивает возможности контроля их безопасности администраторами.

Таким образом, все чаще появляется необходимость получения удаленного доступа к корпоративным ресурсам. В случае удаленной аутентификации существует проблема передачи идентификационной информации по открытым каналам связи (через Интернет или локальную сеть).

Эту проблему можно решить передачей по открытым каналам зашифрованной информации. Однако существует фундаментальная неразрешимая задача в криптографии, построенной даже на самых надёжных алгоритмах шифрования. Симметричное шифрование данных происходит с помощью секретного ключа, но перед этим участники обмена должны передать друг другу этот ключ. Для этого необходимо встретиться лично, придумать общий "секретный ключ", а потом уже с помощью этого ключа можно строить безопасное общение друг с другом по сети, используя симметричное шифрование. Однако в реальности встретиться лично с каждым физически невозможно.

Чтобы сохранить в тайне уникальную информацию, при пересылке по открытым каналам нужны методы, позволяющие реализовать надежную аутентификацию участников обмена и сделать обмен информацией безопасным.

Обмен ключами по небезопасным каналам был большой проблемой криптографии XX века. Эту проблему удалось решить после появления алгоритма Диффи-Хеллмана. Открытое распространение ключей Диффи-Хеллмана позволяет двум участникам обмена выработать общий секретный ключ, не обмениваясь секретными данными [3].

При работе алгоритма участники обмена ключами (например, Алиса и Боб) устанавливают общедоступные параметры p и g , генерируемые обычно на одной стороне, а после передаваемые другой, где

- p является случайным простым числом,
- g является первообразным корнем по модулю p (также является простым числом)
- $1 < g < p$
- Участники генерируют каждый свой закрытый ключ: случайные натуральные числа a и b (a и $b \in [2; p-1]$)

1. Алиса вычисляет *открытый ключ* A , используя преобразование над *закрытым ключом*:
 $A = g^a \bmod p$

Боб вычисляет *открытый ключ* B , используя преобразование над *закрытым ключом*:
 $B = g^b \bmod p$

2. Участники обмениваются *открытыми ключами* друг с другом

3. Каждый участник вычисляет *общий секретный ключ* K , используя открытый ключ удаленной стороны и свой закрытый ключ.

Алиса: $K_a = B^a \bmod p$

Боб: $K_b = A^b \bmod p$

$K_a = K_b = K$.

К получается равным с обеих сторон, потому что: $B^a \bmod p = (g^b \bmod p)^a \bmod p = g^{ab} \bmod p = (g^a \bmod p)^b \bmod p = A^b \bmod p$ [4].

Алгоритм часто применяется в протоколах безопасности и в сетевых протоколах, таких как TLS, IPsec, SSH, PGP и многих других. Это делает его важной частью организации безопасной связи. В дополнение к этим протоколам обмен ключами Диффи-Хеллмана часто используется для обеспечения безопасного соединения с веб-сервером, для удаленного доступа к другому компьютеру и для отправки зашифрованных электронных писем.

Преимущества этого протокола:

- перед началом обмена отправителю и получателю не нужно предварительно «знакомиться» друг с другом;
- после обмена ключами обмен данными может происходить через недоверенный канал;
- совместное использование секретного ключа безопасно.

В протоколе ни Алиса, ни Боб не могут достоверно определить, кем является их собеседник. Протокол Диффи-Хеллмана отлично противостоит пассивным атакам, но в случае реализации активной атаки - «человек посередине» - он незащищен. Поэтому может возникнуть ситуация, при которой Боб и Алиса установили связь с Меллори, которая Алисе выдает себя за Боба, а Бобу представляется Алисой [2].

То есть Меллори получает один общий ключ с Алисой, которая считает, что этот ключ с Бобом, и один общий ключ с Бобом, который принимает ее за Алису. И, следовательно, она может получать от Алисы любое сообщение для Боба, расшифровывать его ключом, читать, зашифровать ключом Боба и передать Бобу. Таким образом, обман может оставаться незамеченным очень долгое время.

Таким образом, одним из недостатков алгоритма Диффи-Хеллмана является его уязвимость к атаке «человек посередине», поскольку протокол не аутентифицирует участников в процессе обмена ключами.

Для того, чтобы исключить эту уязвимость, нужна взаимная аутентификация. С этой целью можно применять механизм электронной цифровой подписи (ЭЦП). Если у Боба имеется открытый ключ Алисы, и он уверен, что это действительно ее ключ, тогда для защиты от атаки «человек посередине» Алисе достаточно подписать своим закрытым ключом число А на шаге 1. Теперь Меллори может сколько угодно пытаться выдать себя за Алису, но подделать ее подпись она не сможет, и Боб сразу сможет понять, если кто-то попытается выдать себя за Алису. Но в данном случае размер сообщения сильно увеличится за счет добавления подписи.

Для решения этих проблем с целью защиты удаленной аутентификации предлагается использовать протокол MQV.

Протокол MQV – протокол распределения ключей, поддерживающий взаимную аутентификацию сторон и тем самым устраняющий уязвимость к атаке «человек посередине», присущую классическому алгоритму Диффи-Хеллмана. Помимо этого, для аутентификации пользователей не требуется передача вспомогательной информации, типа ЭЦП, что позволяет существенно сократить размер передаваемых сообщений.

Алиса и Боб имеют каждый свою ключевую пару, состоящую из открытого и закрытого ключей: $(A = G_a, a)$, $(B = G_b, b)$. Разумеется, Бобу известен открытый ключ Алисы, а той в свою очередь известен открытый ключ Боба.

Далее Алиса и Боб генерируют сеансовую пару ключей: $(C = G_\gamma, \gamma)$, $(D = G_\sigma, \sigma)$.

Затем происходит обмен как в классическом протоколе Диффи-Хеллмана: Алиса передает Бобу значение G_γ , Боб Алисе передает значение G_σ .

Теперь Алиса знает: А, В, С, D, а, γ ; а Бобу известны: А, В, С, D, b, σ .

Чтобы получить общий ключ К, Алиса должна проделать следующие операции:

1. Выбирает число l , равное размеру сообщения в битах, деленному на 2. Так, если используется EC-MQV и длина сообщения равна 32 бит, то $l = 16$.
2. Задаёт $i = C$
3. Находит $S_A = (i \bmod 2^l) + 2^l$
4. Задаёт $j = D$
5. Вычисляет $T_A = (j \bmod 2^l) + 2^l$
6. Находит $h_A = \gamma + S_A * a$
7. Вычисляет $p_A = (D * B^{T_A})^{h_A}$

Боб проделывает те же действия, но со своими закрытыми ключами:

1. Задаёт $i = D$
2. Находит $S_B = (i \pmod{2^l}) + 2^l$
3. Задаёт $j = C$
4. Вычисляет $T_B = (j \pmod{2^l}) + 2^l$
5. Находит $h_B = \sigma + S_B * b$
6. Вычисляет $p_B = (C * B^{T_B})^{h_B}$

Получившиеся в результате вычислений числа $p_A = p_B$ являются общим секретным ключом. Можно убедиться в том, что числа действительно равны:

$$\log_G p_A = \log_G ((D * B^{T_A})^{h_A}) = (\sigma + b * T_A) * h_A, \text{ так как } D = G^\sigma \text{ и } B = G^b$$

$$(\sigma + b * T_A) * h_A = \sigma(\gamma + S_A * a) + b * T_A(\gamma + S_A * a), h_A = \gamma + S_A * a$$

$$\sigma(\gamma + S_A * a) + b * T_A(\gamma + S_A * a) = \sigma(\gamma + T_B * a) + b * S_B(\gamma + T_B * a), \text{ т.к. } S_A = T_B \text{ и } T_A = S_B$$

$$\sigma(\gamma + T_B * a) + b * S_B(\gamma + T_B * a) = \gamma(\sigma + S_B * b) + a * T_B(\sigma + S_B * b) = (\gamma + a * T_B) h_B,$$

т.к. $h_B = \sigma + S_B * b$

$$(\gamma + a * T_B) * h_B = \log_G ((C * A^{T_B})^{h_B}) = \log_G p_B \text{ [1].}$$

Протокол MQV является более защищенным к возможным махинациям с подменой ключей по сравнению с оригинальным протоколом Диффи-Хеллмана. В схеме с использованием ЭЦП и в протоколе MQV используется одна и та же операция возведения в степень по модулю простого числа, поэтому скорость выполнения операций остается примерно одинаковой.

MQV предоставляет защиту против активных атак путём сочетания статического и временного ключей. Протокол может быть скорректирован для работы в произвольной конечной коммутативной группе, и, в частности, в группах эллиптических кривых, где известен как ECMQV [5].

Так как в преобразованиях используются секретные ключи и Алисы, и Боба, то каждый участник обмена ключами может быть уверен, что кроме того человека, с которым он хочет обмениваться данными, никто другой не сможет узнать общий ключ.

Таким образом, MQV устойчив к атаке «человек посередине». При использовании протокола размер сообщений практически не увеличивается и участникам обмена не нужно подписывать каждое отправляемое сообщение. Использование протокола MQV делает удаленную аутентификацию безопасной.

Литература

1. Н. СМАРТ. Криптография. Перевод с английского С.А. Кулешова под редакцией С.К. Ландо. ТЕХНОСФЕРА Москва 2005.
2. Рябко, Б.Я. Основы современной криптографии и стеганографии: [монография] / А.Н. Фионов, Б.Я. Рябко. — 2-е изд. — М.: Горячая линия – Телеком, 2013. — Библиогр.
3. Adrian, D. Imperfect Forward Secrecy: How Diffie-Hellman Fails in Practice. 2014. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://weakdh.org/imperfect-forward-secrecy-ccs15.pdf>
4. Boni, S. Improving the Diffie-Hellman Key Exchange Algorithm by Proposing the Multiplicative Key Exchange Algorithm. / S. Boni, J. Bhatt, S. Bhat. 2015. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ijcaonline.org/research/volume130/number15/boni-2015-ijca-907170.pdf>
5. Peter J. Leadbitter, Nigel P. Smart: Analysis of the Insecurity of ECMQV with Partially Known Nonces. ISC 2003

PROTECTION OF REMOTE AUTHENTICATION AMID GROWTH OF CYBER THREATS

prof. Butakova N.G., stud. Zaharova N.V.

National Research University of Electronic Technology

In the case of remote authentication, there is a problem of transmitting authentication information over untrusted communication channels. In order to keep the unique information secret, when forwarding through such channels, methods are needed to implement reliable authentication of exchange participants and make the exchange of information secure.

This problem was solved after the appearance of the Diffie-Hellman algorithm. The open distribution of Diffie-Hellman key allows two exchange participants to work out a common secret key without exchanging secret data. However, the disadvantage of the Diffie-Hellman algorithm is vulnerability to a man-in-the-middle attack. In order to eliminate this vulnerability, mutual authentication is needed. To solve these problems, in order to protect remote authentication, it is proposed to use the MQV protocol.

СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ ЗАДАЧ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СТРУКТУРИРОВАННЫХ КАБЕЛЬНЫХ СИСТЕМ И ПРИМЕНЯЕМЫХ МОДЕЛЕЙ И МЕТОДОВ ИХ СИСТЕМНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

асп. Карпенко Н.В.¹, д.т.н., проф. Ванюшин В.М.²,
асп. Плахотин С.А.²

¹Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого
²АНО «Институт инженерной физики»

В данной статье рассмотрены существующие принципы построения современных структурированных кабельных систем, проанализированы общие задачи оптимизации, возникающие при проектировании таких систем, дано описание существующих структурированных кабельных систем, что составляет базис для формализации задачи их математического моделирования.

Увеличивающаяся сложность проектов и масштабы структурированных кабельных систем (СКС) требуют обеспечения заданного качества работ на всех стадиях реализации проекта по прокладке СКС и в первую очередь, к уровню выполнения проектирования. Актуальность этой задачи объясняется тем фактом, что разработка проектной документации для СКС даже в двух-трех помещениях с несколькими десятками розеток и одним коммутатором является сложной процедурой. В тех случаях, когда количество рабочих мест в СКС достаточно большое и в её составе имеется, например, магистральная подсистема, что требует больших финансовых затрат, обязательным этапом проектирования является поиск оптимального варианта её реализации, а следовательно, и проектирования.

Необходимо отметить, что для получения оптимальных решений различных задач (этапов) проектирования СКС возрастает роль математической компоненты проекта. При этом возникает необходимость обоснования как используемых математических алгоритмов и моделей, так и методик по оптимизации проектируемых СКС. Применение методов оптимизации при проектировании СКС на различных этапах её создания должно обеспечивать нахождение наиболее экономичных и технически правильных решений для её реализации. Важным аспектом данных методик для оптимизации СКС является универсальность и системный подход, что позволяет сочетать математические подходы с опытом и интуицией проектировщика.

Особенностью проектирования СКС является то, что принципиально не существует две абсолютно одинаковые СКС даже для типовых зданий. В самом лучшем случае монтажная компания может предложить заказчику типовое решение, предназначенное для зданий конкретного типа, которые реализованы методом индивидуального строительства. В этом случае СКС в обязательном порядке представляет собой индивидуальный проект. Сам процесс проектирования на стадии формирования общей структуры кабельной сети превращаются в искусство выбора из множества вариантов оптимального или близкого к оптимальному решения по нескольким плохо совместимым, а зачастую даже противоречивым критериям.

Фактором, существенно осложняющим работу специалистов, является плохо формулируемое Техническое задание заказчика. Техническое задание (ТЗ) составляется разработчиком (проектировщиком) на основе исходных данных, предоставленных заказчиком, содержит основные технические требования к создаваемой системе и служит основанием для технического обследования объекта эксплуатации и создания рабочей проектной документации. ТЗ содержит такие атрибутивные разделы[1]:

- назначение системы;
- область применения проектируемой системы;
- условия эксплуатации (режим и продолжительность эксплуатации, внешние воздействия и т.д.);
- сроки разработки;
- возможные особые условия производства и эксплуатации.

Как правило, численные значения требований, прописанные в ТЗ, являются ограничениями в оптимизационных задачах проектирования.

Задачи оптимизации при проектировании СКС состоят в следующем:

- разработка математических моделей оптимизации структур СКС с учетом архитектурных особенностей объекта;
- разбиение проекта на этапы создания СКС;
- обоснование методов оптимизации СКС.

Оптимизационные задачи учитывают требования ТЗ, а также интересы заказчика, при этом в основном формулируются так:

- обеспечить минимум стоимости СКС и достигнуть большего эффекта при высоких инвестиционных затратах;

- разработать такие структуры СКС, которые при тех же затратах обладают наибольшей надежностью.

Проблема оптимизации сетей связи обязательно включает в себя следующие подзадачи[2]:

- постановка задачи синтеза сети;

- разрешение проблемы выбора и размещения элементов сети;

- декомпозиция исходной модели и интерпретация полученных результатов;

- синтез сети с учётом динамики получения средств и распределения клиентов сети.

В соответствии со стандартами кабельная система составляет часть инфраструктуры здания (группы зданий). Общие принципы проектирования СКС подразумевают наличие у СКС следующих свойств:

Структуризация. Кабельная проводка и ее составляющие разбиваются на отдельные подсистемы. Каждая подсистема выполняет определенные функции и имеет связь с другими подсистемами и сетевым оборудованием. При построении системы могут использоваться различные виды кабеля и коммутационного оборудования, в зависимости от условий конкретного проекта.

Универсальность. Кабельная система строится по принципам открытой архитектуры с техническими характеристиками, определенными в стандартах. Параметры электрических и оптических кабельных трасс подсистем и их интерфейсов указываются в нормативной документации. В кабельной системе, как правило, используется для передачи сигналов различных устройств всего два типа кабелей – витая пара и оптоволокно.

Коммутация подсистем СКС друг с другом и с активным сетевым оборудованием осуществляется определенным набором шнуров с универсальными разъемами, что облегчает администрирование кабельной системы и адаптацию ее к различным приложениям.

Избыточность. СКС предусматривает возможность расширения – её топология и оборудование обеспечивают возможность увеличить количество подключаемого оборудования и объем трафика. Все оборудование СКС выбирается с резервом по производительности, по возможности установки дополнительных модулей и по расширению функциональности.

Надежность. Производители СКС гарантируют работоспособность и соответствие кабельной системы стандартам на протяжении всего срока службы. Международные стандарты устанавливают срок службы смонтированной СКС в течение 10 лет. В случае аварии в СКС быстро локализуется неисправный участок, выполняется переход на резервную линию и проводятся ремонтные работы. Восстановительные работы на СКС осуществляется без остановки работы сети силами администратора СКС без привлечения сторонних специалистов.

Гибкость. Функционирующая оптимальная СКС без изменения кабельной системы и без каких-либо дополнительных затрат предоставляет следующие возможности:

- улучшение программно-аппаратного комплекса;

- перемещением пользователей в здании;

- изменение количества пользователей;

- разделение пользователей на группы по различным признакам.

Экономичность. Крупные первичные вложения в СКС быстро окупаются за счет меньших затрат на модификацию и поддержку телекоммуникационной инфраструктуры. Срок эксплуатации СКС значительно больше времени жизни других компонентов информационной системы (активное сетевое оборудование, серверы и персональные компьютеры, программные средства, телефонные станции и коммуникационное оборудование и т.д.).

Долговечность. СКС обеспечит постепенный переход к высокоскоростным протоколам, которые будут работать на перспективу, простой заменой активного оборудования, при этом не потребуется реконструкция кабельной системы. Технологический запас характеристик и стандарты СКС гарантируют, что моральное устаревание кабельной проводки случится не раньше срока, когда закончится ее системная гарантия (у большинства производителей он составляет более 10 лет). [3]

Существующая практика проектирования универсальных кабельных систем в нашей стране осуществляется следующим образом. Сначала происходит формирование требований. Объект (объекты) обследуются, идет сбор и анализ данных об объекте. Формируются требования пользователей к системе.

При выборе места расположения аппаратной (в ней находятся наиболее важные сетевые устройства: серверы, коммутаторы и др.) крупных сетей, обслуживающих одновременно несколько зданий, при прочих равных условиях предпочтительным является её организация в центральной части обслуживаемой территории. Это делается для того, чтобы минимизировать среднюю длину кабеля. То же самое относится и к кроссовым помещениям. Если на этаже многоэтажного здания предусмотрены несколько кроссовых этажа, то желательно, чтобы все они обслуживались разными стояками. В этом случае удается избежать на данном

этаже горизонтальной прокладки кабелей внутренней подсистемы магистралей СКС и существенно повысить живучесть кабельной системы. В тех ситуациях, когда в силу каких-либо причин данное условие не выполняется, допускается, чтобы кроссовая этажа была подключена к кроссовой здания транзитом через другие кроссовые этажа[4].

Для каждого этажа здания намечаются места установки коммутационных узлов, используя при необходимости прочие варианты строительной реализации: ниши и шкафы. Далее составляют схему сети горизонтальной подсистемы для каждого этажа в отдельности.

Для кабельных трасс подсистемы внешних магистралей составляют схему кабельной канализации на основе схемы магистральной сети. Число каналов канализации на отдельных участках определяют, исходя из количества и емкости кабелей.

Построение оптимальной СКС дает заказчикам выигрыш в функциональности, надежности, снижает стоимость эксплуатации, что, в свою очередь, создает базу для повышения эффективности функционирования любого объекта эксплуатации. Чтобы наглядно показать существующие принципы проектирования кабельных систем, следует рассмотреть основные методы оптимизации. Все известные методы оптимизации сетей относятся к определению соответствующего минимума расходов, если задача оптимизации не сформулирована иначе. В ряде случаев цель оптимизации указывается непосредственно, причем задача количественно и качественно описывается сетевой моделью. Выражено это в составлении некоторого проблемно-ориентированного и системно обусловленного уравнения стоимости. Анализ многих вариантов решений показывает, что в расчетах по проектированию сетей могут использоваться различные разнородные исходные данные.

Отметим, что одновременно оптимизировать надежность сети и стоимость невозможно. Надежные сети лишь в редких случаях бывают дешевы, поэтому в общем случае стоимость обозначается в качестве показателя оптимизации, а надёжность или коэффициент готовности рассматриваются как ограничения в оптимизационной задаче. По стоимости сравниваются только такие варианты решения, которые имеют одинаковую надежность.

Несколько принципиально различных методических подходов характеризуют существующие до настоящего времени разработки.

Используя сетевую модель, которая должна хорошо согласоваться с конкретными сетевыми условиями и быть математически корректной, записывается функция стоимости и определяется её экстремум. Поскольку для модели и для функции стоимости приходится вводить допущения и приближения, то и результаты будут содержать больший или меньший элемент неточности.

1. СКС или часть сети может представляться некоторым графом. В соответствии с поставленной целью используется аппарат теории графов и в этом случае можно получить решение в виде нескольких задач, например, о кратчайшем соединении; о наименьшем количестве участков передачи. Также как и при оптимизации стоимости большое значение для точности результатов имеют применяемые приближения при описании свойств сети некоторым графом.

2. Исходным пунктом научного подхода к оценке вариантов решений является сравнение стоимостей интуитивно найденных решений. Этот подход, несмотря на его полноту, часто бывает единственно возможным, поскольку свойства сети или фрагмента сети, рассматриваемого как единое целое, не всегда могут воспроизводиться общей моделью или графом.

Литература

1. Аппаратура сетей связи: справочные материалы по проектированию. 4.1, Ч.2.- М.: Гипросвязь, 1993. - 133 с.
2. Батищев Д.И Методы оптимального проектирования. - М.: Радио и связь, 1984. - 160 с.
3. Варакин Л.Е. Экономика, связь, развитие общества: макроэкономические закономерности развития связи// Электросвязь, 1994. - № 1.
4. Батищев Д.И. Поисковые методы оптимального проектирования, - М.:«Сов. Радио», 1975 - 216 с.

SYSTEM ANALYSIS OF THE PROBLEMS OF DESIGNING STRUCTURED CABLING SYSTEMS AND APPLIED MODELS AND METHODS OF THEIR SYSTEM OPTIMIZATION

Karpenko N.V.¹, Dr.Sci. Tech Vanyshin V.M.², Plahotin S.A.²

¹Branch of the Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great, s. Serpukhov

²NPO «Institute of Engineering Physics», c. Serpukhov

In this article the existing principles of construction of modern structured cabling systems are considered, the general optimization problems arising in the design of such systems are analyzed, the description of existing structured cabling systems is given, which forms the basis for the formalization of the problem of their mathematical modeling.



ОБОСНОВАНИЕ НЕОБХОДИМОСТИ ВНЕДРЕНИЯ DLP-СИСТЕМЫ

студ. Крахотин Н.А., студ. Булдакова А.И., проф. Лось В.П.

Национальный исследовательский университет
«Московский институт электронной техники»

В статье приводится статистика утечек конфиденциальной информации. Проводится анализ законодательства Российской Федерации в сфере защиты информации. Проводится анализ опыта внедрения технологии предотвращения утечки информации (DLP-системы) в различных компаниях. Также, авторы работы рассмотрели ряд проблем при внедрении технологии предотвращения утечки информации в компанию. Данная статья демонстрирует актуальность проблемы корректного внедрения и использования DLP-системы.

В настоящее время со стремительными темпами растёт количество утечек информации ограниченного доступа, за последний год (2022) произошла утечка большого количества данных.

Приведём небольшую статистику из отчёта аналитического центра ГК InfoWatch за первое полугодие 2022 года [1]:

- по сравнению с 2021 годом количество утечек по всему миру увеличилось в 2 раза, в России – в 1,5 раза;
- в совокупности во всём мире было скомпрометировано более 3 млрд. персональных данных;
- количество «слитых» личных записей в России превысило 187 млн. Данная цифра превышает население страны (~ 146 млн.);
- доля умышленных действий, ведущих к компрометации информации ограниченного доступа составляет 96 %.

И это только в первой половине года.

Также, согласно отчёту Group-IB, количество взломанных баз данных российских компаний в 2022 году – 311, в 2021 году этот показатель намного ниже – 61 баз [2].

На рисунке 1 отображена статистика, отражающая процентное соотношение типов конфиденциальной информации, которая подверглась утечке в 1 полугодии 2022 года [1].



Рисунок 1 – Процентное распределение типов конфиденциальной информации, «слитой» в 1 полугодии 2022 года

Большая доля утечек информации связана с активизацией хакерских группировок, повышением их квалификации в сфере компьютерных технологий. Однако остаётся большой процент от общего числа умышленных нарушений, связанный с умышленными действиями внутренних нарушителей, ведущих к утечке конфиденциальной информации, то есть по причине передачи/распространения информации инсайдерами, людьми, которые являются сотрудниками, и могут по той или иной причине распространить конфиденциальную информацию. Данный процент снизился по сравнению с 2021 годом, однако также остаётся на очень высоком уровне – 75,5 % (рисунок 2) [1].

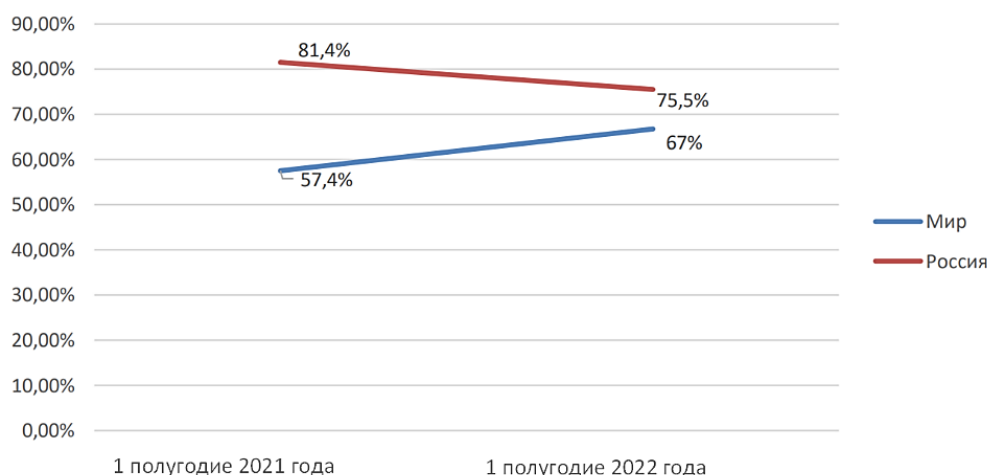


Рисунок 2 – Доля умышленных нарушений внутреннего характера от общего числа умышленных нарушений

На рисунке 3 приведена сводная информация по проценту умышленных нарушений [1].

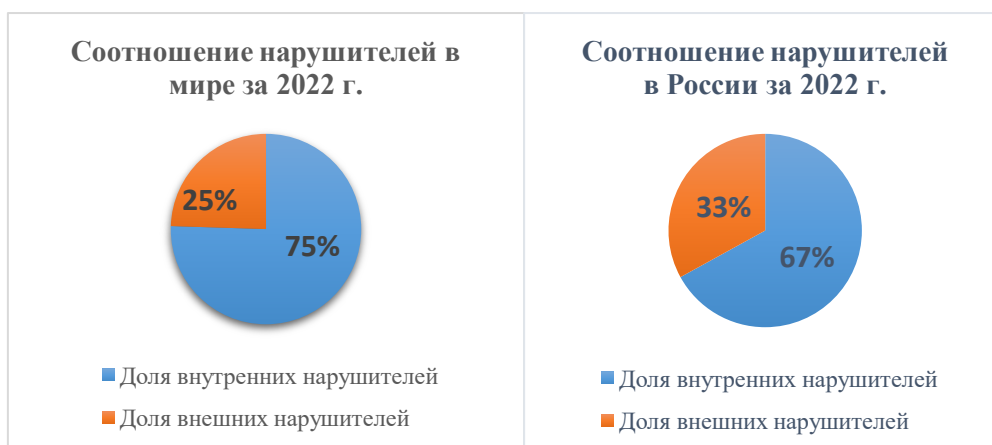


Рисунок 3 – Процентное соотношение умышленных нарушений за 2022 год

Ниже приведён возможный ущерб от утечки конфиденциальных данных:

- прямой ущерб – согласно аналитическому отчёту «Ростелеком» [3], основанному на опросе компаний, потеря конфиденциальных данных обходится российской компании в среднем в 100 млн. рублей;

- существуют регуляторные штрафы, например, за несоблюдение требований ФЗ-224 по защите инсайдерской информации предусмотрен штраф в размере не менее 700 000 рублей. Также внесена инициатива по ужесточению наказания за утечку ПДн в виде оборотных штрафов в размере 1 % в случае утечки и 3 % – если компания скрыла инцидент [3];

- в случае крупного ущерба в результате использования конфиденциальной информации инсайдером возможна уголовная ответственность по ст. 185.6 УК РФ [4];

- репутационные потери – потеря доверия к организации, отток клиентов, что влечёт за собой снижение уровня дохода компании в целом.

Таким образом, судя по большому количеству утечек информации, можно сделать вывод, что уровень защиты информации в России и по всему миру остаётся на достаточно низком уровне, поэтому необходимо принимать меры по предотвращению утечек информации как от внешних хакерских атак, так и от внутренних нарушителей.

Так как согласно приведённой статистике наибольшая доля утечек связана с действиями внутренних нарушителей, то целесообразно обеспечить защиту именно в этом направлении. На данный момент защиту

от действий внутренних нарушителей в организации обеспечивает система предотвращения утечек информации (Data Leak Prevention – DLP).

По статистике 50 % финансовых компаний сэкономили от 1 до 10 млн. рублей в результате внедрения DLP-системы [5], что является хорошим показателем.

Внедрение DLP-системы на предприятии также позволяет выполнять требования регуляторов по защите таких категорий конфиденциальной информации как [6-11]:

- персональные данные (152-ФЗ, ПП-1119, Приказ ФСТЭК России №21 и др. документы);
- коммерческая тайна (98-ФЗ);
- инсайдерская информация (224-ФЗ);
- данные в национальной платёжной системе (PCI DSS, СТО БР, 161-ФЗ, 683-П, 719-П и др.).

В требованиях регуляторов существуют меры, которые можно реализовать исключительно с использованием DLP-систем [6], например, в Приказах ФСТЭК России № 17 и 21 приведены следующие меры:

- ОЦЛ 5 «Контроль содержания информации, передаваемой из информационной системы...»;
- ОЦЛ.8 «Контроль ошибочных действий пользователей...»;
- УПД.3 «Управление информационными потоками...»;
- меры по управлению событиями и инцидентами (РСБ, ИНЦ);
- меры по обеспечению безопасности машинных носителей (ЗНИ).

Для представленных выше задач как раз и разработаны DLP-системы.

Таким образом, с учётом приведённых выше требований регуляторов и показателей статистики, которая подтверждает, что DLP-системы действительно снижают количество утечек информации ограниченного доступа, можно сделать вывод, что необходимость внедрения данного средства защиты обоснована.

Однако существует такая актуальная проблема, как законность использования DLP. Это связано с тем, что данное средство защиты контролирует поток информации, проходящий через периметр организации, путём анализа содержания документов, почтовых сообщений. В связи с этим возникает вопрос: законно ли анализировать переписку пользователей [12]? ФЗ-126 «О связи» гласит, что оператор связи должен обеспечивать тайну связи своих абонентов, то есть не допускать раскрытие информации, передаваемой по его каналам связи, обеспечить тайну переписки и почтовых отправлений [13]. Однако стоит внести уточнение к определению из данного ФЗ: «оператор связи - юридическое лицо или индивидуальный предприниматель, оказывающие услуги связи на основании соответствующей лицензии». Работодатель не оказывает услуги связи (т.е. не является оператором связи), а предоставляет оборудование для связи, позволяющее выполнять рабочие задачи. Данное оборудование запрещается использовать в личных целях, не связанных с выполнением рабочих задач, например, для личной переписки. Запрет использования оборудования в личных целях должен быть прописан в трудовом договоре и правилах внутреннего распорядка, с которыми под роспись знакомится сотрудник.

Также существует судебная практика, где в качестве судебных доказательств используют результаты работы DLP-системы, обнаружившей утечку конфиденциальной информации. Сотрудника, виновного в раскрытии информации ограниченного доступа, чаще всего увольняют и при раскрытии, например, коммерческой тайны требуют возмещения убытков.

Например, в судебном Деле № 8Г-1197/2021 сказано, что сотрудник скопировал на внешний носитель 3000 файлов, относящихся к коммерческой тайне, в том числе с грифом «Для служебного пользования». Компания выиграла суд, так как процесс защиты информации был чётко регламентирован: информация согласно 98-ФЗ была категоризирована, процесс работы с чувствительными данными был задокументирован и имела четкая доказательная база нарушения [14].

То есть можно сделать вывод, что при грамотной регламентации процесса работы с информацией при использовании в компании DLP-системы можно разграничить работу и личную жизнь, не нарушив при этом конституционные права сотрудников.

Схемы установки DLP-системы приведены на рисунках 4 и 5.

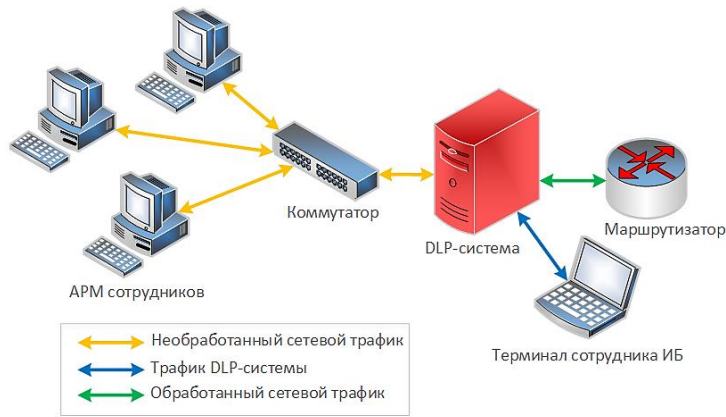


Рисунок 4 – DLP-система как шлюз

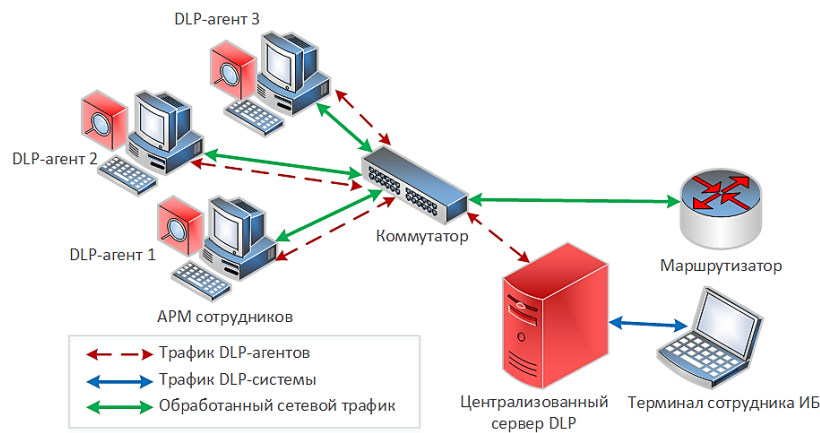


Рисунок 5 – DLP-система как централизованный сервер

Существует 2 метода внедрения DLP-системы:

- 1) установка DLP на границе сетевого периметра организации, чтобы через неё проходил весь трафик и подвергался анализу на предмет наличия критичной информации;
- 2) установка на рабочих станциях сотрудников DLP-агентов, которые анализируют действия пользователей, пересылаемую информацию и отправляют регистрируемые события на централизованный сервер.

Средство защиты от утечек администрирует уполномоченный сотрудник службы безопасности. Это производится путём анализа событий, выводимых в терминал, который подключён к DLP-серверу, настройкой различных правил фильтрации информации.

Литература

1. Отчёт об исследовании утечек информации ограниченного доступа в I половине 2022 года // Infowatch [Электронный ресурс] – https://www.infowatch.ru/sites/default/files/analytics/files/otchyot-ob-utechkakh-dannykh-za-1-polugodie-2022-goda_1.pdf
2. Сливной год: злоумышленники выложили 1,4 млрд строк из утекших баз российских компаний // Group-IB [Электронный ресурс] – <https://www.group-ib.ru/media-center/press-releases/database-2022/>
3. Как обосновать пользу внедрения DLP-системы для бизнеса? // RT-Solar [Электронный ресурс] – <https://rt-solar.ru/analytics/reports/3279/>
4. «Уголовно-процессуальный кодекс Российской Федерации» от 18.12.2001 N 174-ФЗ (ред. от 07.04.2020).
5. Актуальные тренды утечек информации в финансовом секторе 2022 // RT-Solar [Электронный ресурс] – <https://rt-solar.ru/upload/iblock/933/pi0nov4skq8bcsfmnih2mk2ajkne97g7/Aktualnye-trendy-utechek-v-bankakh-2022.pdf>
6. Системы DLP и требования по информационной безопасности // Infowatch [Электронный ресурс] – https://www.infowatch.ru/sites/default/files/docs/WP_DLP_27_10_2014.pdf
7. Душкин А.В., Кравченко А.С., Скоредова Ю.В. Защищенная облачная платформа для автоматизированной системы управления / Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2017. – №2. – С. 44-47.
8. Кочедыков С.С., Соколовский С.П., Душкин А.В. Моделирование системы конфликтных взаимодействий в информационной системе критического применения / Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2017. – №4. – С. 74-84.
9. Щербакова Ю.В., Душкин А.В. Оценка безопасности информационных процессов при применении перспективных облачных технологий в УИС. // Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2014. – № 1. – С. 21-26.
10. Похвощев В.Н., Соколовский С.П., Душкин А.В. Способ распознавания вредоносных воздействий на информационную телекоммуникационную систему // Телекоммуникации. – 2011. – №10. – С. 25-28.
11. Кочедыков С.С., Новосельцев В.И., Сумин В.И., Душкин А.В. Оптимизация информационных потоков в системах критического назначения в условиях воздействия на них сторонних сил // Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2016. – №4. – С. 67-72.
12. Булдакова А.И. Об особенности внедрения DLP-системы // Всероссийская конференция REDS-2021. – Воронеж: ВИ ФСИИ, 2021. – С. 274.
13. Федеральный закон «О связи» от 07.07.2003 N 126-ФЗ
14. DLP-отношения: от рабочей рутины до судебных процессов // Jetinfo [Электронный ресурс] – <https://www.jetinfo.ru/dlp-otnosheniya-ot-rabochej-rutiny-do-sudebnyh-proცessov/>

JUSTIFICATION OF THE NEED TO IMPLEMENT A DLP SYSTEM

Stud. Krahotin N.A., stud. Buldakova A.I., prof. Los V.P.

National Research University of Electronic Technology

The article provides statistics on leaks of confidential information. The analysis of the legislation of the Russian Federation in the field of information protection is carried out. The analysis of the experience of implementing information leakage prevention technology (DLP systems) in various companies is carried out. Also, the authors of the paper considered a number of problems in the implementation of information leakage prevention technology in the company. This article demonstrates the relevance of the problem of correct implementation and use of the DLP system.

ПОДХОД К ОЦЕНКЕ КАЧЕСТВА ДОСТАВКИ ЦИФРОВЫХ СООБЩЕНИЙ В ИНФОРМАЦИОННЫХ НАПРАВЛЕНИЯХ СЕТИ С КОММУТАЦИЕЙ ПАКЕТОВ НА ОСНОВЕ СТОХАСТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ

к.т.н. Крикунов А.А.

Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого

В статье предложен подход к оценке и прогнозированию значений показателей качества информационного обмена в сетях, реализующих технологию коммутации пакетов, на основе относительно простых стохастических моделей с ограниченным числом параметров. В качестве математической основы для моделирования предлагается использовать аппарат стохастических дифференциальных уравнений в форме уравнения Фоккера-Планка-Колмогорова, описывающего эволюцию плотности распределения времени доставки цифровых сообщений. Предлагаемый подход позволяет за счет учета свойства интегральности таких систем, как сложные инфокоммуникационные сети, определять основные показатели при минимальном наборе наблюдаемых и оцениваемых параметров, данные о которых непрерывно собираются на узлах сети в результате функционирования различных протоколов и служб, лежащих в основе построения современных сетей связи с коммутацией пакетов.

В настоящее время подавляющее большинство инфокоммуникационных систем (ИКС) базируется на сетевых технологиях, в основе которых лежит интегрированное использование пропускной способности отдельных линий и каналов связи для передачи конкретного цифрового сообщения (ЦС) различных информационных направлений. Данный эффект достигается применением методов коммутации пакетов в совокупности с их эффективной маршрутизацией по организованным в сети межузловым каналам связи.

Основным параметром, лежащим в основе показателей качества информационного обмена (ИО) в ИКС является время задержки. Так два основных качества ИО оперативность и своевременность оценивается показателями [4] – средним временем задержки ЦС в сети (T_{cp}) и соответственно квантильной оценкой времени – вероятностью передачи ЦС за время не превышающее заданное ($P[T \leq T_{зад}]$), где T – случайная величина задержки.

В большинстве случаев для управления качеством ИО строятся сложные, в ряде случаев агрегированные на разных уровнях протоколов передачи ЦС, модели, как правило базирующиеся на марковском подходе к передаче пакетов по межузловым каналам связи [4,5]. Такие модели учитывают большое количество исходных параметров, начиная от модели трафика сети и заканчивая параметрами и допущениями моделей канального и физического уровня, что делает их скорее концептуальными – позволяющими получить качественные оценки и зависимости, или оценить возможные достижимые значения показателей качества. Но такие модели мало пригодны для контроля и управления качеством ИО в реально функционирующей ИКС.

Как следствие, актуальной проблемой является построение динамической стохастической модели, базирующейся на параметрах, имеющих место в элементах сети (узлах маршрутизации и (или) протоколах более высоких уровней, таких как транспортный и прикладной – TCP, RTP/RTCP и т.д.). В пользу такого подхода может служить тот факт, что в связи с особенностями построения и реконфигурации маршрутов доведения информации в высокосвязных сетях связи со значительным взаимным физическим наложением различных информационных направлений, современные ИКС являются техническими системами с ярким проявлением такого свойства, как эмерджентность. Это в свою очередь обусловлено в том числе тем, что, во-первых, качество передачи данных в информационных направлениях (ИН) сети не привязано строго к качеству функционирования отдельных каналов и линий связи. Во-вторых, отказ (выход из строя) отдельных узлов сети и каналов связи, вследствие работы алгоритмов динамической маршрутизации и перераспределения нагрузки, нестационарной (как правило) интенсивности абонентского трафика в различных ИН, не приводит к мгновенному критическому ухудшению качества ИО как в отдельных ИН, так и в ИКС в целом.

В целом, как известно, качество ИО в любой сети связи (особенно радиосетях специального назначения) определяется широким набором факторов, имеющих проявление на различных уровнях организации передачи данных (модели ВОС [5]). Тем не менее, на основании вышесказанного, можно обоснованно предположить наличие в таких сетях параметров, интегрирующих в себе влияние всего множества указанных факторов, причем, в качестве гипотезы, целесообразно определять и наблюдать эти параметры на «средних» уровнях (таких как транспортный и сетевой), т.к. качество их функционирования, очевидно, в значительной мере определяется состоянием ИКС как с точки зрения вышестоящих, так и нижних (физический, канальный) уровней организации ИО.

Среднее время задержки математически представляет собой математическое ожидание (первый начальный момент) задержки ЦС в сети

$$T_{cp} = \int_0^{\infty} \tau \cdot f(\tau) d\tau, \quad (1)$$

где $T \in \{\tau\}_{don} = R \geq 0$ множество возможных значений задержки ЦС в сети; $f(\tau)$ - плотность распределения задержки T ЦС в сети в текущий момент времени.

В свою очередь вероятность не превышения задержкой заданного порогового значения, по сути, является квантилем указанной выше плотности по параметру T_{don}

$$P[T \leq T_{don}] = \int_0^{T_{don}} f(\sigma) d\sigma. \quad (2)$$

Как видно из (1) и (2) в основе обоих показателей лежит одна и та же плотность распределения задержки $f(\tau)$. Однако в приведённых соотношениях данная плотность принята стационарной – не зависящей от времени функционирования сети, как текущего, так и прогнозируемого, необходимого для построения динамических моделей управления качеством ИО в ИКС. Таким образом, искомая плотность распределения задержки должна быть функцией двух параметров: задержки передачи ЦИ по сети и момента времени в который анализируются показатели качества – $f(\tau, t)$, причём, как всякая плотность вероятности она должна удовлетворять условию нормирования и положительности

$$\begin{aligned} f(\tau, t) &\geq 0, \quad \exists \tau \in \{\tau\}_{don}, \\ \int_{\{\tau\}_{don}} f(\tau, t) d\tau &= 1. \end{aligned} \quad (3)$$

Для получения $f(\tau, t)$ рассмотрим модель обмена ЦС в ИКС как случайного процесса изменения задержки ЦС в сети.

Предположим в ИКС осуществляется передача ЦС по достаточно большому количеству - N информационных направлений (ИН), функционирующих в режиме коммутации пакетов по протоколам сетевой маршрутизации (типа OSPF, IGRP [5]), ориентированных на минимизацию времени задержки передачи цифровых сообщений по сети.

Будем рассматривать случайный процесс задержки ЦС как однородный для различных ИН, что справедливо для большинства ИКС в силу интегрированного подхода использования пропускной способности сети в режиме коммутации пакетов.

В общем случае задержки ЦС различных ИН являются случайными коррелированными величинами ($T_i, i = \overline{1, N}$) и для неоднородной сети плотность распределения задержки становится N мерной в отношении τ_i функцией вида $f(\tau_1, \tau_2, \dots, \tau_N, t)$. Однако в силу интегрального использования межузловых каналов связи всеми ИН в режиме коммутации пакетов для упрощения начальной модели введём допущение однородности распределения задержек. Таким образом, решение, указанной выше задачи, может быть представлено в виде нахождения плотности распределения задержек вида: $f(\tau, t)$.

В ИКС случайная величина задержки сообщения T фиксируется на транспортном уровне сети. Будем полагать, что последнее зафиксированное значение задержки учитывает в себе всю предысторию ИО в ИКС, то есть процесс изменения T является марковским. Дискретные марковские цепи рассматривают случайное изменение задержки как разрывной марковский процесс на конечных интервалах времени в виде

$$\pi(\tau_n, t_n | \tau_{n-1}, t_{n-1}; \dots; \tau_1, t_1; \tau_0, t_0) = \pi(\tau_n, t_n | \tau_{n-1}, t_{n-1}), \quad n \geq 1, \quad (4)$$

где $\pi(\tau_n, t_n | \dots)$ – условная плотность вероятности перехода процесса в состоянии τ_n в момент времени t_n

Для перехода к непрерывному марковскому процессу воспользуемся подходом, изложенным в [2]. Будем рассматривать процесс изменения задержки как однородную марковскую цепь, в которой за единицу времени возможны переходы из любого j -го состояния в три достаточно близких состояния $j+1, j$ и $j-1$ с вероятностями $\alpha_j, 1-\alpha_j-\beta_j$ и β_j соответственно. Пусть $\pi_j(m)$ – вероятность перехода процесса в j -е состоянии после m шагов. Тогда с учётом уравнения Маркова можно написать:

$$\pi_j(m) = \alpha_{j-1} \pi_{j-1}(m-1) + (1-\alpha_j-\beta_j) \pi_j(m-1) + \beta_{j+1} \pi_{j+1}(m-1). \quad (5)$$

Ограничимся следующим допущением: пусть изменение задержки $\Delta\tau$ на малом интервале времени Δt является малой величиной (исключим разрывность процесса изменения задержек). Тогда, если в момент времени t задержка передачи ЦС составляла τ , то вероятности того, что в момент $t + \Delta t$ она окажется равной $\tau + \Delta\tau$, τ и $\tau - \Delta\tau$, равны $\alpha(\tau)$, $1 - \alpha(\tau) - \beta(\tau)$ и $\beta(\tau)$. В соответствии с (4) обозначим через $\pi(\tau, t | \tau_0, t_0) \cdot \Delta\tau$ условную вероятность нахождения задержки в интервале $(\tau, \tau + \Delta\tau)$ в момент времени t , если в момент t_0 она имела значение τ_0 .

Тогда с учётом (5) получаем

$$\begin{aligned} \pi(\tau, t | \tau_0, t_0) \cdot \Delta\tau &= \pi(\tau - \Delta\tau, t - \Delta t | \tau_0, t_0) \cdot \Delta\tau \cdot \alpha(\tau - \Delta\tau) + \\ &+ \pi(\tau, t - \Delta t | \tau_0, t_0) \cdot \Delta\tau \cdot [1 - \alpha(\tau) - \beta(\tau)] + \pi(\tau + \Delta\tau, t - \Delta t | \tau_0, t_0) \cdot \Delta\tau \cdot \beta(\tau + \Delta\tau), \end{aligned} \quad (6)$$

сокращая на $\Delta\tau$, в результате имеем

$$\begin{aligned} \pi(\tau, t | \tau_0, t_0) &= \pi(\tau - \Delta\tau, t - \Delta t | \tau_0, t_0) \cdot \alpha(\tau - \Delta\tau) + \\ &+ \pi(\tau, t - \Delta t | \tau_0, t_0) \cdot [1 - \alpha(\tau) - \beta(\tau)] + \pi(\tau + \Delta\tau, t - \Delta t | \tau_0, t_0) \cdot \beta(\tau + \Delta\tau), \end{aligned} \quad (7)$$

Для перехода к непрерывному случаю, устремим $\Delta\tau$ и Δt к нулю. Как показано в [1], чтобы процесс был неразрывным с ограниченной дисперсией должно выполняться условие: за малое время Δt изменение приращение задержки $\Delta\tau$ должно иметь порядок не больший, чем $\sqrt{\Delta t}$, т.е. $\Delta\tau = O[\sqrt{\Delta t}]$. Для этого вероятности $\alpha(\tau)$ и $\beta(\tau)$ должны удовлетворять условию: разность между ними имеет порядок $[\alpha(\tau) - \beta(\tau)] \sim O[\sqrt{\Delta t}]$. Тогда можно допустить, что функции, входящие в (7) дважды дифференцируемы и соответственно представимы рядом Тейлора относительно τ , при этом членами ряда выше второго порядка можно пренебречь [1-3]. Таким образом, рассматриваемый процесс относится к классу марковских диффузионных (МДП) и, переходя к пределу $\Delta t \rightarrow 0$, получается следующее уравнение

$$\frac{\partial \pi(\tau, t | \tau_0, t_0)}{\partial t} = -\frac{\partial}{\partial \tau} [a(\tau) \cdot \pi(\tau, t | \tau_0, t_0)] + \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial \tau^2} [b(\tau) \cdot \pi(\tau, t | \tau_0, t_0)], \quad (8)$$

Данное дифференциальное уравнение в частных производных относится, как известно, к параболическому типу и является фундаментальным в теории непрерывных Марковских процессов.

В более общем виде [2] оно имеет вид

$$\frac{\partial}{\partial t} \pi(\tau, t | \tau_0, t_0) = -\frac{\partial}{\partial \tau} [a(\tau, t) \pi(\tau, t | \tau_0, t_0)] + \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial \tau^2} [b(\tau, t) \pi(\tau, t | \tau_0, t_0)] \quad (9)$$

и носит название уравнения Фоккера-Планка-Колмагорова (УФПК). Здесь по традиции с первичным применением УФПК к процессу броуновского движения функции $a(\tau, t)$ и $b(\tau, t)$, как локальные характеристики процесса $\tau(t)$, равные:

$$\begin{aligned} a(\tau, t) &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left\langle \frac{1}{\Delta t} [\tau(t + \Delta t) - \tau(t)] | \tau(t) \right\rangle = v(\tau, t), \\ b(\tau, t) &= \lim_{\Delta t \rightarrow 0} \left\langle \frac{1}{\Delta t} [\tau(t + \Delta t) - \tau(t)]^2 | \tau(t) \right\rangle = Dif(\tau, t) \end{aligned} \quad (10)$$

часто называют коэффициентами (функциями) сноса и диффузии.

Таким образом, непрерывный стохастический процесс изменения задержки передачи ЦС в ИКС соответствует УФП, решение которого, при определённых граничных условиях позволяет найти плотность распределения задержек.

В общем случае, если значение задержки $\tau(t)$ в начальный момент времени является случайной величиной, то начальное условие может быть записано в виде плотности вероятности $f(\tau, t_0) = f_0(\tau)$. Тогда однородная плотность вероятности $f(\tau, t)$ в произвольный момент времени ($t > t_0$) с учётом интеграла

$$f(\tau, t) = \int_{\{\tau\}_{don}} \pi(\tau, t | \tau_0, t_0) f_0(\tau_0) d\tau_0 \quad (11)$$

может быть найдена как решение УФПК вида

$$\frac{\partial}{\partial t} f(\tau, t) = -\frac{\partial}{\partial \tau} [v(\tau, t) f(\tau, t)] + \frac{1}{2} \frac{\partial^2}{\partial \tau^2} [Dif(\tau, t) f(\tau, t)]. \quad (12)$$

Получить искомую динамическую функцию плотности распределения в аналитическом виде получается далеко не всегда и такая возможность даже в достаточно простых случаях определяется сочетанием таких факторов, как начальные и граничные условия, а также вида функциональных зависимостей для коэффициентов сноса и диффузии. Вместе с тем в рамках решаемой задачи по анализу процесса функционирования ИКС во многих случаях (например, малой длительности переходного режима) определяющее значение имеет именно стационарное распределение. Для нахождения стационарного решения (12) определим функцию потока вероятности задержек [1] как

$$G(\tau, t) = v(\tau, t) f(\tau, t) - \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \tau} [Dif(\tau, t) f(\tau, t)]. \quad (13)$$

Учитывая винеровский характер случайного процесса задержек и допущение об однородности ИО в ИКС можно предположить, что «коэффициент» диффузии представляет собой постоянную величину как во времени, так и по всей области допустимых значений $\sigma : Dif(\tau, t) = Dif = const$.

Очевидно, что искомая функция $f(\tau, t)$ должна зависеть от нагрузки. Для введения такой зависимости проведём качественный анализ поведения ИКС на границах ОДЗ задержек. В условиях, когда нагрузка близка к нулевой, ожидаемое время задержки любого передаваемого ЦС будет минимальным – τ_{\min} . Справедливо предположить, что существует такая предельная нагрузка, при которой ИО в ИКС фактически прекращается (передача ЦС из-за задержек в буферах маршрутизаторов прерывается по ТСП таймауту и ожидаемая задержка равна τ_{\max}). Можно также предположить, что, исходя из соображений необходимости соблюдения баланса между ресурсами сети и реальными потребностями абонентов, существует некоторая ожидаемая нагрузка, при которой задержка передачи ЦС так же находится на ожидаемом уровне –

$$\tau^* \in (\tau_{\max}; \tau_{\min}). \quad (14)$$

При этом текущее среднее значение задержки осуществляет некоторые колебания около этой точки равновесия вследствие, например, флуктуаций текущей интенсивности абонентского трафика в отдельных направлениях. Таким образом, приведённые выше рассуждения показывают, что в ОДЗ задержек присутствует точка τ^* «притяжения» стационарного режима при $t \rightarrow \infty$, в которой «коэффициент» сноса равен нулю, а плотность распределения задержек ЦС в сети $f(\tau, t)$ будет иметь максимум (мода распределения вероятностей). При соблюдении условия (15) (в общем случае, например, при серьезных отклонениях в режиме функционирования сети, необязательном) видно, что на границах ОДЗ величина сноса имеет противоположные знаки. Для получения аналитического решения УФПК предположим, что $v(\tau, t)$ стационарна и имеет линейную зависимость от τ , которая с учётом (14) принимает вид

$$v(\tau, t) = v(\tau) = \alpha(\tau^* - \tau), \quad (15)$$

где α - коэффициент сноса в единицу времени (скорость изменения средней задержки по ординате МДП). Для стационарного состояния коэффициенты $v(\tau, t) = v(\tau)$, $Dif(\tau, t) = Dif$ не зависят от времени t , одномерная стационарная плотность распределения вероятностей задержек $f(\tau) = \lim_{t \rightarrow \infty} f(\tau, t)$, если она существует, так же не зависит ни от времени, ни от начального распределения $f_0(\tau)$. Отметим, что выбор линейной модели для представления коэффициента сноса не имеет принципиального значения для характеристик искомого стационарного распределения, что на теоретическом уровне подтверждается теоремой Гирсанова [6]. Кроме того, результаты численного решения (11) показывают также незначительное (в широких пределах изменения параметров модели) влияние конкретного вида зависимости $v(\tau)$ в том числе и на характеристики переходного процесса. Таким образом на основании (12) и (13):

$$G(\tau) = v(\tau) f(\tau) - \frac{Dif}{2} \frac{\partial f(\tau)}{\partial \tau} = const = G. \quad (16)$$

Равенство (16) при фиксированном G может быть представлено в виде линейного дифференциального уравнения относительно $f(\tau)$

Согласно [2] общее решение данного уравнения может быть получено в виде:

$$f(\tau) = \frac{C}{Dif} e^{\frac{2}{Dif} \int_{\tau'}^{\tau} v(x) dx} - \frac{2G}{Dif} \int_{\tau'}^{\tau} e^{\frac{2}{Dif} \int_{\tau'}^x v(x) dx} dy, \quad (17)$$

где C – постоянная, а τ' – любое значение задержки из ОДЗ. Величины C и G могут быть найдены из условий нормировки и граничных условий соответственно.

Поскольку в ИКС рассматривается однородная и стационарная нагрузка, то справедливо искать решение (12) при так называемых «отражающих» граничных условиях, для которых поток вероятности на границах ОДЗ равен нулю $G = 0$. В этом случае (17) упрощается и будет иметь вид

$$f(\tau) = \frac{C}{Dif} e^{\frac{2}{Dif} \int_{\tau'}^{\tau} v(x) dx}. \quad (18)$$

Находя C из условия нормировки и с учетом (15), получаем в окончательном виде

$$f(\tau) = \frac{2\sqrt{A}}{\sqrt{\pi} \left\{ \operatorname{erf} \left[\sqrt{A} (\tau_{\max} - \tau^*) \right] - \operatorname{erf} \left[\sqrt{A} (\tau_{\min} - \tau^*) \right] \right\}} e^{-A(\tau - \tau^*)^2}, \quad (19)$$

где $A = \frac{\alpha}{Dif}$, $\operatorname{erf}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-t^2} dt$ – функция ошибок [7].

Анализ (19) показывает, что при принятых «коэффициентах» сноса и диффузии стационарная плотность распределения задержек представляет собой усечённое по ОДЗ нормальное распределение.

Показатель своевременности (2) может быть определен по формуле:

$$P[T \leq T_{\text{дон}}] = \int_{\tau_{\min}}^{T_{\text{дон}}} f(\tau) d\tau = \frac{\left[\operatorname{erf} \left(\sqrt{A} (T_{\text{дон}} - \tau^*) \right) - \operatorname{erf} \left(\sqrt{A} (\tau_{\min} - \tau^*) \right) \right]}{\left[\operatorname{erf} \left(\sqrt{A} (\tau_{\max} - \tau^*) \right) - \operatorname{erf} \left(\sqrt{A} (\tau_{\min} - \tau^*) \right) \right]}. \quad (20)$$

Результаты расчетов по формулам (19), (20) для нормированной области возможных значений задержки $\tau = [0; 1]$ представлены на рисунке 1.

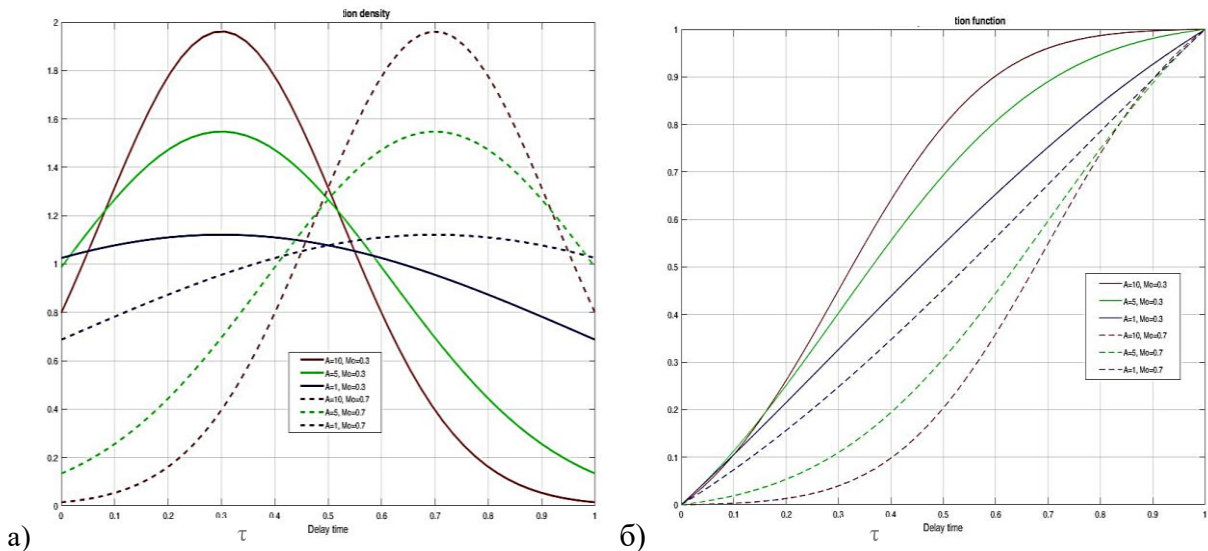


Рисунок 1 – а) – График плотности стационарного распределения времени задержки при различной точке нулевого сноса (моде) – τ^* , и отношении α/Dif (A), б) – График функции стационарного распределения времени задержки при различной точке нулевого сноса (моде) – τ^* , и отношении α/Dif (A)

Анализ (19, 20) показывает, что в рамках рассмотренных допущений при заданном ограничении на задержку - $T_{\text{дон}}$ показатель своевременности ИО в ИКС определяется тремя параметрами: τ^* – точкой нулевого сноса ОДЗ задержек; Dif – «коэффициентом» диффузии; α – коэффициентом скорости сноса, причем для последних двух параметров ключевое значение имеет их отношение. Данные параметры интегрируют в себе воздействующие на ИКС возмущения различной природы и характера. В большинстве

случаев они в соответствии с (10) могут быть косвенно определены по статистическим данным, фиксируемому как на прикладном уровне конечных терминалов, так и на маршрутизаторах сети (сетевой уровень) через значения задержек передачи отдельных пакетов ЦС.

В заключении следует отметить, что аналитическое выражение стационарной плотности вероятности задержки ЦС в ИКС (19) получено для линейной скорости сноса и постоянной диффузии процесса. Аналитические решения УФПК в других условиях либо громоздки, либо не реализуемы. В таких случаях целесообразно использование численных решений. Отдельный интерес представляет собой исследование переходных процессов. Решение данной задачи позволит оценить эргодичность процесса задержек, его корреляционные характеристики и интервалы схождения к стационарному состоянию.

Литература

1. Гардинер К.В. Стохастические методы в естественных науках. – Учебное издание, 1986. 586 с.
2. Тихонов В.И., Миронов М.А. Марковские процессы. – М.: «Сов. радио», 1977. – 488 с.
3. Лифшиц М. Случайные процессы – от теории к практике. – М.: Лань, 2016. – 307 с.
4. Степанов С.Н. Основы телеграфика мультисервисных сетей. – М.: Эко-Трендз, 2010. – 392 с.: ил.
5. Таненбаум Э., Уэзеролл Д. Компьютерные сети. 5-е изд. – СПб.: Издательский Дом ПИТЕР, 2022. – 960 с.: ил.
6. Оксендаль Б. Стохастические дифференциальные уравнения. Введение в теорию и приложения.: Пер. с англ. – М.: Мир, «Издательство АСТ», 2003. – 408 с., ил.
7. Вадзинский Р.Н. Справочник по вероятностным распределениям. – СПб.: Наука, 2001. – 295 с. ил. 116.

AN APPROACH TO ASSESSING THE QUALITY OF DIGITAL MESSAGE DELIVERY IN THE INFORMATION DIRECTIONS OF A PACKET-SWITCHED NETWORK

Krikunov A.A.

Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(с. Serpukhov)

The article proposes an approach to assessing and predicting the values of information exchange quality indicators in networks implementing packet switching technology based on relatively simple stochastic models with a limited number of parameters. As a mathematical basis for modeling, it is proposed to use the apparatus of stochastic differential equations in the form of the Fokker-Planck-Kolmogorov equation describing the evolution of the distribution density of the delivery time of digital messages. The proposed approach makes it possible, by taking into account the integral properties of such systems as complex infocommunication networks, to determine the main indicators with a minimum set of observed and estimated parameters, data on which is continuously collected at network nodes as a result of the functioning of various protocols and services underlying the construction of modern packet-switched communication networks.



СПОСОБЫ ФОРМИРОВАНИЯ ПОЛИТИК БЕЗОПАСНОСТИ ДЛЯ ГЛОБАЛЬНЫХ МАРШРУТОВ СЕТИ

к.т.н. Петухов А.Н.¹, к.т.н. Пилюгин П.Л.^{1,2}, студ. Литвинюк С.П.²

¹Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»

²Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова

В статье рассматривается возможное расширение политик безопасности для контроля за информационными потоками. Вводится понятие безопасного BGP маршрута в сети Интернет, в качестве которого рассматриваются маршруты проходящие через «доверенные» автономные системы. Вводится понятие индекса доверенности автономной системы, как на основе возможных внешних управляющих воздействий (управляющие воздействия нормативных актов и административных органов, связанных с политикой государства и т. п.), так и на основе индексов доверия связанных автономных систем, через которые проложены BGP маршруты. Предлагается на основе безопасных маршрутов дополнять политику безопасности для критических информационных инфраструктур.

Общие рекомендации ГПЭ ООН [1] в отношении ответственного поведения государств по созданию безопасного киберпространства с одной стороны предписывают государствам принимать «надлежащие меры» для защиты своей критической информационной инфраструктуры, а с другой предполагают ответственность государства за те или иные действия, совершенные с его зоны ответственности. В общем случае граница такой зоны ответственности, «это пространственный предел суверенитета государства, который определяется возможностью оказания властного воздействия на лиц, осуществляющих информационную деятельности и обеспечивающих применение ИКТ внутри зоны, в том числе с посредством определения применяемого технического регламента» [2].

Что может представлять такая зона ответственности? Так как вопрос стоит о регулировании политик управления в сети, то можно отнести к зоне ответственности именно центры администрирования провайдеров и транзитных сетей. Такими центрами администрирования в глобальной сети являются прежде всего центры администрирования автономных систем. Автономная система (АС), определяемая как обособленная совокупность сетей со своим адресным пространством и под единым управлением, имеет свой уникальный идентификационный номер (ASN). И именно по этим номерам строится маршрутизация информационных потоков в глобальной сети. При этом сама автономная система регистрируется региональными органами управления (RIR, LIR), владельцем которой является юридическое лицо и поэтому любая автономная система всегда попадает под юрисдикцию государства.

Следовательно зоны ответственности государств можно рассматривать как совокупности автономных систем (вместе с их пулом IP адресов) принадлежащих юридическим лицам, зарегистрированным в той или иной стране. Границей в этом случае могут стать пограничные маршрутизаторы (граничные шлюзы – известные как Border Gateway).

Таким образом можно сформулировать задачу регулирования граничных шлюзов как задачу создание режима цифровой границы. В этом случае разделяя зоны ответственности различных государств как: собственные, дружественные, недружественные и т. д., что позволяет соответствующим образом отмечать безопасность трафика и маршруты, проходящие через эти зоны и формулировать дополнительные требования к работе граничных шлюзов.

Можно описать условия существования безопасного потока в глобальной сети как потока, проходящего через множество доверенных автономных систем в рамках маршрутизации во всемирной сети Интернет [3]:

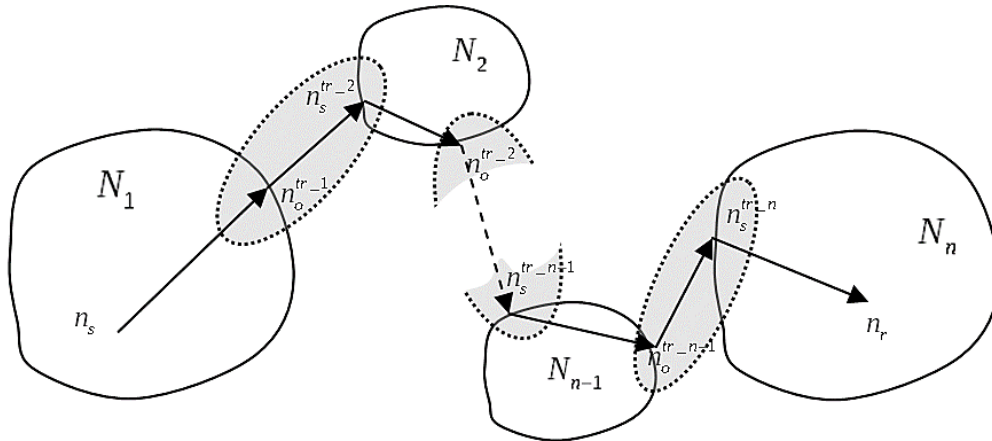


Рисунок 1. Маршрутизация в глобальной сети

Пусть $X=\{x_r\}$, где $r = 1, 2, \dots, n$, обозначает множество узлов сети, через которые осуществляется обмен информацией, образуя информационные потоки как «цепочки доступа к информации».

Обозначим через $x_s \rightarrow x_t$ информационный поток от узла к узлу [4], тогда:

$$\exists x_s \rightarrow x_t \text{ если они имеют непосредственное соединение}$$

$$\text{или } \exists \{x_i\}, \text{ такие, что } x_i \rightarrow x_{i+1}, \text{ где } i = s, s+1, \dots, t$$

Такой поток будет безопасным если он удовлетворяет принятой политике безопасности. В частности, с помощью таких политик безопасности можно задавать маршрутизацию таким образом, чтобы полученные потоки проходили только через доверенные узлы и, следовательно, являлись безопасными как удовлетворяющими заданной политике.

Тогда если $\{AS_i\}$ автономных систем, для которого задано множество доверенных автономных систем D , то эти автономные системы и используются при маршрутизации для построения безопасных маршрутов:

$$\exists x_s \rightarrow x_t \text{ если } \exists \{AS_i\} \subset D \text{ такие что}$$

$$x_s \in AS_1, x_r \in AS_n \text{ и } \exists \{x_o^{tr-i}, x_s^{tr-i}\} \subset AS_i$$

$$\text{такие что } \exists (x_1 \rightarrow x_o^{tr-1} \text{ и } x_s^{tr-n} \rightarrow x_r) \text{ и } \exists (x_o^{tr-i} \rightarrow x_s^{tr-i+1} \text{ и } x_s^{tr-i} \rightarrow x_o^{tr-i}),$$

$$\text{где } i=1, \dots, n, \text{ а } x_j^{tr-i} \text{ обозначают соответствующие граничные шлюзы}$$

Однако в глобальной сети задача выбора маршрутов для маршрутизации согласно заданным политикам безопасности может быть затруднительна из-за количества устройств в сети, а также из-за ограничений используемых протоколов маршрутизации. В связи с чем предлагается не просто ограничивать маршрутизацию политиками безопасности, а оценивать степень доверия узлу, автономной системе, информационному потоку согласно вхождению/не вхождению в множество D . Таким образом, в глобальной сети возникает задача о формировании множества D доверенных АС. Это множество D будет являться доверенной зоной, находящейся под контролем государства или дружественных по отношению к государству регионов и, следовательно, состоящим из доверенных АС с заданными внутренними политиками безопасности.

В качестве способа решения задачи определения состава множества D можно рассмотреть раскраску топологии сети. В качестве раскрашиваемых элементов можно рассматривать существующие потоки в сети, возможные маршруты, автономные системы и связи между ними в целом. Для этого каждому элементу необходимо сопоставить некоторое изначально заданное значение. Возможны два основных подхода к изменению этого значения, который далее будем называть индексом доверия. Первый вариант касается «статических» элементов сети, таких как автономные системы и узлы сети. В таком случае индекс доверия

может учитывать не только принадлежность АС или узла сети той или иной зоне ответственности государств, но и индексы доверия соседей.

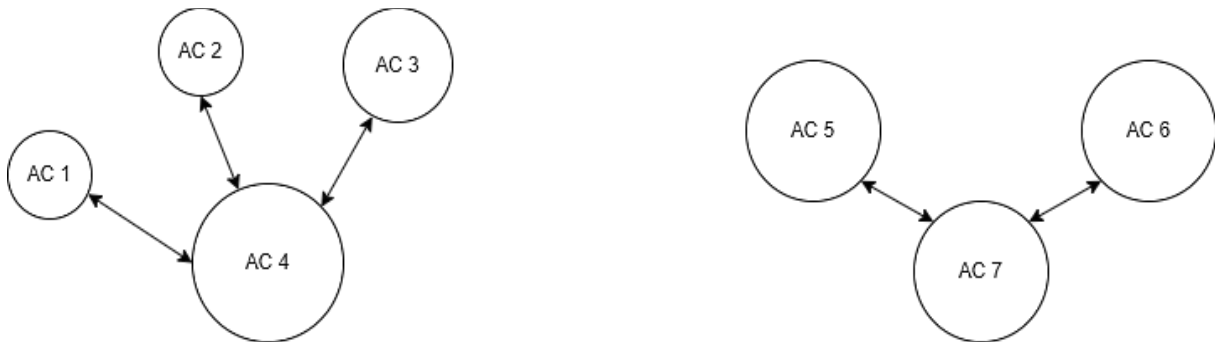


Рисунок 2. Пример расчёта индекса доверия.

Рассмотрим следующий пример (рисунок 2): пусть требуется посчитать индекс доверия автономных систем 4 и 7. Автономная система 4 находится под юрисдикцией «недружелюбного» оператора, а автономная система 7 наоборот – входит в состав доверенного киберпространства. Более того, каждая из систем соединена со схожими по свойствам автономными системами: АС 4 с АС 1, АС 2 и АС 3, каждая из которых не входит в доверенное киберпространство, а АС 7 – с АС 5 и АС 6, которые, как и АС 7, являются частью доверенного киберпространства. Тогда индекс доверия автономной системы 7 должен быть выше, чем у автономной системы 4. Более того, можно учитывать прочие свойства АС, такие как размеры автономных систем (т. е. количество адресов, входящих в АС) и другие.

Такой подход к расчёту индекса доверия похож на алгоритм, который присваивает значения объектам в соответствии с их схожестью между собой [5]. То есть можно определить на сколько та или иная автономная система похожа на доверенную АС. Поскольку автономные системы редко добавляются или удаляются из сети Интернет, индекс доверия для каждой АС можно посчитать 1 раз, а затем, в случае значительных изменений состава или связности всемирной сети, пересчитать индексы заново.

Второй вариант расчёта индекса доверия относится к более динамическим - информационным потокам. В таком случае известны следующие параметры потока: IP-адреса отправителя и получателя, порты отправителя и получателя и прочую информацию. Так как маршрутизация в сети Интернет осуществляется с помощью протокола BGP, то помимо перечисленных выше параметров можно получить ещё и список автономных систем, через которые проходил информационный поток (с помощью значения AS_PATH сообщений протокола BGP). В таком случае значение индекса доверия будет уменьшаться в соответствии с количеством автономных систем, через которые прошёл информационный поток. Также можно учитывать и значения индексов доверия АС, значения которого можно рассчитывать согласно первому подходу, описанному выше. Тогда значение индекса доверия потока будет зависеть от индекса доверия каждой из автономных систем, через которую этот поток прошёл – например, максимум, минимум или среднее значение всех индексов доверия АС.

Таким образом, с помощью значений индекса доверия автономных систем и информационных потоков можно «раскрасить» топологию сети, где высоким значения индекса доверия будут соответствовать, например, зелёный цвет, означая доверие автономной системе или потоку, а красный – наоборот. В случае красной раскраски, т. е. более низкого доверия, информационные потоки для обеспечения безопасности могут быть перенаправлены на дополнительный анализ механизмами безопасности, такими как DPI (Deep Packet Inspection) и прочими и этом случае их индекс доверия может повышаться.

Однако у описанного выше подхода есть ряд уязвимостей, связанных как с использованием протокола BGP для маршрутизации между автономными системами, так и с самим предложенным подходом раскраски информационных потоков и АС.

BGP-сообщения могут быть изменены, удалены, подделаны и воспроизведены. Эти действия могут быть результатом злого умысла, а также неисправными или неправильно настроенными BGP-маршрутизаторами. Кроме того, фиктивные сообщения могут исходить из вредоносных источников или случайно неправильно настроенных соседей [6].

Вредоносные манипуляции с BGP-пакетами могут привести к ошибкам в таблицах маршрутизации. Это связано с тремя основными уязвимостями BGP:

- BGP не проверяет актуальность и не осуществляет аутентификацию источников сообщений
- BGP не проверяет полномочия АС на объявление информации о доступности маршрута

- BGP не обеспечивает подлинность атрибутов пути, объявленных автономной системой

Из-за описанных выше неуязвимостей протокол BGP подвержен широкому спектру атак [7].

Кроме того, из-за использования информации сообщений протокола BGP для подсчёта индекса доверия для раскраски информационных потоков и автономных систем предложенный подход имеет ряд уязвимостей, связанных с возможностью предоставления неверных данных. Так, AC 1 может сообщить AC 2 информацию о доступности узла А через последовательность AC 1, AC 3, AC 4 (это и есть AS-PATH), когда на самом деле узел А доступен через AC 1, AC 9, AC 6.

Такая угроза возникает из-за отсутствия валидации маршрута в протоколе BGP. В качестве решения можно использовать модификацию протокола S-BGP (Secure BGP), использующий инфраструктуру открытых ключей (PKI) и протокол IPSec для повышения безопасности протокола BGP за счёт проверки аттестаций маршрутов и AC. Аттестации выдаются автономным системам вышестоящими управляющими органами (аналогично делегированию адресного пространства) и представляют собой аналог ЭЦП.

Другой способ, предоставляющий ограниченную защиту от описанных выше угроз протокола BGP – точки обмена Интернет-трафиком (IXP - Internet eXchange Point), которые предоставляют простой ширококвотельный домен канального уровня, к которому участники (AC) подключаются и обмениваются интернет-трафиком. Большинство IXP имеют требования по безопасности к подключаемым абонентам-AC. Так, AMS-IX (Амстердамский IXP) и MSK-IX (Московский IXP) требует списка подключенных к ним AC, список маршрутов, которые они могут объявлять, а также подтверждения получаемых анонсов с помощью инфраструктуры открытых ключей (подход, предложенный в реализации S-BGP). Ряд других проверок и фильтраций осуществляется уже на стороне IXP – например, проверка длины AS-PATH, номеров AC и прочие проверки. Благодаря такому подходу вокруг IXP образуется подтверждённая зона радиуса 2, внутри которой вся информация о маршрутизации может считаться подтверждённой (рисунок 3).

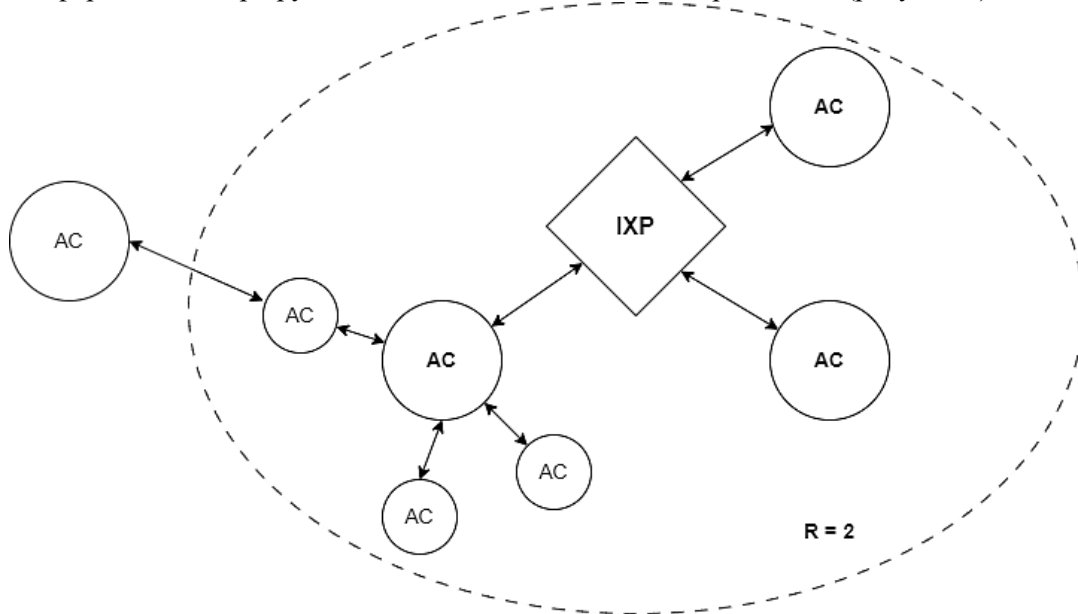


Рисунок 3. Зона подтверждённой информации о маршрутизации

В этом случае можно также наложить ограничение на индекс доверия самой точки обмена интернет-трафиком. В зависимости от расположения IXP можно понижать индекс доверия, как это было сделано в случае с автономными системами, тем самым понижая индекс доверия автономных систем, находящихся в зоне радиуса 2, описанной выше.

К IXP, как правило, подключаются основные крупные AC региона, что позволяет настраивать политики безопасности для этого определенного региона. Например, можно разделять зоны ответственности государств или регионов на собственные, дружественные, недружественные на основе принадлежности AC тому или иному кругу юридических лиц. Таким образом, В IXP имеется возможность управления трафиком в соответствии со степенью доверия AC.

Предлагаемый механизм представляет собой инструмент для расширения политик безопасности для пограничных шлюзов/портов на основе значения индекса доверия и множества D доверенных AC. Сам индекс доверия можно рассматривать как критерий формирования множества D.

Литература

1. Доклад Группы правительственных экспертов по поощрению ответственного поведения государств в киберпространстве в контексте международной безопасности Организация Объединенных Наций. A/76/135.
2. П.Пилюгин. Зона ответственности государств в информационном пространстве. Сборник докладов участников XIV международного форума «Партнерство государства, бизнеса и гражданского общества при обеспечении международной информационной безопасности» 7–9 декабря 2020 г., Москва, Россия
3. Litvinyuk S., Petukhov A., Pilyugin P. Managing security policies at various levels of the iso/osi model in sdn (methods of formal calculation for network level security policies) // MODERN NETWORK TECHNOLOGIES (MONETEC-2022). — Труды 4-й Международной конференции. — Москва: Москва, 2022. — P. 38–42.
4. Erokhin S.D., Pilyugin P.L. Multilevel security policy of the data transmission network. DSPA: issues of application of digital signal processing No. 2 -2022, pp.13-23
5. SimRank (Jeh G., Widom J. Simrank: a measure of structural-context similarity //Proceedings of the eighth ACM SIGKDD international conference on Knowledge discovery and data mining. – 2002. – С. 538-543
6. Butler K. et al. A survey of BGP security issues and solutions //Proceedings of the IEEE. – 2009. – Т. 98. – №. 1. – С. 100-122.
7. Chakraborty S., Sardar B. Security in Border Gateway Protocol (BGP) //Encyclopedia of Information Science and Technology, Third Edition. – IGI Global, 2015. – С. 6924-6933

**METHODS OF FORMING SECURITY POLICIES
FOR GLOBAL NETWORK ROUTES**

Phd Petukhov A.N.¹, Phd Pilyugin P.L.^{1,2}, Stud. Litviniuk S.P.²

¹National Research University of Electronic Technology

²Lomonosov Moscow State University

The article discusses the possible expansion of security policies to control information flows. There is a concept of a secure BGP route in the Internet, as which routes are considered to be similar through "trusted" autonomous systems. The concept of the power of attorney index of an autonomous system is introduced, both on the basis of possible external control actions (control actions of regulatory acts and administrative bodies related to state policy, etc.), and on the basis of trust indices of connected autonomous systems through which BGP routes are laid. It is proposed to supplement the security policy for critical information infrastructures on the basis of secure routes.



ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СПЕКТРОВ РЕЧИ

преп. Лукманова О.Р., проф. Хорев А.А.

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

В статье приведены результаты исследований спектров речи мужчин и женщин в возрасте 20 – 22 года. В экспериментальных исследованиях принимало участие 135 человек, из которых 22 были женщины и 103 – мужчины. В качестве тестовых речевых сигналов использовались артикуляционные таблицы слогов ГОСТ Р 50840 – 95, которые записывались на профессиональный цифровой диктофон. Аудиофайл с записью артикуляционной таблицы слогов каждого диктора переносился на компьютер и с использованием программы Adobe Audition из аудиофайла удалялись паузы между слогами. Далее обработанный аудиофайл воспроизводился через звуковую колонку и проводились измерения шумомером уровней речевого сигнала в октавных полосах. Анализ полученных экспериментальных данных показал, что спектры речи мужчин и женщин отличаются от эталонных (типовых) спектров речи, используемых при оценке эффективности защиты выделенных помещений. Эти отличия приводят к существенному различию разборчивости речи. Например, при интегральном отношении сигнал/шум 10 дБ для «белого» шума словесная разборчивость мужских голосов составляет 33,4%, а для эталонного (типового) спектра речевого сигнала – на четверть ниже (25%).

В качестве показателя защищенности речевой информации в выделенном помещении используется словесная разборчивость речи, которая рассчитывается на основе измеренных значений отношений сигнал/шум в октавных полосах речевого диапазона частот. В качестве скрываемого речевого сигнала используется типовой (эталонный) речевой сигнал, характеристики которого приведены в таблице 1 [1].

Таблица 1

Типовой уровень речевого сигнала средней громкости (70 дБ) в октавных полосах

Номер полосы	Частотные границы полосы $(f_n - f_e), Гц$	Среднегеометрическая частота полосы $f_i, Гц$	Типовой спектральный уровень речи $L_{s,i}$, измеренный на расстоянии 1 м от источника сигнала, дБ
1	90 – 175	125	53
2	175 – 355	250	66
3	355 – 710	500	66
4	710 – 1400	1000	61
5	1400 – 2800	2000	56
6	2800 – 5600	4000	53
7	5600 – 11200	8000	49

Спектральный состав речи в значительной степени зависит от пола, возраста и индивидуальных особенностей говорящего. Для различных людей отклонение уровней сигналов, измеренных в октавных полосах, от типовых уровней может составлять ± 6 дБ [1].

Целью экспериментальных исследований было исследование спектров речи молодых лиц мужского и женского пола. В исследовании участвовало 135 человек в возрасте 20 – 22 лет, из которых 22 были женщины и 103 – мужчины.

Для проведения исследований был создан лабораторный стенд в составе: акустическая колонка Behringer Eurolive B208D, шумомер-анализатор спектра «Экофизика-110А», микрофонный предусилитель P200 с микрофонным капсулем, диктофон «Tascam» DR-05X (рисунок 1).

Порядок проведения исследований:

1) Диктор осуществлял чтение слогов из артикуляционных слоговых таблиц ГОСТ Р 50840 – 95 (таблица 2) и записывал их на цифровой диктофон «Tascam» DR-05X. Режимы записи: 48 кГц, 24 бит, формат записи – wav. Чтение осуществлялось ровным голосом, четко, с постоянным уровнем речи на протяжении чтения всей таблицы. Расстояние до микрофонов диктофона составляло 30 - 40 см.

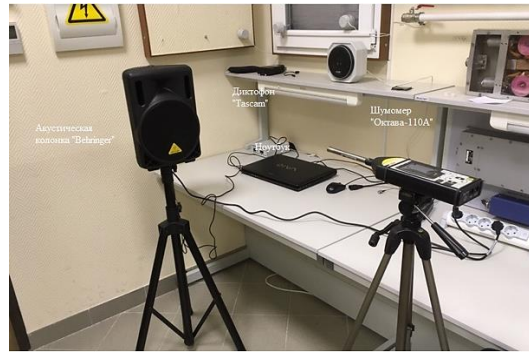


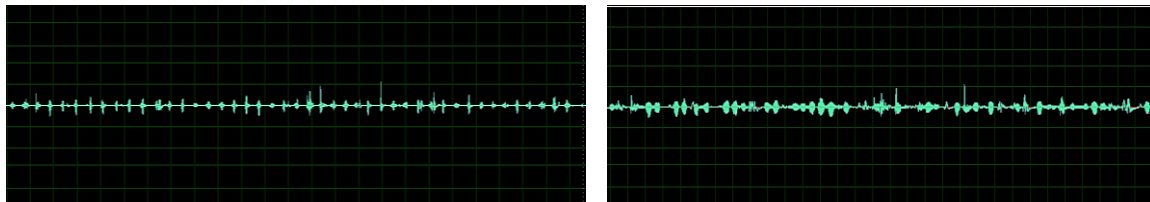
Рисунок 1. Схема лабораторного стенда для исследования спектров речи

Таблица 2

Артикуляционная таблица слогов

1	ЧТАС	11	НЯТ	21	СЫЛ	31	ШТУЛ	41	СУС
2	ГОСЬ	12	ЗДАК	22	ЗНЕС	32	ЛОЛЬ	42	ВАШ
3	ШЕХ	13	ХОШ	23	РОТЬ	33	РИПЬ	43	ТРЫТ
4	НЁЦ	14	ЗОТ	24	ТАШ	34	КАТЬ	44	КИС
5	ЛИПЬ	15	МАР	25	МЯМ	35	БУМЬ	45	СИТЬ
6	ЖИС	16	ДРАШ	26	ТИС	36	ЗОТЬ	46	ВЯРЬ
7	ЛЮЦ	17	ХЕФ	27	ПОК	37	НУЙ	47	СТУЙ
8	ПЛУСЬ	18	ЧЁНЬ	28	ЮЙ	38	ПЯПЬ	48	ВУЧ
9	ДЯЛЬ	19	ДАХ	29	ПРУФ	39	ЩЕФ	49	ФЫХ
10	ЦОТ	20	ТУС	30	БЁЧ	40	ТАСТЬ	50	ЗЯС

2) Аудиофайл с записью артикуляционной таблицы слогов каждого диктора переносился на компьютер. С использованием программы Adobe Audition из аудиофайла удалялись паузы между слогами (рисунок 2).



а).

б)

Рисунок 2. Фрагменты исходной фонограммы (а) и фонограммы с удаленными паузами между слогами (б)

3) Акустическая колонка «Behringer» устанавливалась на штатив. К колонке подключался ноутбук (рисунок 1).

4) На расстоянии 1 м от акустической колонки на штативе устанавливался шумомер-вибромер «Октава-110А» с подключенным предусилителем P200 с микрофонным капсюлем МК-265 (см. рисунок 1). На шумомере устанавливался режим измерения среднеквадратических уровни звука.

5) Включалась акустическая колонка и на ноутбуке запускался аудиофайл с вырезанными паузами между слогами. Регулировкой громкости на ноутбуке устанавливался уровень воспроизводимого сигнала, примерно соответствующий средней громкости речи.

6) С помощью шумомера измерялись уровни акустических сигналов в октавных полосах. Измерения проводились в течение всего времени воспроизведения аудиофайла. Результаты измерений по каждому диктору заносились в таблицу.

7) Проводился расчет средних значений уровней речевого сигнала в октавных полосах отдельно для лиц мужского и женского пола, а также по группе в целом (таблицу 3).

Таблица 3

Измеренные уровни речевого сигнала в октавных полосах

Среднегеометрическая частота полосы f_i , Гц	Средний уровень речевого сигнала L_{ui} , дБ		
	Пол – женский (22 чел.)	Пол – мужской (113 чел.)	По группе в целом (135 чел.)
125	61,1	63,1	62,1
250	66,1	66,4	66,3
500	70,2	69,3	69,8
1000	64,5	67,1	65,9
2000	58,0	62,6	60,6
4000	51,1	57,2	54,7
8000	50,2	56,3	53,8
Интегральный уровень сигнала L_u , дБ	73,1	73,6	73,0

8) Для каждого диктора определялось разность ΔL_{ui} между интегральным уровнем речевого сигнала L_u и уровнем речевого в каждой октавной полосе L_{ui} по формуле:

$$\Delta L_{ui} = L_u - L_{ui}, \text{ дБ.} \quad (1)$$

9) Проводился расчет средних значений ΔL_{ui} отдельно для лиц мужского и женского пола, а так же по группе в целом (таблицу 4).

Таблица 4

Рассчитанные значения разности между интегральным уровнем речевого сигнала и уровнем речевого в октавных полосах

Среднегеометрическая частота октавной полосы f_i , Гц	Рассчитанные значения ΔL_{ui} , дБ		
	Пол – женский (22 чел.)	Пол – мужской (113 чел.)	По группе в целом (135 чел.)
125	12,1	10,5	10,9
250	7,0	7,2	6,7
500	2,9	4,3	3,2
1000	8,6	6,5	7,1
2000	15,1	11,0	12,4
4000	22,1	16,4	18,3
8000	23,0	17,3	19,2

10) Рассчитывался уровень речевого сигнала для каждой октавной полосы $L_{си,i}$, приведенный к интегральному уровню средней громкости речи $L_s = 70$ дБ, по формуле:

$$L_{си,i} = 70 - \Delta L_{ui}, \text{ дБ.} \quad (2)$$

Результаты расчетов приведены в таблице 5.

Таблица 5

Спектральные уровни речи в октавных полосах, приведенные к средней громкости речи (70 дБ)

Среднегеометрическая частота октавной полосы f_i , Гц	Уровень сигнала, приведенный к средней громкости $L_{си,i}$, дБ		
	Пол – женский (22 чел.)	Пол – мужской (113 чел.)	По группе в целом (135 чел.)
125	57,9	59,5	59,1
250	63,0	62,8	63,3
500	67,1	65,7	66,8
1000	61,4	63,5	62,9
2000	54,9	59,0	57,6
4000	47,9	53,6	51,7
8000	47,0	52,7	50,8

СЕКЦИЯ № 6. Защита информации, в т.ч. кодирование, и информационная безопасность.

На рисунке 3 представлены результаты сравнения спектральных уровней речи в октавных полосах для мужчин и женщин, полученные при проведении экспериментальных исследований, с эталонными (типовыми) значениями, приведенными в таблице 1.

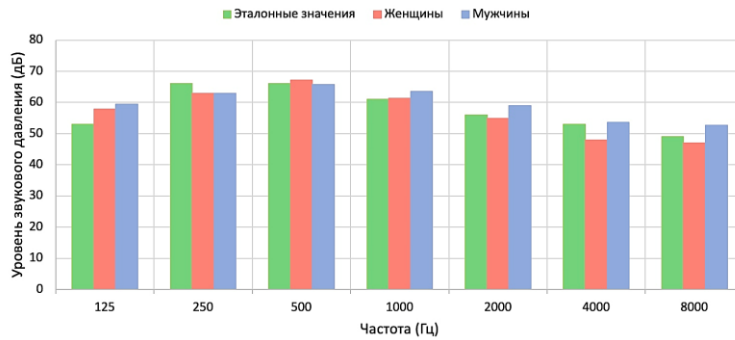


Рисунок 3. Средние значения спектров речи в октавных полосах

В таблице 6 приведены значения отклонений измеренных уровней речевого сигнала в октавных полосах от эталонных (типовых) значений, приведенных в таблице 1, для мужчин и женщин, рассчитанных по формуле:

$$\Delta L_i = L_{cui} - L_{si}, \text{ дБ.} \tag{3}$$

Таблица 6

Результаты расчетов отклонений измеренных уровней речевого сигнала в октавных полосах для мужчин и женщин от эталонных (типовых) значений, приведенных в таблице 1

Среднегеометрическая частота октавной полосы f_i , Гц	Отклонение измеренных уровней речевого сигнала в октавных полосах от эталонных (типовых) значений ΔL_i , дБ	
	Пол – женский (22 чел)	Пол – мужской (113 чел.)
125	4,9	6,5
250	- 3,0	- 3,2
500	1,1	- 0,3
1000	0,4	2,5
2000	- 1,1	3,0
4000	- 5,1	0,6
8000	- 2,0	3,7

Для оценки влияния формы спектра речевого сигнала на разборчивость речи по методике, изложенной в [1], был проведен расчет словесной разборчивости речи для среднего уровня громкости (70 дБ), интегрального отношения сигнал/шум, равному -10 дБ. В качестве шумового сигнала использовался «белый» шум.

Результаты расчетов приведены в таблице 7.

Таблица 7

Результаты расчетов словесной разборчивости речи при интегральном отношении сигнал/шум 10 дБ

Средне-геометрическая частота октавной полосы f_i , Гц	Отношение сигнал/шум в октавных полосах, q_i , дБ			Словесная разборчивость речи, W_c , %		
	Эталонный спектр	Женщины	Мужчины	Эталонный спектр	Женщины	Мужчины
125	- 11,8	- 6,9	- 5,3	25,0	22,8	33,4
250	- 0,2	- 3,2	- 3,4			
500	- 3,1	- 2,0	- 3,4			
1000	- 9,6	- 9,2	- 7,1			
2000	- 15,4	- 16,5	- 12,4			
4000	- 20,8	- 25,9	- 20,2			
8000	- 26,5	- 28,5	- 22,8			

Анализ данных, представленных в таблице 7, показал, что:

при одних и тех же интегральных отношениях сигнал/шум словесная разборчивость женских и мужских голосов существенно отличается. Например, при интегральном отношении сигнал/шум 10 дБ для «белого» шума словесная разборчивость мужских голосов составляет 33,4%, а женских – на треть ниже (22,8%);

словесная разборчивость мужских голосов существенно выше, чем для эталонного (типового) спектра речевого сигнала. Например, при интегральном отношении сигнал/шум 10 дБ для «белого» шума словесная разборчивость мужских голосов составляет 33,4%, а для эталонного (типового) спектра речевого сигнала – на четверть ниже (25%).

Следовательно, при оценке эффективности защиты речевой информации в выделенных помещениях с целью обеспечения требуемой эффективности защиты информации необходимо в качестве эталонного (типового) спектра речи использовать спектр речи, при котором словесная разборчивость максимальна. А для этого необходимо провести исследования спектров речи лиц среднего и пожилого возрастов.

Литература

1. Дворянкин С.В., Макаров Ю.К., Хорев А.А. Обоснование критериев эффективности защиты речевой информации// Защита информации. Инсайд. – С. Петербург.: 2007. – № 2 – С. 18 – 25.

EXPERIMENTAL SPECTRUM ANALYSIS OF SPEECH SIGNALS

sen.lect. Lukmanova O.R., prof. Khorev A.A.

National Research University of Electronic Technology

The paper presents the results of studies of the speech spectra of men and women aged 20-22 years. 135 people took part in experimental studies, of which 22 were women and 103 men. Articulation tables of syllables GOST R 50840-95 were used as test speech signals, which were recorded on a professional digital voice recorder. An audio file with a recording of the articulation table of syllables of each speaker was transferred to a computer, and using the Adobe Audition program, pauses between syllables were removed from the audio file. Further, the processed audio file was played back through the sound column and the sound level meter measured the levels of the speech signal in octave bands. An analysis of the obtained experimental data showed that the speech spectra of men and women differ from the reference (typical) speech spectra used in evaluating the effectiveness of the protection of allocated premises. These differences lead to a significant difference in speech intelligibility. For example, with an integral signal-to-noise ratio of 10 dB for "white" noise, the verbal intelligibility of male voices is 33.4%, and for the reference (typical) speech signal spectrum it is a quarter lower (25%).



НЕЙРОСЕТЕВАЯ ЗАЩИТА ПЕРСОНАЛЬНЫХ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ДАННЫХ ДЛЯ ИХ ХРАНЕНИЯ И ТРАНСПОРТА В РАСПРЕДЕЛЕННЫХ БАЗАХ

асп. Гужова С.А., науч. сотр. Перфилов К.А.,
д.т.н., проф. Иванов А.И., д.т.н. Малыгина Е.А.

Пензенский государственный университет

Широкое использование персональных биометрических данных в качестве дополнительного способа аутентификации пользователя, например, при совершении локальных или on-line платежей, ставит актуальную задачу их защиты от компрометации кода ключа и хищения данных. Рассмотрен вариант защиты данных при хранении и транспорте в распределенных базах за счет использования защищенных нейросетевых биометрических контейнеров. При этом искусственные нейронные сети большого размера используются не только для высоконадежной аутентификации пользователя по его биометрическим данным, но и для безопасного хранения этих данных и кода ключа доступа в параметрах обученной нейронной сети.

Активные процессы информатизации затронули все сферы современного общества. Создание государственных и коммерческих электронных ресурсов по предоставлению гражданам различных on-line сервисов требует наличие личных электронных кабинетов, защита доступа к которым осуществляется с помощью логинов и паролей. В последнее время растет число случаев взлома, компрометации и хищения данных [1, 2]. В связи с этим во всех развитых странах разрабатываются преобразователи биометрических данных личности человека в его длинные коды аутентификации [3–5]. При использовании биометрической технологии пользователю не нужно запоминать множество логинов и паролей аутентификации, их коды создаются автоматически путем преобразования предъявленного биометрического образа.

Биометрия человека имеет разную природу. Например, для аутентификации могут быть использованы статические (неизменные по воле пользователя) биометрические данные: рисунки отпечатков пальцев, подкожных кровеносных сосудов (пальца, ладони или иного другого участка кожи тела человека, рисунки радужной оболочки глаза или геометрические параметры лица человека [2].

В последнее время набирают популярность способы динамической аутентификации: по анализу рукописного почерка, анализу особенностей голоса человека. Особенности динамических образов заключается в том, что пользователь вправе самостоятельно в любой момент поменять слово или фразу, и переучив средство на новых данных, использовать его [2]. Отметим, что во всех случаях, рассмотренных выше необходимо вырабатывать специальные инструменты для обработки биометрических данных и стандартизировать их.

В России разработан пакет национальных стандартов ГОСТ Р 52633 [6–12], которые позволили России по праву занять ведущее место в мире по регламентации использования нейронных сетей большого размера для аутентификации пользователей и разграничения доступа к информации. Отметим, что подобного рода стандартов нет не в одной из стран Евросоюза, США, Канаде и Китае.

На основании требований национальных стандартов разработано средство высоконадежной биометрико-нейросетевой аутентификации [13], использующее на входе преобразователя биометрия-код 416 преобразованных векторов параметров рукописного слова, а на выходе – код ключа 256 бит (256 комбинаций «Да/Нет» (правая часть рисунка 1), в отличие от предложенной исследователями США и Канады версии «нечеткого экстрактора» (левая часть рисунка 1) [14].

В указанной выше группе национальных стандартов, нейросетевые преобразователи биометрия-код строятся, исходя из применения в искусственном нейроне входного сумматора (линейного элемента) для обогащения входных данных перед их квантованием. Это связано с относительной простотой и абсолютной устойчивостью используемого алгоритма обучения нейронов с линейными функционалами предварительного обогащения входных данных [15].

Широкое использование мобильных средств с возможностями on-line сервисов, потребовало поиск новых классов искусственных нейронов, имеющих достоинства линейных нейронов и более низкие требования к вычислительным ресурсам и памяти устройств.

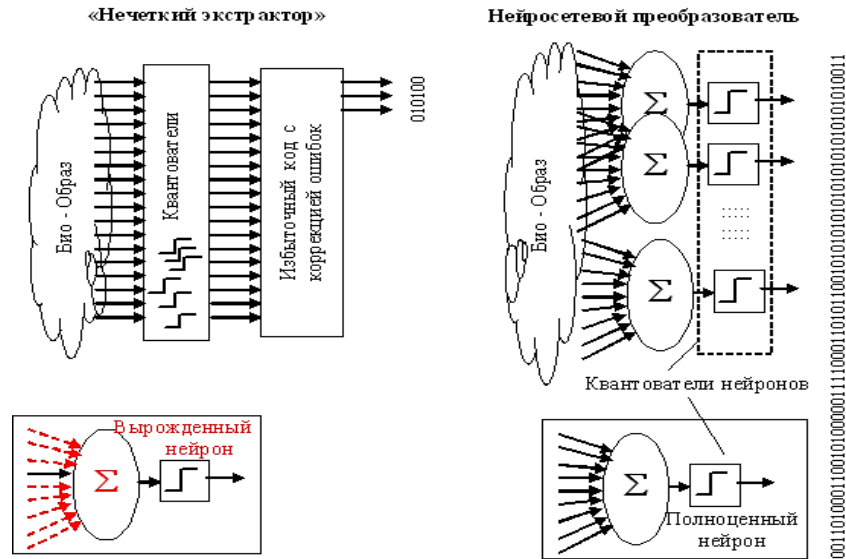


Рисунок 1. Обобщенная схема обработки биометрических данных в «нечетком экстракторе» и нейросетевом преобразователе биометрия-код

Из теории известно, что квадратичные функционалы повышения качества данных также имеют простые и устойчивые алгоритмы обучения [16, 17]. При этом мощность нейронных сетей, обученных по ГОСТ [11] можно усилить за счет перехода от обычных нейронов к квадратичным нейронам, осуществляющим обогащение данных одновременно как в линейном, так и в квадратичном пространствах [17].

Рассмотрим возможные преимущества использования квадратичных нейронов в нейросетевых преобразователях биометрия-код. Один двумерный квадратичный нейрон может быть заменен 4-мя двумерными линейными нейронами, каждый из которых имеет линию разделения в виде касательной к эллипсу квадратичного нейрона «Свой». При этом вычислительная сложность алгоритмов обучения квадратичных нейронов должна увеличиться с линейной до полиномиальной (квадратичной). Один квадратичный нейрон можно заменить 3, 4, 5 и более линейными нейронами, что свидетельствует об относительной низкой мощности линейных нейронов [16].

Отметим что, переход от линейных нейронов к квадратичным нейронам всегда сопровождается снижением числа необходимых для преобразователя нейронов или снижением числа входов у квадратичных нейронов при сохранении их численности. Один квадратичный нейрон по своей эффективности эквивалентен 3, 4 нейронам с линейными разделяющими функциями. При этом вместо 16 входов у линейных нейронов достаточно 4 входов у квадратичных нейронов. Все это потенциально усиливает защищенность нового типа нейронных сетей к атакам, так как длина цепочки входных нейронов без общих связей оказывается от трех и более раз больше по сравнению с цепочкой таких же линейных нейронов.

Основным недостатком, из-за которого квадратичные нейросетевые функционалы не использовались ранее, является то, что выходной код для образов «Чужой» обладает низкой энтропией, связанной с отсутствием баланса состояний «0» и «1» в разрядах выходного кода. Данный недостаток устраняется за счет применения многоуровневого (три и более уровней) выходного квантователя на выходе сумматоров нейронов [18].

Следует отметить, что квадратичные нейроны и линейные нейроны всегда имеют сопоставимые вероятности ошибок первого рода:

$$P_1\left\{\left(\bar{v}\right)^1\right\} \approx P_1\left\{\left(\bar{v}\right)^2\right\} \approx 0.0. \quad (1)$$

Совершенно иная ситуация возникает для ошибок второго рода. Квадратичные нейроны практически всегда имеют меньшую вероятность ошибок второго рода:

$$P_2\left\{\left(\bar{\xi}\right)^2\right\} < P_2\left\{\left(\bar{\xi}\right)^1\right\} = 0.5. \quad (2)$$

Так для отдельных ситуаций вероятность появления ошибок второго составляет 0.05, что в 10 раз меньше в сравнении с вероятностью ошибок второго рода линейного нейрона [17].

Предположительно, что в ближайшем будущем будут проведены исследования новой схемы нейросетевых преобразований и для квадратичных нейронов будут разработаны специфические атаки и

созданы механизмы защиты. При этом следует отметить, что линейные и квадратичные нейроны должны использоваться совместно, так как полиномы всегда сильнее, чем каждая из компонент полинома при решении задач идентификации, аутентификации, аппроксимации [17].

Формально обученная нейронная сеть описывается таблицами связей нейронов и таблицами весовых коэффициентов. Если сеть двухслойная, то таблицы номеров связей и таблицы весовых коэффициентов должны быть созданы для каждого из слоев нейронов [19].

Слои нейронов обучаются последовательно. После обучения первого слоя нейронов производят транслирование примеров образов «Свой» и «Все Чужие» со входа нейронной сети на выходы нейронов, получают примеры био-кодов и обучают на них нейроны второго слоя.

Таблицы связей нейронной сети и таблицы весовых коэффициентов обученных нейронов образуют нейросетевые биометрические контейнеры, в котором достаточно информации, для того чтобы в нужный момент воспроизвести программно нейросеть обученную преобразовывать биометрические данные личности в код его криптографического ключа доступа. Отметим, что в явном виде биометрических примеров образа «Свой», на которых обучалась нейронная сеть и кода ключа доступа в нейросетевом биометрическом контейнере нет, эти данные гарантированно удаляются после процедуры тестирования и остаются в виде «размытых данных» в параметрах нейронной сети. Процедура аутентификации, построенная с использованием нейросетевого контейнера приведена на рисунке 2.

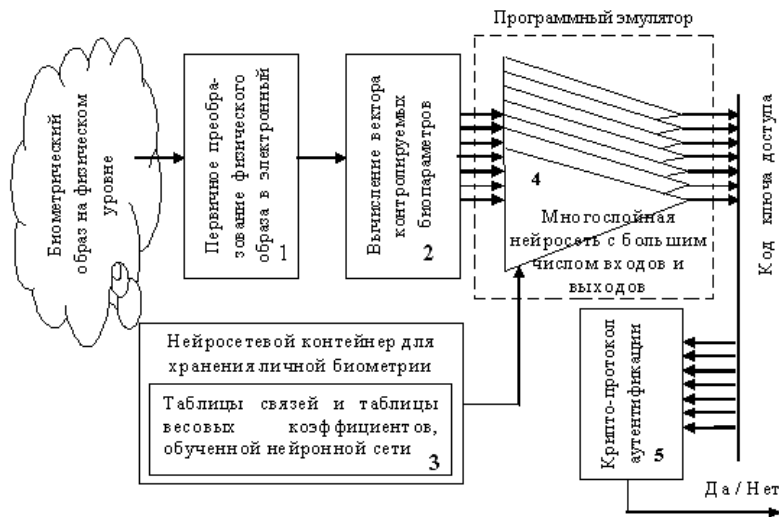


Рисунок 2. Упрощенная блок-схема биометрической аутентификации с использованием нейросетевого контейнера

Формирование и использование нейросетевых контейнеров для хранения биометрии личности и интерфейсы взаимодействия с ними регламентируется стандартом [10].

Отметим что защиту нейросетевого биометрического контейнера при хранении и транспорте в распределенных базах необходимо будет усиливать за счет алгоритмов шифрования [20]. Только при выполнении этих требований можно обеспечить безопасность персональных данных и кода ключа.

Литература

1. URL: <https://www.tadviser.ru/> (дата обращения: 14.04.2023).
2. Болл Руд. Руководство по биометрии: пер. с англ. / Болл Руд, Коннел Джонатан Х., Панканти Шарат, Ратха Налини К., Сеньор Эндрю У. – М.: Техносфера, 2007. – 368 с.
3. Язов, Ю.К. и др. Нейросетевая защита персональных биометрических данных. // В.И. Волчихин, А.И. Иванов, И.Г. Назаров, В.А. Фунтиков, Ю.К. Язов // М.: Радиотехника, 2012. – 160 с.
4. Нейросетевое преобразование биометрического образа человека в код его личного криптографического ключа/под ред. Малыгина А.Ю. // М.: Радиотехника, 2008, книга №29 научной серии «Нейрокомпьютеры и их применение». –87 с.
5. Кухарев, Г. А. Биометрические системы: методы и средства идентификации личности человека / Г. А. Кухарев. – СПб.: Политехника, 2001. – 240 с.

6. ГОСТ Р 52633.0–2006. Защита информации. Техника защиты информации. Требования к средствам высоконадежной биометрической аутентификации. – М.: Стандартинформ, 2007. – 24 с.
7. ГОСТ Р 52633.1–2009 «Защита информации. Техника защиты информации. Требования к формированию баз естественных биометрических образов, предназначенных для тестирования средств высоконадежной биометрической аутентификации». – М.: Стандартинформ, 2010. – 22 с.
8. ГОСТ Р 52633.2–2010 «Защита информации. Техника защиты информации. Требования к формированию синтетических биометрических образов, предназначенных для тестирования средств высоконадежной биометрической аутентификации». М.: Стандартинформ, 2019. – 18 с.
9. ГОСТ Р 52633.3–2011 «Защита информации. Техника защиты информации. Тестирование стойкости средств высоконадежной биометрической защиты к атакам подбора». М.: Стандартинформ, 2018. –12 с.
10. ГОСТ Р 52633.4–2011 «Защита информации. Техника защиты информации. Интерфейсы взаимодействия с нейросетевыми преобразователями биометрия-код». М.: Стандартинформ, 2012. – 42 с.
11. ГОСТ Р 52633.5–2011 «Защита информации. Техника защиты информации. Автоматическое обучение нейросетевых преобразователей биометрия-код доступа». М.: Стандартинформ, 2018. – 16 с.
12. ГОСТ Р 52633.6–2012 «Защита информации. Техника защиты информации. Требования к индикации близости предъявленных биометрических данных образу «Свой». М.: Стандартинформ, 2018. – 24 с.
13. URL:<https://etpgpb.ru/portal/catalog/products/405086-kompleks-apparatno-programmnyy-persona-dlya-biometricheskoj-identif/> (дата обращения: 14.04.2023).
14. N. Li, F. Guo, Y. Mu, W. Susilo and S. Nepal. Fuzzy Extractors for Biometric Identification // IEEE 37th International Conference on Distributed Computing Systems (ICDCS), Atlanta, GA, 2017. – P. 667-677.
15. Волчихин, В. И. Быстрые алгоритмы обучения нейросетевых механизмов биометрико-криптографической защиты информации/ В. И. Волчихин, А. И. Иванов, В. А. Фунтиков. – Пенза: Изд. Пенз. гос. ун-та, 2005. – 276 с.
16. Волчихин, В. И. Соотношение мощности нейронов с линейным и квадратичным обогатителями биометрических данных / В. И. Волчихин, А. И. Иванов, Е. А. Малыгина, А. П. Юнин // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2018. – № 1 (45). – С. 17–25. – DOI 10.21685/2072-3059-2018-1-2.
17. Малыгина, Е.А. Биометрико-нейросетевая аутентификация: перспективы применения сетей квадратичных нейронов с многоуровневым квантованием биометрических данных: препринт /Е.А. Малыгина. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2020. – 114 с. ISBN 978-5-907262-88-1.
18. Малыгина, Е.А. Новая парадигма использования квадратичных нейронов с многоуровневыми квантователями / Е. А. Малыгина // Безопасность информационных технологий: тр. II Всерос. науч.-техн. конф. –Пенза : Изд-во ПГУ, 2020. –С. 25–30.
19. Быстрый алгоритм обучения больших сетей искусственных нейронов квадрата среднего геометрического плотностей распределения значений многомерных биометрических данных / В. И. Волчихин, А. И. Иванов, К. А. Перфилов, Е. А. Малыгина, Ю. И. Серикова // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2018. – № 3 (47). – С. 23–35. – DOI 10.21685/2072-3059-2018-3-3.
20. ТС 26.2.002–2020. Системы обработки информации. Криптографическая защита информации. Защита нейросетевых биометрических контейнеров с использованием криптографических алгоритмов. Технический комитет по стандартизации «Криптографическая защита информации» ТК 26. – М., 2020.

NEURAL NETWORK PROTECTION OF PERSONAL BIOMETRIC DATA FOR THEIR STORAGE AND TRANSPORT IN DISTRIBUTED DATABASES

Asp. Guzhova S.A., Scientific. etc. Perfilov K.A., Doctor of Technical Sciences, Prof. Ivanov A.I., Doctor of Technical Sciences Malygina E.A.

Penza State University

The widespread use of personal biometric data as an additional method of user authentication, for example, when making local or on-line payments, poses an urgent task of protecting them from key code compromise and data theft. The option of data protection during storage and transport in distributed databases through the use of secure neural network biometric containers is considered. At the same time, large-sized artificial neural networks are used not only for highly secure user authentication based on his biometric data, but also for secure storage of this data and the access key code in the parameters of the trained neural network.

О ФОРМИРОВАНИИ ДАТАСЕТА ДЛЯ ОБУЧЕНИЯ СИСТЕМ ОБНАРУЖЕНИЯ ВТОРЖЕНИЙ

к.т.н., доц., Ерохин С.Д.¹, к.т.н., доц., Борисенко Б.Б.¹,
науч.сотр. Мартишин И.Д.¹, доц., к.т.н., Петухов А.Н.²

¹Московский технический университет связи и информатики

²Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»

Системы обнаружения вторжений используются для выявления попыток несанкционированного доступа или атак на компьютерные сети и системы. Для обучения систем обнаружения вторжений необходимы датасеты, которые содержат информацию о нормальном и аномальном сетевом трафике. Однако с течением времени такие датасеты устаревают, поскольку злоумышленники постоянно разрабатывают новые методы атак. Кроме того, современные сети и системы могут отличаться от тех, которые использовались при создании предыдущих датасетов, что может привести к плохой производительности системы обнаружения вторжений. В настоящей работе проанализированы наиболее популярные датасеты и на основе датасетов CSE-CIC-IDS2018, CIC-DDoS2019, ToN_IoT, Bot_IoT сформирован новый, а также произведено сравнение выбранных датасетов на многослойном перцептроне (MLP) и рекуррентной нейронной сети Long Short-Term Memory (LSTM).

Характеристики датасетов и требования к ним

Результаты обучения моделей машинного обучения во многом зависят от качества входных данных. Для обучения систем обнаружения вторжений (СОВ) применяются специально собранные наборы размеченных данных – датасеты. К наиболее известным и опубликованным в открытых источниках наборам данных можно отнести следующие [1]: DARPA1998, KDD Cup 1999, Kyoto 2006, NSL-KDD 2009, ISCX 2012, CTU-13, UNSW-NB15, CIDDS-001, UGR-16, CICIDS 2017, CICIDS 2018. Несмотря на то, что техники проведения компьютерных атак меняются с течением времени, современные исследователи обращаются и к тем датасетам, которые были созданы относительно давно. Это связано с тем, что синтез качественного датасета для обнаружения компьютерных атак является сложной и ресурсоемкой задачей, требующей разработки репрезентативной архитектуры сети, алгоритмов генерации фонового трафика, проведения атак различного вида с различных систем, а также решения других важных задач. В таблице 1 представлен обзор существующих датасетов. Для описания датасетов можно использовать следующие характеристики.

1) Число признаков в наборе данных. Признаки можно разделить на: признаки, характеризующие общую информацию о соединении/потоке (например, IP-адрес и порт источника атаки), информативные признаки (например, длительность соединения, средняя длина пакета, число переданных/принятых байтов), а также признаки, которые используются для описания атаки или нормального трафика (например, метка класса трафика).

2) Природа информативных признаков:

- ПСС: признаки, характеризующие сетевое соединение (длительность сетевой сессии);
- ПНП: признаки, характеризующие направление передачи данных (число байтов, переданных в прямом направлении; среднее время между сетевыми пакетами в направлении);
- ППУ: признаки, характеризующие операции, выполняемые на прикладном уровне (успех операции удаленной аутентификации пользователя, число операций с файлами в данном соединении и т.п.).

3) Инструмент, который был использован для выделения признаков из сетевого трафика.

4) Типы сетевых атак в наборе данных (таблица 1).

Таблица 1.

Обзор существующих наборов

№	Датасет	Число признаков в наборе	Природа информативных признаков	Инструмент для выделения признаков	Типы сетевых атак в наборе данных
1.	DARPA 1998	10	ПСС	Нет сведений	DoS, R2U, U2R Surveillance/probing attacks
2.	KDD Cup 1999	42	ПСС, ППУ	MADAM ID	DoS, R2U, U2R, Surveillance/probing attacks
3.	Kyoto 2006+	24	ПСС	Нет сведений	Backscatter, DoS, exploits, malware, port scans, shellcode)
4.	NSL-KDD 2009	42	ПСС, ППУ	MADAM ID	DoS, Remote to User, User-to-Root, Surveillance/probing attacks
5.	ISCX 2012	19	ПСС, ПНП	Нет сведений	Brute Force SSH, HTTP DoS, DDoS Botnet, Infiltrating
6.	CTU-13	33	ПСС, ПНП	Argus	botnets (Menti, Murlo, Neris, NSIS, Rbot, Sogou, Virut)
7.	UNSW-NB15	45	ПСС, ПНП, ППУ	Argus, Bro-IDS	Fuzzers, Analysis, Backdoors, DoS, Exploits, Generic, Reconais, Shellcode, Worms
8.	CIDDS-001	14	ПСС, ПНП	NetFlow	Port scan, DoS, BruteForce, Ping Scan
9.	UGR-16	13	ПСС, ПНП	FCParser	low- and high-rate DoS, Port scan, UDP port scan, SSH scan, Botnet, Spam
10.	CICIDS 2017	85	ПСП, ПСС, ПНП	CICFlowMeter	DoS Hulk, PortScan, DDoS, DoS GoldenEye, FTP-Patator, SSHPatator, DoS slowloris, DoS Slowhttptest, Bot, Infiltration, Web Attack: Brute Force, XSS, SQL Injection
11.	CICIDS 2018	80	ПСП, ПСС, ПНП	CICFlowMeter-v3	Brute Force, Botnet, DoS, DDoS, Web attacks, Infiltration
12.	DNP3	85	ПСП, ПСС, ПНП	CICFlowMeter	System Reboot, Service Stop, Active Scanning, MITM, Replay Attack, Proxy
13.	Cyber Attack Evaluation Dataset	12	ПСС	Нет сведений	Port scanning, DDoS, Brute Force Web Attack (XSS, SQL Injection) Spoofing
14.	CSE-CIC-DDoS2019	80	ПСП, ПСС, ПНП	CICFlowMeter-V3	DDoS-MSSQL, DDoS-syn, DDoS-tftp, DDoS-udp, DoS-slowhttptest, DoS-slowloris, DrDoS_ntp, TFTP, UDP-lag, DDOS-DNS, DDOS-SNMP, DDoS-LDAP, DDoS NetBIOS, UDPLag, WebDDoS
15.	ToN-IoT	46	ПСП, ПСС, ПНП	Нет сведений	XSS, Brute Force, MITM, DoS, DDoS, Infiltration
16.	Bot-IoT	46	ПСП, ПСС, ПНП	Нет сведений	DoS, DDoS, Theft, Reconnaissance

Изучив вышеуказанные датасеты можно сделать некоторые выводы о них. Среди всех явно выделяется датасет Cyber Attack Evaluation Dataset for Deep Packet Inspection and Analysis количеством имеющихся признаков. Возникают некоторые сомнения в корректности его применения, в частности, в представленном датасете отсутствует четкое разделение трафика по времени и классам атак. Немаловажную роль имеет количество покрываемых атак. По этой характеристике наборы данных DNP3 Intrusion Detection Dataset, CSE-CIC-DDoS2019 и CSE-CIC-IDS2018 являются наиболее перспективными.

Несмотря на то, что датасет CSE-CIC-IDS2018 является одним из самых популярных и широко используемых датасетов для обучения систем обнаружения вторжений, он не исчерпывает все современные угрозы безопасности, которые постоянно меняются и развиваются. Новые датасеты могут содержать данные

СЕКЦИЯ № 6. Защита информации, в т.ч. кодирование, и информационная безопасность.

об актуальных угрозах, таких как атаки на облачные среды, атаки с использованием мобильных устройств, IoT-устройств и т.д. Кроме того, новые датасеты могут включать в себя более разнообразные и сложные сценарии атак, которые могут быть не представлены в CSE-CIC-IDS2018.

Таким образом, создание новых датасетов для систем обнаружения вторжений является важной задачей, которая позволяет обучать системы на актуальных данных и повышать их эффективность в борьбе с современными угрозами безопасности.

Для формирования нового датасета будет использоваться ПО CICFlowMeter [2]. При формировании набора данных использовались следующие наборы данных: CSE-CIC-IDS 2018, CIC-DDoS 2019, ToN_IoT, BoT_IoT.

Сформированный набор содержит 14 классов, которые были взяты из 4 представленных датасетов. В таблице 2 указаны соответствия этих датасетов и классов атак.

Таблица 2.

Классы атак сформированного датасета.

Класс атаки \ Датасет	CIC-DDoS-2019	CSE-CIC-IDS2018	BoT-IoT	ToN-IoT
Benign (Чистый трафик)	+	+	+	+
Dos-goldeneye		+		
Dos-Hulk		+		
DoS-SlowHTTPTest		+		
DoS-Slowloris		+		
Injection		+		+
Scanning	Собран в тестовой сети			
DrDoS_NTP	+			
DDoS-TFTP	+			
Theft		+	+	
DDoS-Syn	+			
Backdoor		+		+
DDoS-UDP	+			
DDoS-MSSQL	+			

На рисунке 1 приведена диаграмма соотношения количества образцов атак в сформированном датасете.

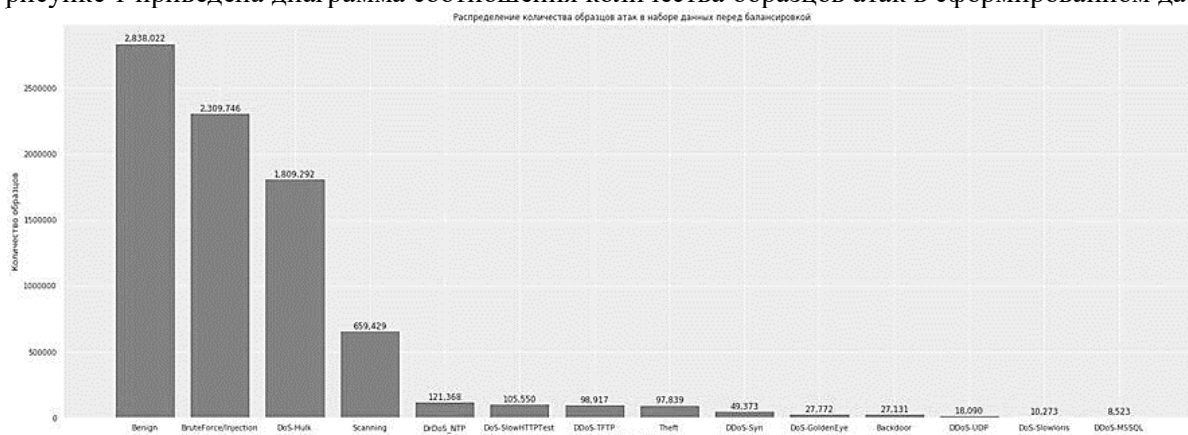


Рисунок 1 – Соотношение классов в сформированном наборе

Отчетливо выделяется проблема несбалансированности набора на данном этапе. Она решается в процессе обработки собранных данных. Обработка датасета происходит следующим образом:

1) Удаляются признаки flow_id, src_ip, src_port, dst_ip, dst_port, timestamp, не являющиеся информативными при обнаружении атак.

2) Удаляются признаки, стандартное отклонение которых, вычисленное на основании всего набора данных, в выборке меньше 0,01.

3) Вычисляется корреляционная матрица и удаляются признаки, имеющие коэффициент корреляции хотя бы с одним из признаков больше 0,98.

В итоге всего в датасете остается 69 признаков. Для обучения искусственных нейронных сетей (ИНС) выборка разбивается на три: обучающую, тестовую и валидации в соотношении 75:12,5:12,5. После разбиения производится стандартизация каждой из полученных трех выборок. Стандартизация заключается в применении к выборке данных каждого отдельно взятого признака квантильного преобразования.

4) Балансировка обучающей выборки с использованием удаления случайно выбранных записей из наибольших классов и дополнения классов малого размера новыми синтетическими образцами, получаемыми алгоритмом SMOTE. Итоговое соотношение образцов в обучающей выборке, содержащих атаки, и образцов нормального трафика составляет 26:74. Общее соотношение классов в обучающей выборке после балансировки представлено на рисунке 2.

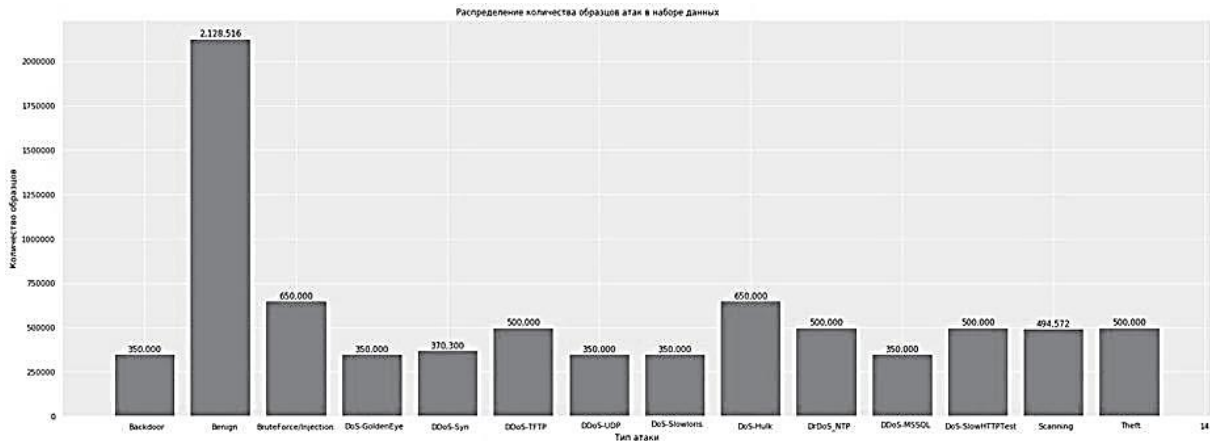


Рисунок 2 – Соотношение классов в обучающей выборке после балансировки

Для более точного сравнения датасетов были также обучены нейронные сети MLP и LSTM-RNN на датасетах CSE-CIC-IDS2018, NSL-KDD и DNP3. В таблице 3 представлены результаты оценки качества обученных моделей. Ids-dataset – сформированный в работе датасет.

Таблица 3

Метрики оценки качества обученных моделей

Метрика	Precision				Recall				F1-score				Accuracy			
	Ids-dataset	cic-ids-2018	Nsl-kdd	Dnp3	Ids-dataset	cic-ids-2018	Nsl-kdd	Dnp3	Ids-dataset	cic-ids-2018	Nsl-kdd	Dnp3	Ids-dataset	cic-ids-2018	Nsl-kdd	Dnp3
MLP	0.97	0.95	0.95	0.01	1.00	0.93	0.92	0.09	0.98	0.91	0.93	0.02	1.00	0.99	0.99	0.09
LSTM-RNN	0.72	0.83	0.15	0.01	0.92	0.74	0.18	0.09	0.77	0.76	0.16	0.02	0.90	0.97	0.84	0.09

Заключение

Исходя из необходимости включения в датасет для обучения образцов трафика, собранных в различных архитектурах сетей, а также более разнопланового наполнения классов атак, был сформирован новый набор данных для обучения ИНС, сформированный из образцов трафика четырех наборов данных: CSE-CIC-IDS2018, CIC-DDoS2019, ToN_IoT, BoT_IoT, а также самостоятельно собранных образцов в тестовой сети. Результаты тестирования показали, что датасет DNP3 содержит неклассифицируемые данные, и предположительно это связано с маленьким количеством сессий с образцами компьютерных атак. Исходя из вышесказанного, делается вывод, что DNP3 не подходит для обучения ИНС для обнаружения компьютерных

атак. Новый набор данных Ids-dataset может быть использован при обучении ИНС для обнаружения компьютерных атак.

Литература

1. Гетьман А.И., Горюнов М.Н., Мацкевич А.Г., Рыболовлев Д.А. Методика сбора обучающего набора данных для модели обнаружения компьютерных атак, Труды ИСП РАН, том 33, вып. 5, 2021, стр. 83-104.
2. CICFlowMeter [электронный ресурс] / GitHub Inc, URL: <https://github.com/CanadianInstituteForCybersecurity/CICFlowMeter> (дата обращения: 07.02.2023)

ON THE FORMATION OF A DATA SET FOR TRAINING INTRUSION DETECTION SYSTEMS

PhD, Associate Professor, Erokhin S.D.¹,
PhD, Associate Professor, Borisenko B.B.¹,
Researcher, Martishin I.D.¹,
PhD Petukhov A.N.²,

¹Moscow Technical University of Communications and Informatics

²National Research University "Moscow Institute of Electronic Technology"

Intrusion detection systems are used to detect unauthorized access attempts or attacks on computer networks and systems. To train intrusion detection systems, datasets are needed that contain information about normal and abnormal behavior in the network. However, over time, such datasets become obsolete, as hackers are constantly developing new methods of attacks, as well as changing old ones. In addition, modern networks and systems may differ from those used when creating old datasets, which can lead to poor performance of the intrusion detection system. In this paper, the most popular datasets are analyzed and a new one is formed based on the datasets CSE-CIC-IDS2018, CIC-DDoS2019, ToN_IoT, BoT_IoT, as well as a comparison of the selected datasets on a multilayer perceptron (MLP) and a recurrent neural network Long Short-Term Memory (LSTM).



ПРАКТИЧЕСКИЕ РЕКОМЕНДАЦИИ ПО ЗАЩИТЕ ИНФОРМАЦИИ В АСУ ТП

студ. Мизев В.П.^{1,2}, проф., д. т. н. Щербаков В.А.¹

¹Национальный исследовательский университет
«Московский институт электронной техники»
²АО «ЭЛВИС-ПЛЮС»

В данной статье приведено описание подходов к проведению оценки работоспособности средств защиты информации (СЗИ) UserGate Unified Threat Management (UTM) и UserGate Management Center (MC), применяемых для обеспечения безопасности автоматизированных систем управления технологическими процессами (АСУ ТП). Рассмотрен полученный в ходе выполнения работ перечень показателей неработоспособности СЗИ, а также указывающих на них признаков неработоспособности и способов их выявления. Определены лица, реализующие оценку работоспособности СЗИ.

В настоящее время защита информации в АСУ ТП является как никогда актуальной в силу постоянно растущего числа компьютерных атак на промышленные объекты, в том числе на значимые объекты критической информационной инфраструктуры (ЗОКИИ) Российской Федерации.

Насколько бы высококвалифицированными специалистами ни была спроектирована система безопасности (СБ), она никогда не будет идеальной в силу различных факторов, в том числе из-за возможного нарушения и (или) прекращения работоспособности СЗИ.

В настоящей работе представлены предложения по оценке работоспособности СЗИ, применяемых для обеспечения безопасности ЗОКИИ.

Под работоспособностью СЗИ в данной статье, понимается штатное функционирование всех компонентов СЗИ и реализация ими мер обеспечения безопасности ЗОКИИ.

В рамках статьи рассмотрены предложения по оценке работоспособности программно-аппаратного комплекса (ПАК) UserGate.

Оценка работоспособности СЗИ проводится путем анализа совокупности признаков неработоспособности СЗИ (возможных причин нарушения в работе СЗИ). На практике СЗИ должно признаваться работоспособным, если не выявлен ни один из признаков его неработоспособности, в противном случае СЗИ является неработоспособным.

Для определения показателей неработоспособности СЗИ был проведен анализ функций, выполняемых СЗИ в составе средств СБ ЗОКИИ. При формировании перечня показателей и указывающих на них признаков были приняты следующие условия, ограничения и допущения:

1. Рассматриваемые СЗИ установлены и настроены корректно, в соответствии с проектной документацией СБ ЗОКИИ;
2. Режимы работы рассматриваемых СЗИ соответствуют штатному режиму функционирования;
3. Не рассматривались действия обслуживающего и эксплуатационного персонала СБ ЗОКИИ, а также иных лиц по вмешательству в работу СЗИ;
4. В качестве признаков неработоспособности СЗИ рассматривались причины, верхнего уровня непосредственно указывающие на проявление проблем в работе СЗИ.

Определение способов выявления признаков неработоспособности СЗИ было проведено с учётом следующих условий, ограничений и допущений:

1. В приоритетном порядке рассматривался встроенный функционал компонентов СЗИ, а при их отсутствии – возможности системного и прикладного программного обеспечения (ПО), обеспечивающего среду функционирования компонентов СЗИ;
2. Не рассматривалось использование интерфейсов Application Programming Interface (API) компонентов СЗИ, для которых производителем не была представлена документация по его применению и отсутствовала техническая поддержка.

ПАК UserGate состоит из двух компонентов: UserGate UTM и UserGate MC. СЗИ UserGate UTM (в аппаратных исполнениях D200, D500 и E1000) реализуют функции межсетевое экранирования, обнаружения вторжений, защиты от DoS-атак, а также защиты АСУ ТП для сетевых сегментов ЗОКИИ. С помощью СЗИ UserGate MC осуществляется централизованное управление устройствами UserGate UTM.

Все компоненты ПАК UserGate взаимодействуют с сервером Active Directory для осуществления централизованной идентификации и аутентификации пользователей при доступе к UserGate UTM и UserGate MC. UserGate UTM также взаимодействует с программным комплексом SIEM с целью передачи событий безопасности с UserGate UTM модулю агента SIEM.

СЕКЦИЯ № 6. Защита информации, в т.ч. кодирование, и информационная безопасность.

В ходе анализа архитектуры, особенностей функционирования, а также принципов эксплуатации и управления ПАК UserGate был сформирован перечень показателей неработоспособности СЗИ и указывающих на них признаков неработоспособности. Исходя из результатов анализа была сформирована таблица 1.

Таблица 1

Перечень показателей неработоспособности СЗИ и указывающих на них признаков неработоспособности

#	Показатели неработоспособности СЗИ (проявление проблемы в работе СЗИ)	Признаки неработоспособности СЗИ (возможные причины нарушения работы СЗИ)
1.	Нарушение или прекращение функционирования механизма кластеризации UserGate UTM (каждый из узлов кластера UserGate UTM начинает функционировать самостоятельно)	Нарушение или прекращение функционирования компонентов аппаратной (виртуальной) платформы; ошибки в алгоритме работы программных средств UserGate; отсутствие сетевой доступности (между узлами кластера UserGate UTM).
2.	Нарушение или прекращение функционирования одного или обоих узлов кластера UserGate UTM	Нарушение или прекращение функционирования компонентов аппаратной (виртуальной) платформы; ошибки в алгоритме работы программных средств UserGate.
3.	Отсутствует доступ к интерфейсам управления кластера UserGate UTM (интерфейсу командной строки, веб-интерфейсу управления)	Нарушение или прекращение функционирования компонентов аппаратной (виртуальной) платформы; ошибки в алгоритме работы программных средств UserGate; отсутствие сетевой доступности между рабочей станцией администратора и кластером UserGate UTM; отсутствие сетевой доступности между кластером UserGate UTM и сервером Active Directory.
4.	Нарушение и (или) прекращение функционирования одного или нескольких модулей кластера UserGate UTM (модуль МЭ, модуль СОВ, модуль DOS, модуль защиты АСУ ТП)	Нарушение или прекращение функционирования компонентов аппаратной (виртуальной) платформы; ошибки в алгоритме работы программных средств UserGate; отсутствие действующей лицензии.
5.	В журналах регистрации кластера UserGate UTM не осуществляется регистрация событий безопасности	Нарушение или прекращение функционирования компонентов аппаратной (виртуальной) платформы; ошибки в алгоритме работы программных средств UserGate.
6.	С кластера UserGate UTM не осуществляется передача событий средству SIEM	Нарушение или прекращение функционирования компонентов аппаратной (виртуальной) платформы; ошибки в алгоритме работы программных средств UserGate; отсутствие сетевой доступности между кластером UserGate UTM и модулем агента SIEM.
7.	Отсутствует доступ к интерфейсам управления UserGate MC (интерфейсу командной строки, веб-интерфейсу управления)	Нарушение или прекращение функционирования компонентов аппаратной (виртуальной) платформы; ошибки в алгоритме работы программных средств UserGate; отсутствие сетевой доступности между АРМ администратора и UserGate MC; отсутствие сетевой доступности между UserGate MC и сервером Active Directory.
8.	Отсутствует возможность изменения параметров конфигурации кластера UserGate UTM с использованием UserGate MC	Нарушение или прекращение функционирования компонентов аппаратной (виртуальной) платформы; ошибки в алгоритме работы программных средств UserGate

СЕКЦИЯ № 6. Защита информации, в т.ч. кодирование, и информационная безопасность.

#	Показатели неработоспособности СЗИ (проявление проблемы в работе СЗИ)	Признаки неработоспособности СЗИ (возможные причины нарушения работы СЗИ)
9.	Нарушение или прекращение взаимодействия между кластером UserGate UTM и UserGate MC (обмен информацией о статусе работы, получение политик, отправка обновлений ПО, отправка обновлений базы решающих правил и базы данных признаков вредоносных компьютерных программ)	Нарушение или прекращение функционирования компонентов аппаратной (виртуальной) платформы; ошибки в алгоритме работы программных средств UserGate; отсутствие сетевой доступности между кластером UserGate UTM и UserGate MC.
10.	Прекращение получения обновлений ПО, базы решающих правил, сигнатур приложений, базы категорий сайтов URL и списков запрещенных сайтов для UserGate MC	Нарушение или прекращение функционирования компонентов аппаратной (виртуальной) платформы; ошибки в алгоритме работы программных средств UserGate; отсутствие сетевой доступности между UserGate MC и сервером обновлений продуктов ООО «Юзергейт»; отсутствие действующей лицензии.

В ходе работы были определены способы выявления признаков неработоспособности СЗИ, приведенные в таблице 2.

Таблица 2

Описание способов выявления признаков неработоспособности СЗИ

#	Признаки неработоспособности СЗИ	Способы выявления признаков неработоспособности СЗИ
1.	Нарушение или прекращение функционирования компонентов аппаратной (виртуальной) платформы	Получение данных о состоянии аппаратной платформы узлов кластера UserGate UTM с использованием встроенных механизмов средств управления аппаратными платформами (IPMI) Получение данных о состоянии виртуальной машины UserGate MC с использованием встроенных механизмов используемых средств управления виртуальной инфраструктурой
2.	Ошибки в алгоритме работы программных средств UserGate	UserGate UTM и UserGate MC не осуществляют регистрацию событий в журналах, связанных с ошибками в алгоритме работы, в связи с чем отсутствует способ выявления указанного признака неработоспособности СЗИ
3.	Отсутствие сетевой доступности:	
3.1	между узлами кластера UserGate UTM;	Проверка сетевой доступности узлов кластера UserGate UTM между собой с использованием встроенных механизмов UserGate UTM (сведения о доступности узлов кластера UserGate UTM между собой отображаются в меню «Настройки» → «UserGate» → «Управление устройством», раздел «Кластер конфигурации»)
3.2	между АРМ администратора и кластером UserGate UTM;	Проверка доступности с АРМ администратора необходимых сетевых портов кластера UserGate UTM (TCP/2200, TCP/8001)
3.3	между АРМ администратора и UserGate MC;	Проверка доступности с АРМ администратора необходимых сетевых портов UserGate MC (TCP/2200, TCP/8010)

#	Признаки неработоспособности СЗИ	Способы выявления признаков неработоспособности СЗИ
3.4	между кластером UserGate UTM и UserGate MC;	Проверка доступности с кластера UserGate UTM необходимых сетевых портов UserGate MC (TCP/2200, TCP/9712) Проверка доступности с UserGate MC необходимых сетевых портов кластера UserGate UTM (TCP/8300)
3.5	между кластером UserGate UTM и модулем агента SIEM;	Проверка доступности с кластера UserGate UTM необходимых сетевых портов агента SIEM (TCP/514)
3.6	между кластером UserGate UTM и сервером Active Directory;	Проверка доступности с кластера UserGate UTM необходимых сетевых портов сервера Active Directory (TCP/389, TCP/636)
3.7	между UserGate MC и сервером Active Directory.	Проверка доступности с UserGate MC необходимых сетевых портов сервера Active Directory (TCP/389, TCP/636)
4.	Отсутствие действующей лицензии	Проверка статуса лицензии с использованием встроенных механизмов UserGate UTM или UserGate MC (сведения о статусе лицензии отображаются в меню «Дашборд», раздел «Лицензия», либо сведения о статусе лицензии можно получить, выполнив команду <code>license show</code> в интерфейсе командной строки UserGate UTM или UserGate MC)

Результаты оценки могут быть использованы для контроля выполнения мер обеспечения безопасности ЗОКИИ и выявления компонентов СЗИ, требующих проведения работ по восстановлению их штатного функционирования.

Оценку работоспособности СЗИ на этапе эксплуатации СБ ЗОКИИ могут осуществлять работники структурных подразделений, ответственных за безопасность информации, обрабатываемой ЗОКИИ.

Литература

1. Федеральный закон "О безопасности критической информационной инфраструктуры Российской Федерации" от 26.07.2017 N 187-ФЗ
2. Приказ ФСТЭК России от 25.12.2017 N 239 (ред. от 20.02.2020) "Об утверждении Требований по обеспечению безопасности значимых объектов критической информационной инфраструктуры Российской Федерации"
3. Приказ ФСТЭК России от 21.12.2017 N 235 (ред. от 27.03.2019) "Об утверждении Требований к созданию систем безопасности значимых объектов критической информационной инфраструктуры Российской Федерации и обеспечению их функционирования"

PRACTICAL RECOMMENDATIONS FOR THE INFORMATION SECURITY IN THE INDUSTRIAL CONTROL SYSTEMS

stud. Mizev V.P.^{1,2}, Professor, D. of E.S. Sherbakov V.A.¹

¹National Research University of Electronic Technology

²АО «ELVIS-PLUS»

This article describes the approaches to assessing the operability of cybersecurity solutions UserGate Unified Threat Management (UTM) and UserGate Management Center (MC) used to ensure the information security of industrial control systems (ICS). The list of indicators of non-operability of the cybersecurity solutions obtained in the course of the work is considered, as well as signs of non-operability indicating them and ways to identify them. the persons implementing the assessment of the operability of cybersecurity solutions have been identified.

ВОПРОСЫ МЕТОДИЧЕСКОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ПОСТРОЕНИЯ СИСТЕМ ФИЗИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ ОБЪЕКТОВ ИНФОРМАТИЗАЦИИ

преп. Николаев А.В.

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

В статье рассматриваются отдельные угрозы безопасности информации, обрабатываемой на объектах информатизации, а также воздействующие на нее объективные и субъективные факторы, требующие создания систем физической защиты объектов информатизации, рассматриваются существующие руководящие документы по созданию этих систем и обосновывается необходимость в определении единых требований к системам физической защиты объектов информатизации и разработке методических рекомендаций по созданию этих систем для различных объектов информатизации.

Современный этап в развитии обмена информацией характеризуется интенсивным внедрением современных информационных технологий, широким распространением локальных, корпоративных и глобальных сетей во всех сферах жизни государства. Сегодня невозможно представить предприятие (организацию) без средств обработки, хранения и передачи информации. Применение информационных технологий немыслимо без повышенного внимания к вопросам обеспечения их безопасности и безопасности информационной инфраструктуры, что определяет необходимость создания системы защиты информации предприятия (организации).

В нашей стране решение вопросов обеспечения защиты информации ограниченного доступа, предотвращения ее утечки по техническим каналам, несанкционированного доступа к ней, специальных воздействий на информацию (носители информации) в целях ее добывания, уничтожения, искажения и блокирования доступа к ней возложено на ФСТЭК России, которая устанавливает нормы и требования и разрабатывает соответствующие методические документы в области защиты информации [8].

В этих документах, в том числе, определяются виды угроз безопасности информации и меры по ее защите [6,7].

Так для безопасности информации существуют:

- угроза преодоления физической защиты, заключающаяся в возможности осуществления нарушителем практически любых деструктивных действий в отношении дискредитируемой информационной системы при получении им физического доступа к аппаратным средствам вычислительной техники системы путём преодоления системы контроля физического доступа, организованной в здании предприятия;
- угроза хищения средств хранения, обработки и (или) ввода/вывода/передачи информации, заключающаяся в возможности осуществления внешним нарушителем кражи компьютера (и подключённых к нему устройств), USB-накопителей, оптических дисков или других средств хранения, обработки, ввода/вывода/передачи информации;
- угроза физического выведения из строя средств хранения, обработки и (или) ввода/вывода/передачи информации, заключающаяся в возможности умышленного выведения из строя внешним нарушителем средств хранения, обработки и (или) ввода/вывода/передачи информации, что может привести к нарушению доступности, а в некоторых случаях и целостности защищаемой информации;
- угроза изменения компонентов информационной (автоматизированной) системы заключающаяся в возможности получения нарушителем доступа к сети, файлам, внедрения закладок и т.п. путём несанкционированного изменения состава программных или аппаратных средств информационной системы, что в дальнейшем позволит осуществлять нарушителю несанкционированные действия в данной системе;
- угроза несанкционированного копирования защищаемой информации, заключающаяся в возможности неправомерного получения нарушителем копии защищаемой информации путём проведения последовательности неправомерных действий, включающих: несанкционированный доступ к защищаемой информации, копирование найденной информации на съёмный носитель.

На безопасность защищаемой информации могут также воздействовать различные объективные и субъективные факторы, в том числе:

- природные явления, стихийные бедствия (Пожары и т.д.);
- несанкционированный доступ к защищаемой информации путем несанкционированного физического доступа к ОИ или хищения носителя информации;

– действия криминальных групп и отдельных преступных субъектов.

Таким образом, рассматривая построение системы защиты информации, учитывая указанные угрозы и факторы, невозможно обойти стороной вопросы организации физической защиты объектов информатизации (ФЗОИ).

Объект информатизации (ОИ) - это совокупность информационных ресурсов, средств и систем обработки информации, используемых в соответствии с заданной информационной технологией, а также средств их обеспечения, помещений или объектов (зданий, сооружений, технических средств), в которых эти средства и системы установлены, или помещений и объектов, предназначенных для ведения конфиденциальных переговоров [4].

Объекты информатизации могут быть оборудованы в одном или нескольких помещениях в офисе организации (предприятия), а могут занимать и целые здания или комплексы зданий. В любом случае, для них должны быть созданы системы физической защиты, учитывающие специфику объектов, их расположение, конфигурацию, а так же построение систем безопасности организации (предприятия) в целом.

В руководящих и методических документах в области защиты информации нет определения понятия физической защиты объектов информатизации. Исходя из рассмотренного выше, можно определить, что система физической защиты объекта информатизации – это совокупность ресурсов, средств и методов, обеспечивающих предотвращение, обнаружение и ликвидацию угроз физической целостности объекта информатизации от несанкционированных действий нарушителей и воздействия природных и техногенных факторов.

С точки зрения технических средств, в состав системы ФЗОИ могут входить:

- система инженерно-технической укрепленности объекта информатизации;
- система охранно-тревожной сигнализации;
- система контроля и управления доступом;
- система охранного телевидения;
- системы противопожарной защиты;
- вспомогательные системы.

Рассматривая угрозы безопасности информации и факторы, воздействующие на информацию, методические документы ФСТЭК России не определяют требования к системам ФЗОИ. Поэтому при создании объектов информатизации проектировщики опираются на руководящие документы, разработанные для соответствующих подсистем ФКУ «НИЦ «Охрана» Росгвардии и ВНИИПО МЧС России [5,9-13].

В литературе [1-3], посвященной созданию систем физической защиты объектов информатизации, авторы раскрывают назначение, структуру, принципы построения систем ФЗОИ и их подсистем, но, в большинстве случаев, делают это без учета специфики ОИ как объекта защиты, просто применяя рекомендации Росгвардии к описываемым системам.

Часто ОИ создаются на уже функционирующем предприятии (действующей организации) и заказчики требуют для минимизации затрат создавать системы ФЗОИ на оборудовании уже используемом в соответствующих системах интегрированной системы безопасности предприятия, что приводит к возникновению дополнительных каналов утечки информации (например, при применении радиоканальных охранных или пожарных извещателей или интеграции оконечных объектовых устройств в общую систему с использованием ETHERNET- технологий). Эти каналы выявляются специалистами при проведении аттестации ОИ, и заказчик вынужден тратить дополнительные временные и финансовые ресурсы для приведения систем в соответствие с требованиями по защите информации.

Особенно отсутствие актуальных руководящих и методических документов сказывается при проектировании систем охранного телевидения.

В настоящее время действующими документами в этой области являются ГОСТ Р 51558-2014 и Р 78.36.002-2010. Они разработаны НИЦ «Охрана» МВД РФ в 2014 и 2010 годах соответственно. Документы достаточно сильно устарели, но Росгвардия под себя их пока еще не переработала.

ГОСТ Р 51558-2014 определяет системы охранные телевизионные (СОТ), как системы, предназначенные для получения изображений с охраняемого объекта в целях обеспечения противокриминальной защиты [5]. Основная задача СОТ для достижения этих целей - это обнаружение нарушителя, пытающегося проникнуть на охраняемый объект. Соответственно, оба документа дают классификацию СОТ и их технических средств, определяют необходимые характеристики, состав и порядок размещения их на объекте. Но решение этой задачи не позволяет устранить или минимизировать все рассмотренные выше угрозы и факторы, воздействующие на ОИ. И направлено, в основном, на внешнего нарушителя. Но на ОИ могут воздействовать

и внутренние нарушители, что ставит задачу контроля не только внешнего периметра ОИ, но и действий сотрудников организации и посетителей при работе на ОИ.

Специфика ОИ накладывает определенные ограничения на технические средства СОТ и порядок их размещения и коммутации на объекте.

Так, решая задачу защиты от внешнего нарушителя, мы должны расположить видеокамеры на периметре ОИ и картинку с них в режиме реального времени транслировать на пост охраны для своевременного предотвращения попытки проникновения на ОИ. При этом должны быть организованы запись и хранение видеoinформации для обеспечения возможности анализа действий сотрудников ОИ и службы безопасности предприятия при возникновении каких-либо чрезвычайных происшествий. Предназначенный для этого видеорегистратор (видеосервер) может быть размещен на посту охраны или в серверной службе безопасности, а может находиться на самом ОИ. В первом случае, это накладывает ограничения на оперативный доступ к видеоархиву сотрудников ОИ. Во втором – регистратор становится техническим средством ОИ со всеми присущими требованиями по защите информации.

Решая задачу защиты от внутреннего нарушителя, мы располагаем как камеры, так и видеорегистратор, внутри ОИ. В объектив видеокамеры могут попасть устройства ввода/вывода на рабочих местах пользователей и, соответственно, информация, обрабатываемая на ОИ, что переводит технические средства СОТ в разряд основных технических средств и систем со всеми вытекающими требованиями по защите информации.

При построении ОИ возникает следующее противоречие. Для проектирования ОИ привлекаются организации, специализирующиеся в области защиты информации. Хорошо подготовленные в этой области сотрудники чаще всего слабо разбираются в системах ФЗОИ. Это связано со спецификой программ подготовки/переподготовки специалистов по ЗИ, а также с отсутствием руководящих и методических документов по системам ФЗОИ. С другой стороны, в организациях, специализирующихся в области построения систем безопасности, сотрудники имеют слабое представление о защите информации на ОИ, особенно если это еще и связано с государственной тайной. В результате получаются проекты, не обеспечивающие в полной мере защиту ОИ от возможных угроз создаваемых несанкционированными действиями нарушителей и не учитывающих современные тенденции развития систем безопасности или сделанные с нарушениями требований по обеспечению защиты информации на ОИ.

Отсутствие требований к системам ФЗОИ, сопоставимых с требованиями по защите информации, слабая нормативная и методическая база в области проектирования и построения систем ФЗОИ, отсутствие задач по контролю устранения указанных выше угроз безопасности информации при проведении аттестации ОИ, а также подготовленных в этой области специалистов в аттестационных подразделениях приводят к тому, что ОИ оказываются недостаточно защищены от несанкционированных действий нарушителей и воздействия техногенных факторов.

Таким образом, в настоящее время существует необходимость в определении единых требований к системам ФЗОИ и разработке методических рекомендаций по созданию этих систем для различных ОИ.

Литература

1. Бурькова Е.В. Физическая защита объектов информатизации: учебное пособие /Е.В.Бурькова. - Оренбург: ОГУ, 2017.-157 с.
2. Волхонский В. В Системы физической защиты. Основы теории: Учебное пособие. - СПб: Университет ИТМО, 2017. - 102 с.
3. Лепешкин О.М. Комплексные средства безопасности и технические средства охранно-пожарной сигнализации: учебное пособие для студентов высших учебных заведений, обучающихся по специальностям в области информационной безопасности / О. М. Лепешкин, В. В. Копытов, А. П. Жук. - Москва : Гелиос АРВ, 2009. - 286 с.
4. ГОСТ Р 51275-2006. Защита информации. Объект информатизации. Факторы, воздействующие на информацию. Общие положения // Гарант. - URL: <https://base.garant.ru/5921891/> (дата обращения: 07.06.2022).
5. ГОСТ Р 51558-2014 Средства и системы охранные телевизионные. Классификация. Общие технические требования. Методы испытаний. // Гарант. - URL: <https://base.garant.ru/70980880/> (дата обращения: 07.06.2022).
6. Методический документ "Меры защиты информации в государственных информационных системах" (утв. ФСТЭК России 11.02.2014 г.) // Гарант. – URL: <https://base.garant.ru/70591518/> (дата обращения: 07.06.2022).

7. Методический документ. «Методика оценки угроз безопасности информации» (утв. ФСТЭК России 05.02.2021 г.) // Гарант. – URL: <https://base.garant.ru/400425044/> (дата обращения: 07.06.2022).
8. Положение о Федеральной службе по техническому и экспортному контролю (утв. Указом Президента РФ от 16 августа 2004 г. N 1085) // Гарант. – URL: <https://base.garant.ru/12136635/> (дата обращения: 07.06.2022).
9. Р 064-2017. Рекомендации: выбор и применение систем контроля и управления доступом - М.: ФКУ «НИЦ «Охрана» Росгвардии; Саратов: Амирит, 2017, - 92 с.
10. Р 069-2017. Рекомендации по выбору и применению средств обнаружения проникновения в зависимости от степени важности и опасности охраняемых объектов. -М.: ФКУ «НИЦ «Охрана» Росгвардии; Саратов: Амирит, 2017. - 160 с.
11. Р 078-2019. Инженерно-техническая укрепленность и оснащение техническими средствами охраны объектов и мест проживания и хранения имущества граждан, принимаемых под централизованную охрану подразделениями вневедомственной охраны войск национальной гвардии Российской Федерации. Методические рекомендации — М.: ФКУ «НИЦ «Охрана» Росгвардии, 2019. - 58 с.
12. Р 78.36.002 - 2010 – Рекомендации. Выбор и применение систем охранных телевизионных. - М.: ФГУ НИЦ «Охрана» МВД России, 2010, -183 с.
13. СП 484.1311500.2020. Свод правил. Системы противопожарной защиты. Системы пожарной сигнализации и автоматизация систем противопожарной защиты. Нормы и правила проектирования, МЧС России, 2020.

ISSUES OF METHODOLOGICAL SUPPORT FOR THE CONSTRUCTION OF PHYSICAL PROTECTION SYSTEMS OF THE OBJECTS OF INFORMATIZATION

теас. Nikolaev A.V.

National Research University of Electronic Technology

The article considers certain threats to the security of information processed at the objects of informatization, as well as objective and subjective factors influencing it and requiring the creation of physical protection systems of the objects of informatization, considers existing guidance documents on creating these systems and justifies the need to define common requirements for physical protection systems of the objects of informatization and development of methodological recommendations to create these systems for various objects of informatization.



РАЗГРАНИЧЕНИЕ ПРАВ ДОСТУПА К КОНФИДЕНЦИАЛЬНОЙ ИНФОРМАЦИИ С ПОМОЩЬЮ ВСТРОЕННЫХ МЕХАНИЗМОВ ОС ASTRA LINUX

студ. Новиков И.Д.¹, проф. Душкин А.В.^{1,2}, проф. Марков А.С.¹

¹Национальный исследовательский университет
«Московский институт электронной техники»

²Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил
«Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»

В данной статье рассматриваются дискреционная и мандатная модели разграничения доступа, их функциональные возможности в операционной системе Astra Linux Special Edition, а также механизм настройки мандатной модели разграничения доступа с использованием уровней конфиденциальности, категорий конфиденциальности и уровней целостности.

Разграничение доступа – это метод обеспечения безопасности, который регулирует, кто или что может просматривать или использовать ресурсы в вычислительной среде. Это фундаментальная концепция безопасности, которая сводит к минимуму риски для бизнеса или организации.

Существует два типа разграничения доступа: физический и логический. Контроль физического доступа ограничивает доступ к зданиям, помещениям и физическим ИТ-ресурсам. Логический контроль доступа ограничивает подключения к компьютерным сетям, системным файлам и данным.

Чтобы обезопасить объект, организации используют электронные системы контроля доступа, которые полагаются на учетные данные пользователей, считыватели карт доступа, аудит и отчеты для отслеживания доступа сотрудников к закрытым офисным помещениям и частным зонам, таким как центры обработки данных. Некоторые из этих систем включают панели контроля доступа для ограничения доступа в помещения и здания, а также сигнализацию и возможности изоляции для предотвращения несанкционированного доступа или операций.

Системы логического контроля доступа выполняют идентификацию, аутентификацию и авторизацию пользователей и юридических лиц путем оценки необходимых учетных данных для входа, которые могут включать пароли, личные идентификационные номера, биометрические сканы, токены безопасности или другие факторы аутентификации. Многофакторная аутентификация, которая требует двух или более факторов аутентификации, часто является важной частью многоуровневой защиты систем контроля доступа.

Целью разграничения доступа является сведение к минимуму риска безопасности, связанного с несанкционированным доступом к физическим и логическим системам. Контроль доступа является фундаментальным компонентом программ обеспечения соответствия требованиям безопасности, который обеспечивает наличие технологий безопасности и политик контроля доступа для защиты конфиденциальной информации, такой как данные клиентов. Большинство организаций располагают инфраструктурой и процедурами, которые ограничивают доступ к сетям, компьютерным системам, приложениям, файлам и конфиденциальным данным, таким как личная информация и интеллектуальная собственность.

Логическое разграничение доступа – набор правил, который определяет для каждого субъекта, объекта и метода наличие или отсутствие права на доступ с помощью указанного метода. За реализацию разграничения доступа в операционных системах отвечает подсистема защиты информации.

После выполнения идентификации и аутентификации подсистема защиты устанавливает полномочия (совокупность прав) субъекта для последующего контроля санкционированного использования объектов информационной системы. Выделяют два основных вида моделей разграничения доступа: дискреционная и мандатная (рисунки 1).

Дискреционное управление доступом в ОС Astra Linux основано на понятии владения (использовании права доступа владения) файлом, процессом, каталогом (сущностями и субъект-сессиями). С каждым файлом или каталогом связана учётная запись пользователя — их владельца (owner). Процесс, который функционирует от имени такой учётной записи-владельца сущности, имеет право изменять дискреционные права доступа к ней, например, назначать их учётным записям других пользователей ОС на основе стандарта POSIX ACL.

В системе существует три базовых класса субъектов доступа к файлам: user access (доступ для владельца файла); group access (доступ для группы, владеющей файлом); other access (доступ для остальных пользователей, кроме пользователя root). Для каждого класса определены три типа разрешений: разрешение на чтение файла (r), разрешение на изменение файла (w) и разрешение на исполнение (x).



Рисунок 1 – Методы разграничения доступа

Однако минус данной модели заключается в том, что настраивать права доступа для каждой учетной записи и группы бывает затруднительно. Также при детальной настройке каждого файла играет роль человеческий фактор.

В операционной системе Astra Linux реализован механизм мандатного разграничения доступа. Принятие решения о запрете или разрешении доступа субъекта к объекту принимается на основе типа операции (чтение/запись/исполнение), мандатного контекста безопасности, связанного с каждым субъектом, и мандатной метки, связанной с объектом.

При работе на разных мандатных уровнях и категориях операционная система формально рассматривает одного и того же пользователя, но с различными мандатными уровнями, как разных пользователей и создает для них отдельные домашние каталоги, одновременный прямой доступ пользователя к которым не допускается.

Система защиты информации Astra Linux Special Edition (ALSE) оперирует следующими мандатными атрибутами:

- иерархический уровень конфиденциальности;
- неиерархическая категория конфиденциальности;
- неиерархический уровень целостности.

Первый атрибут может являться классическими уровнями секретности документов: «Конфиденциально», «ДСП», «Секретно», «Совершенно секретно». Так как атрибут является иерархическим, пользователи с уровнем «Секретно» могут читать как документы своего уровня, так и документы на более низких уровнях. При этом пользователи с уровнем «ДСП» могут читать исключительно документы с таким же уровнем конфиденциальности.

Атрибут «уровень целостности» отвечает за то, чтобы информацию не могли изменять те, кому не положено её изменять. Субъект (процесс или пользователь), работающий на некотором уровне целостности, может записывать (изменять) только сущности (объекты) своего, или более низкого уровня (запись "вверх" запрещена).

Отличительной особенностью СЗИ ALSE является наличие неиерархического атрибута категории конфиденциальности. С его помощью можно осуществлять разграничение доступа к документам на одном уровне конфиденциальности.

Реализация мандатного разграничения доступа в ОС ALSE реализуется путем последовательного создания уровней конфиденциальности, категорий конфиденциальности и назначения соответствующих меток на пользователей и документы.

Для создания уровней и категорий конфиденциальности, а также уровней целостности, необходимо перейти в «Управление политикой безопасности», во вкладке мандатные атрибуты. Для этого можно воспользоваться графическим интерфейсом или командной строкой, введя команду “sudo fly-admin-smc” (использование команды без привилегий суперпользователя позволит просмотреть существующие атрибуты, но не позволит создать новые). Пример созданных атрибутов показан на рисунках 2, 3 и 4.

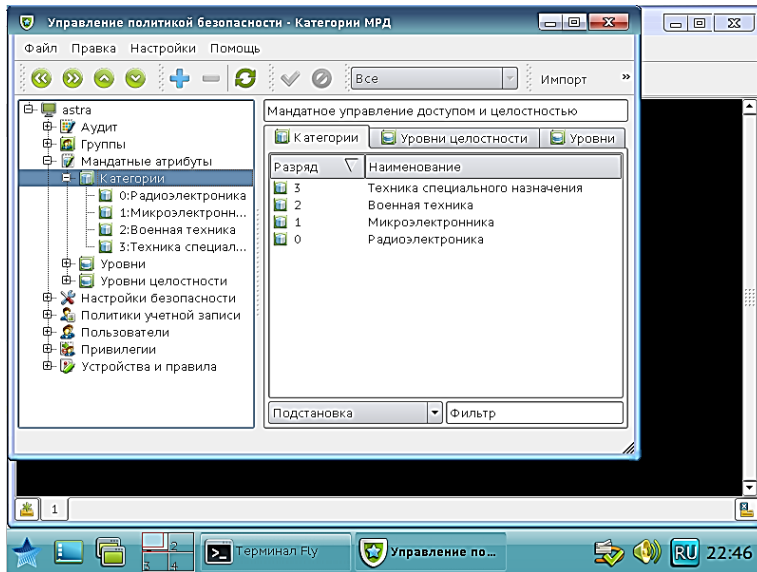


Рисунок 2 – Категории конфиденциальности

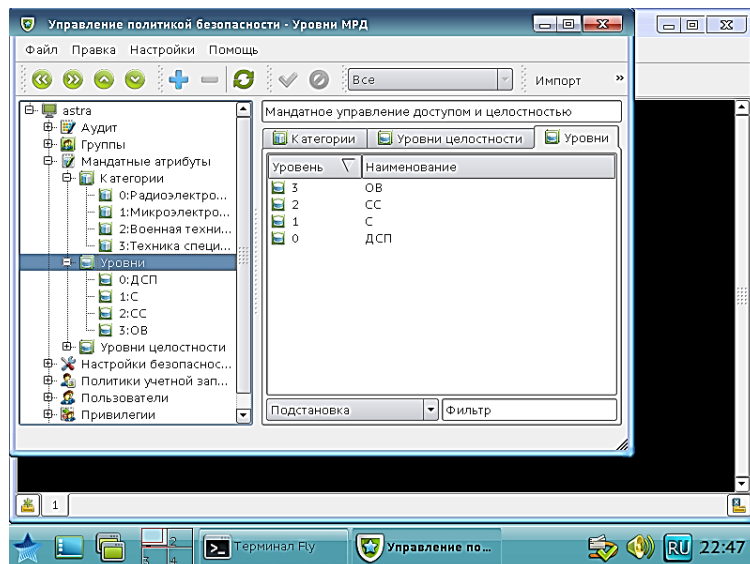


Рисунок 3 – Уровни конфиденциальности

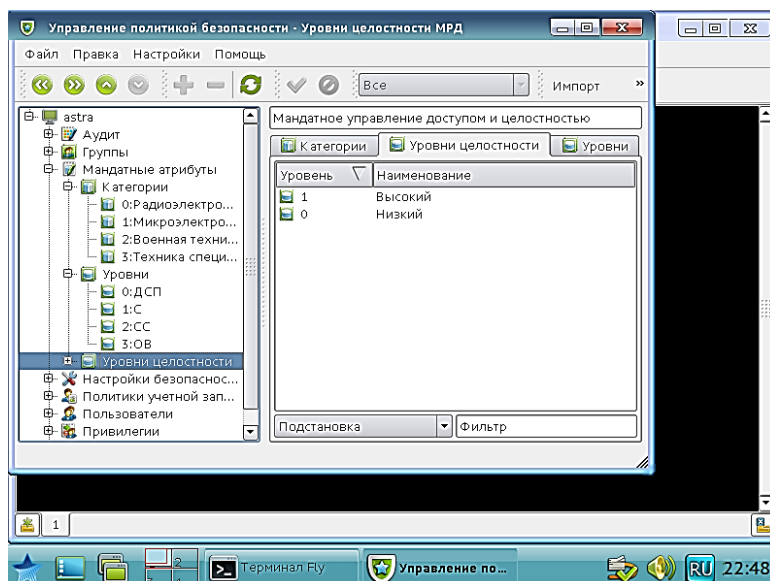


Рисунок 4 – Уровни целостности

После создания атрибутов необходимо перейти к их назначению на учетные записи. Для этого можно воспользоваться вкладкой «МРД» в окне управления политикой безопасности (рисунок 5).

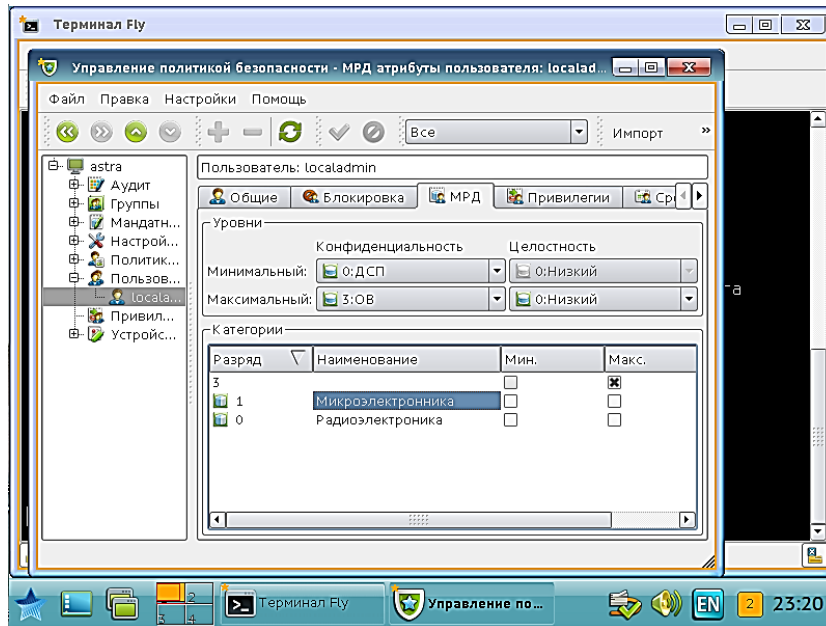


Рисунок 5 – Настройка атрибутов пользователя через графический интерфейс

Для удобства можно воспользоваться командой `pdpl-user`, указав при этом необходимые параметры:

- 1) `-m` – уровни конфиденциальности
- 2) `-i` – уровни целостности
- 3) `-c` – категории конфиденциальности

Пример выполнения команды приведен на рисунке 6. Для проверки заданных атрибутов можно воспользоваться командой `pdpl-id` или `pdpl-user` без ключей.

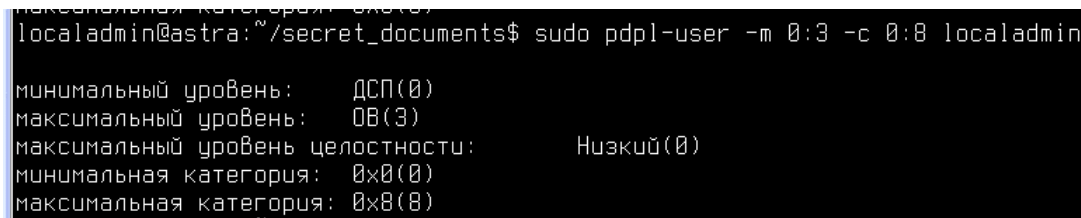


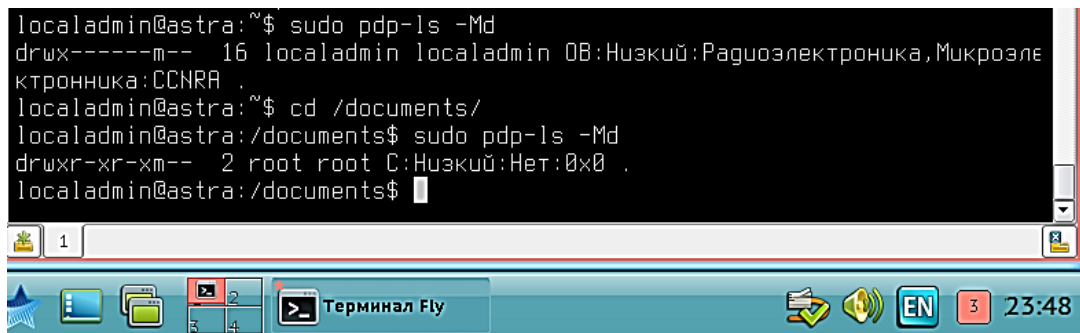
Рисунок 6 – Настройка атрибутов пользователя через консольную команду

После выполнения всех вышеперечисленных действий, можно перейти к назначению атрибутов непосредственно на файлы и директории. При помощи команды `pdpl-file` через двоеточия указываются мандатные атрибуты (Уровень конфиденциальности: Уровень целостности: Категории конфиденциальности).

При назначении меток необходимо учитывать, что операция создания файла в каталоге является операцией записи, классификационные метки каталога и файла должны совпадать. В каталогах с нулевой меткой безопасности (0:0:0:0) при отсутствии специальных флагов могут содержаться только файлы с нулевой меткой безопасности (0:0:0:0). При изменении классификационной метки на поддереве файловой системы правомерность такого изменения проверяется для каждого объекта файловой системы в отдельности. Нельзя повысить иерархический уровень конфиденциальности с 0 до 1, если каталог содержит файл с нулевой классификационной меткой. В тоже время нельзя изменить классификационную метку файла на 1:0:0:0, если этот файл содержится с нулевой классификационной меткой 0:0:0:0.

Выйти из такого положения можно путем добавления к команде флага `-R`, отвечающего за рекурсивное применение к директории, и флага `sspg`, который определяет, что контейнер (каталог) может содержать сущности (файловые объекты) с различными классификационными метками, но не большими, чем его собственная классификационная метка. Для каждого каталога следует установить максимальную для содержащихся в нем файлов метку.

Проверить установленные уровни конфиденциальности можно с помощью команды `pdp-ls -M` (рисунок 7).



```
localadmin@astra:~$ sudo pdp-ls -M
drwx-----m-- 16 localadmin localadmin OB:Нужный:Радиоэлектроника,Микроэлектроника:CCNRA .
localadmin@astra:~$ cd /documents/
localadmin@astra:/documents$ sudo pdp-ls -M
drwxr-xr-xm-- 2 root root C:Нужный:Нет:0x0 .
localadmin@astra:/documents$
```

Рисунок 7 – Установленные мандатные атрибуты

Таким образом, операционная система Astra Linux предоставляет возможность организации более гибкого разграничения доступа основываясь на мандатной модели. Преимуществом данного механизма является отсутствие необходимости настройки права доступа для каждой учетной записи и группы на каждом файле. В реализованном механизме мандатного контроля есть возможность рекурсивной настройки директорий, а также присутствует возможность разграничения доступа к файлам на одном уровне конфиденциальности путем введения категорий конфиденциальности. С помощью параметров «уровень конфиденциальности» и «категории конфиденциальности» СЗИ обеспечивает защиту от несанкционированной передачи информации вертикально (от верхних уровней к нижним и наоборот) и горизонтально (невозможно передать информацию на своем уровне тем, у кого нет соответствующей категории). Данный метод является наиболее удобным и функциональным в сравнении с другими методами, реализованным в Linux системах.

Литература

1. Операционная система специального назначения «ASTRA LINUX SPECIAL EDITION» Руководство по КСЗ.. — Часть 1. — 2020. — 184 с.
2. ГОСТ Р 50739-95 Средства вычислительной техники. Защита от несанкционированного доступа к информации. Общие технические требования. — Москва : Издательство стандартов, 1995. — 37 с.
3. Душкин А.В., Кравченко А.С., Скоредова Ю.В. Защищенная облачная платформа для автоматизированной системы управления / Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2017. – №2. – С. 44-47.
4. Кочедыков С.С., Соколовский С.П., Душкин А.В. Моделирование системы конфликтных взаимодействий в информационной системе критического применения / Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2017. – №4. – С. 74-84.
5. Щербакова Ю.В., Душкин А.В. Оценка безопасности информационных процессов при применении перспективных облачных технологий в УИС. // Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2014. – № 1. – С. 21-26.
6. Похвощев В.Н., Соколовский С.П., Душкин А.В. Способ распознавания вредоносных воздействий на информационную телекоммуникационную систему // Телекоммуникации. – 2011. – №10. – С. 25-28.
7. Кочедыков С.С., Новосельцев В.И., Сумин В.И., Душкин А.В. Оптимизация информационных потоков в системах критического назначения в условиях воздействия на них сторонних сил // Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2016. – №4. – С. 67-72.
8. Можин, С. В. Анализ проблем реализации мандатного и дискреционного разграничения доступом в Осн Astra Linux Se / С. В. Можин, А. В. Богатырева // Информационная безопасность и защита персональных данных. Проблемы и пути их решения: Материалы XII Межрегиональной научно-практической конференции, Брянск, 30 апреля 2020 года / Под редакцией О.М. Голембиовской, М.Ю. Рытова. – Брянск: Брянский государственный технический университет, 2020. – С. 117-119.
9. Каннер, А. М. Управление доступом в ОС GNU/Linux / А. М. Каннер, Л. М. Ухлинов // Вопросы защиты информации. – 2012. – № 3(98). – С. 35-38.

10. Анализ особенностей системы защиты операционной системы Astra Linux 1.6 SE / П. А. Дорохин, О. А. Безродных, С. Н. Смирнов, В. А. Майстренко // Динамика сложных систем - XXI век. – 2021. – Т. 15, № 1. – С. 38-47.
11. Отличительные особенности программно-аппаратных средств защиты информации от несанкционированного доступа для операционных систем GNU/Linux и Windows // Информация и безопасность. – 2015. – Т. 18, № 3. – С. 412-415.

DIFFERENTIATION OF ACCESS RIGHTS TO CONFIDENTIAL INFORMATION USING THE BUILT-IN MECHANISMS OF THE ASTRA LINUX OS

stud. Novikov I.D.¹, prof. Dushkin A.V.^{1,2}, prof. Markov A.S.¹

National Research University of Electronic Technology¹
Military Educational and Scientific Center of the Air Forces –
Zhukovskii and Gagarin Air Forces Academy²

This article discusses the discretionary and mandatory access control models, their functionality in the Astra Linux Special Edition operating system, as well as the mechanism for configuring the mandatory access control model using privacy levels, privacy categories and integrity levels.



ОЦЕНКА ВРЕМЕНИ НАКОПЛЕНИЯ КАДРОВ ПРИ ПЕРЕХВАТЕ ТЕКСТОВОЙ ИНФОРМАЦИИ ПО ТКУИ ПЭМИН

студ. Огнев Е.Л., студ. Кораблев А.И., проф. Щербаков В.А.

Национальный исследовательский университет
«Московский институт электронной техники»

В соответствии с действующим законодательством владелец информации обязан ее защищать. Для некоторых видов информации актуальными являются технические каналы утечки. Одним из них является канал утечки по ПЭМИН. В данной статье рассмотрен один из параметров, определяющих возможность перехвата – время накопления средством разведки кадров развертки изображения монитора при отображении им текстовой информации. Расчет этого параметра произведен по результатам оценки скорости чтения операторов автоматизированных систем и среднего количества знаков на страницах защищаемой информации, а также с учетом поведения оператора.

Информация – это сведения (сообщения, данные) независимо от формы их представления [1]. В настоящее время одним из наиболее распространенных способов ее обработки – использование автоматизированных систем. При этом обрабатываемая информация может быть как общедоступной, так и ограниченного доступа. В соответствии с Федеральным законом от 27.07.2006 № 149-ФЗ “Об информации, информационных технологиях и о защите информации” (Статья 6, пункт 4) обладатель информации обязан принимать меры по защите информации.

Для защиты информации необходимо понимать, какие угрозы для нее существуют. Одна из них – утечка по техническим каналам, под которой понимается неконтролируемое распространение информативного сигнала от его источника через физическую среду до технического средства, осуществляющего перехват информации [2-7].

Для автоматизированных систем характерен канал технический утечки информации по побочному электромагнитному излучению и наводкам (ПЭМИН) [8]. Для определения, является ли данный канал актуальным, для определенной автоматизированной системы проводят специальное исследование (СИ), в ходе которого определяются возможности по перехвату. Чаще всего утечка информации при этом идет по интерфейсу подключения к средствам отображения (как правило мониторы). Основными переменными параметрами, влияющими на возможности разведки при фиксированном устройстве являются разрешение экрана, частота его обновления и тактовая частота сигнала интерфейса. Однако при перехвате информации по этому каналу возможно накопление информативного сигнала для существенного снижения отношения сигнал/шум на техническом средстве перехвата в случае, если изображение, подаваемое на экран, не изменяется [9]. Для учета этих возможностей необходимо определить, какое время изображение, подаваемое на средства отображения информации, статично, при этом не добавляя новых переменных в расчеты. В данной работе будет рассмотрена утечка текстовой информации.

Основными параметрами, подлежащими оценке в данной работе, являются:

- скорость чтения операторов;
- поведение операторов при работе с документами;
- количество символов отображаемых одновременно на экране (в зависимости от разрешения).

Наиболее полно анализ скорости чтения рассмотрен в работе [10]. В ней авторы приходят к тому, что основным параметром, определяющими скорость чтения (про себя), является уровень образования. Выявляется прямая зависимость данного параметра соответственно уровню образования: «среднее – высшее (бакалавриат, специалитет, магистратура) - аспирантура» (таблица 1). Делается вывод о характерности подобной динамики для всех возрастных групп. Также делается и подтверждается по критерию Пирсона предположение о том, что распределение скорости чтения для каждой группы имеет нормальное распределение.

Операторами, осуществляющими обработку информации на автоматизированных системах, являются в основном специалисты с высшим образованием. При этом, чем меньше скорость осознанного чтения, тем дольше документ остается в неподвижном положении при отображении. Учтя полученные результаты [5] и соответствие нормальному распределению скоростей чтения можно по функции распределения установить, что:

- с вероятностью 90% оператор имеет скорость чтения более 25,35 знаков в секунду;
- с вероятностью 95% оператор имеет скорость чтения более 24,95 знаков в секунду;
- с вероятностью 99% оператор имеет скорость чтения более 24,23 знаков в секунду.

Таблица 1.

Показатели скорости чтения для людей с разным уровнем образования

Уровень образования	Среднее значение, знаков в сек.	Стандартное отклонение
Общее среднее	24	1,35
Среднее специальное	18,7	1,68
Среднее техническое	22	0,97
Бакалавриат-магистратура	26,7	1,13
Аспирантура	38,3	1,42

При обработке текстовой информации ограниченного доступа возможно как редактирование, так и чтение соответствующих документов. При этом возможно различное поведение оператора.

При редактировании необходимость менять изображения возникает во много раз чаще, таким образом целесообразнее рассмотреть поведение оператора при ознакомлении с информацией ограниченного доступа.

Наиболее распространёнными являются:

- чтение всей отображаемой информации документа, затем обновление информации;
- чтение половины отображаемой информации документа, затем обновление информации;
- более частые обновления, в том числе связанные с необходимостью перемещения по обрабатываемому документу.

Наиболее опасным является чтение всей отображаемой информации, так как при нем время обновления страницы максимально.

Размер шрифта отображаемого текста, с одной стороны, способствует более быстрому чтению, вместе с тем упрощает распознавание при перехвате. В данной работе анализ проводится для текста 12 кегль.

При этом возможно различное количество отображаемых страниц при различном разрешении. В данной работе будет рассмотрен вариант с Full HD (1920x1080) монитором, на котором с нормальным масштабированием помещается две страницы. Для других разрешений возможно использование пропорционального коэффициента.

Для определения количества символов, отображаемых в единицу времени, с учетом разрешения (количества отображаемых страниц) допустимо использовать статистический метод. Для этого определим среднее количество символов в различных документах (были использованы ФЗ-152, ФЗ-149, 12-ый размер шрифта) (рисунок 1), определим выборочное матожидание и выборочную дисперсию ($m=3558$, $D = 210601$). Далее было проверено по критерию Пирсона, является ли полученное распределение нормальным (таблица 2).

Следует учитывать, что организационными методами возможно добиться существенных сокращений времени отображения защищаемой информации, а именно запретить отображать одновременно больше одной страницы или требовать от операторов искусственно нарушать стабильность изображения возможно же использование какого-либо программного обеспечения, решающего ту же задачу).



Рисунок 1 – Результаты эмпирической оценки количества символов на страницу

СЕКЦИЯ № 6. Защита информации, в т.ч. кодирование, и информационная безопасность.

По результатам оценки установлено, что количество символов на странице подчиняется нормальному закону распределения с критерием значимости 90%.

Исходя из того, что данное распределение является нормальным с полученными параметрами, мы можем утверждать, что:

- с вероятностью 90% количество знаков на страницу не будет превышать 4146;
- с вероятностью 95% количество знаков на страницу не будет превышать 4312;
- с вероятностью 99% количество знаков на страницу не будет превышать 4625;

Таким образом с учетом полученных скоростей чтения, поведения оператора (длительное отображение двух полных страниц защищаемой информации) и количества знаков на страницу можно получить следующее время статичного отображения защищаемой информации (Таблица 3).

Таблица 2.

Оценка распределения количества символов на странице нормальному распределению, попаданий в интервал

Интервал	Эмпирический результат	Теоретический результат
0-2551	1	1,134
2552-2921	7	5,589
2921-3291	19	16,686
3292-3661	22	24,3
3662-4031	21	20,979
4032-4401	10	11,259
Более 4401	1	1,053

Таблица 3.

Время отображения защищаемой информации

Вероятность			0,90	0,95	0,99
Скорость чтения, знаков в сек.			25,35	24,95	24,23
Вероятность	Символов на странице	Количество символов отображаемой информации			
0,90	4146,00	8292,00	327,10	332,34	342,22
0,95	4312,00	8624,00	340,20	345,65	355,92
0,99	4625,00	9250,00	364,89	370,74	381,76

Без учета тактовой частоты сигнала монитора, полученное время накопления способно увеличивать отношение сигнал-шум на 12 дБ, что является критичным.

Таким образом среднее время, за которое средства технической разведки могут накапливать информативный сигнал, способно существенно увеличить отношение сигнал-шум, способствуя более эффективной разведке.

Для более детальной оценки возможно проведение исследования непосредственно по оценке среднего времени статичного изображения на экране в рабочих условиях в зависимости от разрешающих способностей мониторов, различных видов документов (приказы ФСТЭК, ФСБ, ГОСТы) и различных масштабирования документов.

Литература

1. Федеральный закон от 27.07.2006 N 149-ФЗ (ред. от 29.12.2022) "Об информации, информационных технологиях и о защите информации" [Электронный ресурс]: https://www.consultant.ru/document/cons_doc_LAW_61798/a5e3c3a4346c87517c2f58614c3917ac69ea4513/ (дата обращения 23.04.2023).

2. ГОСТ Р 50922- 2006. Защита информации. Основные термины и определения. – Введ. 2008-02-01. – М.: Стандартинформ, 2007. – 12 с.
3. Душкин А.В., Кравченко А.С., Скоредова Ю.В. Защищенная облачная платформа для автоматизированной системы управления / Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2017. – №2. – С. 44-47.
4. Кочедыков С.С., Соколовский С.П., Душкин А.В. Моделирование системы конфликтных взаимодействий в информационной системе критического применения / Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2017. – №4. – С. 74-84.
5. Щербакова Ю.В., Душкин А.В. Оценка безопасности информационных процессов при применении перспективных облачных технологий в УИС. // Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2014. – № 1. – С. 21-26.
6. Похвашев В.Н., Соколовский С.П., Душкин А.В. Способ распознавания вредоносных воздействий на информационную телекоммуникационную систему // Телекоммуникации. – 2011. – №10. – С. 25-28.
7. Кочедыков С.С., Новосельцев В.И., Сумин В.И., Душкин А.В. Оптимизация информационных потоков в системах критического назначения в условиях воздействия на них сторонних сил // Вестник Воронежского института ФСИИ России. – 2016. – №4. – С. 67-72.
8. Хорев, А.А. Технические каналы утечки информации, обрабатываемой средствами вычислительной техники / А.А. Хорев // Специальная техника. – 2010. – № 2. – С. 39-57.
9. Минимизация рисков утечки информации из-за побочных электромагнитных излучений персонального компьютера / А.Н. Анищенко, А.В. Ляшенко, П.А. Солопов, Л.С. Сотов // Гетеромагнитная микроэлектроника. – 2014. – № 17. – С. 66-77.
10. Чмыхова Е.В. Экспериментальное исследование факторов скорости чтения / Е.В. Чмыхова, Д.Г. Давыдов, Т.П. Лаврова // Психология обучения. – 2014. – № 9. – С. 26-36.

EVALUATION OF FRAME ACCUMULATION TIME WHEN INTERCEPTING TEXT INFORMATION USING TEMPEST CHANNEL

Stud. Ognev E.L., stud. Korablev A.I., prof. Shcherbakov V.A.

National Research University of Electronic Technology

In accordance with the current legislation, the owner of the information is obliged to protect it. For some types of information, technical leakage channels are relevant. One of them is the leakage through the channel of side electromagnetic radiation and interference. In this article, one of the parameters determining the possibility of interception is considered – the time of accumulation by the means of intelligence of the scan frames of the monitor image when displaying textual information. The calculation of this parameter was made based on the results of the evaluation of the speed of reading by operators of automated systems and the average number of characters on the pages of protected information, as well as taking into account the behavior of the operator.



АРХИТЕКТУРА АГЕНТА ЗАЩИТЫ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИ ОБОСОБЛЕННЫХ КРИТИЧЕСКИХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ИНФРАСТРУКТУР НА БАЗЕ АСИМПТОТИЧЕСКОГО УПРАВЛЕНИЯ БЕЗОПАСНОСТЬЮ

к.т.н. Петухов А.Н.¹, к.т.н. Пилюгин П.Л.¹ Мартишин И.Д.²

¹Национальный исследовательский университет "Московский институт электронной техники"

²Московский технический университет связи и информатики

Представлены результаты сравнительного анализа функциональных архитектур асимптотического управления безопасностью и автономного интеллектуального агента защиты технологически обособленных критических информационных инфраструктур. Выявлен широкий спектр аналогичных решений в рамках этих подходов, показано сходство функциональных структур верхнего уровня агента защиты и прогностического, адаптивного контуров и контура взаимодействия архитектуры асимптотического управления безопасностью, установлено соответствие функциональных компонентов более низких уровней.

Интеллектуальные, частично автономные агенты, вероятно, станут основными компонентами противодействия киберугрозам в технологически обособленных КИИ. Первоначальный обзор основных свойств агентов информационной безопасности и возможной на их основе системы защиты позволяет определить ключевые функции, компоненты и их взаимодействие для потенциальной эталонной архитектуры такого агента. Сравнение этой архитектуры со структурно-функциональными решениями асимптотического управления безопасностью КИИ [6] показывает целый диапазон аспектов, в рамках которых эти подходы аналогичны, что позволяет рассматривать методологию асимптотического управления как один из этапов в направлении создания интеллектуальных автономных агентов безопасности технологически обособленных критических информационных инфраструктур (рисунок 1).

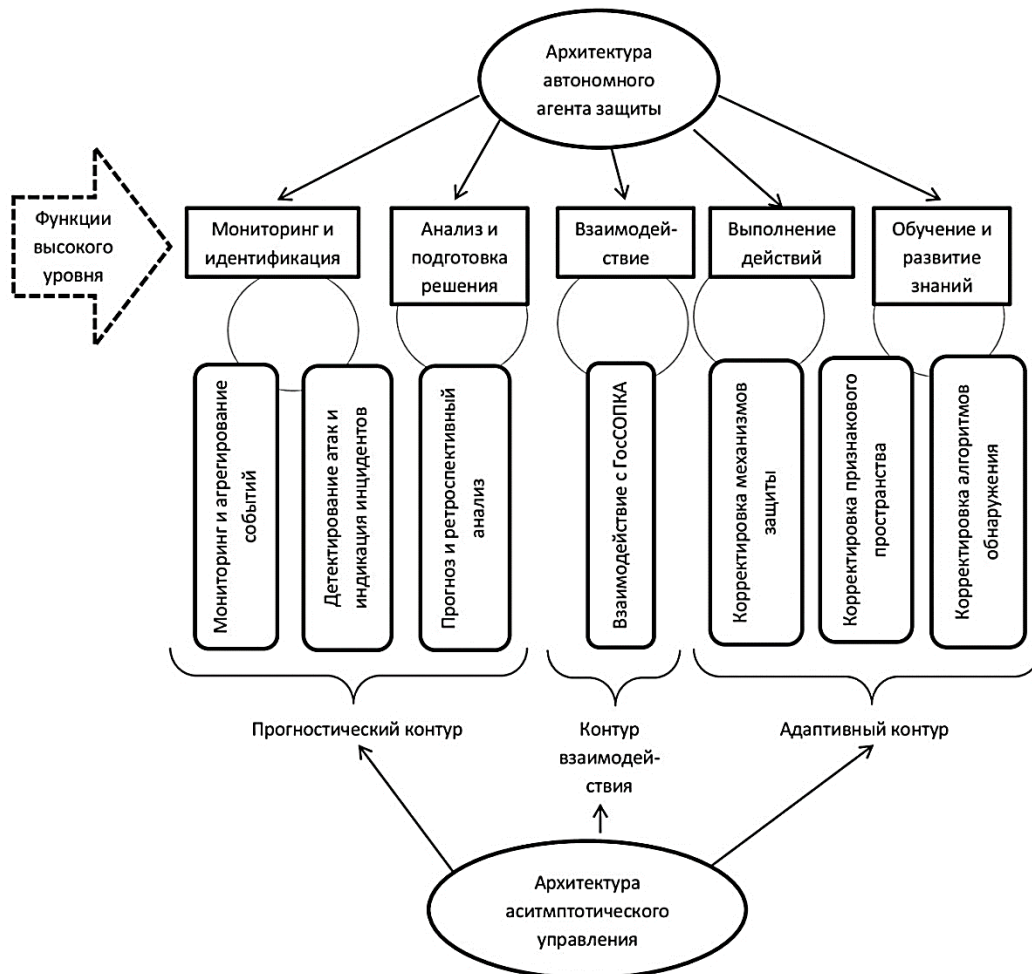


Рисунок 1. Соотношение архитектур автономного агента защиты и асимптотического управления безопасностью КИИ

Архитектура автономного агента базируется на основе концепции, описанной в [3] и [4], где предполагается, что она обеспечивает пять основных функций высокого уровня:

- Мониторинг и идентификация состояния агрессивной среды и объекта защиты.
- Анализ состояния и подготовка решения .
- Взаимодействие с центральным звеном, другими агентами и персоналом.
- Реализация принятого решения, выполнение действий.
- Обучение и совершенствование баз знаний.

Асимптотическое управление на этом уровне предусматривает аналогичные архитектурные компоненты [6,7]: мониторинг и индикацию атаки или инцидента в составе прогностического контура, прогнозирование развития инцидента или ретроспективный анализ его происхождения, контур взаимодействия и адаптивный контур обеспечивающий как изменение конфигурации защиты (выполнение действий), так и корректировку процедур, использующих знания, в т.ч. путем обучения [8].

Мониторинг и идентификация состояния среды - это функция высокого уровня, которая позволяет агенту получать данные от среды и объекта защиты, и, если он обнаружит в этих данных риски, запустить функцию анализа состояния и подготовки решения. В асимптотическом управлении эти риски выражаются в результате детектирования атаки или индикации инцидента (успешно совершенной атаки). В архитектуре агента защиты функция мониторинга опирается на компоненты модели среды, текущего состояния и предыстории, сенсоры и идентификаторы состояния среды. Прогностический контур в асимптотическом управлении имеет аналогичные источники: текущий поток событий, ретроспективный поток для обучения, схемы агрегации признаков и индикаторы инцидента.

Собственно мониторинг агента защиты оперирует двумя типами данных: внешние (связанные со средой и объектом защиты), и внутренние (связанные с состоянием самого агента защиты).

Внешние, так и внутренние, улавливаются функцией мониторинга агента также как первичные события в асимптотическом управлении. Они могут быть перепроверены, отформатированы или нормализованы (так как это делается в рамках агрегирования первичных событий) для последующего использования функцией идентификации состояния. Отличием асимптотического управления является отсутствие обработки внутренних данных в связи с тем, что для него автономность в общем случае не является обязательным требованием.

Идентификация состояния работает на основе двух источников данных: обработанные внешние и внутренние данные и идентификаторы состояния среды. Идентификаторы состояния хранятся в базе знаний о среде агента. Обработанные внутренние и внешние данные сравниваются с этими идентификаторами для выявления проблемных моделей текущего состояния (т.е. представляющих аномалию или риск). При выявлении проблемной модели функция идентификации состояния среды запускает функцию анализа состояния и подготовки решения, что соответствует детектированию атаки или индикации инцидента в асимптотическом управлении.

Функция анализа состояния и подготовки решения позволяет агенту защиты формировать один или несколько сценариев действий и подготовить решение, какое действие или набор действий необходимо выполнить для обработки проблемной модели состояния среды. Эта функция высокого уровня в рамках предполагаемой архитектуры агента защиты опирается на компоненты динамики среды, возможных воздействий и ожидаемых результатов этих воздействий, и включает функции планирования и выбора действий.

Функция планирования использует в качестве источников данных проблемную модель текущего состояния среды и возможные действия.

Проблемный текущий шаблон состояния среды и возможные действия подвергаются анализу одновременно, чтобы определить действие или набор действий, которые могут разрешить представленный проблемный текущий шаблон состояния среды. Определенное в результате анализа действие или набор действий представляется функции выбора. Возможно, функция планирования требует некоторой формы сотрудничества с персоналом («киберкогнитивное сотрудничество»).

Кроме того, может потребоваться сотрудничество с другими агентами или с центральным узлом управления, чтобы выработать оптимальный набор действий, формирующих глобальную стратегию реагирования. Такое сотрудничество может заключаться либо в запросе у других агентов или у центрального узла дополнительных предложений действий, либо в делегировании центральному узлу ответственности за координацию глобального набора действий, формирующих более широкую стратегию реагирования.

Эти аспекты были предметом исследования в [1], где были предусмотрены такие варианты, как автономное машинное обучение, распознавание образов, онлайнное машинное обучение, эскалация

решения и ответственности к человеку-оператору, теоретико-игровой поиск вариантов и отказоустойчивость, а также в [2] для процессов киберкогнитивного сотрудничества. Для асимптотического управления выполнение всех коммуникационных функций сконцентрировано в контуре взаимодействия.

Функция выбора действий агента защиты учитывает предлагаемые планы реагирования, цели и критерии защиты, а также требования и ограничения к выполнению» (например, техническая конфигурация среды и т.п.)

Предложенный план реагирования анализируется функцией выбора действий в контексте текущих целей и критериев агента и ограничений и требований к выполнению, которые могут быть либо частью внешних данных состояния среды, полученных с помощью функции мониторинга и идентификация состояния среды, либо находиться в хранилище данных агента и быть получены с помощью функции обучения и совершенствование знаний. Предлагаемый план реагирования ограничивается путем исключения всех элементов, которые не соответствуют рассматриваемой ситуации, и дополняется необходимыми, подготовительными, предупредительными или рекомендуемыми расширительными действиями по выполнению. Таким образом, функция выбора действий создает исполняемый план реагирования, который затем передается в функцию исполнения действий.

Как и в случае с функцией планирования, возможно, что функция выбора действий должна взаимодействовать с персоналом, другими агентами или центральным узлом управления, чтобы выработать оптимальный план реагирования, являющийся частью глобальной стратегии реагирования и соответствующий ей. Такое сотрудничество может заключаться в обмене и консолидации информации с целью достижения коллективного соглашения о назначении различных частей глобального плана реагирования и обязанностей по его выполнению для конкретных агентов. В качестве альтернативы можно делегировать центральному узлу ответственность за разработку консолидированного плана реагирования, а затем возложить на конкретных агентов ответственность за выполнение части (частей) этого общего плана в пределах выделенного им периметра. В асимптотическом управлении этот этап возлагается на администраторов с использованием инструментов предварительной настройки и конфигурирования.

Взаимодействие - это функция, которая позволяет агенту защиты обмениваться информацией (разработанными данными) с другими агентами или с центральным узлом управления, например, когда одна из функций агента недостаточна, чтобы достичь удовлетворительных результатов. Эта функция работает на основе трех источников данных: внутренние, исходящие наборы данных (т.е. отправленные другим агентам или центральному узлу, внешние, входящие наборы данных (т.е. полученные от других агентов или от центрального узла и собственные знания агентов (т.е. консолидированные через функцию о обучения и совершенствование знаний).

Когда функции планирования или выбора действий агента защиты нуждаются в этом, активируется функция взаимодействия агента и специфицированные данные отправляются конкретным агентам или центральному узлу. Получатели могут иметь возможность для дальнейшей разработки на основе данных, полученных через свою собственную функцию взаимодействия. На этом этапе, когда каждый агент (включая, возможно, центральный узел) разработал свое решение, он может поделиться им с другими (выбранными) агентами, опционально включая того, кто разместил первоначальный запрос на взаимодействие. После получения этого ответа (или нескольких ответов), все заинтересованные агенты могут приступить к следующей функции в рамках своего собственного процесса принятия решений.

Архитектурой агента защиты предусматривается, что, когда собственная безопасность агента находится под угрозой, функция агента взаимодействие должна предупредить других агентов (или центральный узел) об этом состоянии. Кроме того, функция взаимодействие может быть использована для получения предупреждений от других агентов, которые могут свидетельствовать о состоянии повышенной опасности. Наконец, функция взаимодействие должна обеспечить агентам возможность обнаружить других агентов и установить с ними связи.

В отечественной практике обеспечения безопасности критических информационных инфраструктур процессы обмена информацией регламентированы (прежде всего это касается взаимодействия с ГосСОПКА), поэтому контур взаимодействия асимптотического управления содержит функции, предусмотренные соответствующей нормативной базой, однако это не исключает возможностей расширения коммуникаций с другими участниками процесса (другие КИИ, аналитические и операционные центры безопасности и т.п.) в части обмена сведениями о выявленных угрозах и уязвимостях и принятых решениях по развитию защищенности.

Выполнение действий - это высокоуровневая функция, которая позволяет агенту защиты влиять на решение в отношении исполняемого плана реагирования (или части глобального исполняемого плана реагирования, назначенного агенту), контролировать его выполнение и его последствия, а также

предоставлять агентам защиты средства для корректировки выполнения плана (или, возможно, динамической корректировки плана с использованием, например, теоретико-игровых моделей). Эта функция включает в себя четыре компонента:

- Исполнитель действия;
- Мониторинг исполнения;
- Мониторинг воздействия;
- Регулировка исполнения.

Функция исполнителя действия, принимая во внимание техническую конфигурацию среды, выполняет каждое запланированное действие в запланированном порядке. Функция мониторинга исполнения должна иметь возможность отслеживать (возможно, с помощью функции мониторинга высокого уровня) статус выполнения каждого действия (например, «выполнено», «не выполнено», «неправильно выполнено»). Любое состояние, отличное от "выполнено", должно вызывать функцию регулировки исполнения.

Функция мониторинга воздействия должна уметь фиксировать (возможно, с помощью функции мониторинга высокого уровня) любые изменения, происходящие в среде выполнения плана, и соответствующий набор данных должен быть подвергнут анализу. Результат такого анализа данных может дать положительный (удовлетворительный) или отрицательный (неудовлетворительный) статус изменения среды. Если этот статус отрицательный, это должно вызвать функцию регулировки исполнения.

Функция регулировки исполнения должна исследовать соответствие между наборами данных, чтобы найти некорректные ассоциации между выполнением плана реагирования и его последствиями. В случае выявления таких признаков функция регулировки исполнения должна либо адаптировать реализацию действий к обстоятельствам, либо измен.

Асимптотическое управление безопасностью среди направлений адаптации предусматривает коррекцию средств защиты, при выполнении условий адекватности и монотонности транзакций адаптации, которые обеспечиваются соответствующим внесением изменений в политики безопасности, что дает возможность развивать защищенность, предупреждая возникновение и развитие инцидентов.

Обучение и совершенствование знаний - это высокоуровневая функция, которая позволяет агенту защиты развивать и использовать накопленный опыт для постепенного повышения эффективности в отношении всех остальных функций.

Функция обучения работает на основе источников данных обратной связи от функционирования агента от последствий действий агента. Функция обучения собирает оба набора данных и анализирует эффективность деятельности агента (разницу между целями и достижениями) и их влияние на базу знаний агента. Результаты используются функцией совершенствования знаний, которая работает на основе результатов (предложений) функции обучения и текущих элементов знаний агента. Эта функция объединяет результаты (предложения) функции обучения и текущие элементы знаний агента.

В асимптотическом управлении корректировка процедур детектирования (совершенствование знаний) наряду с алгоритмическими изменениями включает в себя изменения признакового пространства, а изменение алгоритмов детектирования выполняется на основании анализа потоков событий безопасности (в случае пропуска атаки) и на основании оценки эффективности отдельных процедур (в случае детектирования атаки).

Прототип эталонной архитектуры обсуждался в [3], в виде некоторой абстрактной структуры агента. В настоящий момент архитектура системы на базе агентов защиты является предварительным предложением. Привлекательность этого подхода состоит в его перспективности в условиях технологически обособленных систем и в том, что он хорошо согласуется с идеологией асимптотического управления. Возможности использования результатов этого подхода для автономного и интеллектуального противодействия с вредоносным ПО еще предстоит оценить, и перспективными в этом плане видятся следующие направления исследований:

- Изучение примеров использования (в качестве ориентиров для исследования) для уточнения объема, концепций, функциональности, входов и выходов функций архитектуры; примеры использования могут быть основаны на тех, которые были разработаны в [5];
- Уточнение первоначально предполагаемой архитектуры, анализ аналогий и различий с асимптотическим управлением безопасностью;
- Определение технологий, которые в архитектуре агента безопасности необходимо внедрить и протестировать их эффективность;
- Определение методологии проведения испытаний эффективности реализации агентов защиты.

Литература

1. Блейкли и П. Терон, Планирование действий агентов на основе потока решений, Foundations of Autonomous Adaptive Cyber Systems (Provisional title). Berlin, Germany: Springer, p. TBD. 2018.
2. В. Леблан, П. Лосевич и С. Хурлье, Программа для эффективных и безопасных операций автономных агентов и операторов-людей в тактических средах с ограниченными коммуникациями, Foundations of Autonomous Adaptive Cyber Systems (Provisional title). Berlin, Germany: Springer, p. TBD 2018
3. S. Рассел и П. Норвиг, Artificial Intelligence: A Modern Approach, Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall Inc, 1995.
4. S. Дж. Рассел и П. Норвиг, Искусственный интеллект: Современный подход, 2-е изд., Верхний Сэддл Ривер, Нью-Джерси: Prentice Hall, 2003.
5. Котт, Л. В. Манчини, П. Терон, М. Драшар, Х. Гюнтер, М. Конт, М. Пихельгас, Б. Леблан и К. Ржадка, "Начальная эталонная архитектура интеллектуального автономного агента для киберзащиты", ARL-TR-8337, март 2018 г., доступно по ссылке. <https://arxiv.org/abs/1803.10664>, Адельфи, MD, 2018.
6. Ерохин С.Д., Петухов А.Н., Пилугин П.Л. Управление безопасностью критических информационных инфраструктур. М. Горячая линия – Телеком, 2021
7. Ерохин С.Д., Петухов А.Н. Архитектура асимптотического управления безопасностью критических информационных инфраструктур //ДСПА: Вопросы применения цифровой обработки сигналов №1 2022, стр 18-31
8. Sergey Erokhin, Andrey Petukhov, Pavel Pilyugin «Adaptation processes in asymptotic safety management» IEEE Xplore 29 июня — 01 июля 2022 года «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» СИНХРОИНФО 2022

**PROTECTION AGENT ARCHITECTURE OF TECHNOLOGICALLY ISOLATED
CRITICAL INFORMATION INFRASTRUCTURES BASED ON
ASYMPTOTIC SECURITY MANAGEMENT**

PhD Petukhov A.N.¹, PhD Pilyugin P.L.¹, Martishin I.D.²

¹National Research University "Moscow Institute of Electronic Technology"

²Moscow Technical University of Communications and Informatics

The results of a comparative analysis of the functional architectures of asymptotic security management and an autonomous intelligent agent for the protection of technologically isolated critical information infrastructures are presented. A wide range of similar solutions within the framework of these approaches has been identified, the similarity of the functional structures of the upper level of the protection agent and the predictive, adaptive and interaction circuits of the asymptotic security management architecture has been shown, the correspondence of the functional components of lower levels has been established.



АГЕНТЫ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИ ОБОСОБЛЕННЫХ СЕТЕЙ КРИТИЧЕСКИХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ИНФРАСТРУКТУР

к.т.н. Петухов А.Н.¹, к.т.н. Пилюгин П.Л.^{1,2}, Фадеев А.С.³

¹Национальный исследовательский университет «Московский институт электронной техники»

²Московский государственный университет имени М.В. Ломоносова

³Московский технический университет связи и информатики

Представлена концепция автономного интеллектуального агента систем защиты для технологически обособленных критических информационных инфраструктур, определены основные отличительные свойства как для собственно такого агента, так и для мультиагентной схемы организации системы защиты, предложена формализованная структура описания знаний об опыте функционирования агента, формулируются некоторые из проблем устойчивости обучения автономного интеллектуального агента систем защиты, приводятся возможные направления решения этих проблем на базе методологии и архитектуры асимптотического управления безопасностью критических информационных инфраструктур.

Современные сложные массово взаимосвязанные системы, изолированные средства защиты, технологически обособленные сети, сенсоры и исполнительные устройства, а также критические инфраструктуры с высокими требованиями по безопасности, к которым доступ операторов может быть ограничен не всегда могут обеспечить достаточно быструю реакцию на атаки. В этом случае они нуждаются в активной, автономной и интеллектуальной системе системы на базе автономных агентов защиты могут стать решением этой проблемы. Кроме того можно предположить, что такой подход обеспечит большую «живучесть» систем защиты.

Среди критических информационных инфраструктур (КИИ) можно выделить несколько обобщённых типов систем (в российской нормативной базе два первых и два заключительных типа в приведённом ниже списке объединены [1]):

- Системы управления офисом и информацией, включающие веб-сервисы, системы электронной почты и приложения для управления информацией, начиная от управления человеческими ресурсами и заканчивая логистикой, техническим обслуживанием и управлением проектами;
- Системы для управления деятельностью в рамках отдельной индустрии с соответствующими системами управления для формирования решений различного уровня;
- Системы связи, сети прямой видимости (сотовые), программно-конфигурируемые радиостанции и т.д.;
- Системы автоматизации платформ и жизнедеятельности, аналогичные промышленным системам и обеспечивающие движимые и недвижимые объекты, кондиционерами, холодильниками, лифтами, видеонаблюдением и т.д.;
- Сенсорные сети, которые включают в себя как датчики, так и исполнительные устройства всех видов, включая Интернет вещей (IoT).

В перспективе эти технологии будут интегрироваться в сложные крупномасштабные сети массово взаимосвязанных систем, контроль безопасности которых со стороны персонала будет становиться все более трудным, если не невозможным.

Кроме того, некоторые КИИ могут быть технологически обособленными или изолированными из-за недостаточной связи. Такие системы являются особым классом с точки зрения возможности мониторинга и управления их безопасностью. С одной стороны, полный анализ их защищенности будет возможен только во время технического обслуживания и подготовки к эксплуатации. С другой стороны, в случае атаки они потребуют немедленного противодействия при отсутствии специалистов по информационной безопасности.

Наконец, критические информационные инфраструктуры, должны обеспечивать предельно низкую интенсивность инцидентов. Поэтому реакция на атаки должна инициироваться со скоростью работы этих систем, а не со скоростью принятия решений человеком при наличии сложных проблем. В конфликте с технически развитым противником КИИ представляет собой пространство противодействий, конкурирующих в реальном времени, и обострение такого конфликта заставляет рассматривать ситуацию в предположении перманентных атак.

В этом контексте управление безопасностью систем можно рассматривать два подхода для различных КИИ:

1. Различные офисные системы и системы управления информацией, а также в большой степени системы КИИ невысоких классов критичности в мирных условиях. Такие системы контролируются датчиками вторжения, системами управления событиями безопасности (SIEM) и операционными центрами безопасности (SOC).
2. Для КИИ более высокого класса, развёрнутых в условиях активного перманентного противодействия, систем связи, систем жизнеобеспечения требуются оперативные и в значительно большей степени автономные и интеллектуальные возможности систем защиты.

Очевидно, что во втором случае потребуются интеллектуальные, автономные, мобильные средства противодействия, специализирующиеся на активной защите (агенты). Они должны обнаруживать атаки, формировать соответствующие контрмеры, а также управлять их выполнением.

Эти агенты в составе системы защиты должны прозрачно подвергаться мониторингу сети, обнаруживать вредоносные средства противника, и формировать соответствующий сценарий контрдействий, включая уничтожение вредоносных средств и выполняя такие, заранее определённые политикой безопасности, действия автономно, ввиду того, что реакция человека слишком медленная, и/или потому, что связь недостаточна..

При этом одно из основных требований заключается в том, что такие агенты должны быть адаптивными и обучаемыми, поскольку вредоносные программы противника и схемы атак постоянно развиваются, а также прозрачными для основной деятельности КИИ, поскольку вредоносные программы могут пытаться в рамках конкурирующего противодействия обнаруживать и нейтрализовать их. Кроме того необходимо учитывать, что они могут работать в комплексах и взаимодействовать между собой (мультиагентная схема), поскольку атаки являются сложными и скрытными, и противодействие осуществляется с различными частями вредоносных средств, действующими одновременно или в последовательности.

Развёрнутые в сетях КИИ, программные агенты систем защиты представляются возможно одним из основных средств развития потенциала защиты, поскольку они дополняют неизбежно ограниченный защитный потенциал персонала, и без таких агентов эффективная защита компьютерных сетей и систем КИИ может стать невозможной.

Исследования в этой области включают архитектуру AHEAD [2] и исследовательскую программу Aerospace Cyber Resilience [3], антивирусные инструменты (Kaspersky, Bitdefender, Avast, Norton и др.), различные IDS/IPS системы на базе хоста, агенты мониторинга производительности приложений, анти-DDOS системы и гипервизоры. Кроме того, ряд смежных направлений исследований включает такие темы, как асимптотическое управление безопасностью [9], технология Botnet (рассматриваемая как сеть агентов), игровые модели по защите сети, а также внедрение искусственного интеллекта в КИИ [4, 5, 9].

Однако, хотя использование интеллектуальных агентов для защиты сетевых сред уже давно рассматривается [6], эффективные исследования в этой области все еще являются новыми.

В контексте системы защиты КИИ "агент" может быть определён [3] как часть программного или аппаратного обеспечения, автономный блок обработки, обладающий следующими аспектами:

- Индивидуальным назначением (цели и задачи агента) и потенциалом необходимых возможностей («компетенций»), в т.ч., в анализе среды, обнаружении атак, планировании контрмер, в управлении и адаптации выполнения этих мер, в предоставлении поддержки другим агентам при межагентской коммуникации;
- Проактивностью и автономией т.е. с одновременно и способностью выполнять действия без необходимости инициирования другой программой или человеком-оператором, и способностью: самостоятельно формировать результат (решение), функционировать, контролировать, управлять и восстанавливать себя самостоятельно, без необходимости управления со стороны другой программы или оператора, а также оценивать качество собственного функционирования и корректировать свои алгоритмы;
- Управлением целями, принятием решений и другими правилами, знаниями и функциями, соответствующими назначению и условиям работы и способностью «учиться» на опыте, чтобы повысить точность решений и эффективность реакций.

Кроме того, такой автономный блок кроме того должен обладать:

- Памятью (вход, процесс, выход, хранение);
- Сенсорными и исполнительными интерфейсами;

- Расположением внутри или в качестве оболочки (периметра) защищаемой системы;
- Интерфейсами для обеспечения контакта и взаимодействия с другими агентами, с человеком-оператором с центральными звеньями контроля и управления.

И безусловно такой автономный блок должен соответствовать:

Во-первых, необходимому уровню доверия, быть надежным (выполнять свои функции, в течение установленного времени и при условиях и обстоятельствах, предусмотренных концепцией их эксплуатации).

Во-вторых, быть устойчивым (отражать или выдерживать неблагоприятные воздействия включая киберугрозы и избегать деградации, а также восстанавливаться после инцидентов или атак).

В-третьих, быть безопасностью, что характеризуется невозможностью навредить КИИ, которые защищает агент, например, предусматривая обращение к персоналу («киберкогнитивное сотрудничество») или центру контроля и управления, чтобы избежать принятия неверных решений, или активацию отказоустойчивого режима.

В этом контексте, мультиагентная система защиты - это набор агентов, обладающий следующими аспектами:

- Распределением между частями КИИ для защиты;
- Организацией с горизонтальной или вертикальной координацией;
- Выполнением однородных или разнородных ролей и функций;
- Взаимозаменяемостью и способностью асинхронно взаимодействовать различными способами;
- Предназначением для выполнения коллективной задачи защиты, т.е. возможностью собирать воедино локальные элементы представления о ситуации или варианты принятия решения, или разделять сценарий контрдействий на локальные действия, которые будут выполняться отдельными агентами;
- Способностью системы к самоорганизации, используя различные интеллектуальные алгоритмы (рисунок 1)[8], т.е. к изменению в зависимости от возникновения обстоятельств, как внешних (ход атаки или изменения в КИИ и системе ее защиты), так и внутренних (изменения в состоянии агентов);
- Необходимым уровнем безопасности системы, доверия, надежности и устойчивости в целом (устойчивость в данном случае может потребовать поддержания системы виртуальных ролей агентами [7]).

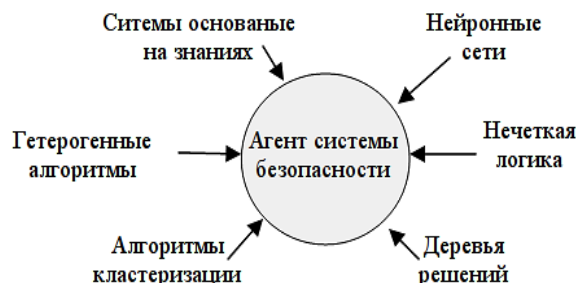


Рисунок 1. Технологии, используемые интеллектуальными агентами систем безопасности.

В связи с приведенными выше аспектами мультиагентных систем защиты можно среди задач конструирования таких систем упомянуть: проектирование архитектуры агентов и распределение ролей и возможной специализации каждого из них для применения в локальных средах [3]; процесс принятия решений агентами; способность автономно генерировать и выполнять планы контрмер в случае атаки; обеспечение автономности агентов, включая доверие к ним, «киберкогнитивное сотрудничество», обучение и развитие функциональной автономии агентов, формирование коллективных правил для обнаружения и разрешения кибератак, и др.

Отдельно следует отметить задачу обучения агента. Среда и условия функционирования агента могут динамически изменяться, в том числе, в результате вредоносных действий противника. программа которого, его возможности и тактика, техника и процедуры быстро развиваются. Поэтому агент должен быть способен к автономному формированию и реализации решений по адаптации для удержания цели в изменившихся обстоятельствах.

Способность агента к формированию выводов зависит от накопленных баз знаний. Цель функции обучения а заключается в изменении баз знаний агента таким образом, чтобы повысить успешность его действий. В случае, когда агент учится на своем опыте, наиболее общий цикл процесса обучения выглядит

следующим образом:

- Доступ к базе знаний для получения сведений.
- Использование базы знаний для выполнения действий; также производятся наблюдения (получение восприятия, все это составляет опыт агента).
- Использование агентом своего опыта для изучения и формирования желательных модификаций базы знаний.
- Изменение базы знаний.
- Повторение.

Модель накопленных знаний («опыт») агента может выглядеть следующим образом:

$$(t_1, a_1, e_1, R_1) (t_2, a_2, \text{NULL}, \text{NULL}) (t_3, \text{NULL}, e_3, R_3) \dots (t_n, a_n, e_n, R_n) ,$$

где t_1 - время, когда агент начинает записывать свой опыт, t_n – текущий момент времени, a_n - восприятие, e_n - действие, R_n – оценка эффективности в качестве указания на успешность действия.

Чтобы сделать представление знаний более компактным и полезным, можно разделить его на более короткие фрагменты, каждый из которых заканчивается моментом, когда агент способен определить успешность своих действий, т.е. завершить эпизод. Эпизод E_j - это последовательность пар $\{a_i, e_i\}$ и результирующая оценка R_j :

$$E_j = (\{a_i, e_i\}, R_j)$$

Представление такого рода может быть использовано в конкретных случаях, или в подходе на базе глубокого обучения. В последнем случае используется модель изменения среды, в виде функции, принимающую на вход состояние и действие, примененное к этому состоянию, а выход ее представляет собой новое состояние, которое будет результатом применения этого действия, (распределение состояний). Однако при этом следует учитывать, что изменения алгоритмов агента, для обнаружения нового вида вредоносной активности противника, может непредсказуемым образом изменить реагирование на те кибератаки, которые успешно детектировались ранее. При этом возвращение к ранее достигнутому уровню эффективности, потребует нового раунда обучения, который в свою очередь может привести к утрате возможностей, приобретенных на предыдущем шаге. Таким образом может возникнуть своеобразный колебательный процесс («эффект осцилляции»), который препятствует развитию общей защищенности.

Асимптотическое управление КИИ в целом ряде своих аспектов аналогично функциональности процедур агентов кибербезопасности [9], и его решения могут быть полезными для преодоления ограничений, связанных с неустойчивостью процесса обучения. Условием выполнения любого изменения в асимптотическом управлении является развитие защищенности, т.е. невозможность повторения причины, вызвавшей данное изменение (адекватность изменений) при сохранении ранее накопленного защитного потенциала (монотонность изменений). Таким образом, при выполнении этих условий «эффект осцилляции» невозможен.

Интеллектуальные, частично автономные агенты, вероятно, станут основными компонентами противодействия киберугрозам в технологически обособленных КИИ. Проведенный первоначальный обзор основных свойств агентов информационной безопасности и возможной на их основе системы защиты позволяет определить ключевые функции, компоненты и их взаимодействие для потенциальной эталонной архитектуры такого агента. Сравнение этой архитектуры со структурно-функциональными решениями асимптотического управления безопасностью КИИ [10] показывает целый диапазон аспектов, в рамках которых эти подходы аналогичны, что позволяет рассматривать методологию асимптотического управления как один из этапов в направлении создания интеллектуальных автономных агентов безопасности технологически обособленных критических информационных инфраструктур.

Литература

1. Приказ Федеральной службы по техническому и экспортному контролю Российской Федерации от 25 декабря 2017 г. N 239 "Об утверждении Требований по обеспечению безопасности значимых объектов критической информационной инфраструктуры Российской Федерации
2. Ф. Де Гаспари, С. Джаджодиа, Л. В. Манчини и А. Панико, "АНЕAD: новая архитектура для активной обороны". SafeConfig'16, 24 октября 2016 года, Вена, Австрия, 2016.
3. P. Théron, La cyber résilience, un projet cohérent transversal à nos trois thèmes, et la problématique particulière

- des Systèmes Multi Agent de Cyber Défense, Leçon inaugurale, 5 décembre 2017, ed., France, Salon de Provence: Chaire Cyber Résilience Aérospatiale (Cyb'Air), 2017.
4. R. Rasch, A. Kott and K. D. Forbus, "ИИ на поле боя: Экспериментальное исследование", АААИ/IAAI, 2002.
 5. R. Rasch, A. Kott and K. D. Forbus, "Incorporating AI into military decision making: an experiment," IEEE Intelligent Systems, vol. 18, no. 4, pp. 18-26, 2003.
 6. M. R. Stytz, D. E. Lichtblau и S. B. Banks, "Toward using intelligent agents to detect, assess, and counter cyberattacks in a network-centric environment," Institute For Defense Analyses, Alexandria, VA, 2005.
 7. А. Карраско, М. К. Ромеро-Тернеро, Ф. Сивианес, М. Д. Эрнандес и Х. И. Эскудеро, "Технологии мультиагентных и встроенных систем, применяемые для улучшения управления энергосистемами", JDCTA, том 4, № 1, стр. 79-85, 2010.
 8. Кузин А.Ю., Лукичев Д.В., Демидова Г.Л. Мультиагентная система управления распределенной энергосистемой. Вестник Государственного университета морского и речного флота имени адмирала С. О. Макарова. — 2020. — Т. 12. — № 5. — С. 945-954. DOI: 10.21821/2309-51802020-12-5-945-954.
 9. Ерохин С.Д., Петухов А.Н., Пилюгин П.Л. Управление безопасностью критических информационных инфраструктур. М. Горячая линия – Телеком, 2021
 10. Sergey Erokhin, Andrey Petukhov, Pavel Pilyugin «Adaptation processes in asymptotic safety management» IEEE Xplore 29 июня — 01 июля 2022 года «Системы синхронизации, формирования и обработки сигналов в инфокоммуникациях» СИНХРОИНФО 2022

INFORMATION SECURITY AGENTS OF TECHNOLOGICALLY ISOLATED NETWORKS OF CRITICAL INFORMATION INFRASTRUCTURES

Petukhov A.N.¹, Pilyugin P.L.¹, Fadeev A.S.³

¹ National Research University "Moscow Institute of Electronic Technology"

² Lomonosov Moscow State University

³ Moscow Technical University of Communications and Informatics

The concept of an autonomous intelligent cyber defense agent for technologically isolated critical information infrastructures is presented, the main distinctive properties for both the cybersecurity agent itself and the multi-agent protection organization scheme are determined, a structure for describing knowledge about the agent's operational experience is proposed, some of the problems of sustainability of training of an autonomous intelligent cyber defense agent are considered, possible ways of solving these problems based on the methodology and architecture of asymptotic security management of critical information infrastructures are given.



ОЦЕНКА ОТНОСИТЕЛЬНОГО КОЛИЧЕСТВА КЛЮЧЕВЫХ ФРАЗ И СЛОВ В НАУЧНЫХ ТЕКСТАХ

проф. Хорев А.А., студ. Суворова В.Ю.

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

В статье приведена методика определения количества ключевых слов и ключевых фраз, необходимых для определения тематики текста и составления его аннотации, экспертным методом. В результате экспериментальных исследований установлено, что количество ключевых слов, необходимых для определения предмета (тематики) текста, составляет от 2,3 % до 2,6 % (при среднем значении 2,4%) от общего количества слов в тексте, а количество ключевых фраз, необходимых для составления аннотации текста, составляет от 9,0 % до 12,5 % (при среднем значении 10,3%) от общего количества фраз в тексте.

В качестве показателя эффективности защиты текстовой информации, выводимой на экран монитора, от ее перехвата техническими средствами разведки наиболее часто используется разборчивость текста, отображающая качественную область понятности текста, которая выражается в категориях подробности составляемой справки о перехваченном тексте [1].

Под разборчивостью текста понимается отношение количества правильно распознанных слов (словесная разборчивость) или фраз (фразовая разборчивость) к общему количеству слов или фраз в перехваченном тексте.

Исходя из оценок качества перехваченного текста можно сформулировать цели защиты текстовой информации, выводимой на экран монитора, а также показатели и критерии их достижения (таблица 1 [1]).

Таблица 1

Показатели и критерии защиты текстовой информации, выводимой на экран монитора

Цели защиты текстовой информации	Показатели защищенности текстовой информации	Показатели защищенности текстовой информации
Скрытие тематики текста	Словесная разборчивость текста	Количество правильно распознанных слов не позволяет установить тематику текста
Скрытие содержания текста	Фразовая разборчивость речи	Количество правильно распознанных фраз не позволяет составить аннотацию перехваченного текста (краткую справку о содержании перехваченного текста).

Однако не все распознанные слова или фразы относятся к ключевым, по которым можно установить тематику текста и составить его аннотацию.

Следовательно, для оценки эффективности защиты текстовой информации необходимо не только рассчитать словесную или фразовую разборчивость текста, но и оценить требуемого для определения тематики текста или составления ее аннотации количества ключевых слов и фраз.

Одним из основных методов определения ключевых слов и фраз в тексте является метод экспертных оценок, в основу которого положено мнение экспертов, основанное на их профессиональном, научном или практическом опыте.

На основе данного метода и были проведены экспериментальные исследования по оценке относительного количества ключевых слов и фраз текстах научного характера.

В качестве объекта исследований были выбраны 5 научных статей по тематике информационной [2 –6].

В качестве экспертов было использовано 5-ть студентов, обучающихся по на 2-м курсе магистратуры направлению «Информационная безопасность» в НИУ МИЭТ, в возрасте от 23 до 25 лет. Их характеристика приведена в таблице 2.

Характеристика экспертов, участвовавших в экспериментальных исследованиях

Номер эксперта	ФИО	Образование (законченное)	Стаж работы в сфере информационной безопасности	Количество опубликованных научных статей
1.	Басков Н.О.	Бакалавриат – «Информационная безопасность» (МИЭТ)	4 года	8
2.	Вахрушев А.И.	Бакалавриат – «Информатика и вычислительная техника» (КубГТУ)	1 год	4
3.	Никифоров М.С.	Бакалавриат – «Информационная безопасность» (МИЭТ)	2 года	6
4.	Суворова В.Ю.	Бакалавриат – «Инфокоммуникационные технологии и системы связи» (КубГТУ)	1 год	2
5.	Черняев В.С.	Бакалавриат – «Информационная безопасность» (МИЭТ)	4 года	8

Методика проведения экспериментальных исследований заключалась в следующем:

На *первом этапе* из статьи исключались такие элементы как название статьи, ключевые слова, аннотация, рисунки, формулы и список литературы.

Далее с использованием специального программного обеспечения «Textanz» была проведена обработка текста статьи, в результате которой предложения в тексте были разбиты на фразы и было определено количество слов и фраз в тексте.

На *втором этапе* экспертом составлялся перечень ключевых слов ($N_{сл.к}$) и фраз ($N_{ф.к}$), необходимых для определения тематики текста и составления его аннотации.

К ключевым эксперт относил слова, которые по его мнению определяли тематику текста и его основную направленность.

Определение ключевых фраз экспертом проводилось в следующей последовательности:

из текста последовательно удалялись малоинформативные фразы, которые по мнению эксперта были не нужны для составления аннотации (краткого содержания) текста;

из оставшихся фраз эксперт составлял аннотацию текста, которая по его мнению отражала тему статьи и ее основную направленность. Фразы, которые использовались экспертом для составления аннотации текста включались в перечень ключевых фраз.

На *третьем этапе* проводилась обработка полученных экспертами результатов. При этом:

для каждой статьи определялись количество ключевых слов и ключевых фраз, полученных каждым экспертом, и рассчитывалось их относительное количество;

для каждой статьи рассчитывалось среднее количество ключевых слов и ключевых фраз, полученных всеми экспертами, и рассчитывалось их относительное количество;

для всех статей рассчитывалось среднее количество ключевых слов и ключевых фраз, полученных всеми экспертами, и рассчитывалось их относительное количество.

Результаты экспериментальных исследований, проведенных по изложенной выше методике, приведены в таблицах 3 и 4.

Таблица 3

Оценка относительного количества ключевых слов в текстах

Номер текста	Количество слов, N_c	Количество ключевых слов, $N_{с.кл}$ (Относительное количество ключевых слов, %)					$\overline{N}_{с.кл}$
		1 эксперт	2 эксперт	3 эксперт	4 эксперт	5 эксперт	
1 [2]	859	16 (1,9 %)	18 (2,1 %)	17 (2,0 %)	21 (2,4 %)	20 (2,3 %)	18,4 (2,1 %)
2 [3]	542	11 (2,0 %)	10 (1,8 %)	8 (1,5 %)	9 (1,7 %)	7 (1,3 %)	9 (1,7 %)
3 [4]	2193	63 (2,8 %)	59 (2,7 %)	57 (2,6 %)	65 (3,0 %)	69 (3,1 %)	62,6 (2,9 %)
4 [5]	955	18 (1,9 %)	20 (2,1 %)	23 (2,4 %)	21 (2,2 %)	25 (2,6 %)	21,4 (2,3 %)
5 [6]	1262	41 (3,3%)	37 (2,9%)	40 (3,1%)	33 (2,6%)	44 (3,5%)	32,4 (2,6%)
Все тексты	542 – 2193	2,4%	2,3%	2,3%	2,4%	2,6%	2,4%

Таблица 4

Оценка относительного количества ключевых фраз в текстах

Номер текста	Количество фраз, N_f	Количество ключевых слов, $N_{ф.кл}$ (Относительное количество ключевых фраз, %)					$\overline{N}_{ф.кл}$
		1 эксперт	2 эксперт	3 эксперт	4 эксперт	5 эксперт	
1 [2]	134	16 (11,9 %)	15 (11,1 %)	18 (13,4 %)	14 (10,4%)	20 (14,9%)	12,3 %
2 [3]	61	6 (9,8 %)	4 (6,6 %)	9 (14,8 %)	7 (11,4 %)	5 (8,1 %)	10,2 %
3 [4]	249	21 (8,4 %)	18 (7,2 %)	26 (10,4 %)	23 (9,2 %)	24 (9,6 %)	9,0%
4 [5]	111	10 (9,0 %)	12 (10,8 %)	15 (13,5 %)	13 (11,7 %)	9 (8,1 %)	10,6 %
5 [6]	247	27 (10,9%)	23 (9,3%)	26 (10,5%)	20 (8,1%)	21 (8,5%)	9,5%
Все тексты	61 – 249	10,0 %	9,0%	12,5%	10,2%	9,8%	10,3%

Анализ полученных результатов показал, что:

- количество ключевых слов, необходимых для определения предмета (тематики) текста, составляет от 2,3 % до 2,6 % (при среднем значении 2,4%) от общего количества слов в тексте;
- количество ключевых фраз, необходимых для составления аннотации текста, составляет от 9,0 % до 12,5 % (при среднем значении 10,3%) от общего количества фраз в тексте.

Данные выводы хорошо коррелируют с результатами, полученными другими авторами:

- в работе [7] по результатам экспериментальных исследований 10 текстов научной тематики установлено, что количество ключевых фраз, необходимое для составления аннотации текста, составляет от 9 до 13% (среднее значение 10,9%) от общего количества фраз в тексте;
- в работе [8] по результатам экспериментальных исследований 4 текстов различной направленности установлено, что количество ключевых фраз, необходимое для составления аннотации текста, составляет от 9,5% до 14,1% (среднее значение 11,8%) от общего количества фраз в тексте;
- в работе [8] по результатам экспериментальных исследований 4 текстов различной направленности установлено, что количество ключевых слов составляет от 2,8 до 3,9% (среднее значение 3,2%) от общего количества слов в тексте.

Полученные результаты исследований могут быть использованы при обосновании показателей и критериев эффективности защиты текстовой информации, выводимой на экран монитора, от ее перехвата техническими средствами разведки.

Литература

1. Хорев А.А. Некоторые подходы к оценке возможностей перехвата побочных электромагнитных излучений средств вычислительной техники, использующих цифровые интерфейсы// Вестник УрФО «Безопасность в информационной сфере». – Челябинск, УрФО. – 2022. - № 3(45) – С. 5 – 16.
2. Исаева М.Ф. «О внутренних угрозах информационной безопасности». – URL: <https://cyberleninka.ru/article/n/o-vnutrennih-ugrozah-informatsionnoy-bezopasnosti/viewer> (дата обращения: 12.04.2023).
3. Пунанова К.В., Поляничко М.А. «Подход проактивной защиты от инсайдерских угроз в организации». – URL: https://elibrary.ru/download/elibrary_42593513_77010781.pdf (дата обращения: 12.04.2023).
4. Пунанова К.В., Поляничко М.А. «О методах агрегации данных при мониторинге внутренних угроз». – URL: https://elibrary.ru/download/elibrary_42562001_26278664.pdf (дата обращения: 12.04.2023).
5. Хазбиев А.О. «Сравнение функциональности систем поведенческого анализа зарубежного и отечественного производства». – URL: https://elibrary.ru/download/elibrary_38216882_90640694.pdf (дата обращения: 12.04.2023).
6. Чернигин О.С., Щербаков В.А. «Разработка модуля учета времени наработки систем пространственного зашумления». – URL: https://elibrary.ru/download/elibrary_35618838_91971413.pdf (дата обращения: 12.04.2023).
7. Прохоренко Л.А. Экспериментальные исследования распознавания оператором текстовой информации на зашумленных изображениях: магистерская диссертация: 10.04.01; рук. Хорев А.А. – М.: МИЭТ, 2018. – 67 с.
8. Чеботарева А.Д. Методика оценки необходимого количества фраз из перехваченного сообщения для составления аннотации к тексту//Международная конференция «Радиоэлектронные устройства и системы для инфотелекоммуникационных технологий – РЭУС-2019». Доклады. – М.: РНТОРЭС имени А.С.Попова. 2019. – С. 345 – 350. – URL: <https://www.elibrary.ru/item.asp?id=39137570&pff=1> (дата обращения: 12.05.2023).

ESTIMATION OF THE RELATIVE NUMBER OF KEYWORDS AND WORDS IN SCIENTIFIC TEXTS

prof. Horev A.A., stud. Suvorova V.Y.

National Research University of Electronic Technology

The article presents a methodology for determining the number of keywords and key phrases necessary to determine the subject of the text and to compile its annotation by an expert method. As a result of experimental studies, it was found that the number of keywords needed to determine the subject (subject) of the text is from 2.3% to 2.6% (with an average value of 2.4%) of the total number of words in the text, and the number of key phrases needed to annotate the text is from 9.0% to 12.5% (with an average value of 10.3%) of the total number of phrases in the text.



АНАЛИЗ СХЕМ РАЗДЕЛЕНИЯ СЕКРЕТА ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ ЗАЩИТЫ СЛУЖЕБНЫХ УЧЕТНЫХ ЗАПИСЕЙ В ДОМЕННОЙ СТРУКТУРЕ

студ. Фатьянов П.Е.¹, проф. Душкин А.В.^{1,2}

¹Национальный исследовательский университет
«Московский институт электронной техники»

²Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил
«Военно-воздушная академия имени профессора Н.Е. Жуковского и Ю.А. Гагарина»

В данной статье рассматриваются различные виды схем разделения секрета, которые можно использовать в организации защиты служебных учетных записей в доменной структуре. Также проведен их сравнительный анализ, в результате которого была выбрана самая эффективная схема разделения секрета для организации защиты служебных учетных записей в доменной структуре.

В современном мире большинство компаний в своей деятельности связаны с обработкой, хранением и передачей различных данных. Эти процессы необходимы для оптимизации управления доступом к информации, сбора аналитических данных и мониторинга деятельности сотрудников. Выполнение данных функций возложено на серверы, выполняющие различные службы. Однако, эти службы предоставляют злоумышленнику различные уязвимости, из-за чего возникает вопрос безопасности служебных учетных записей (СУЗ). Если они не защищены должным образом, то вероятность атаки на неё достаточно велика и результатом такой атаки может стать отсутствие доступа к серверу и сети.

Защитить СУЗ точно также, как и пользовательские недопустимо, так как на них нельзя распространить такие способы, как: временная блокировка пользователя в случае неправильного ввода пароля; периодическая обязательная смена пароля пользователем. В первом случае это приведет к тому, что сервис, в котором задействована эта учетная запись (УЗ), перестанет функционировать для всех пользователей сети. Во втором же случае система запросит смену пароля и заблокирует запись, в следствие чего сервис аналогично перестанет функционировать.

Существуют различные способы решения проблемы защиты СУЗ, среди которых можно выделить такие, как: автоматическая разблокировка УЗ и оповещение администратора безопасности; блокировка всех возможностей, кроме необходимых для работы конкретных служб; мониторинг подозрительной активности СУЗ. В настоящей работе предлагается использовать протокол криптографического разделения секрета (ПКРС), по которому ключ доступа к СУЗ разделен между пользователями и администратором сети.

Схема классического протокола разделения секрета показана на рисунке 1.

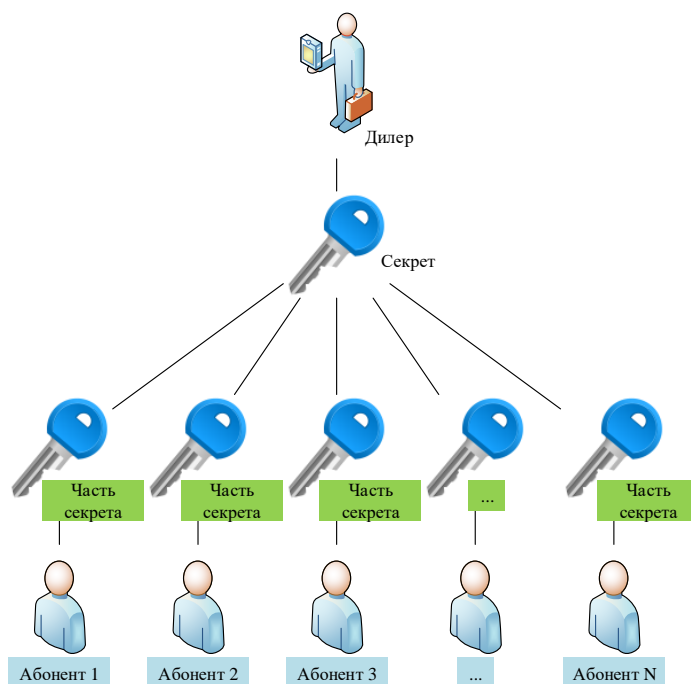


Рисунок 3 - Схема классического протокола разделения секрета

В ходе исследования рассмотрим следующие схемы разделения секрета (СРС): СРС Шамира; СРС Блэкли; СРС, основанная на эллиптической кривой; СРС Карнина – Грина – Хеллмана; СРС Асмута – Блума.

Реализовать защиту СУЗ с помощью использования ПКРС можно путём разделения ключевой информации (секретные ключи для административного доступа, пароли, кодовые слова, секрет и т. д.) между пользователями, использующими ту или иную СУЗ, и администратором безопасности. Эта информация обеспечивает конфиденциальность данных, и в случае ее утраты доступ к информационным системам может быть утрачен. Поэтому долю ключей администратора надо подвергать резервному копированию, для обеспечения полноценной защиты.

С целью выявления наиболее эффективного ПКРС проведем их сравнительный анализ по следующим основным параметрам, влияющим на уровень безопасности использования алгоритмов:

1) Сложность вычислений. Оценка сложности алгоритма складывается из оценок, получаемых на фазе разделения и восстановления секрета;

2) Ресурсоемкость вычислений (количество памяти, используемой на этапах разделения и восстановления секрета);

3) Совершенство (СРС является совершенной, если любое количество нелегитимных пользователей не может извлечь никакой информации о секрете) [9];

4) Идеальность (СРС является идеальной, если размер доли секрета равен размеру самого секрета) [11].

В настоящей работе используются следующие обозначения: k – минимальное количество легитимных абонентов, необходимых для восстановления секрета; n – число долей, на которое делится секрет; p – большое простое число; Z_p – размерность простого модуля кольца целых чисел; M – секрет (ключевая информация).

СРС Шамира

Пороговая схема Шамира (k, n) построена вокруг концепции полиномиальной интерполяции [10]. Если необходимо разделить секрет таким образом, чтобы восстановить его могли только k абонентов, то нужно «спрятать» его в формулу многочлена степени $(k - 1)$.

Восстанавливается этот многочлен по k точкам [2]. Проведем анализ сложности вычислений.

Фаза разделения секрета.

Шаг 1. На данном шаге выбирается случайное простое число p . Проверка числа на простоту является ресурсоемким процессом и существенно влияет на общую оценку сложности алгоритма. Оценка данного шага зависит от используемого алгоритма проверки числа на простоту. Для проверки простоты случайно выбранного числа использовался вероятностный тест Бейли – Померанца – Селфриджа – Уогстаффа [5]. Сложность этого шага равна $O(1)$ – усредненному значению взятому из работы [6].

Шаг 2. На данном шаге алгоритма для построения полинома над полем.

Z_p выбирается $(k - 1)$ коэффициентов. Оценка сложности шага равна $O(k)$.

Шаг 3. Количество итераций для вычисления теней равна n , каждая итерация включает вложенный цикл, проходящий по $(k - 1)$ координатам. Общая оценка данного шага равна $O(k \cdot n)$ [12].

Шаг 4. Сложность данного шага зависит от количества участников, в нашем случае она равна n . За время $O(n)$ участникам раздаются доли секрета.

Так как $k < n < k$, то оценка сложности вычислений для разделения секрета составит $O(k \cdot n)$.

Фаза восстановления секрета. Процесс восстановления секрета осуществляется путем построения интерполяционного полинома Лагранжа. Общая оценка сложности алгоритма составляет $O(k \cdot n) + O(k^2)$ [3].

Анализ ресурсоемкости вычислений. Необходимое количество памяти оперативного запоминающего устройства для хранения долей секрета равно величине $n \cdot |m| + O(|m|)$, где $|m|$ – максимальная длина секрета M . Для разделения/восстановления секрета, при $n = k = 64$ понадобится около 8192 байт оперативной памяти.

Совершенство/идеальность. Схема Шамира является совершенной и идеальной. Идеальность следует из того, что размер секрета равен размеру p , как и размер доли секрета, полагающейся каждому участнику. Предположим, что секрет в схеме Шамира восстанавливается путем решения системы линейных уравнений. Нелегитимные абоненты должны составить систему из менее чем k уравнений с k неизвестными. Решением такой системы является множество точек, лежащих на гиперплоскости в k -мерном пространстве, а значит,

никакое значение секрета не может быть отвергнуто как невозможное [4]. Следовательно, схема Шамира является совершенной.

СРС Блэкли

Схема Блэкли или векторная СРС основана на использовании точек многомерного пространства. Любые две или более некопланарных плоскостей пересекаются в пространстве и одна из координат точки пересечения является секретом. Если секрет закодировать как несколько координат точки, то уже по одной гиперплоскости можно будет получить какую-то информацию о секрете, то есть о взаимозависимости координат точки пересечения. Проведем анализ сложности вычислений.

Фаза разделения секрета.

Шаг 1. Как и в схеме Шамира, оценка сложности данного шага зависит от алгоритма проверки простоты числа и составит $O(1)$.

Шаг 2. Сложность данного шага при выборе $(k - 1)$ чисел составит $O(k)$.

Шаг 3. Для каждого из n участников определяется коэффициент d_i , и на каждой итерации необходим набор из k случайно сгенерированных чисел. Оценка вычислительной сложности шага составит $O(k \cdot n)$.

Шаг 4. Как и в схеме Шамира, для разделения долей секрета n участникам потребуется n итераций. За время $O(n)$ участникам раздаются доли секрета.

Фаза восстановления секрета. Задача восстановления секрета реализуется путем решения систем линейных уравнений. Эффективным вариантом такого решения является использование метода Крамера, так как секретом является первая координата точки, полученная в результате решения [8].

Для восстановления секрета необходимо вычислить два определителя матриц с размерностью $k \times k$. Определители матриц определяются на основе метода Гаусса, и оценка сложности составляет $O(k^3)$.

Общая оценка вычислительной сложности схемы Блэкли составляет $O(k \cdot n) + O(k^3)$.

Анализ ресурсоемкости вычислений. Число байт оперативной памяти, необходимой для разделения секрета на доли, оценивается величиной $n \times k \times |m|$. Для операций разделения/восстановления секрета при $n = k = 64$ понадобится около 266 Кбайт оперативной памяти.

Совершенство/идеальность. Так как размер каждой доли секрета в k раз превосходит размер секрета, то схема Блэкли не может быть идеальной. Однако она является совершенной, поскольку решением системы $(k - 1)$ линейных сравнений с k неизвестными является множество решений, лежащих на гиперплоскости в k -мерном пространстве. Это означает, что секрет M может принимать любое значение из множества возможных секретов.

СРС, основанная на эллиптической кривой

Разделение секрета на эллиптической кривой происходит по алгоритму, описанному ниже. Выполним анализ сложности вычислений.

Фаза разделения секрета.

Шаг 1. Дилер выбирает эллиптическую кривую EC с необходимым количеством точек (не менее n). Каждому из участников СРС (в том числе хранителю секрета) ставится в соответствие точка на эллиптической кривой, включая «бесконечно удаленную».

Шаг 2. На этом шаге дилер выбирает многочлен степени n на этой кривой. Коэффициенты данного многочлена известны только ему. Точка на эллиптической кривой, которая обозначает участника – хранителя секрета, известна всем.

Шаг 3. Дилер подставляет координаты этой точки в выбранный им многочлен, вычисляет значение секрета.

Шаг 4. Для того чтобы каждому участнику раздать свою долю секрета, дилер подставляет координаты точки участника в многочлен, получая долю секрета для него. В итоге участник имеет точку на эллиптической кривой (ID) и долю секрета ($Secret$).

Общая оценка вычислительной сложности фазы разделения секрета в схемах, основанных на эллиптических кривых, составляет $O(k \cdot n)$.

Фаза восстановления секрета. Для восстановления секрета нескольким участникам необходимо объединиться, чтобы восстановить коэффициенты выбранного дилером многочлена. Математически это сводится к решению некоторой системы уравнений. Участники, составляющие разрешенную коалицию, получают искомым многочлен. В него они подставляют координаты точки, обозначающей секрет. В итоге

они получают секрет, который сформировал дилер. Оценка сложности вычислений фазы восстановления секрета в данной схеме равна $O(k^2)$.

Анализ ресурсоемкости вычислений. Так как объем оперативной памяти точки на эллиптической кривой не превышает объем, необходимый для хранения самого секрета, то схема наследует ресурсоемкость схемы Шамира [7]. Для восстановления секрета понадобится около 25 Кбайт памяти.

Совершенство/идеальность. Схемы, основанные на эллиптических кривых, являются совершенными, так как в предъявляемых нелегитимными пользователями долях секрета не может содержаться в совокупности никакой информации о секрете. Однако они не являются идеальными, так как размер каждой доли секрета в k раз превосходит размер секрета.

СРС Карнина – Грина – Хеллмана

Данная схема основана на решении систем алгебраических уравнений. Проведем анализ сложности вычислений.

Фаза разделения секрета.

Для разделения секрета между n различными сторонами (участниками группы) так, чтобы минимум k сторон могли его восстановить, выбирается $(n + 1)$ векторов V_i размерности k , также необходимо, чтобы ранг любой матрицы, составленной из k данных векторов, был равен k . Вектор V_0 известен всем участникам. Секретом является скалярное произведение (u, V_0) , где u – это набор векторов, а долями являются скалярные произведения (u, V_i) . Сложность этапа разделения секрета на n частей равна $O(n)$.

Фаза восстановления секрета. Для восстановления секрета по известным долям решается система из k уравнений для нахождения вектора u . Сложность данного этапа будет равна $O(k^3)$.

Анализ ресурсоемкости вычислений. Так как секрет представляется в виде матричного произведения 2-х векторов, то объем оперативной памяти для хранения координат векторов равен 64 байта. Для разделения секрета на доли при $n = 64$ понадобится $(2^x \cdot n + 1) \cdot 64 = 8256$ байт оперативной памяти.

Для восстановления секрета необходимо решить систему линейных алгебраических уравнений. Наилучшим вариантом для целочисленной арифметики является метод Крамера. Для вычисления значения необходимо вывить $(k + 1)$ определителей матриц с размерностью $k \times k$. В итоге для восстановления секрета понадобится 8320 байт оперативной памяти.

Совершенство/идеальность. Схема Карнина – Грина – Хеллмана является совершенной, так как секрет M может принимать любое значение из множества возможных секретов. Однако она, так же, как и схема, основанная на эллиптических кривых, не является идеальной, так как размер каждой доли секрета в k раз превосходит размер самого секрета.

СРС Асмута – Блума

Схема Асмута – Блума – пороговая схема разделения секрета, построенная с использованием простых чисел. Позволяет разделить секрет между n сторонами таким образом, что его смогут восстановить любые k участников. Выполним анализ сложности вычислений.

Фаза разделения секрета.

Шаг 1. Для (k, n) пороговой схемы выбирается простое число p .

Шаг 2. Затем выбираются числа, меньшие $p - d_1, d_2, \dots, d_n$, для которых выполняются условия Асмута – Блума.

Оценка сложности вычислений фазы разделения секрета равна $O(n)$.

Фаза восстановления секрета. Восстановить секрет возможно, объединив любые k теней (долей секрета), используя китайскую теорему об остатках, но это невозможно с помощью любых $(k - 1)$ теней. Оценка сложности вычислений фазы восстановления секрета равна $O(k^2)$.

Анализ ресурсоемкости вычислений. Каждое простое число d_i занимает объем оперативной памяти, равный 100 байт. Затем для проверки условий нахождения d_i потребуется $2^x k^x |d_i|$ памяти, т.е. примерно 12,8 Кбайт. Для хранения в памяти одной доли секрета при $p = 28$ байт, $k = 64$ байт потребуется $|p| + |d_i| + |k_i|$ – это примерно 192 байта. В итоге для разделения секрета понадобится 57 кбайт оперативной памяти. Для восстановления секрета понадобится около 320 байт.

Совершенство/идеальность. Схема Асмута – Блума является совершенной потому, что секрет M может принимать любое значение из множества возможных секретов. Но она также не является идеальной, поскольку размер каждой доли секрета в k раз превосходит размер самого секрета.

В таблице 1 показана сводка результатов сравнительного анализа СРС.

Таблица 1

Результаты сравнительного анализа схем разделения секрета

Схема разделения секрета	Совершенство	Идеальность	Ресурсоемкость (Кбайт)	Оценка сложности
Схема Шамира	+	+	8	$O(k \cdot n) + O(k^2)$
Схема Блэкли	+	–	266	$O(k \cdot n) + O(k^3)$
Схема, основанная на эллиптической кривой	+	–	25	$O(k \cdot n) + O(k^2)$
Схема Карнина – Грина – Хеллмана	–	–	8,1	$O(n) + O(k^3)$
Схема Асмута – Блума	+	–	57	$O(n) + O(k^2)$

Из таблицы 1 можно сделать вывод, что СРС Шамира обладает свойствами совершенности и идеальности. Помимо этого, она является менее ресурсоемкой по сравнению с другими схемами. Эта схема лишь уступает СРС Асмута – Блума по сложности вычислений.

Вывод

В результате проведенного анализа СРС для защиты СУЗ путём использования ПКРС было выявлено, что СРС Шамира является наиболее эффективной среди представленных. Поэтому данную схему необходимо применять как основу для разработки ПКРС.

Литература

1. Positive Research. Актуальные киберугрозы: II квартал 2022 года // Positive Research Center. – 7.09.2022. – Режим доступа: <https://www.ptsecurity.com/ru-ru/research/analytics/cybersecurity-threatscape-2022-q2/>. – (дата обращения 25.03.2023).
2. Душкин А.В., Кравченко А.С., Скоредова Ю.В. Защищенная облачная платформа для автоматизированной системы управления / Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2017. – №2. – С. 44-47.
3. Кочедыков С.С., Соколовский С.П., Душкин А.В. Моделирование системы конфликтных взаимодействий в информационной системе критического применения / Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2017. – №4. – С. 74-84.
4. Щербакова Ю.В., Душкин А.В. Оценка безопасности информационных процессов при применении перспективных облачных технологий в УИС. // Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2014. – № 1. – С. 21-26.
5. Похвощев В.Н., Соколовский С.П., Душкин А.В. Способ распознавания вредоносных воздействий на информационную телекоммуникационную систему // Телекоммуникации. – 2011. – №10. – С. 25-28.
6. Кочедыков С.С., Новосельцев В.И., Сумин В.И., Душкин А.В. Оптимизация информационных потоков в системах критического назначения в условиях воздействия на них сторонних сил // Вестник Воронежского института ФСИН России. – 2016. – №4. – С. 67-72.
7. Алексейчук А.Н. Совершенные схемы разделения секрета и конечные универсальные алгебры / А.Н. Алексейчук // Анализ и обработка данных. – 2005.
8. Ващенко Г.В. Вычислительная математика. Основы алгебраической и тригонометрической интерполяции / Г. В. Ващенко // Современные проблемы науки и образования. – 2009. – № 1. – С. 54–55.
9. Лавриненко А.Н. Некоторые элементы концепции активной безопасности в современной криптографии / А.Н. Лавриненко, Н.И. Червяков // Научные ведомости Белгородского государственного университета. Серия: Экономика. Информатика. – 2014. – Т. 30, № 8-1 (179).
10. Мельман В. С. Методы анализа тестов простоты числа / В.С. Мельман, Ю.В. Шабля, Д.В. Кручинин // Электронные средства и системы управления. – 2016. – № 1-2. – С. 54–55.

11. Медведев Н.В. Почти пороговые схемы разделения секрета на эллиптических кривых / Н.В. Медведев, С.С. Титов // Доклады Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. – 2011. – № 1 (23). – С. 91-95.
12. Молдовян А. А. Протоколы с нулевым разглашением секрета и обоснование безопасности схем цифровой подписи / А. А. Молдовян и др. // Вопросы защиты информации. – 2021. – № 4. – С. 6-11.
13. Пьянов С.М. Сравнительный анализ стойкости некоторых классов схем разделения секрета / С.М. Пьянов // Магистерская диссертация по программе «Математическое и программное обеспечение защиты информации». – Москва: МГУ им. Ломоносова, 2021. – 67 с.
14. Парватов Н.Г. Совершенные схемы разделения секрета / Н. Г. Парватов // Прикладная дискретная математика. – 2008. – № 2 (2). – С. 41-47.
15. Червяков Н.И. Новый метод порогового разделения секрета, основанный на системе остаточных классов / Н.И. Червяков, М.А. Дерябин // Информационные технологии. – 2016. – Т. 22, № 3. – С. 211-219.
16. Шенец Н. Н. Об идеальных модулярных схемах разделения секрета в кольцах многочленов от нескольких переменных / Н.Н. Шенец. – 2011. – Режим доступа: <http://elib.bsu.by/handle/123456789/9565>, свободный. – Заглавие с экрана. – (дата обращения 20.03.2023).
17. Шнайер Б. Практическая криптография / Б. Шнайер, Н. Фергюсон – Москва : Диалектика, 2005. – 480 с.

ANALYSIS OF SECRET SHARING SCHEMES FOR SECURING CORPORATE ACCOUNTS IN A DOMAIN STRUCTURE

stud. Fatyanov P.E.¹, prof. Dushkin A.V.^{1,2}

National Research University of Electronic Technology¹
Military Educational and Scientific Center of the Air Forces –
Zhukovskii and Gagarin Air Forces Academy²

This article discusses the different types of secret sharing schemes that can be used to secure corporate accounts in a domain structure. A comparative analysis is also carried out, resulting in the selection of the most effective secret sharing scheme A comparative analysis is also carried out, which results in selecting the most effective secret sharing scheme for securing service accounts in a domain structure.



ВЕРОЯТНОСТНЫЙ МЕТОД ОЦЕНКИ РАЗБОРЧИВОСТИ РЕЧИ

проф. Хорев А.А., преп. Порсев И.С.

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

В статье предложена методика вероятностной оценки разборчивости речи, учитывающая вклад в разборчивость речи всех возможных комбинаций октавных полос и слышимость звуков речи в октавных полосах. На основе экспериментальных исследований, проведенных методом артикуляционных испытаний, оценен вклад в разборчивость речи, как отдельных октавных полос, так и возможных их комбинаций, а также получены зависимости слышимости тональных сигналов на среднегеометрических частотах октавных полос от отношения сигнал/шум. Проведенные артикуляционные испытания разборчивости речи показали высокую сходимость результатов расчетов по методике, в основу которой положен вероятностный метод, с экспериментальными данными.

Защита акустической речевой информации от ее утечки по техническим каналам является одной из важнейших задач обеспечения конфиденциальности переговоров, ведущихся в выделенных помещениях.

В качестве показателя оценки эффективности защиты акустической речевой информации от ее утечки по техническим каналам используется словесная разборчивость речи, под которой понимается относительное количество правильно понятых слов из перехваченного средством акустической разведки разговора.

Наиболее часто для оценки словесной разборчивости речи используется методика, предложенная Железняком Я.И., Макаровым Ю.К. и Хоревым А.А, в основу которой положен форматный метод оценки разборчивости речи [1].

Основным недостатком данной методики является тот факт, что при расчете разборчивости речи учитывается только тот случай, когда оператор услышит звуки речи во всех семи октавных полосах. Учитывая, что при низких отношениях сигнал/шум слышимость звуков речи в октавных полосах носит вероятностный характер, при прослушивании речи могут возникнуть различные комбинации октавных полос, в которых оператор может слышать звуки речи.

Количество комбинаций (сочетаний) октавных полос (N) можно рассчитать по формуле:

$$N = 2^M, \quad (1)$$

где M – количество октавных полос.

С целью оценки вклада различных комбинаций (сочетаний) октавных полос в словесную разборчивость речи были проведены экспериментальные исследования.

При проведении экспериментальных исследований в качестве исходных тестовых речевых сигналов использовались по две артикуляционные таблицы слов для каждого диктора из ГОСТ 16600-72 «Требования к разборчивости речи и методы артикуляционных измерений». В экспериментах было задействовано 4 диктора (2 мужчины и 2 женщины). Дикторы не имели дефектов речи.

Запись исходных тестовых речевых сигналов проводилась в служебном помещении при уровне шума не более 35 – 40 дБ. Запись проводилась с использованием профессионального цифрового диктофона Tascam DR-05X. Режимы записи: 48 кГц, 24 бит, формат записи – wav.

Чтение слов дикторами осуществлялось ровным голосом, четко и без подчеркивания отдельных звуков с постоянным уровнем речи. Дикторы выдерживали постоянный ритм речи на протяжении чтения всей таблицы.

Таким образом, для проведения экспериментальных исследований были получены 8 файлов аудиозаписей, каждая из которых включала по 50 слов.

Для формирования записей слов, содержащих различные сочетания октавных полос, использовалось специальное программное обеспечение, разработанное на языке Visual Studio C++, которое позволяло из спектра речи «вырезать» требуемые октавные полосы.

В качестве примера на рисунке 1 приведены спектры речевых сигналов до и после обработки аудиофайла соответственно.

В качестве аудиторов были привлечены 12 человек (6 мужчин и 6 женщин). Все аудиторы не имели дефектов слуха. Испытания проводились в помещении в нормальных климатических условиях при уровне шума не более 35 – 40 дБ.

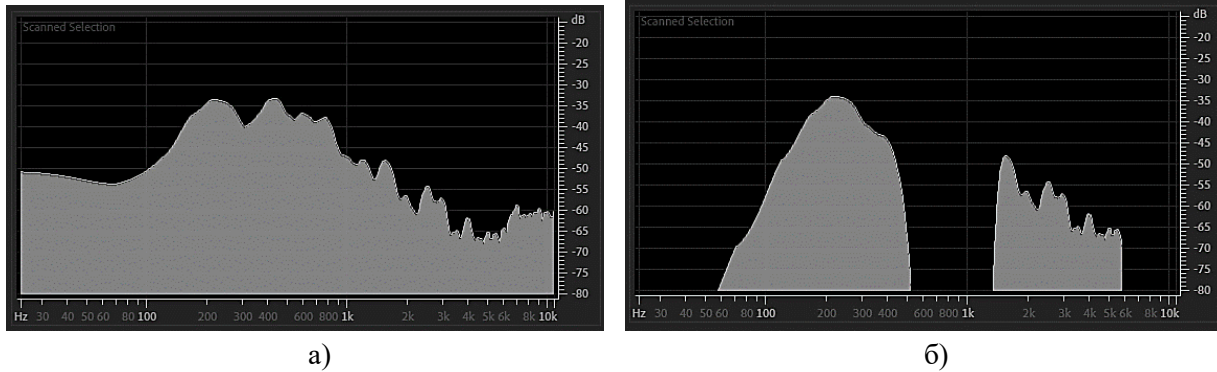


Рисунок 1 – Спектр речевого сигнала: а) – исходный (1 – 7 октавные полосы) ; б) – после специальной обработки (из спектра «вырезаны» 2-я, 5-я и 6-я октавные полосы)

Воспроизведение аудиофайлов производилось в случайном порядке. Прослушивание осуществлялось через головные наушники, подключенные к линейному выходу звуковой карты ПЭВМ. После каждого прослушанного слова аудитор записывал в пустой строке внизу слова, которые услышал. При невозможности разобрать слово поле оставлялось пустым.

После окончания тестирования программа формировала результаты в виде файла, в котором содержалось имя прослушиваемого файла, комбинация октавных полос (диапазоны частот) и результаты прослушивания.

Количество комбинаций октавных полос, рассчитанное по формуле (1), составило 128. Однако в ходе экспериментов было выявлено, что 1-я и 7-я октавные полосы мало влияют на разборчивость речи. Их учет приводит к увеличению показателя разборчивости речи не более, чем на 0,1% независимо от используемой комбинации, что подтверждено в рекомендациях Международного союза электросвязи, согласно которым измерение эффективного спектра речи производится в диапазоне частот от 300 до 3400 Гц.

Поэтому при экспериментальных исследованиях исследовались только комбинации октавных полос со 2-й по 6-ю. В результате расчетов количество комбинаций составило 32.

Результаты экспериментальных исследований вклада комбинаций октавных полос в общую разборчивость речи приведены в таблице 1 [2].

Таблица 1

Словесная разборчивость, рассчитанная по результатам артикуляционных испытаний

Обозначение сочетания A_j	Включаемые октавные полосы Δf_i	Вероятность распознавания слов $P(W A_j)$	Обозначение сочетания A_j	Включаемые октавные полосы Δf_i	Вероятность распознавания слов $P(W A_j)$
A_0	\emptyset	0	A_{16}	$\Delta f_2 U \Delta f_3 U \Delta f_4$	0,668
A_1	Δf_2	0,006	A_{17}	$\Delta f_2 U \Delta f_3 U \Delta f_5$	0,864
A_2	Δf_3	0,082	A_{18}	$\Delta f_2 U \Delta f_3 U \Delta f_6$	0,811
A_3	Δf_4	0,149	A_{19}	$\Delta f_2 U \Delta f_4 U \Delta f_5$	0,882
A_4	Δf_5	0,132	A_{20}	$\Delta f_2 U \Delta f_4 U \Delta f_6$	0,890
A_5	Δf_6	0,066	A_{21}	$\Delta f_2 U \Delta f_5 U \Delta f_6$	0,705
A_6	$\Delta f_2 U \Delta f_3$	0,302	A_{22}	$\Delta f_3 U \Delta f_4 U \Delta f_5$	0,889
A_7	$\Delta f_2 U \Delta f_4$	0,435	A_{23}	$\Delta f_3 U \Delta f_4 U \Delta f_6$	0,887
A_8	$\Delta f_2 U \Delta f_5$	0,527	A_{24}	$\Delta f_2 U \Delta f_5 U \Delta f_6$	0,901
A_9	$\Delta f_2 U \Delta f_6$	0,313	A_{25}	$\Delta f_4 U \Delta f_5 U \Delta f_6$	0,906
A_{10}	$\Delta f_3 U \Delta f_4$	0,448	A_{26}	$\Delta f_2 U \Delta f_3 U \Delta f_4 U \Delta f_5$	0,934
A_{11}	$\Delta f_3 U \Delta f_5$	0,781	A_{27}	$\Delta f_2 U \Delta f_3 U \Delta f_4 U \Delta f_6$	0,917
A_{12}	$\Delta f_3 U \Delta f_6$	0,692	A_{28}	$\Delta f_2 U \Delta f_3 U \Delta f_5 U \Delta f_6$	0,926
A_{13}	$\Delta f_4 U \Delta f_5$	0,781	A_{29}	$\Delta f_2 U \Delta f_4 U \Delta f_5 U \Delta f_6$	0,927
A_{14}	$\Delta f_4 U \Delta f_6$	0,732	A_{30}	$\Delta f_3 U \Delta f_4 U \Delta f_5 U \Delta f_6$	0,940
A_{15}	$\Delta f_5 U \Delta f_6$	0,675	A_{31}	$\Delta f_2 U \Delta f_3 U \Delta f_4 U \Delta f_5 U \Delta f_6$	1,000

Анализ данных, представленных в таблице 1, показывает, что словесная разборчивость речи составляет:
 в одной октавной полосе – от 0,6 до 14,9%;
 в двух комбинациях октавных полос – от 30,2 до 78,1%;
 в трех комбинациях октавных полос – от 66,8 до 90,6%;

СЕКЦИЯ № 6. Защита информации, в т.ч. кодирование, и информационная безопасность.

в четырех комбинациях октавных полос – от 91,7 до 94,0%;
в пяти октавных полосах (со 2-й по 6-ю) – 100%, что подтверждает предположение о незначительном вкладе 1-й и 7-й полос в словесную разборчивость речи

Далее были проведены экспериментальные исследования слышимости человеком акустических сигналов в различных октавных полосах.

В качестве тестовых сигналов использовались тональные сигналы на среднегеометрических частотах.

Исследования слышимости сигналов проводились в 3 этапа:

на первом этапе формировались записи смешанных тональных и шумовых сигналов с заданным отношением сигнал/шум в октавных полосах;

на втором этапе осуществлялась корректировка полученных записей в аудиоредакторе Adobe Audition CS 2019 (далее – Audition);

на третьем этапе осуществлялось прослушивание аудиторами полученных записей.

Все записи и измерения проводились в помещении с максимальным уровнем шума 35 дБ.

Формирование записей смешанных тональных и шумовых сигналов с заданным отношением сигнал/шум в октавных полосах с использованием генератора сигналов «Agilent 33210A», генератора шума «Agilent 33521A», микшера «Behringer MX 400 Micromix» и акустической системы «Прибой». Запись сигналов осуществлялась на цифровой диктофон «Tascam DR-05X». Режим записи: 48 кГц, 24 бит, формат записи – wav.

Для каждого тонального сигнала были получены по 6 аудиозаписей тестовых зашумленных сигналов при отношениях сигнал/шум от – 20 дБ до 5 дБ с шагом 5 дБ длительностью по 15 секунд. Также для каждой октавной полосы для тех же условий были получены по 10 аудиозаписей шума длительность по 15 секунд.

Корректировка полученных записей в аудиоредакторе Audition заключалась в приведении их к форме: «тишина (5 сек.)» – «шум (5 сек.)» – «тишина (5 сек.)» – «сигнал + шум (15 сек.)».

В качестве аудиторов были привлечены 12 человек (6 мужчин и 6 женщин). Все аудиторы не имели дефектов слуха.

Записи прослушивались аудиторами через головные наушники, подключаемые к линейному выходу звуковой карты ПЭВМ. При прослушивании каждой аудиозаписи аудитор отмечал, слышит ли он тональный сигнал, или нет. Для каждого аудитора рассчитывалось отношение правильно услышанных сигналов к общему их количеству для каждого отношения сигнал/шум и каждой полосы. Далее эти результаты усреднялись по всем аудиторам.

Результаты экспериментальных исследований слышимости тональных сигналов представлены таблице 2 [2].

Таблица 2

Вероятность слышимости тональных сигналов при различном отношении сигнал/шум

Частоты третьоктавных полос	Вероятность слышимости тональных сигналов при различном отношении сигнал/шум, дБ					
	– 20	– 15	– 10	– 5	0	5
200	0,0	0,07	0,20	0,47	0,82	1,0
250	0,0	0,10	0,23	0,48	0,76	1,0
315	0,01	0,14	0,31	0,56	0,89	1,0
400	0,09	0,45	0,73	0,86	0,99	1,0
500	0	0,39	0,75	0,90	1,0	1,0
630	0,07	0,49	0,81	0,96	1,0	1,0
800	0	0,12	0,39	0,78	0,99	1,0
1000	0	0,18	0,42	0,67	0,87	1,0
1250	0	0,07	0,36	0,65	0,93	1,0
1600	0,02	0,19	0,37	0,81	0,97	1,0
2000	0	0,09	0,32	0,87	0,99	1,0
2500	0	0,14	0,49	0,88	1,0	1,0
3150	0,11	0,34	0,87	0,96	1,0	1,0
4000	0,04	0,38	0,89	1,0	1,0	1,0
5000	0,1	0,37	0,84	0,97	1,0	1,0

Анализ данных, представленных в таблице 2, показал, что зависимость вероятности слышимости тональных сигналов в октавной полосе $P(\Delta f_i)$ от отношения сигнал/шум (q_i) может быть аппроксимирована функцией:

$$P(\Delta f_i) \approx \Phi(Q_{1,i} \cdot q_i - Q_{2,i}), \tag{1}$$

где $\Phi(x) \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \cdot \int_{-\infty}^x \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) \cdot dt$ – интеграл вероятности;

q_i – отношение сигнал/шум в i -й октавной полосе, дБ;

Δf_i – ширина i -й октавной полосы, Гц;

$Q_{1,i}$ и $Q_{2,i}$ – коэффициенты, значения которых приведены в таблице 3 [2].

Таблица 3

Значения коэффициентов аппроксимации и достоверности аппроксимации для вероятности обнаружения тонального сигнала в октавных полосах

Номер октавной полосы	Коэффициент аппроксимации Q_1	Коэффициент аппроксимации Q_2	Достоверность аппроксимации R^2
2	0,16	0,71	0,997
3	0,20	- 0,74	0,998
4	0,17	0,30	1,000
5	0,22	0,18	0,998
6	0,27	- 1,04	0,999

Расчет значений коэффициентов $Q_{1,i}$ и $Q_{2,i}$ проводился с использованием разработанной программы, написанной на языке программирования Python 3.5.

Выбор значений коэффициентов $Q_{1,i}$ и $Q_{2,i}$ проведен из условия, при котором достоверность аппроксимации (R^2), рассчитанной по формуле (2) [2], была максимальной, то есть $\{ Q_{1,i}; Q_{2,i} \} \rightarrow \max R^2$:

$$R_i^2 = 1 - \frac{\sum_{j=1}^N [P(\Delta f_i)_j - P_s(\Delta f_i)_j]^2}{\sum_{j=1}^N [P_s(\Delta f_i)_j]^2 - \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N [P_s(\Delta f_i)_j]^2}, \tag{2}$$

где $P(\Delta f_i)_j$ – вероятность того, что аудитор услышит тональный сигнал в i -й октавной полосе на среднегеометрической частоте при j -м отношении сигнал/шум, рассчитанная по формуле (1);

$P_s(\Delta f_i)_j$ – вероятность того, что аудитор услышит тональный сигнал в i -й октавной полосе на среднегеометрической частоте при j -м отношении сигнал/шум, полученная экспериментально;

N – количество значений отношений сигнал/шум для которых проводились экспериментальные исследования (в нашем случае $N = 6$).

На основе проведенных экспериментальных исследований авторами предложен метод (способ) вероятностной оценки (измерения) разборчивости [3].

В соответствие с данным методом расчет словесной разборчивости речи проводится в следующей последовательности [2]:

1) Измеряются уровни информативного сигнала и шума и рассчитываются отношения сигнал/шум (q_i) в каждой из пяти октавных полос (Δf_i) в диапазоне частот от 180 до 5600 Гц.

2) Рассчитывается вероятность слышимости звуков речи $P(\Delta f_i)$ в каждой из пяти октавных полос по формуле (1).

3) Рассчитываются вероятности каждой из 32-х комбинаций октавных полос A_j , в которых оператор может услышать звуки речи $P(A_j)$:

$$P(A_j) = \prod_{i=1}^M B_i, \tag{3}$$

где $B_i = P(\Delta f_i)$ – вероятность наступления события, при котором в комбинации A_j оператор услышит звуки речи в i -я октавной полосе;

$B_i = 1 - P(\Delta f_i)$ – вероятность наступления события, при котором в комбинации A_j оператор не услышит звуки речи в i -я октавной полосе.

4) Для каждой комбинации A_j рассчитывается словесная разборчивость речи W_j при условии, что оператор услышит звуки речи в A_j комбинации, по формуле:

$$W_j = P(A_j) \cdot P(W | A_j), \quad (4)$$

где $P(W|A_j)$ – вероятность того, что оператор правильно распознает все слова текста при условии, что он услышит звуки речи в A_j комбинации (значения $P(W|A_j)$ приведены в таблице 1).

5) Рассчитывается словесная разборчивость речи W по формуле:

$$W_c = \sum_{j=1}^N W_j, \quad (5)$$

где N – количество сочетаний (комбинаций) октавных полос ($N = 2^M = 2^5 = 32$);

M – количество октавных полос ($M = 5$).

С целью проверки достоверности расчетов по методике, в основу которой положен вероятностный метод, были проведены экспериментальные исследования словесной разборчивости речи методом артикуляционных испытаний.

При проведении экспериментальных исследований в качестве исходных тестовых речевых сигналов использовались по две артикуляционные таблицы слов на каждого диктора из ГОСТ 16600-72 «Требования к разборчивости речи и методы артикуляционных измерений». В экспериментах было задействовано 4 диктора. Всего было получено 8 аудиозаписей, в каждой из которой содержалось по 50 слов.

Для формирования шумовых сигналов (в качестве шума использовался «белый» шум) и их смешения с исходными тестовыми речевыми сигналами использовалось специальное программное обеспечение Audition.

Для проведения экспериментальных исследований были получены аудиозаписи тестовых зашумленных сигналов при отношениях сигнал/шум от -20 дБ до $+10$ дБ с шагом 5 дБ. Для каждой аудиозаписи было проведено измерение отношений сигнал/шум в октавных полосах.

В качестве аудиторов привлекались 12 человек (6 мужчин и 6 женщин). Все аудиторы не имели дефектов слуха.

Прослушивание аудиторами аудиозаписей зашумленных тестовых речевых сигналов осуществлялось через головные наушники, подключаемые к линейному выходу звуковой карты ПЭВМ.

После окончания тестирования программа автоматически рассчитывала среднее количество правильно распознанных слов (для всех слов и для всех аудиторов).

Проведенный анализ данных экспериментальных исследований показал, что зависимость словесной разборчивости речи от отношения сигнал/шум может быть аппроксимирована функцией [2]:

$$W_s \approx \Phi(0,14 \cdot q - 1,33), \quad (6)$$

где W_c – словесная разборчивость речи;

q – интегральное отношение сигнал/шум, дБ.

Результаты словесной разборчивости речи по методике, в основу которой положен вероятностный метод, по методике, в основу которой положен формантный метод, и результатами экспериментальных исследований приведены на рисунке 2.

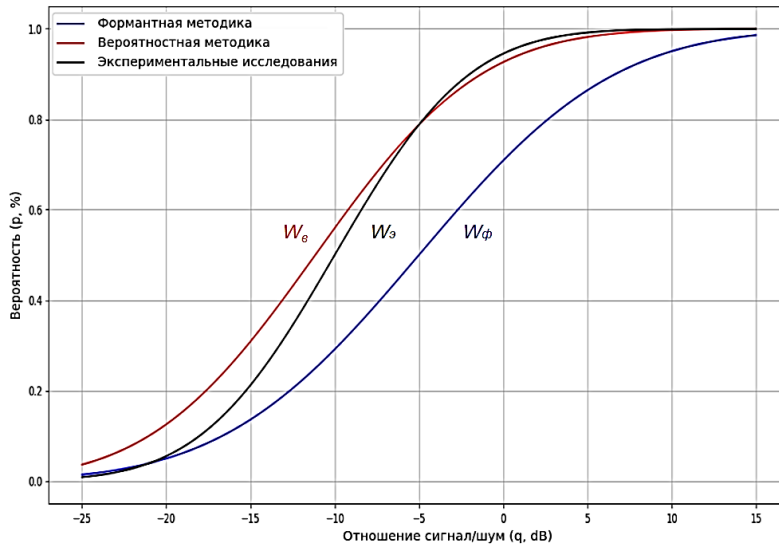


Рисунок 2 – Графики зависимости словесной разборчивости речи (W) от отношения сигнал/шум (q), полученные: W_ϵ – по результатам расчетов по методике, в основу которой положен вероятностный метод; W_ϕ – по результатами расчетов по методике, в основу которой положен формантный метод; W_ϵ – по результатам артикуляционных испытаний

Анализ полученных графиков (рисунок 2) показывает высокую сходимость результатов расчетов по методике, в основу которой положен вероятностный метод, с экспериментальными данными. Разница между рассчитанными и экспериментальными значениями возможно объясняется тем, что при проведении испытаний некоторые слова, включенные в артикуляционные таблицы, были труднораспознаваемыми, даже при высоких отношениях сигнал/шум, что повлияло на результаты испытаний.

Словесная разборчивость речи, рассчитанная по методике, в основу которой положен формантный метод, существенно ниже, чем полученная по результатам экспериментальных исследований и методике, в основу которой положен вероятностный метод.

Учитывая, что при защите информации занижение возможностей средств акустической разведки противника может привести к утечке речевой информации, разработанная методика может быть использована для оценки эффективности защиты акустической речевой информации от ее утечки по техническим каналам, так как дает более высокие значения разборчивости речи, по сравнению с используемой в настоящее время методикой, в основу которой положен формантный метод.

Литература

1. Железняк, В.К., Макаров Ю.К., Хорев А.А. Некоторые методические подходы к оценке эффективности защиты речевой информации// Специальная техника. – М.: 2000. – № 4 – С. 39 – 45.
2. Хорев А.А., Порсев И.С. Методика вероятностной оценки разборчивости речи //Защита информации. Инсайд. – С. Петербург: 2020. – № 2 – С. 44 – 52.
3. Способ измерения разборчивости речи: пат. 2748934 Рос. Федерация: МПК G10L 15/02. Хорев А.А., Порсев И.С.; заявитель и патентообладатель НИУ МИЭТ. – № 2020134040; заявл. 16.10.2020; опубл. 01.06.2021.

PROBABILISTIC METHOD FOR ASSESSING SPEECH INTELLIGIBILITY

prof. Horev A.A., teac. Porsev I.S.

National Research University of Electronic Technology

The article proposes a probabilistic method for assessing speech intelligibility, taking into account the contribution to speech intelligibility of all possible combinations of octave bands and the audibility of speech sounds in octave bands. On the basis of experimental studies conducted by the method of articulation tests, the contribution to speech intelligibility of both individual octave bands and their possible combinations was evaluated, and was obtained the dependences of the audibility of tonal signals at the average geometric frequencies of octave bands from the signal-to-noise ratio. Articulation tests of speech intelligibility were carried out and showed high convergence of the results of calculations using the method based on the probabilistic method with experimental data.

СРАВНИТЕЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ИНТЕРПОЛЯЦИИ ПРИ ВОССТАНОВЛЕНИИ ПОТЕРЯННЫХ ОТСЧЕТОВ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА

ст. преп. Царёв М.Г., студ. Ипастова Н.А.

Ульяновский государственный технический университет

Статья посвящена выявлению наиболее эффективного алгоритма интерполяции сигналов, который будет минимизировать погрешность результатов. Авторами были проведены сравнительные исследования таких методов интерполяции, как кусочно-постоянная, кусочно-линейная, кусочно-квадратичная и интерполяция многочленом Лагранжа третьей степени. Актуальность данной работы в использовании современной и универсальной среды технических расчетов, доступной в освоении, как студентам, так и учёным. В ходе исследования лучшего всего свою результативность показали методы с использованием кусочно-квадратичной функции и многочленом Лагранжа третьей степени, именно они наиболее точно восстанавливают потерянные отсчеты сигнала.

Введение

Задачи интерполяции в достаточно общей форме можно сформулировать так. Пусть на отрезке $[a, b]$ известны значения функции $f(x)$ и, возможно, некоторых производных лишь в точках $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$ (все перечисленные величины называются исходными данными, а точки $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$ – узлами интерполяции). Требуется найти приближенно значение функции $f(x)$ и, возможно, значения некоторых её производных в точках x , лежащих между узлами $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$. Это и есть основная задача интерполяции. То есть необходимо по исходным данным построить такую интерполяционную функцию $\tilde{f}(x)$, чтобы её значения в узлах интерполяции совпали с заданной точностью с данными значениями $f(x)$, а в остальных точках отрезка были бы близки к неизвестным значениям функции $f(x)$.

Если $\tilde{f}(x)$ ищется только на отрезке $[a, b]$ – то это задача интерполяции, а если за пределами первоначального отрезка, то это задача экстраполяции.

Теоретическую возможность построения такой функции $\tilde{f}(x)$ дают известные результаты по теории аппроксимации, суть которых состоит в следующем.

Пусть $y = f(x)$ задана таблицей значений (результатами эксперимента):

x	x_0	x_1	x_2	...		x_n
y	y_0	y_1	y_2	...		y_n

$$y_k = f(x_k), x_0 < x_1 < x_2 \dots < x_n.$$

Тогда данная функция $f(x)$ непрерывна на отрезке $[a, b]$, то её можно с любой точностью аппроксимировать многочленами, а также другими функциями достаточно простой структуры: кусочно-постоянными, кусочно-линейными и т.п. [1]

Если функция $f(x)$ интерполируется на отрезке $[a, b]$ с помощью единого многочлена для всего отрезка, то такую интерполяцию называют глобальной. В случае локальной интерполяции на каждом интервале $[x_i, x_{i+1}]$ строится отдельный интерполяционный полином невысокой степени. [3]

Для сравнительного исследования различных видов интерполяции был проведен эксперимент. Был синтезирован дискретный сигнал, из которого случайным образом было выброшено некоторое количество отсчетов. Полученный «битый» сигнал подвергнулся интерполяции разных типов.

На рисунках далее чёрными точками отображаются нетронутые отсчеты исходного сигнала, кружками отображаются значения сигнала, которые были удалены, а звездочками – отсчёты, полученные с помощью интерполяции. Серыми столбиками показана разница между получившимися узлами функции и изначально заданными значениями. Справа на рисунках приведен увеличенный фрагмент левого графика.

Интерполяция кусочно-постоянной функцией

Такую интерполяцию называют нулевого порядка. Здесь интерполяционная функция $\tilde{f}(x)$ на отрезке $[x_0, x_n]$ определяется формулой

$$\tilde{f}(x) = \begin{cases} y_k, & \text{если } x = x_k; \\ \frac{y_k + y_{k+1}}{2}, & \text{если } x_k < x < x_{k+1}. \end{cases}$$

По сути, если неизвестный нам отсчёт находится между двух соседних известных отсчётов, то его значение будет равняться среднему арифметическому этих отсчётов.

Из полученного графика (рисунок 1) видно, что если в сигнале пропущены подряд несколько отсчётов, то первый из пропущенных вычисляется по заданной формуле, а последующие повторяют его значение. Из-за этого можно наглядно наблюдать большую погрешность полученных результатов. Использование данного метода целесообразно, если изначальный сигнал имеет достаточно простую форму.

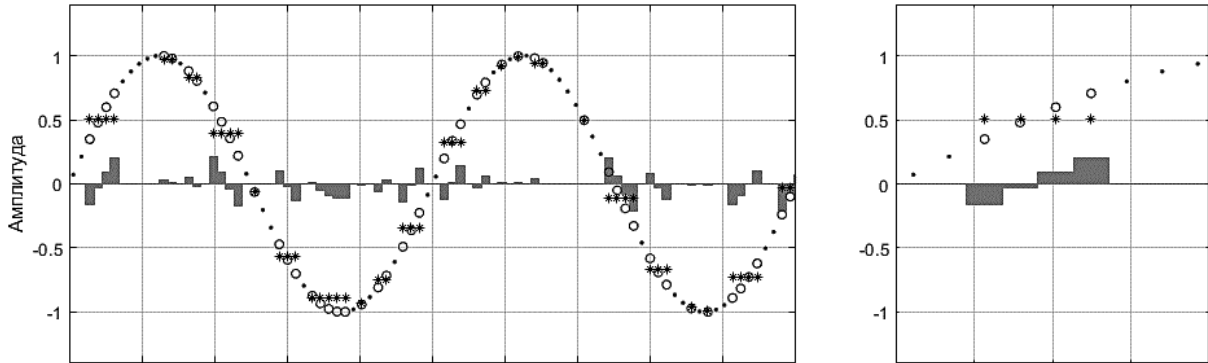


Рисунок 1 – График для интерполяции кусочно-постоянной функцией.

Интерполяция кусочно-линейной функцией

Простейшим и часто используемым видом локальной интерполяции является линейная или кусочно-линейная интерполяция. Она заключается в том, что узловые точки соединяются отрезками прямых, то есть составляется полином первой степени.

Интерполяционная функция $\tilde{f}(x)$ на отрезке $[x_0, x_n]$ определяется формулой

$$\tilde{f}(x) = y_k + \frac{y_{k+1} - y_k}{x_{k+1} - x_k} (x - x_k), \text{ если } x_k \leq x \leq x_{k+1} . \tag{1}$$

Кусочно-линейная функция графически представляет собой ломанную линию, соединяющую точки $(x_0; y_0), (x_1; y_1), \dots, (x_n; y_n)$.

Для написания формулы (1) воспользовались уравнением прямой, проходящей через точки $A(x_k; y_k)$ и $B(x_{k+1}; y_{k+1})$. Кусочно-линейная интерполяция даёт более полную информацию о функции $f(x)$, в частности, о её графике (рисунок 2). На практике такой интерполяцией пользуются значительно чаще, например, при решении дифференциальных уравнений (метод Эйлера). [1]

При использовании кусочно-линейной интерполяции сначала нужно определить интервал, в который попадает значение x , а затем подставить его в формулу, используя коэффициенты для данного интервала. [3]

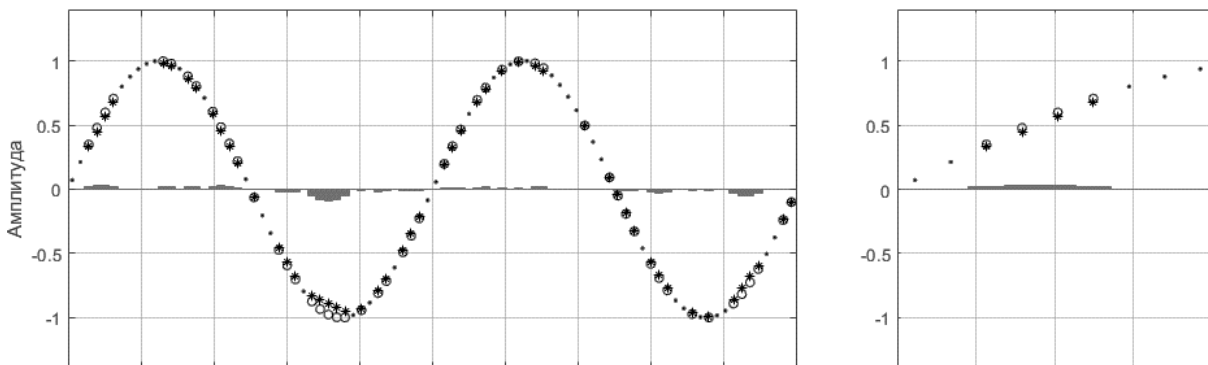


Рисунок 2 – График интерполяции кусочно-линейной функцией.

Из полученного графика видно, что в отличие от предыдущего метода, отсчёты сигнала, которые были пропущены подряд уже не повторяют друг друга, отчасти поэтому результаты имеют гораздо меньшую погрешность вычислений. Помимо этого, сами отсчёты сигнала, полученные интерполяционным методом, гораздо ближе к изначальным значениям сигнала.

Интерполяция кусочно-квадратичной функцией

Здесь интерполяционная кусочно-квадратичная функция $\tilde{f}(x)$ на отрезке $[x_0, x_n]$ определяется формулой

$$\tilde{f}(x) = \frac{(x - x_k)(x - x_{k+1})}{(x_{k-1} - x_k)(x_{k-1} - x_{k+1})} y_{k-1} + \frac{(x - x_{k-1})(x - x_{k+1})}{(x_k - x_{k-1})(x_k - x_{k+1})} y_k + \frac{(x - x_{k+1})(x - x_k)}{(x_{k+1} - x_{k-1})(x_{k+1} - x_{k+1})},$$

если $x_{k-1} \leq x \leq x_{k+1}, k = 1, 3, 5, \dots, n - 1$.

При получении интерполяционной функции каждые три точки: $(x_0; y_0), (x_1; y_1), (x_2; y_2)$ далее $(x_2; y_2), (x_3; y_3), (x_4; y_4)$ и т.д. соединяются параболической кривой $y = ax^2 + bx + c$. [1]

С практической точки зрения кусочно-квадратичная интерполяция для решения многих задач оказывается наиболее удобной, так как является достаточно простой для расчетов и даёт, как правило, очень малую погрешность.

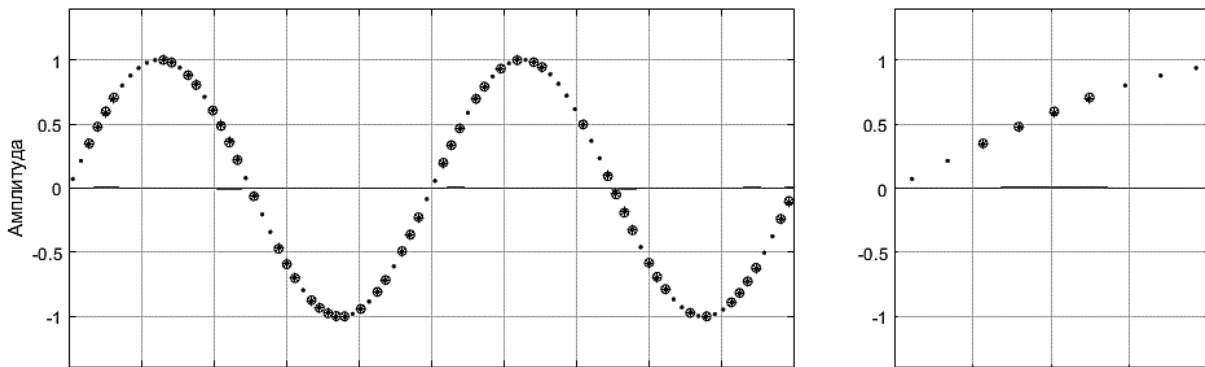


Рисунок 3 – График интерполяции кусочно-квадратичной функцией.

Из полученного графика (рисунок 3) видно, что интерполяция квадратичной функцией справляется с восстановлением пропущенных отсчётов гораздо эффективнее, некоторые из полученных значений практически с нулевой погрешностью совпадают с изначальными значениями функции.

Интерполяция многочленом n-й степени – полиномом Лагранжа

В общем курсе высшей математики показывается, что существует единственный многочлен n-й степени, принимающий в точках $x_0, x_1, x_2, \dots, x_n$ заданные значения $y_0, y_1, y_2, \dots, y_n$.

Записать такой многочлен можно разными формулами (каждая из них может оказаться более удобной в той или иной ситуации).

Формула многочлена Лагранжа имеет вид:

$$y_n(x) = \frac{(x - x_1)(x - x_2) \dots (x - x_n)}{(x_0 - x_1)(x_0 - x_2) \dots (x_0 - x_n)} y_0 + \frac{(x - x_0)(x - x_2) \dots (x - x_n)}{(x_1 - x_0)(x_1 - x_2) \dots (x_1 - x_n)} y_1 + \dots + \frac{(x - x_0)(x - x_1) \dots (x - x_{n-1})}{(x_n - x_0)(x_n - x_1) \dots (x_n - x_{n-1})} y_n.$$

Покажем, что формула является интерполяционным полиномом.

Пусть $x = x_0$, тогда все члены, кроме первого, обращаются в ноль, а числитель и знаменатель в первом члене сокращаются, в результате чего $y_n(x_0) = y_0$. При $x = x_1$ второй член выражения равен y_1 , а все остальные обращаются в ноль и т.д.

Таким образом, справедливым являются следующие равенства: $y_n(x_0) = y_0, y_n(x_1) = y_1, \dots, y_n(x_n) = y_n$.

Равенства означают, что формула Лагранжа является интерполяционной. Из этой формулы так же очевидно, что многочлен, полученный по формуле, будет степени не выше n .

Отметим, что стоящий перед y_k множитель будет равен 1, если $x = x_k$, и 0, если $x = x_j, j \neq k$. Это условие означает, что множитель равен нулю при каждом x кроме x_k . То есть $x_0, x_1, \dots, x_{k-1}, x_{k+1}, \dots, x_n$

корни этого множителя. Отсюда получаем, что $\tilde{f}(x_k) = y_k$. Таким образом степень $y_n(x)$ равна n и при $x \neq x_j$ обращаются в ноль все слагаемые суммы, кроме слагаемого с номером k , равного y_k .

Фактически степень интерполяционного многочлена можно выяснить после раскрытия скобок и приведения подобных членов.

Достоинство формулы состоит в том, что она пригодна для случая постоянного и переменного шага изменения аргумента x , то есть как для равноотстоящих, так и для не равноотстоящих узлов.

Погрешность интерполяции методом Лагранжа зависит от свойств функции, от расположения узлов интерполяции и точки x . Полином Лагранжа имеет малую погрешность при небольших значениях n ($n < 20$). При больших значениях n погрешность начинает расти, что свидетельствует о том, что метод Лагранжа не сходится.

Многочлен Лагранжа в явном виде содержит значения функции в узлах интерполяции, поэтому он удобен, когда значения функции меняются, а узлы интерполяции неизменны. Существенным недостатком формулы Лагранжа является то, что результаты предыдущих вычислений теряются, если добавляется или убирается хотя бы одно значение $y(x)$ и вычисление приходится проводить заново.

Так же стоит отметить, что кусочно-линейная и кусочно-квадратичная локальные интерполяции являются частными случаями интерполяции многочленом Лагранжа. [2][4]

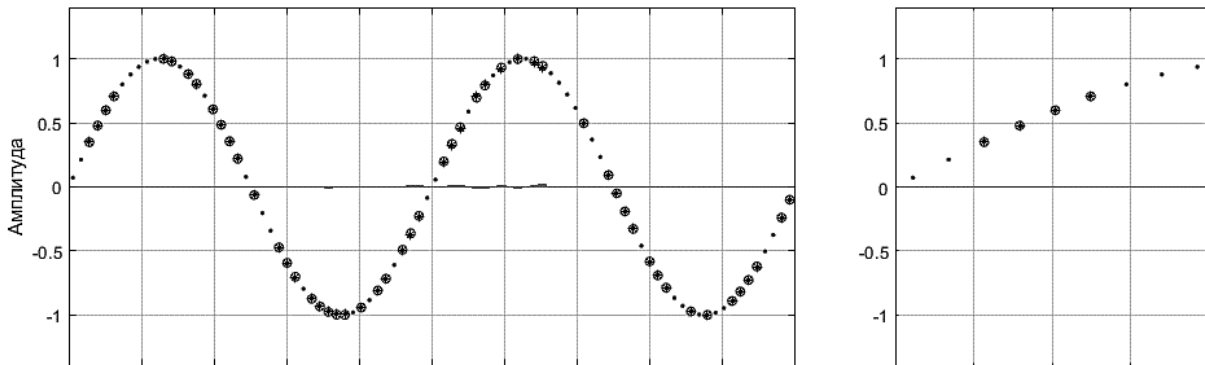


Рисунок 4 – Интерполяция полиномом Лагранжа третьей степени.

Из полученного графика (рисунок 4) видно, что интерполяция полиномом Лагранжа дала очень точный результат, отсчёты сигнала были восстановлены практически без погрешностей. Однако существенного улучшения по сравнению с применением интерполяции кусочно-квадратичной функцией для данного вида зависимости не наблюдается.

Из всех полученных восстановленных разными способами отсчётов сигналов видно, что наилучший эффект достигается при использовании интерполяции кусочно-квадратичной функцией или полиномом Лагранжа третьей степени. Самый худший результат даёт интерполяция кусочно-постоянной функцией.

Однако стоит понимать, что каждый из видов интерполяции может проявлять себя как с худшей, так и с лучшей стороны в зависимости от вида сигнала и с какой точностью требуется восстановить потерянные отсчёты.

Литература

1. Данилов А.М. Интерполяция, аппроксимация, оптимизация: анализ и синтез сложных схем: моногр. / А.М. Данилов, И.А. Гарькина. – Пенза: ПГУАС, 2014. – 168 с.
2. Половко А.М. Интерполяция. Методы и компьютерные технологии их реализации. / А.М. Половко, П.Н. Бутусов. – СПб.: БХВ-Петербург, 2004. – 320 с.
3. Иванова Т.В. Численные методы в оптике. Учебное пособие. / Т.В. Иванова. – СПб.: Университет ИТМО, 2017. – 84 с.
4. Волков Е.А. Численные методы. Учебное пособие для вузов. / Е.А. Волков. – Москва: Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1987. – 248 с.

**COMPARATIVE STUDY OF INTERPOLATION ALGORITHMS
FOR RECOVERY LOST DIGITAL SIGNAL SAMPLES**

teach. asst. M. Tsaryov, stud. N. Ipastova

Ulyanovsk State Technical University

The article is devoted to identifying the most accurate definition of the signal interpolation algorithm, which allows you to accurately determine the error of the results. The authors carried out comparative studies of interpolation methods such as mean-constant, linear, quadratic and polynomial Lagrange interpolation of the third degree. The relevance of this work is determined in a modern and universal environment for technical calculations, available for development, both students and scientists. In the course of the study, methods began to be used using a quadratic function and a Lagrange polynomial of the third degree. It is with their application that the lost signal samples can be most accurately restored.



ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭФФЕКТИВНОСТИ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОЙ ИНФОРМАЦИИ ОТ УТЕЧКИ ПО АКУСТООПТИЧЕСКОМУ КАНАЛУ

проф. Хорев А.А., студ. Гусев А.Д., инж. Чернигин О.С.

Национальный исследовательский университет «МИЭТ»

В статье приведены описание и результаты экспериментальных исследований оценки эффективности защиты речевой информации от утечки по акустооптическому каналу при лазерном зондировании оконных стекол двумя различными методиками. Экспериментальные исследования проводились в два этапа. На первом этапе контроль эффективности защиты информации проводился с использованием лазерного доплеровского виброметра, а на втором этапе – с использованием виброметра. Анализ полученных результатов показал, что при лазерном зондировании оконных стекол словесная разборчивость речи близка к единице; при зашумлении оконных стекол словесная разборчивость не превышает нескольких процентов, что подтверждает высокую эффективность систем виброакустической защиты; результаты оценки эффективности защиты оконных стекол от утечки речевой информации по акустооптическому каналу при контроле с использованием лазерного доплеровского виброметра хорошо коррелируются с результатами оценки при контроле с использованием обычного виброметра.

Одним из наиболее опасных технических каналов утечки акустической речевой информации из выделенных помещений (ВП), позволяющим перехватывать речевую информацию из-за пределов контролируемой зоны объекта, является акустооптический технический канал утечки информации [1].

Перехват акустической речевой информации по акустооптическому каналу осуществляется с использованием лазерных систем акустической речевой разведки (ЛСАРР) путем лазерного «зондирования» отражающих поверхностей, например, оконных стекол, оконных штор, жалюзи или различных предметов, установленных в ВП [2].

Для защиты речевой информации от утечки по акустооптическому каналу используются системы виброакустической защиты (СВАЗ).

Целью данной работы является оценка эффективности защиты оконных стекол от утечки речевой информации по акустооптическому каналу при использовании СВАЗ.

Для проведения экспериментальных исследований был создан лабораторный испытательный стенд (рисунок 1а), в состав которого входили: 1 – подкатная стойка CP-022-02 ESD; 2 – лазерный доплеровский виброметр PDV-100; 3 – шумомер-вибромер «Экофизика-110А»; 4 – акустическая колонка «Behringer EUROLIVE B208D»; 5 – генератор сигналов AGILENT 33210A; 6 – ноутбук. На подкатной стойке CP-022-02 ESD был закреплен двухкамерный стеклопакет с установленными на его внутреннем стекле виброизлучателями СВАЗ (рисунок 1б).

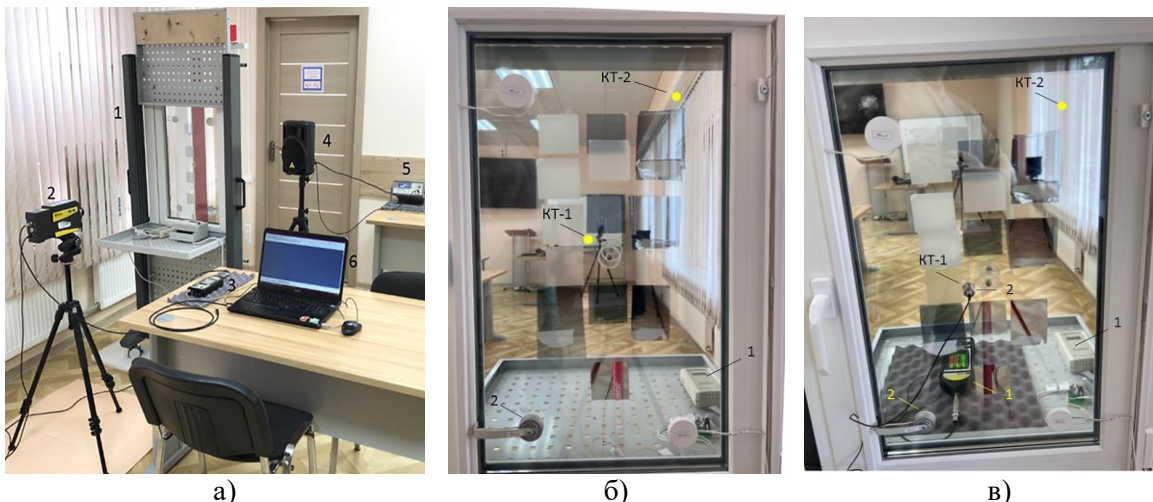


Рисунок 1 – Лабораторный стенд: а) внешний вид стенда; б) и в) внешний вид двухкамерного стеклопакета с установленными на его внутреннем стекле виброизлучателями системы активной защиты: 1 – генератор шума СВАЗ «Камертон-3»; 2 – виброизлучатель «ВП-4» СВАЗ «Камертон-3»

В качестве показателя эффективности защиты речевой информации использовалась словесная разборчивость речи (W).

Экспериментальные исследования проводились в два этапа.

На **первом этапе** контроль эффективности защиты информации проводился с использованием лазерного доплеровского виброметра (ЛДВ) «Polytec PDV-100» и шумомера-виброметра «ЭКОФИЗИКА 110А», а на **втором этапе** – с использованием вибропреобразователя AP2098 и шумомера-виброметра «ЭКОФИЗИКА 110А».

Методика экспериментальных исследований на первом этапе заключалась в следующем:

1) Лазерный доплеровский виброметр PDV-100 устанавливался на расстоянии 5 м от оконной поверхности стенда с внешней стороны. Производилась юстировка и фокусировка оптической системы виброметра так, чтобы приемник оптического сигнала принимал отраженное излучение от внутреннего стекла стеклопакета. Измерения проводились в двух точках. Первая точка (КТ–1) расположена в центре оконного стекла стеклопакета, а вторая (КТ– 2) – в правом верхнем углу (см. рисунок 1б).

2) Шумомер-виброметр «Экофизика-110А» подключался к линейному выходу ЛДВ PDV-100.

3) Акустическая колонка устанавливалась на 1 м от внутренней стороны оконной поверхности. С генератора сигналов на вход колонки подавался тестовый сигнал типа «белый шум». На расстоянии 1 м от звуковой колонки устанавливался микрофон с подключенным к нему шумомером.

4) Включался генератор тестового акустического сигнала и устанавливался максимальный уровень громкости тестового сигнала.

5) Проводились измерение уровней тестового сигнала в 7-ми октавных полосах (L_{ui} , дБ).

6) Проводились измерение уровней вибрационных сигналов на выходе лазерного виброметра в 7-ми октавных полосах (V_{ui} , дБ).

6) Генератор тестового акустического сигнала выключался и проводились измерения уровней вибрационных шумов на выходе лазерного виброметра в 7-ми октавных полосах (V_{ui} , дБ).

7) Включалась система активной защиты и проводились измерения уровней вибрационных помех на выходе лазерного виброметра в 7-ми октавных полосах (V_{ni} , дБ). В качестве СВАЗ использовался генератор шума «Камертон-3» (см. рисунок 1б). Для зашумления оконного стекла использовался виброизлучатель «ВП-4», установленный на оконном в левом нижнем углу » (см. рисунок 1б). Остальные два виброизлучателя СВАЗ, установленные на оконном стекле, на время проведения исследований были отключены.

8) На основе результатов измерений рассчитывались уровни вибрационного сигнала, возбуждаемого в отражающей поверхности скрываемым речевым сигналом средней громкости в каждой октавной полосе по формулам

$$V_{cmi} = 10 \lg \left(10^{V_{ui}/10} - 10^{V_{ui}/10} \right); \quad (1)$$

$$V_{ci} = V_{cmi} - (L_{ui} - L_{ci}), \quad (2)$$

где V_{cmi} – уровень измеренного вибрационного сигнала на отражающей поверхности при воздействие тестового акустического сигнала в i -й октавной полосе, дБ;

V_{ui} – уровень измеренного вибрационного шума на отражающей поверхности в i -й октавной полосе, дБ;

L_{ui} – уровень тестового акустического сигнала, измеренный на расстоянии 1 м от звуковой колонки в i -й октавной полосе, дБ;

L_{ci} – уровень скрываемого речевого акустического в i -й октавной полосе (определяется по таблице 1), дБ.

9) Рассчитывались отношения сигнал/шум в октавных полосах при выключенной СВМ:

$$q_i = V_{ci} - V_{ui}, \quad (3)$$

где V_{ci} – уровень вибрационного сигнала, возбуждаемого в отражающей поверхности скрываемым речевым сигналом, рассчитанный по результатам измерений, в i -й октавной полосе, дБ;

V_{ui} – измеренный уровень вибрационных шумов на отражающей поверхности в i -й октавной полосе, дБ.

10) Рассчитывались отношения сигнал/шум в октавных полосах при включенной СВМ:

$$q_i = V_{ci} - V_{ni}, \quad (4)$$

где V_{ni} – измеренный уровень вибрационных шумов на отражающей поверхности в i -й октавной полосе при включенной СВМ, дБ.

11) Рассчитывалась словесная разборчивость речи:

$$Q_i = q_i - \Delta A_i; \quad (5)$$

$$p_i = \begin{cases} \frac{0,78 + 5,46 \cdot \exp[-4,3 \cdot 10^{-3} \cdot (27,3 - |Q_i|)^2]}{1 + 10^{0,1|Q_i|}}, & \text{если } Q_i \leq 0; \\ 1 - \frac{0,78 + 5,46 \cdot \exp[-4,3 \cdot 10^{-3} \cdot (27,3 - |Q_i|)^2]}{1 + 10^{0,1|Q_i|}}, & \text{если } Q_i > 0, \end{cases} \quad (6)$$

$$R_i = p_i \cdot \kappa_i; \quad (7)$$

$$R = \sum_{i=1}^7 R_i; \quad (8)$$

$$W = \begin{cases} 1,54 \cdot R^{0,25} [1 - \exp(-11 \cdot R)], & \text{если } R < 0,15; \\ 1 - \exp\left(-\frac{11 \cdot R}{1 + 0,7 \cdot R}\right), & \text{если } R \geq 0,15, \end{cases} \quad (9)$$

где $\Delta A_i, \kappa_i$ – коэффициенты, значения которых приведены в таблице 1;

i – номер октавной полосы, $i = 1 - 7$.

Результаты измерений и расчетов приведены в таблицах 2 и 3.

Таблица 1

Характеристики речи средней громкости (70 дБ)

Номер октавной полосы	Среднегеометрическая частота октавной полосы f_i , Гц	Типовые уровни речи L_{ci} , дБ	Весовой коэффициент κ_i	Значение формантного параметра речи ΔA_i , дБ
1	125	53	0,01	25
2	250	66	0,03	18
3	500	66	0,12	14
4	1000	61	0,20	9
5	2000	56	0,30	6
6	4000	53	0,26	5
7	8000	49	0,07	4

Таблица 2

Результаты измерений с использованием лазерного доплеровского виброметра

Номер контрольной точки	Среднегеометрическая частота октавной полосы, Гц	L_{ui} , дБ	V_{ui} , дБ	V_{ui} , дБ	V_{ni} , дБ
1	125	72,1	62,2	37,7	43,2
	250	77	58,4	30	62,8
	500	77,5	53,1	22,2	66
	1000	80,9	49,2	23,1	63,3
	2000	86,7	55,9	24,7	55,3
	4000	85,5	47,9	27,5	53
	8000	92,7	45,8	33,5	37,4
2	125	72,1	57,2	34,3	38
	250	77	59,1	29,2	61,1
	500	77,5	53,6	23,9	63,5
	1000	80,9	49,6	23,9	60,9
	2000	86,7	49,3	24,9	50,5
	4000	85,5	46,5	27	47,5
	8000	92,7	42,6	29,9	31,5

Таблица 3

Результаты расчета разборчивости речи, при измерении лазерным доплеровским виброметром

Номер контрольной точки	Состояние СВАЗ	Словесная разборчивость речи, W, %
1	Включена	1,5
	Выключена	97,5
2	Включена	2
	Выключена	96

На втором этапе измерения проводились с использованием шумомера-вибромера «ЭКОФИЗИКА 110А» с вибродатчиком AP2098 (см. рисунок 1в). Вибродатчик крепился на поверхности внутреннего стекла с помощью восковой мастики AW01 последовательно в точках КТ-1 и КТ-2 (см. рисунок 1в).

Измерения и расчеты проводились в соответствии с той же методикой, что и при измерении с использованием лазерного доплеровского виброметра.

Результаты измерений и расчетов приведены в таблицах 4 и 5.

Таблица 4

Результаты измерений с использованием шумомера-вибромера с вибродатчиком

Номер контрольной точки	Среднегеометрическая частота октавной полосы, Гц	L_{ui} , дБ	V_{ui} , дБ	V_{ui} дБ	V_{ni} дБ
1	125	72,1	60,5	27,9	43,7
	250	77	56,5	21,8	54
	500	77,5	51,8	14,8	62,9
	1000	80,9	57,6	15,2	67,4
	2000	86,7	61,4	15,5	62,4
	4000	85,5	57,9	16,8	62,7
	8000	92,7	56,8	18,4	53,7
2	125	72,1	51,2	15	41,1
	250	77	49,4	14,5	47,8
	500	77,5	49,2	14,2	56,6
	1000	80,9	56,9	14,9	62,3
	2000	86,7	61,3	15,6	63,4
	4000	85,5	56,6	16,8	62,4
	8000	92,7	52,8	18,4	49,9

Таблица 5

Результаты расчета разборчивости речи, при измерении шумомером-вибромером с вибродатчиком

Номер контрольной точки	Состояние СВАЗ	Словесная разборчивость речи, W%
1	Включена	1,9
	Отключена	99,6
2	Включена	2,6
	Отключена	99,6

Анализ данных, представленных в таблицах 3 и 5, показал, что:

при перехвате речевой информации по акустооптическому каналу, при лазерном зондировании оконных стекол, без использования систем виброакустической защиты словесная разборчивость речи близка к единице;

при зашумлении оконных стекол словесная разборчивость не превышает нескольких процентов, что подтверждает высокую эффективность систем виброакустической защиты;

результаты оценки эффективности защиты оконных стекол от утечки речевой информации по акустооптическому каналу при контроле с использованием лазерного доплеровского виброметра хорошо коррелируются с результатами оценки при контроле с использованием вибропреобразователя и виброметра.

Следовательно, при контроле эффективности защиты речевой информации от ее утечки по акустооптическому каналу при лазерном зондировании оконных стекол вместо дорогостоящих комплексов, построенных на базе лазерных доплеровских виброметров, могут использоваться сравнительно более дешевые комплексы, построенные на базе обычных виброметров.

Литература

1. Хорев А.А. Техническая защита информации: учеб. пособие для студентов вузов. В 3-х т. Т. 1. Технические каналы утечки информации. – М.: НПЦ «Аналитика», 2008 – 436 с.
2. Лысов А.В. Оптические системы зондирования акустически возбужденных поверхностей (Лазерные системы акустической разведки). – СПб.: Медиапир, 2020. – 512 с.

EXPERIMENTAL STUDIES OF THE EFFECTIVENESS OF PROTECTING SPEECH INFORMATION FROM LEAKAGE THROUGH THE ACOUSTO-OPTIC CHANNEL

prof. Horev A.A., stud. Gusev A.D., engr. Chernigin O.S.

National Research University of Electronic Technology

The article describes and presents the results of experimental studies evaluating the effectiveness of protecting speech information from leakage through the acousto-optic channel during laser sensing of window panes. two different techniques. Experimental studies were conducted in two stages. At the first stage, the control of the effectiveness of information protection was carried out using a laser Doppler vibrometer, and at the second stage using a vibrometer. The analysis of the obtained results showed that with laser probing of window panes, verbal intelligibility of speech is close to unity.; when window panes are noisy, verbal intelligibility does not exceed several percent, which confirms the high efficiency of vibroacoustic protection systems; the results of evaluating the effectiveness of protecting window panes from leakage of speech information through the acousto-optic channel when controlled using a laser Doppler vibrometer correlate well with the results of evaluation when controlled using a conventional vibrometer.



АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ.

Аветисян Т.В.	142	Ефремова Е.В.	91	Малыгина Е.А.	375
Алаторцев А.И.	14	Жарнов А.А.	63	Малышко Н.Н.	205
Андриянов Н.А.	196, 228, 241	Жигулин В.А.	33	Марков А.С.	392
Анциперов В.Е.	200	Жук А.П.	147	Мартишин И.Д.	379, 402
Анютин Н.В.	17	Жук Е.П.	147	Матусков Н.И.	196, 228
Арсланов А.И.	323	Зазулин Я.А.	268	Медведев М.А.	132
Аттаби А.Л.Х.	327	Захарова Н.В.	347	Медеев Д.А.	103
Баженов А.В.	79	Зеленевский В.В.	273	Мещеряков Р.В.	323
Белоконь Д.А.	253, 293	Золотарев Р.М.	63	Мизев В.П.	384
Белокуров В.А.	69	Иванов А.И.	375	Михайлов Д.А.	114
Беркович С.Б.	73	Иванов И.Б.	158, 170, 185	Муравьев В.М.	57
Борисенко Б.Б.	318, 379	Изотов В.В.	257	Мякинников А.В.	5
Брюханов Ю.А.	287, 298, 314	Ильин И.А.	217	Надин В.С.	287
Бугаков И.А.	109, 205	Ипастова Н.А.	428	Наконечный А.Б.	273
Булдакова А.И.	354	Ицков В.В.	91	Нгуен Ч.К.	69
Буренок Д.С.	337	Калач П.К.	153, 40	Николаев А.В.	388
Бутакова Н.Г.	332, 347	Калганов Е.В.	185	Новиков И.Д.	392
Ванюшин В.М.	109, 350, 73	Калмыков И.А.	175, 250, 263	Огнев Е.Л.	398
Варнаков С.А.	23	Калошин В.А.	28	Орловский В.М.	109
Васильченко А.А.	73	Карпенко Н.В.	257, 282, 350	Пашинцев В.П.	114, 253, 293
Васюткин А.О.	332	Киреев Д.А.	158	Перфилов К.А.	375
Вахрушев А.И.	342	Коваленко Р.О.	217	Песков М.В.	114
Велигоша А.В.	205	Коваль С.А.	293	Петухов А.Н.	365, 379, 402, 407
Венецкий А.С.	28	Кононыхина Е.А.	158	Пешков И.В.	33
Виноградов И.В.	337	Кораблев А.И.	398	Пилюгин П.Л.	318, 365, 402, 407
Вовк С.В.	282	Котов Н.В.	232	Плахотин С.А.	350
Волошин Е.А.	250	Крахотин Н.А.	354	Поелуев С.С.	298
Гавриков А.А.	47	Крехов В.Е.	222	Пономаренко В.П.	119
Гапочкин А.В.	211	Крехов Е.В.	222	Пономаренко С.В.	119
Гончаров В.Д.	79	Кривальцевич С.В.	23	Попов А.В.	273
Горжий В.А.	14	Крикунов А.А.	359	Попов М.Ю.	158, 170, 185
Гривенная Н.В.	79	Кузьмин Л.В.	91	Попов Р.В.	170
Гринев Е.М.	253, 293	Куличенко Я.В.	228, 241	Попова Н.В.	158, 170, 185
Гужова С.А.	375	Курбатский С.А.	124	Порсев И.С.	342, 422
Гуреев А.В.	337	Куркин А.А.	5	Преображенский А.П.	142
Гусев А.Д.	433	Лавриненко А.Д.	97	Преображенский Ю.П.	142
Данилов А.С.	84	Лебедев А.А.	232	Приоров А.Л.	232
Девятяров В.Б.	170	Линец Г.И.	79	Проворнов И.А.	175
Денисов Б.Н.	268	Литвинюк С.П.	365	Романец А.В.	179
Диптан П.А.	253	Лопаткин И.М.	196, 228	Ростовцев И.А.	124
Дудин И.С.	257	Лось В.П.	354	Румянцев В.Л.	124
Душкин А.В.	342, 392, 416	Лукманова О.Р.	370	Рындык А.Г.	5
Ерохин С.Д.	318, 379	Львович Я.Е.	142	Савченко Ю.В.	323
Есиков О.В.	84	Маврычев Е.А.	164	Самойлов А.Г.	305
Ефременков И.Д.	263	Макоев Г.А.	57		
		Малыгин А.Ю.	11		

Самойлов В.С.	305
Самойлов С.А.	305
Сарайкин А.А.	128
Северинова Е.Н.	310
Сенокосов М.А.	114
Сергеев В.А.	47
Слободсков О.Е.	185
Смирнов В.И.	47
Созаев А.С.	298
Степанян Н.Э.	147
Стороженко А.А.	57
Стрекозов В.И.	14
Суворова В.Ю.	412
Ташлинский А.Г.	217
Тверская С.Ю.	238
Тоискин В.Е.	190
Тран Е.С.	147
Третьяков Г.Н.	310
Тычков А.Ю.	238
Уткин Д.С.	228, 241
Фадеев А.С.	318, 407
Фан А.Ч.	228
Фатьянов П.Е.	416
Хайкин В.Б.	57
Хорев А.А.	370, 412, 422, 433
Хрящев В.В.	232, 245
Царёв М.Г.	428
Цимбал В.А.	190
Чайков С.С.	63
Чайковский В.М.	128, 132
Чан Тиен Тханг	51
Чернигин О.С.	433
Чернышов Д.С.	238
Чинь Ван Туан	28
Шкляр А.Ф.	314
Щербаков В.А.	384, 398
Юрданов Д.В.	250
Ященко А.С.	137, 23

Всероссийская конференция
(с международным участием)

РАДИОЭЛЕКТРОННЫЕ УСТРОЙСТВА И СИСТЕМЫ ДЛЯ
ИНФОКОММУНИКАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ




Д О К Л А Д Ы

Серия: научные конференции, посвящённые Дню Радио

Выпуск: LXXVIII

107031, Москва, К-31, ул. Рождественка, д.:6/9/20, стр.1

Исполнительная дирекция РНТОРЭС им. А.С. Попова

Телефоны:		E-mail:
Сотовый: +7(903)201-53-33	 <p>Организационные вопросы. Самсонов Геннадий Андреевич Исполнительный директор РНТОРЭС им. А.С. Попова</p>	rntores@mail.ru
Сотовый: +7(915)092-96-33	 <p>Приём докладов. Третьяков Геннадий Николаевич Главный секретарь РНТОРЭС им А.С. Попова</p>	doklad-rntores@mail.ru
Тел/Факс: +7(495)362-42-75 Сотовый: +7(985)733-91-91	 <p>Заведующая финансовым отделом. Карпушкина Галина Ивановна Распространение Сборников докладов РНТОРЭС им. А.С. Попова</p>	vznos-rntores@mail.ru

Сайт РНТОРЭС им. А.С. Попова: <http://www.rntores.ru/>