All-Russian Conference

« MODERN TECHNOLOGIES OF SIGNAL PROCESSING »
(MTSP-2023)

MTSP-2023

ISBN 978-5-905278-55-6

Moscow - 2023

Всероссийская конференция

“СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ”

СТОС-2023

РНТОРЭС им. А.С. Попова

ДОКЛАДЫ

СЕРИЯ:
НАУЧНЫЕ ВСЕРОССИЙСКИЕ КОНФЕРЕНЦИИ
(выпуск IV)

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

Москва – 2023 г.

РОССИЙСКОЕ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЕ ОБЩЕСТВО РАДИОТЕХНИКИ, ЭЛЕКТРОНИКИ И СВЯЗИ ИМ. А.С. ПОПОВА.

4-я Всероссийская конференция «Современные технологии обработки сигналов» (СТОС-2023)

ДОКЛАДЫ КОНФЕРЕНЦИИ

Даты проведения:
12–13 декабря 2023 года.
г. Москва.

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

МОСКВА - 2023 г.

4-я Всероссийская конференция «Современные технологии обработки сигналов», Москва, Россия, доклады конференции.

Рецензенты:

проф. **Бартенев В.Г.**,
проф. **Витязев В.В.**,
проф. **Дворкович В.П.**,
проф. **Зеленевский В.В.**,
проф. **Калошин В.А.**,
проф. **Пахотин В.А.**,
проф. **Постников И.И.**,
проф. **Сперанский В.С.**,
проф. **Сушкова Л.Т.**,
проф. **Цимбал В.А.**,
проф. **Шинаков Ю.С.**,
проф. **Ямпурин Н.П.**

Просканировав код ниже, вы попадёте на сайт этой конференции.

Выходные данные издания:
УДК 621.396.67(082)
ББК 32.845
В85
ISBN 978-5-905278-55-6
ISBN 978-5-905278-55-6
9 785905 278556

© Авторы докладов.
© РНТОРЭС имени А.С. Попова.

ОРГАНИЗАТОРЫ:	
• Институт радиотехники и электроники имени В.А. Котельникова РАН.	• Министерство образования и науки Российской Федерации.
• Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова.	• Московский технический университет связи и информатики.
ПРИ УЧАСТИИ:	
• Балтийский федеральный университет им. И. Канта.	• Нижегородский технический университет им. Р.Е. Алексеева.
• Владимирский государственный университет.	• Пензенский государственный университет.
• ОАО «Концерн радиостроения «Вега».	• Рязанский государственный радиотехнический университет им. Уткина.
• ОАО «Концерн «Созвездие».	• Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. А.М. Бонч – Бруевича.
• ФГУП «НИИР».	• Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина).
• Военная академия РВСН им. Петра Великого.	• Тульский государственный университет.
• Московский институт электронной техники.	• Ульяновский государственный технический университет.
• Московский энергетический институт.	• Ярославский государственный университет.
• Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана.	

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ:

Председатель: академик РАН **Сергей Аполлонович Никитов.**
Заместитель Председателя: академик РАН **Кузнецов Н.А.**
Члены комитета: д.т.н, проф. **Витязев В.В.**, д.т.н., проф. **Вишневский В.М.**, д.т.н., проф. **Джиган В.И.**, член-корр. РАН **Дворкович А.В.**, д.ф.-м.н., проф. **Миллер Б.М.**, д.т.н., проф. **Рубинович Е.Я.**, д.ф.-м.н., проф. **Семенихин К.В.**, д.т.н., проф. **Сергеев В.В.**, д.т.н. **Чочиа П.А.**

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ:

Председатель: д.т.н., профессор **Артём Сергеевич Аджемов.**
Заместитель Председателя: д.т.н., профессор **Сергеев В.А.**
Члены Оргкомитета: доц. **Алёшин В.С.**, проф. **Брюханов Ю.А.**, проф. **Васильев К.К.**, доц. **Иванов А.П.**, проф. **Калошин В.А.**, проф. **Мамон Ю.И.**, проф. **Пахотин В.А.**, проф. **Постников И.И.**, доц. **Самсонов Г.А.**, проф. **Степанов С.Н.**, доц. **Тычков А.Ю.**, проф. **Цимбал В.А.**, проф. **Чиров Д.С.**, проф. **Ямпурин Н.П.**

Организация работы в форме пленарных и проблемно-тематических заседаний. Пленарные доклады будут представлены по основным направлениям работы Конференции. Доклады, включённые в Программу конференции, будут опубликованы в **Сборнике «Доклады Конференции»** и размещены на сайте http://www.rntores.ru/ в формате **<pdf>**.

Информационная поддержка:

СОДЕРЖАНИЕ:

- **ПЛЕНАРНЫЕ ДОКЛАДЫ**..... 5

- ***СЕКЦИЯ № 1.***

Моделирование процессов в телекоммуникационных и радиотехнических системах. 15

- ***СЕКЦИЯ № 2.***

Алгоритмизация процессов обработки сигналов. 69

- ***СЕКЦИЯ № 3.***

Передача и распознавание сигналов в шумах любой физической природы. Кодирование. 140

- ***СЕКЦИЯ № 4.***

Теория и практика формирования защищённых телекоммуникационных систем. 151

- ***СЕКЦИЯ № 5.***

Обработка сигналов в условиях неопределённости и с использованием нейронных сетей. 184

- **АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ.** 227

Вернуться к содержанию. ↑

ПЛЕНАРНЫЕ ДОКЛАДЫ

СРАВНИТЕЛЬНАЯ ЭФФЕКТИВНОСТЬ БЕСФАЗОВЫХ АЛГОРИТМОВ КАЛИБРОВКИ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

доц., к.т.н. Курганов В.В., проф., д.т.н. Джиган В.И.

Национальный исследовательский университет
«Московский институт электронной техники»

В работе рассматриваются два алгоритма бесфазовой калибровки антенных решеток (АР): упрощённая версия алгоритма вращения вектора электрического поля антенного элемента (Rotating Element Electric Field Vector, REV) и алгоритма, подложенного авторами настоящей статьи. Исходный неупрощенный REV-алгоритм использует в своей работе результаты измерений выходной мощности АР при всех значениях фазовых состояний фазовращателей во всех ее каналах. Поэтому вычислительная сложность этого алгоритма растет с увеличением числа разрядов фазовращателей АР. Предложенный алгоритм также использует значения измерений выходной мощности АР, но при фиксированном числе значении фазовых состояний фазовращателей, не зависящем от числа их разрядов. Чтобы оба сравниваемые алгоритма имели одинаковую вычислительную сложность, число изменений фазовых состояний фазовращателей в каналах АР в упрощенном REV-алгоритме было уменьшено до числа изменений фазовых состояний в предложенном авторами алгоритме. В работе приведены результаты экспериментального исследования сравниваемых алгоритмов. Эксперименты по калибровке проводились в безэховой камере с передающей импульсной АР, содержащей 64 антенны/канала и 6-ти разрядные фазовращатели в каналах. Результаты экспериментов подтверждают работоспособность упрощенного REV-алгоритма и предложенного авторами алгоритма калибровки. Установлено, что сравниваемые алгоритмы демонстрируют примерно одинаковую точность.

Сегодня цифровая обработка сигналов (ЦОС) [1] широко используется в элементах оборудования радиотехнических систем различного назначения (связных, радиолокационных и радионавигационных), в антенной технике (антенные решетки (АР) с цифровым формированием луча), в бытовых устройствах (акустических и оптических), а также в измерительных приборах, функционирующих на новых принципах, или для улучшения метрологических характеристик уже существующих приборов. ЦОС также используется в алгоритмах калибровки антенных решеток (АР) [2, 3].

Подобно любому радиотехническому или радиоэлектронному устройству, АР после изготовления должна обеспечивать заданные характеристики, включающие требуемую форму диаграммы направленности (ДН) [4]. Это выполняется только, если все каналы АР имеют одинаковые комплексные коэффициенты передачи. Но поскольку компоненты, из которых состоит АР, имеют разброс характеристик, а монтаж этих компонентов на практике не является повторяемым, то часто после изготовления АР не удовлетворяет заданным требованиям.

Калибровкой АР называется оценка неизвестных значений комплексных коэффициентов передачи ее каналов и их выравнивание. Ручная калибровка АР является трудоемкой процедурой, не всегда приводящей к желаемым результатам. Она усложняется с ростом рабочей частоты и числа каналов АР. Сегодня существует множество методов и алгоритмов автоматической калибровки АР [5, 6], большинство из которых требует использования дорогостоящего фазометрического оборудования. Однако широкое распространение получили и бесфазовые алгоритмы калибровки. В таких алгоритмах непосредственное измерение фазы не осуществляется. Фаза оценивается косвенным образом по результатам измерений только мощности сигнала на выходе АР. Измерения производятся либо при фиксированном числе изменений фаз сигналов в каждом из каналов АР [7, 8], либо при всех возможных изменениях фаз, число которых определяется числом разрядов используемых в АР фазовращателей (ФВ) [9 – 12]. Алгоритмы второй группы на сегодняшний день являются самыми точными. Но поскольку число фазовых состояний ФВ зависит от числа его разрядов, то с ростом этого числа калибровка АР с помощью второй группы алгоритмов становится затратной по времени. Кроме того, в случае использования в АР дискретных ФВ, не всегда, в конечном итоге, требуется высокая точность оценки фазы при калибровке, так как точность последующей компенсации оцененных фазовых сдвигов с помощью тех же ФВ ограничивается числом их разрядов.

В работе [13] было показано, что алгоритм калибровки [8] и упрощенная версия алгоритма калибровки [9], которая использует одинаковое с алгоритмом [8] число измерений выходной мощности АР, имеют одинаковую точность. Целью настоящей статьи является экспериментальное подтверждение данного результата.

Схема неидеальной АР (с учётом разброса модуля и фазы комплексных коэффициентов передачи каналов), приведена на рисунке 1, где φ_m – значение фазы сигнала, определяемое состоянием ФВ в m-ом канале до калибровки; k_m – фиксированное или регулируемое значение модуля коэффициента передачи, определяемое состоянием аттенюатора или усилителя в m-ом канале до калибровки; δk_m и $\delta\psi_m$ – модуль и фаза неизвестного

комплексного коэффициента передачи m-го канала, вызванные причинами, указанными ранее; $m = 1, 2, ..., M$ – номер канала АР и M – число ее каналов.

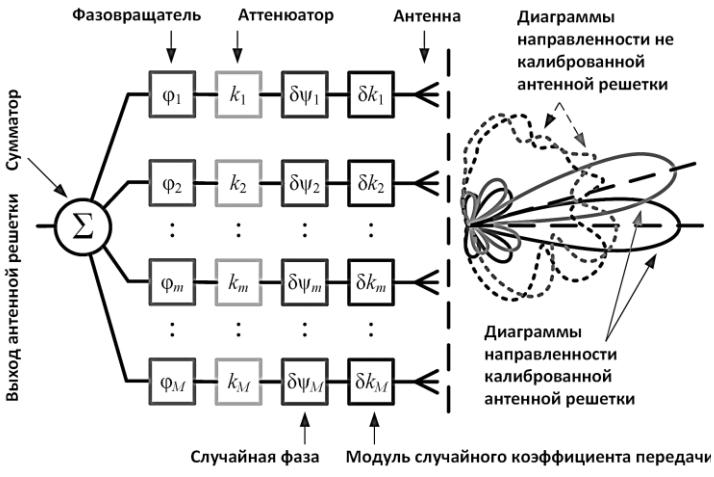


Рисунок 1. Обобщенная архитектура АР

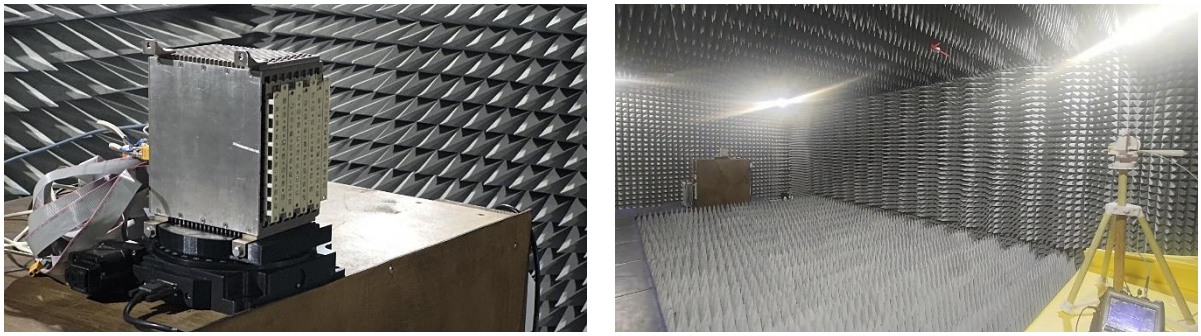
Если все δk_m и $\delta\psi_m$ имеют одинаковые значения, то АР формирует ДН требуемой формы, см. сплошные кривые на рисунке 1. Если же δk_m и $\delta\psi_m$ не одинаковые, то ДН АР искажается, см. пунктирные кривые. Для обеспечения неискажённой формы ДН, АР после изготовления необходимо калибровать. При калибровке неизвестные значения δk_m и $\delta\psi_m$ оцениваются с помощью соответствующих алгоритмов, а затем выравниваются с помощью имеющихся в составе АР усилителей или аттенюаторов k_m и ФВ φ_m с цифровым управлением.

Основной причиной искажения ДН является разброс фаз $\delta\psi_m$. Поэтому в настоящей работе рассматривается только фазовая калибровка АР. Оценка и выравнивание значений модулей коэффициентов передачи δk_m на практике используется редко, так как для этого необходимо в составе АР использовать сложные усилители с регулируемым коэффициентом усиления. Если же использовать регулируемые аттенюаторы, то это будет приводить к уменьшению мощности сигналов, принимаемых или излучаемых АР. В то же время, путем соответствующего проектирования и изготовления узлов радиочастотной части АР можно обеспечить разброс значений k_m, не превышающий на практике нескольких децибел. Этот разброс сказывается лишь на незначительных изменениях формы и уровня основного лепестка (луча) ДН АР. Разброс же значений фаз $\delta\psi_m$ на практике может находиться в диапазоне углов $0 \ldots 2\pi$. Он обычно увеличивается с увеличением рабочей частоты АР. Уменьшить этот разброс путем соответствующего проектирования и изготовления узлов АР не представляется возможным. Поэтому после изготовления АР часто требуется проводить фазовую калибровку.

Сегодня для калибровки АР широко применяется бесфазовый алгоритм вращения вектора электрического поля антенного элемента (Rotating Element Electric Field Vector, REV) [9]. В своей работе он использует измеренные значения выходной мощности АР после изменения каждого из всех возможных фазовых состояний ФВ в каждом из ее каналов. Число таких измерений, приходящихся на один канал АР, равно $L = 2^B$, где B – это число разрядов ФВ. Однако в REV-алгоритме также можно использовать не все фазовые состояния ФВ, а любое меньшее их число, равномерно распределённое в диапазоне углов $0 \ldots 2\pi$. В [13] представлена упрощенная версия REV-алгоритма (REV-8), которая использует только восемь измерений выходной мощности на каждый калибруемый канал. Этот алгоритм характеризуется точностью, соизмеримой с точностью большинства других известных алгоритмов бесфазовой калибровки АР, включая алгоритм [8].

Алгоритм калибровки [8], предложенный авторами настоящей работы, использует результаты восьми измерений выходной мощности АР после изменений текущего фазового сдвига сигнала на $\Delta\varphi = 0$ и $\Delta\varphi = \pi$ в опорном канале и на $\Delta\varphi = 0$, $\Delta\varphi = \pi/2$, $\Delta\varphi = \pi$ и $\Delta\varphi = 3\pi/2$ в каждом из ее остальных каналов за исключением опорного. По этим измерениям можно определить разброс фазовых сдвигов сигналов в каналах АР и затем их скомпенсировать с помощью имеющихся в составе АР ФВ.

В настоящей работе приведены результаты экспериментального исследования точности алгоритмов [8, 13] при калибровке передающей импульсной АР (рабочая частота 15 ГГц), содержащей 64-канала/антенны и ФВ [14] с числом разрядов $B = 6$. Внешний вид АР показан на рисунке 2, а). При заданных размерах АР, ширина основного лепестка ее ДН по азимуту и углу места соответственно равна $\theta_x = 9°$ и $\theta_y = 11°$. Антенные элементы АР представляют собой прямоугольные печатные излучатели со скошенными углами для обеспечения круговой поляризации. Излучатели повёрнуты относительно друг друга на 90° для обеспечения требуемого коэффициента эллиптичности поляризации. Однако такой поворот обуславливает полную расфазировку АР.



а) б)

Рисунок 2. Внешний вид: а) – АР; б) – установка в безэховой камере

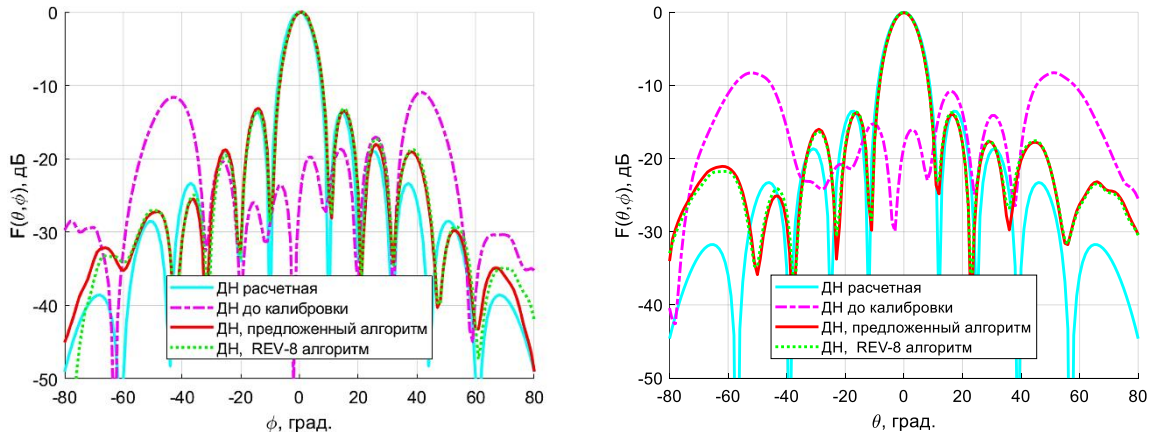
Измерительная установка [15] для калибровки АР в безэховой показана на рисунке 2, б). В ней расстояние между АР и измерительной антенной составляет 7,5 м. Для этого расстояния и размеров АР выполняются условия дальней зоны. Поэтому сферичностью фазового фронта излучаемых электромагнитах волн можно пренебречь.

Скважность радиоимпульсов, излучаемых исследуемой АР, равняется 25 при их длительности в несколько микросекунд. Выходная мощность каждого канала составляет 2 Вт. При потерях около 60 дБ на распространение сигнала АР в пространстве, диапазон измеряемых мощностей находится в пределах –50 … +10 дБм.

Измерения мощности, излучаемой АР, выполнялись в полосе 5 МГц анализатором спектра Keysight Technologies N9951A в режиме ZeroSpan при приеме сигналов на спиральную антенну с круговой поляризацией. Результаты измерения мощностей усреднялись по 150 импульсам для стабилизации показаний, что обуславливает длительность одного измерения, равную около 4 с. Так как по времени калибровки и требуемому числу измерений мощности сравниваемые алгоритмы являются идентичными (в них для каждого канала АР выполняется по 8 измерений), то полное время калибровки (8 измерений по 4 с для каждого из 64 каналов АР) с помощью одного алгоритма составляло примерно 34 мин.

При проведении экспериментов, управление АР осуществлялось с помощью персонального компьютера (ПК), в котором были реализованы алгоритмы последовательного изменения фазовых состояний ФВ АР, необходимые для выполнения исследуемых алгоритмов калибровки, и последующего измерения ее выходной мощности. Также в ПК на основе значений измеренных мощностей выполнялось вычисление новых фазовых состояний ФВ, компенсирующих разброс фаз сигналов в каналах АР. Измерение ДН до и после калибровки осуществлялось путём вращения АР с помощью поворотного устройства с шаговым двигателем и измерения ее выходной мощности в каждом угловом положении.

Расчетные и измеренные ДН калибруемой АР приведены на рисунке 3. Из этих рисунков следует, что оба исследуемых алгоритма обеспечивают примерно одинаковую точность, что подтверждается близкими по форме ДН АР после калибровки.



а) б)

Рисунок 3. ДН: а) – в азимутальной плоскости; б) – в угломестной плоскости

Таким образом, в настоящей работе экспериментально подтверждена работоспособность и продемонстрирована примерно одинаковая точность двух бесфазовых алгоритмов калибровки АР [8, 13]. Для

выполнения калибровки АР с помощью алгоритма REV-8 [13] требуется использовать ФВ с минимальным числом разрядов, равным $B = 3$, в то время как предлагаемый авторами алгоритм может быть использован и для калибровки АР с числом разрядов ФВ, равным $B = 2$, см. [8]. При оценке неизвестной фазы сигнала с помощью любой версии REV-алгоритма вычисляются 3 суммы с косинусами и синусами, 2 величины с корнями и ещё 2 величины с арктангенсом, см. [9]. В предложенном же авторами алгоритме при вычислении оцениваемой фазы используется лишь один арктангенс [8]. При больших погрешностях измеряемых мощностей в REV-алгоритме могут возникать корни из отрицательных чисел, от чего работоспособность этого алгоритма чувствительна к точности этих измерений. Предлагаемый же авторами алгоритм не чувствителен к такого рода погрешностям, влияние которых лишь сводится к погрешностям определения фазы сигнала.

Литература

1. Oppenheim A.V., Schafer R.W. Discrete-time signals processing. – Prentice-Hall, 2009. – 1144 p.
2. Курганов В.В. Корреляционный метод определения комплексных коэффициентов передачи каналов антенной решётки // Труды 21-й международной конференции «Цифровая обработка сигналов и её применения». – Москва, Россия, 2019. – Т. 1. – С. 137–141.
3. Курганов В.В., Джиган В.И. Преобразование Хаусхолдера в алгоритмах калибровки антенных решёток // Труды 75-й Всероссийской конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС-2020». Серия: научные конференции, посвящённые Дню Радио. – Москва, Россия, 2020. – Выпуск LXXV. – С. 22–25.
4. Balanis C.A. Antenna theory: analysis and design (4-th ed.). – Wiley, 2016. – 1104 p.
5. Коротецкий Е.В., Шитиков А.М., Денисенко В.В. Методы калибровки фазированных антенных решёток // Радиотехника. – 2013. – № 5. – С. 95–104.
6. Курганов В.В., Джиган В.И. Калибровка антенных решеток с малым числом элементов: проблемы и их решения // Труды Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем». – Москва, Россия, 2020. – Том. 4. – 159–168.
7. Sorace R. Phased array calibration // IEEE Trans. Antennas and Propagation. – Vol. 49. – № 4. – 2001. – P. 517–525.
8. Джиган В.И., Курганов В.В. Алгоритм калибровки фазированной антенной решётки, не требующий доступа к сигналам её элементов // Известия высших учебных заведений. Радиоэлектроника. – 2020. – № 1. – С. 3–20.
9. Mano S., Katagi T. A method for measuring amplitude and phase of each radiating element of a phased array antenna // Electronics and Communications in Japan (Part I: Communications). – Vol. 65. – № 5. – 1982. – P. 58–64.
10. Бубнов Г.Г., Никулин С.М., Серяков Ю.Н., Фурсов С.А. Коммутационный метод измерения характеристик ФАР. – М.: Радио и связь, 1988. – 120 с.
11. Бондарик А.В., Шитиков А.М., Шубов А.Г. Об использовании в многоканальных фазированных антенных решётках поэлементных методов калибровки без применения фазометрической аппаратуры // Антенны. – № 1. – 2005. – С. 15–21.
12. Takahashi T. Fast measurement technique for phased array calibration // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. – Vol. 56. – № 6. – 2008. – P. 1888–1899.
13. Джиган В.И., Курганов В.В. Точностные характеристики бесфазовых алгоритмов калибровки антенных решёток // Труды Всероссийской научно-технической конференции «Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем». – Москва, Россия, 2021. – Том. 5. – С. 77–86.
14. TGP2105-SM 6 – 18 GHz 6-Bit Digital Phase Shifter // Интернет-сайт компании Qorvo Inc.
15. Kurganov V.V., Biryuk A.A. Ku-band active phased antenna array calibration in anechoic chamber with phaseless calibration method // Proceedings of the IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (ElConRus). – 2021. – P. 2525–2530.

COMPARATIVE ACCURACY OF PHASELESS ANTENNA ARRAY CALIBRATION ALGORITHMS

Ass.Prof., Ph.D. Kurganov V.V.; Prof., Dr.Sc. Djigan V.I.

National Research University of Electronic Technology

This paper discusses two algorithms for phaseless calibration of antenna arrays (AA): a simplified version of the Rotating Element Electric Field Vector (REV) algorithm and the algorithm proposed by the authors of this paper. The original un-simplified REV algorithm uses the AA the output power measurement results under all the values of the phase states of the phase shifters in all its channels. Therefore, the computational complexity of this algorithm increases with the increase of the number of bits of the AA phase shifters. The proposed algorithm also uses the measured values of the AA output power, but with a fixed number of phase states, independently of the number of the phase shifter bits. In order for both the compared algorithms to have the same computational complexity, the number of changes in the phase states of the phase shifters in the AA channels for the simplified REV algorithm has been reduced to the number of the changes in the phase states of the proposed algorithm. The paper presents the results of an experimental study of the compared algorithms. The experiments have been carried out in an anechoic chamber with a transmitting pulsed array, which contained 64 antennas/channels and 6-bit phase shifters in its channels. The results of the study have confirmed the performance of the simplified REV algorithm and the proposed calibration algorithm. It was found that the compared algorithms demonstrate approximately the same accuracy.

НОВАЯ КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ОЦЕНКА ДЛЯ РЕЗУЛЬТАТОВ МНОГОПАРАМЕТРИЧЕСКИХ НАБЛЮДЕНИЙ И ОПЫТ ЕЁ ПРИМЕНЕНИЯ

Котцов В.А., Егоров В.В.,
Балтер Д.Б., Стальная М.В.

Институт космических исследований Российской академии наук

На примере анализа результатов многозональных наблюдений рассмотрены технология и возможности использования недавно предложенной корреляционной оценки для результатов многопараметрических определений. Для сравнения текущего наблюдения с эталонным определяют величину корреляции между корреляционными матрицами наблюдаемых параметров объекта и эталона. Такой подход был назван методом двойной корреляции, который защищен патентом (Патент РФ 2586405). На реальных данных показана возможность его применения для нахождения заданных объектов или их состояний в поле зрения по набору определяемых параметров. Показана также возможность его комплексирования с другими методами анализа для повышения эффективности получаемых результатов.

Введение

Корреляционные методы широко используются при анализе различных сигналов при сопоставлении видеоинформации, получаемой в системах стереозрения, для построения карт рельефа, при дистанционном зондировании для отождествления заданных объектов, для распознавания их природы объекта или состояния по спектральным особенностям, а также решения многих других задач. При анализе видеоинформации корреляционные методы реализуются путем просмотра (сканирования) поля зрения некоторым «окном» и сравнения наблюдаемого в этом окне фрагмента с заданным эталоном. Различные корреляционные алгоритмы и их применение для распознавания в робототехнических системах описаны, например, в [1].

Широкое распространение при дистанционных методах многозональных систем, выполняющих наблюдение одновременно в нескольких областях (зонах) электромагнитного спектра, стимулировало новый интерес к использованию корреляционных методов для распознавания объектов или их состояний по таким наблюдениям. Корреляция результатов наблюдений, полученных в разных зонах спектра, служит идентифицирующим признаком. А набор таких признаков формирует корреляционную матрицу, которую можно интерпретировать различным образом, связывая отдельные частные значения в корреляционной матрице с различными факторами. Показано, что её можно использовать для распознавания характерных спектрально – пространственных структур [2]. Вместе с тем, рассматривая различные руководства по дистанционному зондированию, можно отметить, что корреляционные методы не занимают в них значительного места. Связано это с тем, что во многих случаях получаемые результаты не всегда дают устойчивые оценки из-за многофакторной зависимости наблюдений.

Существенной проблемой применения многоспектральных систем наблюдения является быстрое увеличение числа используемых зон спектра (параметров), а следовательно и объёма видеоинформации для обработки, что увеличивает сложность выделения полезной информации на многопараметрическом фоне. Поэтому, разрабатываются методы уменьшения размерности, сокращения избыточности получаемой информации. Наиболее эффективным решением для многопараметрических систем, является метод выделения главных компонент, который основывается на межзональной корреляционной (ковариационной) матрице. [3]

Если считать, что число параметров наблюдения определяет размерность признакового пространства, то метод позволяет найти новую ортогональную систему осей, проекции на которые дают максимальные дисперсии. Он позволяет радикально уменьшить размерность исходного пространства признаков. Однако, статистическая оптимальность такого преобразования не связана с выделением конкретного объекта. Сами признаки становятся сложноопределенными, а в некоторых случаях результаты могут даже ухудшаться при решении конкретных задач. Поскольку корреляционная матрица содержит информацию о величине и знаке взаимосвязи между наблюдаемыми оценками, то еще одним полезным свойством главных компонент, полученным по набору спектральных характеристик объектов, является возможность оценки целесообразности группировки наблюдений различных длин волн (каналов), выбора их оптимального сочетания для достижения максимального разделения наблюдаемых объектов,. [4].

Корреляционная матрица как портрет объекта

Учитывая информационную значимость корреляционной матрицы и её физиономичность, известный американский ученый в области дистанционного зондирования Ландгребе Д. А. (Landgrebe D. A.) охарактеризовал её, как корреляционный портрет объекта. Он представлял двумерную корреляционную матрицу, как изображение, связывая частные значения корреляции наблюдаемых параметров между зонами спектра с условными яркостями или условными цветами. Такое изображение значимо характеризует наблюдаемый объект.

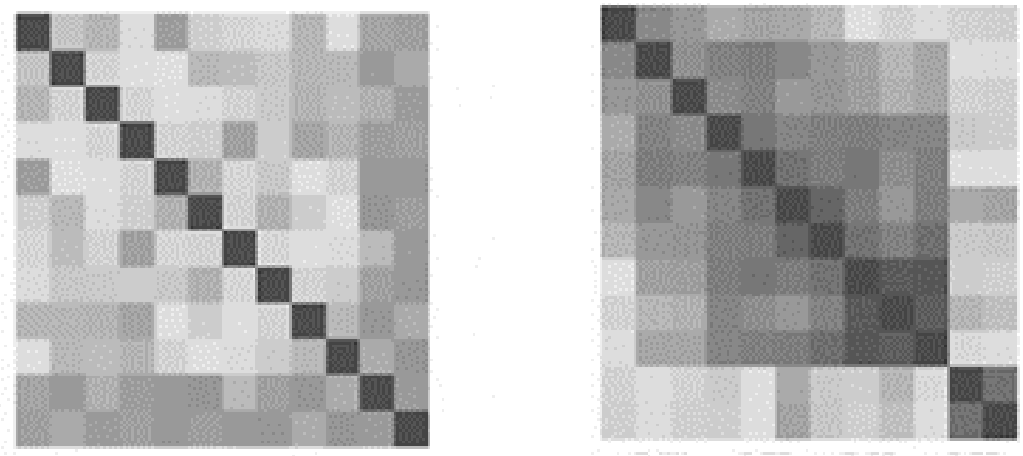


Рисунок 1. Корреляционные портреты (слева вода, справа зерновые)

Для примера, на рисунке 1 представлены два корреляционных портрета, для участков водной поверхности (слева) и посевов зерновых (справа), которые имеют характерный для корреляционных матриц вид [5].

Индивидуальность информационных свойств корреляционных портретов была отмечена давно и широко используется в разных исследованиях [6]. Поскольку сам вид корреляционной матрицы отражает внутренний характер причинных связей многозональной видеоинформации, то это свойство неоднократно использовалось для интерпретации наблюдаемых явлений.

Особенности структуры корреляционных портретов таковы, что они не зависят от абсолютного значения отсчета в спектральном канале и даже от коэффициента масштабирования. Это позволяет формировать его на основе каталожных данных или полученных в эксперименте оценках.

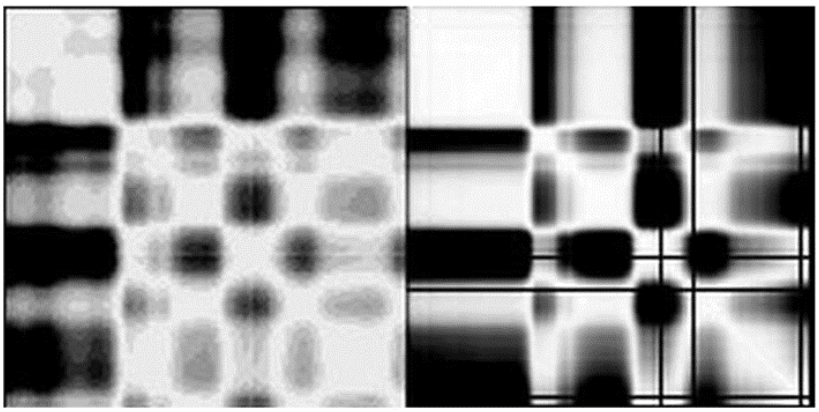


Рисунок 2. Слева - по лабораторным спектрам, справа - по данным наблюдений

Для иллюстрации сказанного на рисунке 2 показаны два корреляционных портрета полученных в диапазоне 0.95 – 2.65 мкм при исследовании полярной шапки Марса с КА «Марс Экспресс». Определялось распределение пропорций содержания в ней льда CO_2 и льда H_2O. На рисунке 2 слева показан корреляционный портрет, смоделированный по лабораторным спектрам веществ, а на рисунке 2 справа корреляционный портрет, полученный по данным наблюдений видеоспектрометра ОМЕГА. Белый цвет соответствует коэффициенту корреляции 1, черный – 0. [7] Сходство этих двух корреляционных портретов очевидно

Новая корреляционная оценка и её применение

Учитывая физиономичность и информационную значимость корреляционной матрицы, нами был предложен целевой способ преобразования многозональной видеоинформации, основанный на определении корреляции между портретами (структурами) корреляционной матрицы результатов наблюдений и корреляционной матрицы заданного эталона. Учитывая технологию определения значащего параметра, такой способ назвали способом «двойной корреляции» [8]. Сущность предложенного способа заключается в следующем. По априорной информации, из библиотеки спектрометрических данных изучаемых объектов или по результатам съемки эталонного участка, определяют матрицу межканальных корреляций яркости для интересующего объекта – эталона.

При необходимости, сокращают число используемых зон спектра, выбирая только набор спектральных оценок характерных для рассматриваемого эталона и отбрасывая оценки с незначимой межканальной корреляцией, например.

Затем, пофрагментно просматривают изучаемый участок и для каждого наблюдаемого фрагмента вычисляют матрицу корреляций наблюдений в выбранных нами зонах спектра. При этом, для каждого фрагмента определяют его корреляцию с корреляционной матрицей заданного эталона, а по полученной величине их корреляции задают яркость элемента формируемого изображения изучаемого участка. Полученное изображение отражает степень сходства всей совокупности характеристик пространственно-спектральной изменчивости различных фрагментов просматриваемой территории с соответствующими характеристиками эталонного объекта.

Эффективность способа для конкретных задач будет зависеть от выбора спектрального диапазона, числа и ширины используемых зон спектра и спектральных особенностей фона, на котором производится поиск объекта. В частном случае отбор значимых параметров можно формализовать, задавая порог для значений в матрице корреляции. Это позволяет исключить их из анализа. Уменьшение используемого множества параметров обеспечит ускорение процедур обработки.

Предложенное техническое решение легко осуществляется существующими техническими средствами обработки видеоинформации. Описанный способ использовался нами при решении различных целевых задач по результатам анализа многозональной видеоинформации. Такое сравнение с эталоном позволяет распознавать наличие и распределение заданных характеристик в пределах наблюдаемой территории.

Для примера реализации предлагаемого способа рассмотрим результаты съемки видеоспектрометром AVIRIS, выполненные с самолета в районе лесного пожара. В качестве эталонов на этой территории были выбраны три участка возгорания с разными характерными особенностями (очаг сильного пожара, фронт пожара и случайные возгорания). Для этих эталонов по результатам многоспектральной съемки было выполнено описанное преобразование. На рисунке 3 показаны полученные результаты оценки разных стадий распространения лесного пожара. Как видно на представленных рисунках, получаемый результат целевого анализа отображается чернобелым изображением распределения степени корреляции с эталоном по наблюдаемой территории.

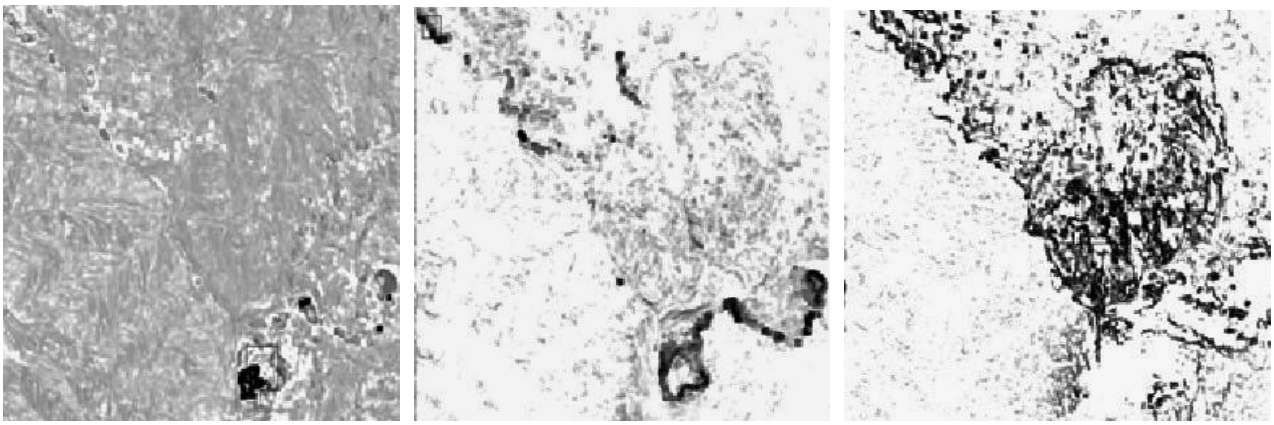


Рисунок 3. Очаг, фронт пожара и отдельные возгорания.

В результате формируется изображение, отражающее степень сходства просматриваемых фрагментов с эталоном. В силу чувствительности метода к амплитуде вариаций спектра, четко выделяются фрагменты, которые имеют примерно те же спектральные характеристики, что и эталонный участок. Выбор эталонного участка играет роль своего рода фильтра, который усиливает одни фрагменты и ослабляет другие. Как оказалось, такая корреляционная диагностика весьма чувствительна к пространственным вариациям тонких спектральных различий классифицируемых объектов на исходных видеоспектральных изображениях, что позволило отдельно выделить даже фазы пожара.

Важное достоинство рассмотренного метода в том, что из наблюдаемой сложной многопараметрической структуры он позволяет выделить целевой результат в максимально простом виде, который представлен чернобелым изображением.

Если формируется несколько результирующих изображений, то каждое изображение отражает степень сходства всей совокупности характеристик пространственно-спектральной изменчивости различных участков территории с соответствующими характеристиками своего эталонного объекта.

Эксперименты показывают, что предложенный подход к использованию в качестве идентифицирующего признака корреляционное сопоставление структур межканальных корреляционных матриц наблюдаемого участка и эталона (двойную корреляцию), во многих случаях обеспечивает устойчивое распознавание.

Для получения суммарной оценки можно окрасить частные изображения в основные цвета, а затем совместить их в цветном синтезированном изображении для возможности их совместного анализа. Выбор цветового кодирования может быть произвольным или зависимым от поставленной задачи.

Возможность комплексирования разных методов распознавания

Применение различных методов статистического распознавания не всегда дает желаемые результаты. Как показывает экспериментальная проверка, метод двойной корреляции может служить хорошим дополнением к методам классификации, ориентированным только на средние спектральные показатели. В некоторых случаях такое решение может позволить существенно повысить эффективность распознавания при их совместном применении.

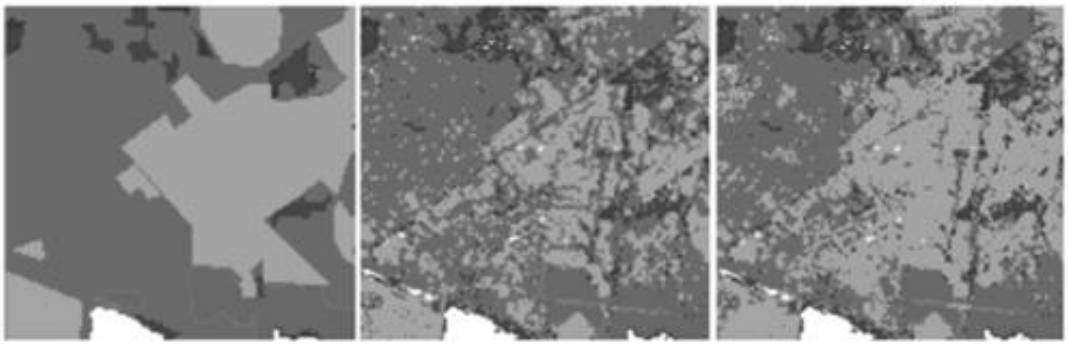


Рисунок 4. Наземные данные, максимум правдоподобия, комплексирование.

Как показано на рисунке 4, в задаче распознавания категорий наземных объектов методом максимума правдоподобия с применением искажающей наблюдения модели рассеяния атмосферных загрязнений были получены неудовлетворительные результаты (изображение в центре), которые не соответствуют данным наземного обследования (изображение слева). Введение в анализ дополнительной оценки на основе корреляционных портретов значительно улучшило получаемые результаты (на изображении справа) [9].

Определение корреляции на основе пересечения

Наиболее сложной частью комплекса обработки многоспектральной видеоинформации является блок анализа межканальных корреляций. Техническая реализация систем наблюдения с применением корреляции на основе классической формулы приводит к необходимости вычисления произведений.

Такой подход при аппаратном решении для системы с большим числом каналов наблюдения существенно осложняет реализацию. Применение цифрового процессора в составе бортового устройства будет приводить в этом случае к большим технологическим затратам.

Для реализации подобных задач было предложено использовать операцию пересечения[10]. В этом случае вычисление коэффициента корреляции сигналов для каналов производят по следующей формуле.

$$\rho\cap \equiv \cos\Delta\varphi_{\cap} = \frac{\sum_{i=1}^{n}\left(x_i \cap y_i\right)}{\sum_{i=1}^{n}\left|x_i\right|}$$

Такое решение позволяет существенно упростить конструкцию узла коррелятора и значительно ускорить процесс вычисления. Получаемые при этом результаты оказываются эквивалентны с достаточной для практики степенью. На этой основе были разработаны цифровая и аналоговая модели корреляторов, которые, как показала практика, обеспечивают многократное увеличение скорости вычислений. Более того, экспериментальное сравнение качества работы традиционного метода определения корреляции и определения на основе пересечения показало, что в условиях помех техническое решение на основе пересечения является более устойчивым [11].

Такой подход к организации вычислений позволяет повысит производительность и снизить стоимость при разработке различных устройств. В частности, хорошие характеристики показал блок коррелятора на основе пересечения, который был использован в схеме фазового пеленгатора [12]. Получены более устойчивые характеристики при работе в условиях помех.

Заключение

Эксперименты показывают, что предложенный способ двойной корреляции можно использовать в качестве идентифицирующего признака путем сопоставления межканальных корреляционных матриц наблюдаемого участка и эталона, что во многих случаях обеспечивает устойчивое распознавание. Его

применение дает результат инвариантный ко многим внешним изменениям условий наблюдения. Эталон может быть вычислен по лабораторным данным.

Данный подход позволяет радикально сократить размерность пространства признаков. Многопараметическая информация приводится к максимально простому виду отображения. Результат целевого анализа может быть наглядно представлен чернобелым изображением. Сопоставление результатов для разных факторов можно легко отобразить в цвете. Предложенный метод двойной корреляции можно комплексировать с другими методами для повышения их эффективности. Потенциальные возможности повышения эффективности дает выполнение операции корреляции через пересечение.

Литература

1. Путятин Е.П., Аверин С.И. Обработка изображений в робототехнике. М.: Машиностроение, 1990.319 с.
2. Балтер Б.М., Егоров В.В., Кузьмин А.А., Чекалина Т.И. Применение спектрально-корреляционных методов и теории катастроф в изучении пространственной неоднородности земной поверхности // Исслед. Земли из космоса. 1991. Т.10. №5. С.10-15.
3. Андерсон Т. Введение в многомерный статистический анализ. М. Физматгиз, 1963 г., 500 с.
4. Чесноков Ю.М., Котцов В.А. О выборе спектральной чувствительности оптических систем // Успехи физических наук. 1975. Т. 116. № 4. С. 746–747.
5. Lee, C., Landgrebe D. A. Analyzing High Dimensional Data // Proc. IEEE International Geoscience & Remote Sensing Symposium (IGARSS). May, 1992. PP. 561-563,
6. Балтер Б.М., Егоров В.В., Котцов В.А., Стальная М.В. Корреляционные портреты гиперспектральных данных дистанционного зондирования. Всероссийская научно-техническая конференция "Современные проблемы определения ориентации и навигации космических аппаратов". Таруса, 22-25 сентября 2008.// Сборник трудов. ИКИ РАН. 2009.С.510-518.
7. Балтер Б.М., Балтер Д.Б., Котцов В.А. Обработка гиперспектральных данных по Земле и Марсу // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2006. Вып..3. Т.1. С. 68-76.
8. Балтер Б.М., Егоров В.В., Котцов В.А. Способ преобразования изображения. Патент РФ № 2586405 // Бюллетень изобретений № 16. 2016.
9. Балтер Б.М., Егоров В.В., Котцов В.А., Фаминская М.В. Распознавание категорий наземных объектов на основе корреляционных портретов с применением в модели рассеяния атмосферных загрязнений // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2019. Т. 16. № 2. С.29-41.
10. Гордиенко В.И. Алгоритмы обнаружения сигналов на основе скалярного пересечения // Радиоэлектроника. 1992. №7. С.8-18.
11. Гордиенко В.И., Кайденко Н.Н., Непокульчицкий И.В. и др. Новый способ организации и вычислений обработки сигналов, не содержащий операций классического умножения. 4-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение» М.: МЦТНТИ. 2002.
12. Болкунов А. А., Волков А. В., Рюмшин Р. И. Фазовый пеленгатор. Патент РФ 2519593 // Бюллетень изобретений №5, 2014.

NEW CORRELATION ESTIMATION FOR THE RESULTS OF MULTI-PARAMETER OBSERVATIONS AND EXPERIENCE OF IT'S APPLICATION

Kottsov V.A., Egorov V.V.,
Balter D.B, Stalnaya M.V.

Space Research Institute of Russian academy of Sciences (SRI), Moscow

We consider technology and possibilities of using the recently proposed correlation assessment for the results of multiparameter determinations on example of the multispectral observations results analysis. In order to compare the current observations with the reference one, the magnitude of correlation between correlation matrices of the observed parameters of the object and the reference is determined. Such approach was called by double correlation method, which is protected by a patent (Patent RF 2586405). Using real data show the possibility of it's application to find given objects or their states in the field of view based on a set of defined parameters. The possibility of its integration with other methods of analysis to increase the efficiency of the received results is also shown.

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 1.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ И РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ.

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАКОНОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОТРАЖЁННЫХ ОТ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ

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

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Рязань

В данной работе приведён статистический анализ распределения амплитуды помехи от морской поверхности по реальным данным РЛС IPIX с использованием критерия согласия “Хи-квадрат”. Были рассмотрены некоторые виды законов распределения отраженных сигналов от морской поверхности. Результаты анализа показали, что в зависимости от разрешения РЛС, закон распределения амплитуды помехи могут иметь различные законы распределения и может меняться между каналами по дальности.

Ключевые слова: IPIX-РЛС, критерий согласия “Хи-квадрат”, помехи от морской поверхности.

Введение

Новые достижения в области радиолокационных технологий, в частности повышение разрешающей способности, показывают, что законы распределения отражённых сигналов представляют негауссовские случайные процессы. Примером могут служить отражения от морской поверхности, либо, работа при малом угле места [1].

В работе [2] представлены результаты исследования флуктуаций отражений от морской поверхности. В работке [3] представлены результаты анализа отраженных сигналов от морской поверхности в X-диапазоне при разрешении по дальности 30 м.

В соответствии с критерием Неймана-Пирсона [4] при вычислении порога обнаружения необходимо знание закона распределения достаточной статистики на входе порогового устройства при гипотезе H_0. В соответствии с этим, актуальным является анализ законов распределения отражений от морской поверхности с целью обеспечения постоянства обнаружения ложных тревог [5].

Цель работы – Исследование законов распределения отражённых от морской поверхности радиотехнических сигналов на основе анализа экспериментальных данных РЛС IPIX.

Постановка задачи

В зависимости от текстурной плотности распределения вероятностей было использовано несколько распределений для анализа амплитуды помехи от морской поверхности. K-распределение (K), логнормальное распределение (ЛН) и обратное гамма-распределение (ОГ) широко используются для исследования морских помех в предположении высокого разрешения радара. Выражения плотности распределения вероятностей этих законов распределения приведены в работах [6,7,8].

Выражение для плотности распределения вероятностей логнормального распределения имеет вид:

$$p_R(x) = \frac{1}{x\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{1}{2\pi\sigma^2} \left[\ln(x/\delta)\right]^2 \right) u(r), \qquad 1)$$

где, σ - параметр формы; δ - параметр масштаба.

Выражение для плотности распределения вероятностей K-распределения имеет вид:

$$p_R(x) = \frac{\sqrt{4\nu/\mu}}{2^{\nu-1}\Gamma(\nu)} \left(\sqrt{\frac{4\nu}{\mu}} x \right)^{\nu} K_{\nu-1}\left(\sqrt{\frac{4\nu}{\mu}} x \right) u(x), \qquad 2)$$

где, $\Gamma(\cdot)$ - гамма-функция; $K_{\nu-1}(\cdot)$ - это модифицированная функция Бесселя третьего рода с порядком $\nu-1$; ν - параметр формы; μ - параметр масштаба.

Выражение для плотности распределения вероятностей обратного гамма-распределения имеет вид:

$$p_R(x) = \frac{\beta^{\alpha} x^{-\alpha-1}}{\Gamma(\alpha)} \exp(\frac{-\beta}{x}) \qquad 3)$$

где, α - параметр формы; β - параметр масштаба.

Анализ принадлежности экспериментальных данных тому или иному распределению осуществляется на основе анализа статистики критерия согласия “Хи-квадрат”, Статистика критерия согласия “Хи-квадрат” определяется по формуле [6]:

$$\chi^2 = \sum_{i,j} \frac{\left(O_{i,j} - E_{i,j}\right)^2}{E_{i,j}} \qquad 4)$$

где, $O_{i,j}$ - наблюдаемое значение для ячейки (i, j) таблицы данных; $E_{i,j}$ - ожидаемое значение.

Результаты экспериментальных исследований

В этом разделе проводим статистический анализ реальных данных от морской поверхности, собранных «McMaster» университета (Канада) с использованием IPIX-РЛС в феврале, 1998 года.

РЛС IPIX является экспериментальным поисковым радаром X-диапазона параметры которого представлены в [9].

Для анализа реальных данных в данной работе использованы данные следующих файлов [9]:

- 19980223_171533_ANTSTEP.cdf;
- 19980204_221908_ANTSTEP.cdf;
- 19980204_221700_ANTSTEP.cdf;
- 11931108_220902_steare.cdf.

На рисунке 1 показано значение статистики критерия «Хи-квадрат» в зависимости от номера канала по дальности для экспериментальных данных, соответствующих файлу «19980223_171533_ANTSTEP.cdf». РЛС при этом работает с разрешением по дальности 3 м. Число каналов по дальности: 34.

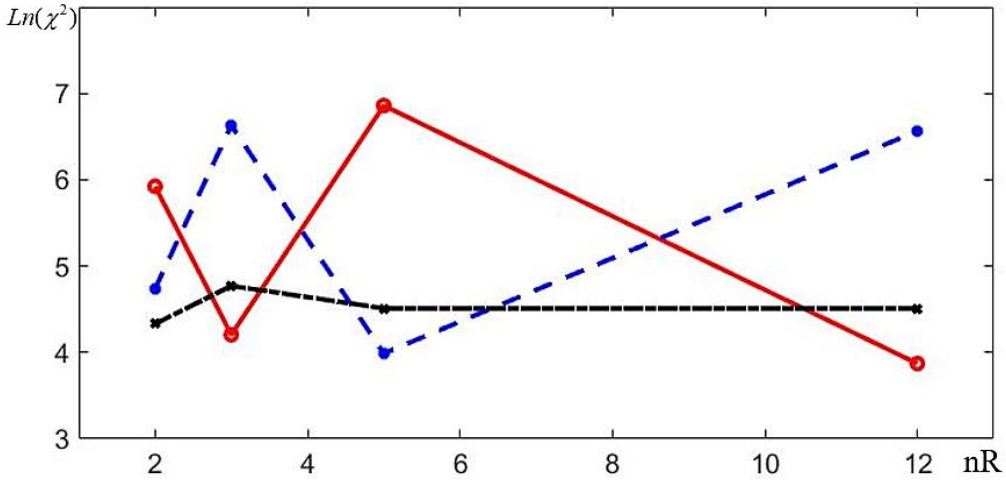


Рисунок 1 – Результаты анализа данных по статистике критерия согласия “Хи-квадрат” в зависимости от номера канала по дальности

На рисунке 1 штрихпунктирная линия соответствует логнормальному закону распределения вероятностей; сплошная линия – обратному гамма-распределению вероятностей; пунктирная линия – *K*-распределению.

Анализ зависимостей показывает, закон распределения вероятностей амплитуд отражённых сигналов меняется в каналах по дальности. В частности, во 2-ом канале по дальности наиболее близким является логнормальное распределение, в 3-м и 12-м наиболее близким является обратное гамма-распределение, в 5-м канале по дальности наиболее близким является *K*-распределение.

В таблице 1 также проводим результаты анализа реальных данных по статистике критерия согласия «Хи-квадрат» на файлах: «19980204_221908_ANTSTEP.CDF», «19980204_221700_ANTSTEP.CDF», «11931108_220902_steare.cdf», разрешение по дальности для этих файлов соответственно составляют 9м, 15м и 30м.

Таблица 1

Статистика критерия согласия «Хи-квадрат»

Файл	Номер канала (nR)	Закон распределения		
		ОГ	*K*	ЛН
11931108_220902_steare.cdf	2	374	114	86
	3	67	758	39.0
	6	387	117	92
	12	48	709	131
19980204_221908_ANTSTEP.cdf	3	125	475	276
	5	145	957	44
	11	362	458	208
	12	864	47	192
19980204_221700_ANTSTEP.cdf	2	638	57	71
	4	836	525	180
	5	775	987	211
	12	603	35	170

Анализ данных таблицы 1 показывает, что закон распределения меняется между каналами по дальности. Данный вывод справедлив для различных разрешений по дальности. Для большинства исследуемых каналов, логнормальное распределение лучше соответствует эмпирическим данным, чем *K*-распределение и обратное гамма-распределение. Эти результаты были также успешно анализированы на других файлах с разрешением дальности 3м, 9м, 15м и 30м.

Работа выполнена в рамках государственного задания Министерства науки и высшего образования РФ (FSSN-2020-0003).

Заключение

Таким образом, в данной работе проанализированы законы распределения отраженных сигналов от морской поверхности в каналах по дальности. Были рассмотрены следующие виды законов распределения: *K*-распределение, обратное гамма-распределение и логнормальное распределение. Результаты анализа показывают, что закон распределения амплитуд отраженных сигналов может меняться между каналами по дальности при высоком разрешении по дальности, что необходимо учитывать при синтезе алгоритмов обнаружения.

Литература

1. Chan, H. C., “Radar sea-clutter at low grazing angles,” IEE Proceedings, Vol. 137, Pt. F, No. 2, 102–112, April 1990.
2. Watts, S., “special issue on radar clutter and multipath propagation,” IEE Proc. part F, Vol. 138, No. 2, 1991.
3. Stehwien, W., “Statistics and correlation properties of high resolution X-band sea clutter,” IEEE Radar Conference, 1994.
4. Skolnik, M. I., Introduction to Radar Systems, 2nd edition, McGraw-Hill, New York, NY, 1980.
5. Mark A. Richards. Fundamentals of Radar Signal Processing. – McGraw – Hill Education. 2014, p. 894.
6. Айвазян С. А. Прикладная статистика: Основы моделирования и первичная обработка данных. Справочное изд. /С. А. Айвазян, И. С. Енюков, Л. Д. Мешалкин. – М.: Финансы и статистика, 1983. – 471с.
7. Akeman, E. and P. N. Pusey, “A model for non-Rayleigh sea echo,” IEEE Transactions on Antennas and Propagation, Vol. 24, 806–814, 1976.
8. Papoulis, A., Random Variable and Stochastic Processes, McGraw-Hill, New York, 1984.
9. http://soma.mcmaster.ca/ipix/ipixspecs.html

ANALYSIS OF THE DISTRIBUTION LAWS OF RADIO-TECHNICAL SIGNALS REFLECTED FROM THE SEA SURFACE

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

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

In this paper, presents a statistical analysis of the distribution of sea surface interference amplitude from IPIX radar using Chi-squared test. Some types of distribution laws of reflected signals from the sea surface were considered. The results of the analysis showed that depending on the radar resolution, the distribution law of the interference amplitude can have different distribution laws and can vary between channels in range.

Key words: IPIX radar, Chi-squared test, the sea clutter.

ИССЛЕДОВАНИЕ КАЧЕСТВА ПЕРЕДАЧИ КОРОТКИХ РЕЧЕВЫХ СООБЩЕНИЙ В КЛАСТЕРНОЙ БСС

проф. Приоров А.Л., асп. Гурьянов Е.Д.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Представлено исследование качества передачи короткого речевого сообщения в кластере адаптивной динамической кластерной беспроводной сенсорной сети для малых мобильных объектов. Производилась передача заранее сгенерированного короткого речевого сообщения длительностью 10 секунд. В ходе выполнения исследований была применена методика оценки качества речевых сигналов на основе методики средней экспертной оценки MOS. По результатам исследования выработаны рекомендации к разработке и внедрению алгоритма передачи коротких речевых сообщений в разрабатываемой кластерной БСС.

Введение

В нашем исследовании рассматривается адаптивная динамическая кластерная беспроводная сенсорная сеть применительно к задаче организации радиосвязи в кластере радиосети для группы малых мобильных объектов [1]. Кластер представляет собой два или более устройств, в нашем случае узлов сети, собранных на базе микроконтроллера Atmega32u4 и радиомодуля NRF24l01+. В исследовании рассматривается функционирование одного из кластеров разрабатываемой самоорганизующейся радиосети, представленной на рисунке 1.

Элементами кластера являются – один управляющий узел (мастер узел в нашем случае) и остальные вычислительные (узлы), связанные в локальную сеть. Управляющий узел – подготовка параллельных программ и данных, взаимодействие с вычислительными узлами через управляющую сеть. Вычислительные узлы – выполнение параллельной программы, обмен данными через коммуникационную сеть.

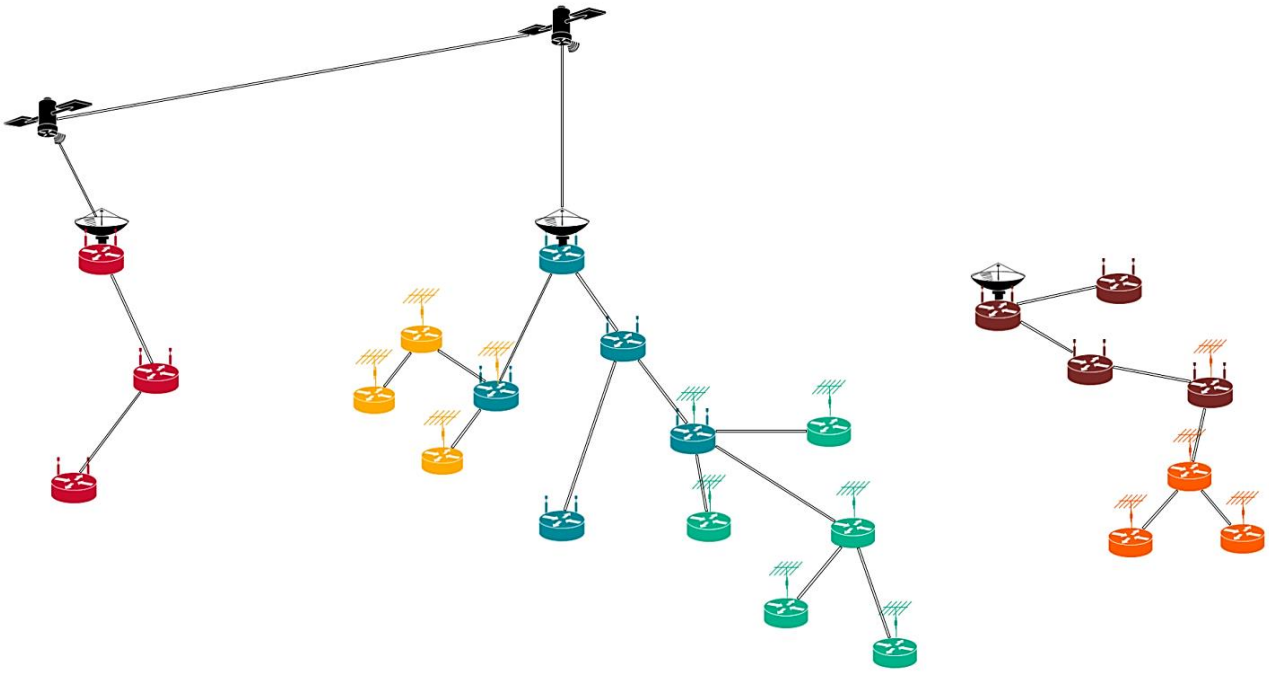


Рисунок 1. Пример исследуемой кластерной сети

На рисунке 1 можно выделить 7 кластеров. Чёрным цветом представлен «спутниковый» кластер, реализованный, например, на спутниках типа кубсат. Вторым уровнем идут кластеры красного, синего и коричневого цветов, притом как можно заметить, кластеры могут работать и автономно (коричневый кластер), накапливая и агрегируя данные и затем, передавая их в общую сеть, когда снова окажутся в пятне спутника. Этот уровень, условно назовём его наземно-воздушным, может быть организован, например, с помощью модулей ESP32, поддерживающих стандарт Wi-Fi и обладающих неплохой производительностью. Такие модули могут быть установлены на БЛА или, как в случае с исследуемой БСС на автономные мобильные платформы (АМП). Следующим уровнем идут маломощные радиомодули, такие как NRF24l01+, которые образуют дополнительные кластеры из АМП или стационарных датчиков. Стоит отметить, что наличие кластерной структуры подразумевает автономную работу каждого кластера на каждом уровне при необходимости изолировано и

самодостаточно. Пример подобной двухуровневой структуры описан в источнике [2], где совместно используются технологии ZigBee и GSM.

Проведение эксперимента

Основным типом данных, под который разрабатывался кластер сети, предполагается текстовая информация, например данные о состоянии узлов и получаемые от них измерения. В современных условиях, учитывая необходимость в многофункциональности разрабатываемых решений, была поставлена задача по проведению экспериментов с передачей монохромных небольших изображений в исследуемом кластере и коротких речевых сообщений, по аналогии с речевыми сообщениями в современных мессенджерах. Дополнительно проведена оценка качества передачи речевого сообщения в разработанной сети. Принцип проведения эксперимента подобен эксперименту с передачей изображения проведённому ранее [3]. Эксперимент проводился при мощности передатчика -18 дБм, скорости передачи 1 Мбит/с, на несущей частоте 2481 МГц. Заранее записанное речевое сообщение длительностью 10 секунд с частотой дискретизации 8 кГц было преобразовано в строку элементов размерности uint8 и записано на SD карту. Данные параметры взяты для упрощения проведения тестов, и совпадают с параметрами речевых сигналов получаемых в проектах [4, 5], где запись голоса ведётся на SD карту с помощью микроконтроллера и микрофона, поскольку разработка портативной радиостанции остаётся за рамками проекта.

Для оценки искажений сигнала было решено провести субъективно-статистические испытания (ССИ) с помощью группы экспертов. Для проведения оценки будем пользоваться аппаратом средней экспертной оценки MOS (Mean Opinion Score) — это субъективное измерение, определенное в рекомендации P.800 МСЭ-Т для оценки качества передачи в телефонных сетях.

Таблица 1.

Значения средней экспертной оценки MOS

Субъективная оценка качества звучания речи	Уровень восприятия речевой информации	Оценка
Отлично	Речь воспринимается полностью и без усилий	5
Хорошо	Речь воспринимается свободно, без ощутимых усилий	4
Удовлтворительно	Речь воспринимается с умеренными усилиями, наличие дефектов неоспоримо	3
Плохо	Речь воспринимается с вниманием	2
Очень плохо	Речь не воспринимается полностью или частично	1

Оценивать принятое речевое сообщение будем по значениям из таблицы 1 [6].

Узлы сети располагались на дистанции не более 1.5 метров друг от друга для сохранения дистанции уверенного приёма [7]. Логические соединения узлов представлены на рисунке 2. Физическое расположение узлов соответствует логическому – узлы расположены в линию. Дополнительных помех в радиоэфире нет.

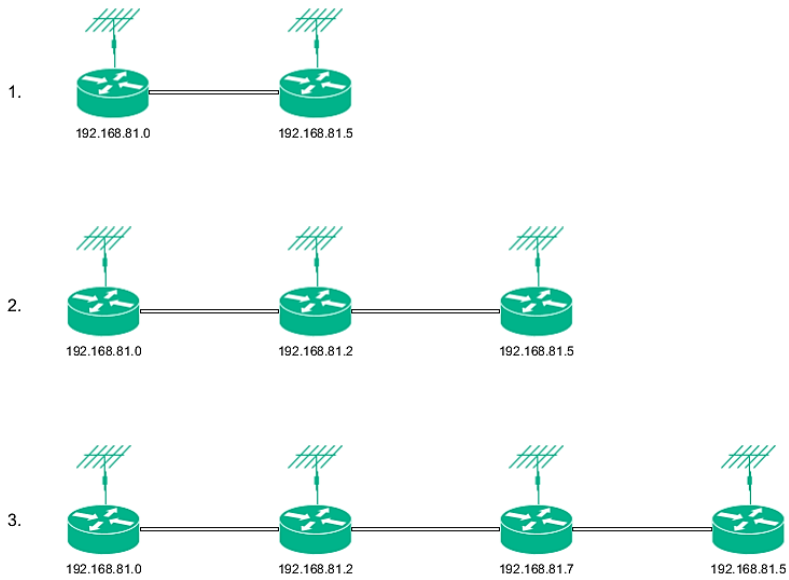


Рисунок 2. Логическое соединение узлов в эксперименте

Узел-приёмник всегда с адресом 192.168.81.0, а узел передатчик всегда с адресом 192.168.81.5. Результаты эксперимента приведены в таблице 2.

Таблица 2.

	Логическое соединение	Количество принятых символов	Разборчивость	Приблизитеьное время приёма и обработки
1	Передатчик-приёмник	81152 (642 пакетов)	4	1 мин 10 с
2	Передатчик-узел-приёмник	76032 (595 пакетов)	3	1мин 25 с
3	Передатчик-узел-узел-приёмник	77056 (602 пакета)	3	1 мин 50 с

При передаче в ветви передатчик-узел-узел-приёмник была отмечена задержка, которая слышна в середине записи. Таким образо можно отметить, что если бы в речевом сигнале не было бы повтора ключевых слов, произошла бы потеря ключевой информации.

Если обратить внимание на длительность передачи сигнала, то следует отметить, что в это время передача других сообщений в сети затруднена. Однако в отличие от передачи изображений, где потеря фрагментов значительно влияет на качество картинки, поскольку изображение достаточно мало и потеря деталей значительно искажает его, потеря пакетов при передаче аудио файлов не настолько ощутима.

Заключение

По результатам проведённых тестов можно сделать вывод, что качество приёма-передачи сообщений в исследуемой сети зависит от полноты приёма пакетов сообщения. Основной сложностью при передаче большого объёма данных является загрузка мастер-узла, что делает невозможным одновременную передачу нескольких сообщений большого объёма в сети. Для улучшения качества функционирования сети и передачи коротких речевых сообщений в дальнейшем предлагается ввести алгоритм сжатия данных, например на основе кодирования Хаффмана или арифметического кодирования, а также разработать алгоритм разбиения входящего речевого сообщения на фрагменты определённой длины, последующего их сжатия и передачи в исследуемом кластере БСС.

Литература

1. Гурьянов, Е. Д. Алгоритм работы самоорганизующейся радиосети для малых мобильных объектов / Е. Д. Гурьянов, П. А. Шустров, Д. М. Пинтюгов // Цифровая обработка сигналов и её применение (ЦОС-2021) : Доклады 23-ей Международной конференции, Москва, 24–26 марта 2021 года. – Москва: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2021. – С. 184-188. – EDN QUEYYJ.
2. Lutakamale, Albert & Kaijage, Shubi. (2017). Wildfire Monitoring and Detection System Using Wireless Sensor Network: A Case Study of Tanzania. Wireless Sensor Network. 09. 274-289. 10.4236/wsn.2017.98015
3. Приоров, А. Л. Исследование качества передачи монохромных изображений в кластере адаптивной динамической кластерной БСС / А. Л. Приоров, Е. Д. Гурьянов // Цифровая обработка сигналов и ее применение DSPA - 2023 : Доклады XXV Международной конференции, Москва, 29–31 марта 2023 года. – Москва: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2023. – С. 323-326. – EDN EEXVKM.
4. Speech Recognition and Synthesis With Arduino. [Электронный ресурс]. URL: https://www.instructables.com/Speech-Recognition-and-Synthesis-With-Arduino (дата обращения 10.10.2023).
5. Распознавание речи при помощи Arduino Nano: пример простой системы. [Электронный ресурс]. URL: https://habr.com/ru/companies/neuronet/articles/568838 (дата обращения 11.10.2023).
6. Способы оценки субъективного качества речи. [Электронный ресурс]. URL: https://habr.com/ru/articles/177099/ (дата обращения 14.10.2023).
7. Приоров, А. Л. Исследование характеристик кластера самоорганизующейся сети для малых мобильных объектов / А. Л. Приоров, Е. Д. Гурьянов, Д. А. Назаров // Цифровая обработка сигналов и её применение

(DSPA-2022) : 24-я Международная конференция, Москва, 30 марта – 01 2022 года. Том Выпуск: XXIV. – Москва: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2022. – С. 261-264. – EDN QRZATJ.

8. Лихтциндер Б.Я. Беспроводные сенсорные сети. Учебное пособие для вузов. – Горячая линия – телеком, 2020 – 236 с.

INVESTIGATION OF THE QUALITY OF TRANSMISSION OF SHORT SPEECH MESSAGES IN A CLUSTER WSN

A.L. Priorov, E.D. Guryanov

Demidov Yaroslavl State University

There is a study of the transmission quality of a short speech message in a cluster of adaptive dynamic cluster wireless sensor network for small mobile objects. Transmitted message is a pre-generated short speech message with duration of 10 seconds. In the course of the research, the methodology for assessing the quality of speech signals based on the MOS (Mean Opinion Score) was applied. Based on the results of the study, research group made recommendations for the development and implementation of an algorithm for transmitting short speech messages in the cluster of WSN being developed.

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ MIMO НА ФИЗИЧЕСКОМ УРОВНЕ СЕТЕЙ БЕСПРОВОДНОГО ДОСТУПА WI-FI.

студ. Зубахин П.Н., студ. Пахомова А.В., к.т.н. Панкратов Д.Ю.

Московский технический университет связи и информатики

Применение новых стандартов беспроводных коммуникаций направленно на повышение пропускной способности канала связи. Увеличение пропускной способности можно добиться применением современных видов модуляции, расширением спектра, а также при помощи технологии MIMO. В данной работе на основе результатов моделирования беспроводного канала связи показано увеличение пропускной способности при применении большего количества передающих и приемных антенн.

Введение. Wi-Fi – технология беспроводных локальных сетей. Технологии Wi-Fi позволяют объединять в локальных сетях компьютеры, используя радиоволны (то есть, не используя проводов), а также подключать их к интернету.[1,2,3]

С каждым годом технологии Wi-Fi пользуются все большей популярностью. Это обусловлено тем, что беспроводные сети имеют ряд преимуществ перед проводными сетями:

- Возможность перемещения абонентов при подключении к локальным беспроводным сетям;
- Быстрое развертывание при работе там, где нет кабельных линий;

Однако беспроводные сети имеют меньшую скорость и расстояние передачи данных по сравнению с проводными сетями.

В основном сети Wi-Fi используются:

- Подключение пользователей абонентских устройств беспроводной связи к сетям проводной.
- Объединение локальных кабельных подсетей в общую сеть, если не возможна или экономически не целесообразна прокладка кабельных сетей [3].

Рассмотрим развитие физического уровня стандартов системы WiFi.[1, 2].

IEEE 802.11n — версия стандарта 802.11n для сетей Wi-Fi 4, появившаяся в 2009 году и получила название Wi-Fi 4. Стандарт 802.11n повышает скорость передачи данных в 4-11 раз по сравнению с устройствами стандартов 802.g (максимальная скорость которых равна 54 Мбит/с). Теоретически 802.11n способен обеспечить скорость передачи данных до 600 Мбит/с, применяя передачу данных сразу по четырём антеннам, однако обычно встречаются решения 802.11n с одной антенной и скоростью до 150 Мбит/с. Устройства 802.11n могут поддерживать работу в диапазонах 2,4 или 5,0 ГГц. В спецификации 802.11n предусмотрены стандартные каналы шириной 20 МГц, а также широкополосные 40 МГц.

IEEE 802.11ac — стандарт беспроводных локальных сетей Wi-Fi, работающий в диапазоне частот 5 ГГц. Получил название Wi-Fi 5. Обратно совместим с IEEE 802.11n (в диапазоне 5 ГГц).

Стандарт позволяет существенно расширить пропускную способность сети, начиная от 433 Мбит/с и до 6,77 Гбит/с при 8 MU-MIMO-антеннах. Стандарт 802.11ac работает только в диапазоне частот 5 ГГц, но большинство беспроводных маршрутизаторов, которые его поддерживают.

IEEE 802.11ax— стандарт беспроводных локальных компьютерных сетей в наборе стандартов IEEE 802.11. Получил название Wi-Fi 6. В дополнение к использованию технологий MIMO и MU-MIMO, в стандарте Wi-Fi 6 вводится режим ортогонального частотного мультиплексирования (OFDMA) для улучшения спектральной эффективности и модуляция 1024-QAM для увеличения пропускной способности. Устройства данного стандарта предназначены для работы в уже существующих диапазонах 2,4 ГГц и 5 ГГц, но может включать дополнительные полосы частот в диапазонах от 1 до 7 ГГц, по мере их появления.

IEEE 802.11be — это следующая поправка к стандарту 802.11 IEEE, которая будет называться Wi-Fi 7. Он будет основываться на стандарте 802.11ax, ориентированном на работу WLAN внутри и вне помещений со стационарными и пешеходными скоростями в диапазонах частот 2,4, 5 и 6 ГГц. Ожидается, что скорость достигнет теоретического максимума в 30 Гбит/с. Передача в полосе 320 МГц и более эффективное использование фрагментированных каналов.

Анализ характеристик физического уровня систем WiFi.

Основные характеристики стандартов, описанных выше, сведены в таблицу 1.

Таблица 1.

Характеристика влияющие на пропускной способность.

Стандарты	Скорость	Количество антенн	Диапазон	Ширина канала	Модуляция	Дата выхода
802.11n	от 150 Мбит/с до 600 Мбит/с	4	2.4 и 5 ГГц	20МГц	64-QAM	11 сентября 2009г.
802.11ac	от 433 Мбит/с до 6.75 Гбит/с	8	5 ГГц	80МГц	256-QAM	20 января 2011г.
802.11ax	до 13 Гбит/с	8	2.4 и 5 ГГц	160МГц	1024-QAM	1 февраля 2021г.
802.11be	дот 30 Гбит/с до 40 Гбит/с	16	2.4; 5 и 6 ГГц	320МГц	4096-QAM	2024г

Развитие беспроводных технологий Wi-Fi идет по пути увеличения пропускной способности радиоканалов связи, что вызвано потребностями цифровой экономики и информационного общества. Из таблицы 1 видно, что в каждом последующем стандарте изменяется ширина канала, тип модуляции и количество приёмных и передающих антенн системы MIMO.[4,5].

Моделирование технологии MIMO на физическом уровне.

В данной работе было проведено моделирование технологии MIMO с различным количеством передающих и приемных антенн, при условиях: ширина канала и тип модуляции неизменны, в качестве демодулятора использовался демодулятор, оптимальный по критерию. [6,7,8].

При проведении моделирования получены график зависимости пропускной способности от SNR(дБ) (рисунок 1) и график зависимости вероятности ошибки (BER) от SNR(дБ) (рисунок 2).

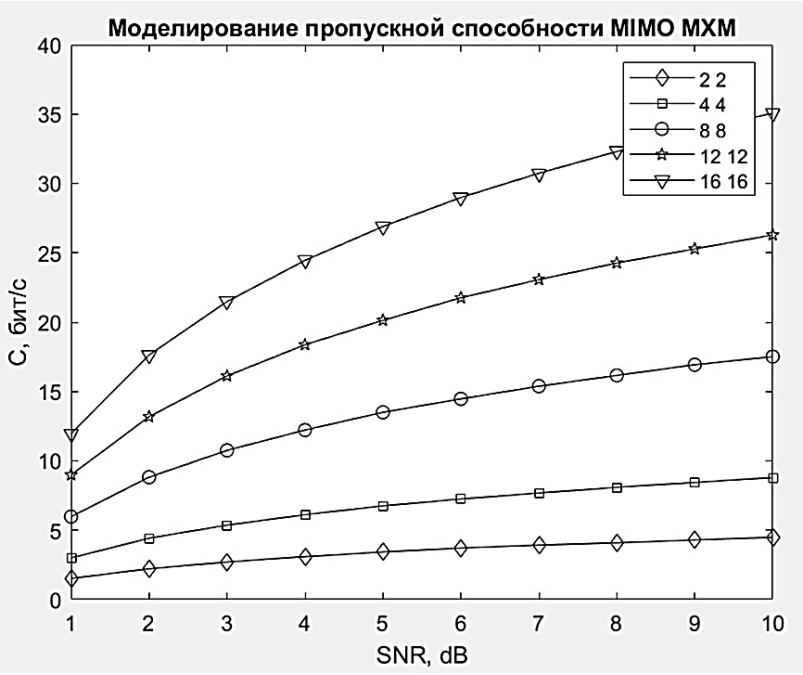


Рисунок 1. График зависимости пропускной способности с (бит/с) от SNR (дБ) для различного количества антенн.

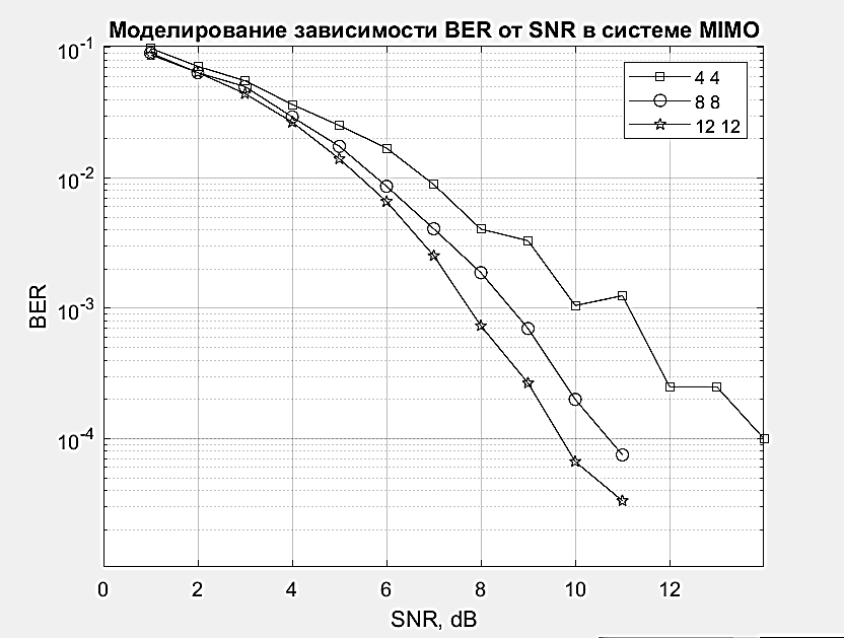


Рисунок 2. График зависимости BER от SNR(дБ) для различного количества антенн.

Заключение:

Исследования в области моделирования MIMO показали, что с увеличением количества антенн происходит значительное увеличение скорости передачи данных, что делает MIMO привлекательной технологией для беспроводных систем следующего поколения.

При увеличении количества антенн, вычислительная сложность моделирования системы радиосвязи с применением MIMO увеличивается. Особенно это сказывается при алгоритме демодуляции, оптимальном по критерию максимального правдоподобия, при котором вычислительная сложность растет по экспоненциальному закону. Поэтому при большом количестве антенн следует применять более простые алгоритмы демодуляции, проигрывая при этом в помехоустойчивости.

Литература

1. IEEE Std 802.11™ – 2012. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications.
2. IEEE Std 802.11ac™ – 2013. IEEE Standard for Information technology – Telecommunications and information exchange between systems Local and metropolitan area networks – Specific requirements. Part 11: Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) Specifications. Amendment 4: Enhancements for Very High Throughput for Operation in Bands below 6 GHz.
3. Смирнов, Е. В., Пролетарский, А. В. Технологии современных беспроводных сетей Wi-Fi / — Москва: МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2017 — 446 с.: ил.
4. MIMO System Technology for Wireless Communication / Edited by George Tsoulos. USA, FL, Boca Raton, CRC Press, 2006. – 378 p.
5. Huang G., Papadias C.B., Venkatesan S. MIMO Communication for Cellular Networks. USA, Springer Science + Busyness Media LLC, 2012. -314 p.
6. Кренкель Т.Э., Курашов Э.С., Моделирование системы MIMO– T-Comm, 2015. – 21-25с.
7. Бакулин М.Г. Крейнделин В.Б. Панкратов Д.Ю. Технологии в системах радиосвязи на пути к 5G. – М.: Горячая линия – Телеком, 2018. – 280 с.: ил.
8. Степанова А.Г., Панкратов Д.Ю. Компьютерное моделирование технологии MIMO для систем радиосвязи – ТИО, МТУСИ, 2018. –191-194с // Web:https://elibrary.ru/item.asp?id=35057777

APPLICATION OF MIMO TECHNOLOGY AT THE PHYSICAL LEVEL OF WI-FI WIRELESS ACCESS NETWORKS

Stud. Zubakhin P.N., stud. Pahomova A.V., Ph. D. Pankratov D.Y.

Moscow Technical University of Communications and Informatics (MTUCI)

The application of new wireless communication standards is aimed at increasing the capacity of the communication channel. An increase in bandwidth can be achieved by using modern types of modulation, spectrum expansion, as well as using MIMO technology. In this paper, based on the results of modeling a wireless communication channel, an increase in bandwidth is shown when using a larger number of transmitting and receiving antennas.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ПОВЫШЕНИЯ ОПЕРАТИВНОСТИ ОБЛУЖИВАНИЯ АБОНЕНТА СИСТЕМОЙ-112 В УСЛОВИЯХ ЛОЖНОГО ВЫЗОВА

асп. Иванов И.Б.

Владимирский государственный университет имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

В статье представлены алгоритм действий оператора системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112», обобщенные параметры моделирования процесса обслуживания абонента и формальная постановка задачи исследования, направленная на повышения оперативности обслуживания абонента системой в условиях ложного вызова.

Известен алгоритм действий оператора системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112», он приведен в Приложении к Методическим рекомендациям «О развитии, организации эксплуатации и контроля функционирования системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112».

Рекомендации содержат несколько разделов:

1. Общие положения.

2. Порядок обработки поступающих вызовов.

3. Примерные сроки совершения процедур по обеспечению вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112».

4. Особенности действий операторов системы-112 при поступлении обращения с недостаточной для организации реагирования информацией о происшествии.

На рисунке 1 представлена последовательность совершения процедур (действий) по обеспечению вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112».

Исходя из особенностей представленного алгоритма действий операторов (логики, процедур и временных сроков, указанных в методических рекомендациях) системы обеспечения вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112» осуществляющих обслуживания абонента с учетом ложного вызова и случаев отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии или чрезвычайной ситуации, были предложены следующие параметры моделирования, описывающие:

- истинный вызов и абонента его осуществляющий:

вероятность наличия вызова от абонента, осуществляющего истинный вызов;

максимальное время ожидания обратившимся абонентом начала опроса оператора (а также ответа оператора, переводчика и психолога);

максимальная вероятность прерывания опроса (обслуживания) абонента;

вероятность потребности обратившегося абонента в переводчике;

среднее время (и среднее квадратическое отклонение (СКО)) опроса абонента оператором;

максимальное время инициализации обратного дозвона оператором;

максимальное время ожидания оператором ответа абонента при обратном дозвоне;

-- первого дозвона:

вероятность дозвона оператором до абонента при первом дозвоне;

-- второго дозвона:

вероятность дозвона оператором до абонента при втором дозвоне;

-- третьего дозвона:

вероятность дозвона оператором до абонента при третьем дозвоне;

- ложный вызов и абонента его осуществляющий

вероятность потребности обратившегося абонента осуществляющего ложный вызов в переводчике;

вероятность и время умышленного прерывания опроса с переводчиком (без переводчика) абонента;

вероятность и время обратного дозвона до абонента с первого (со второго и с третьего раза) раза;

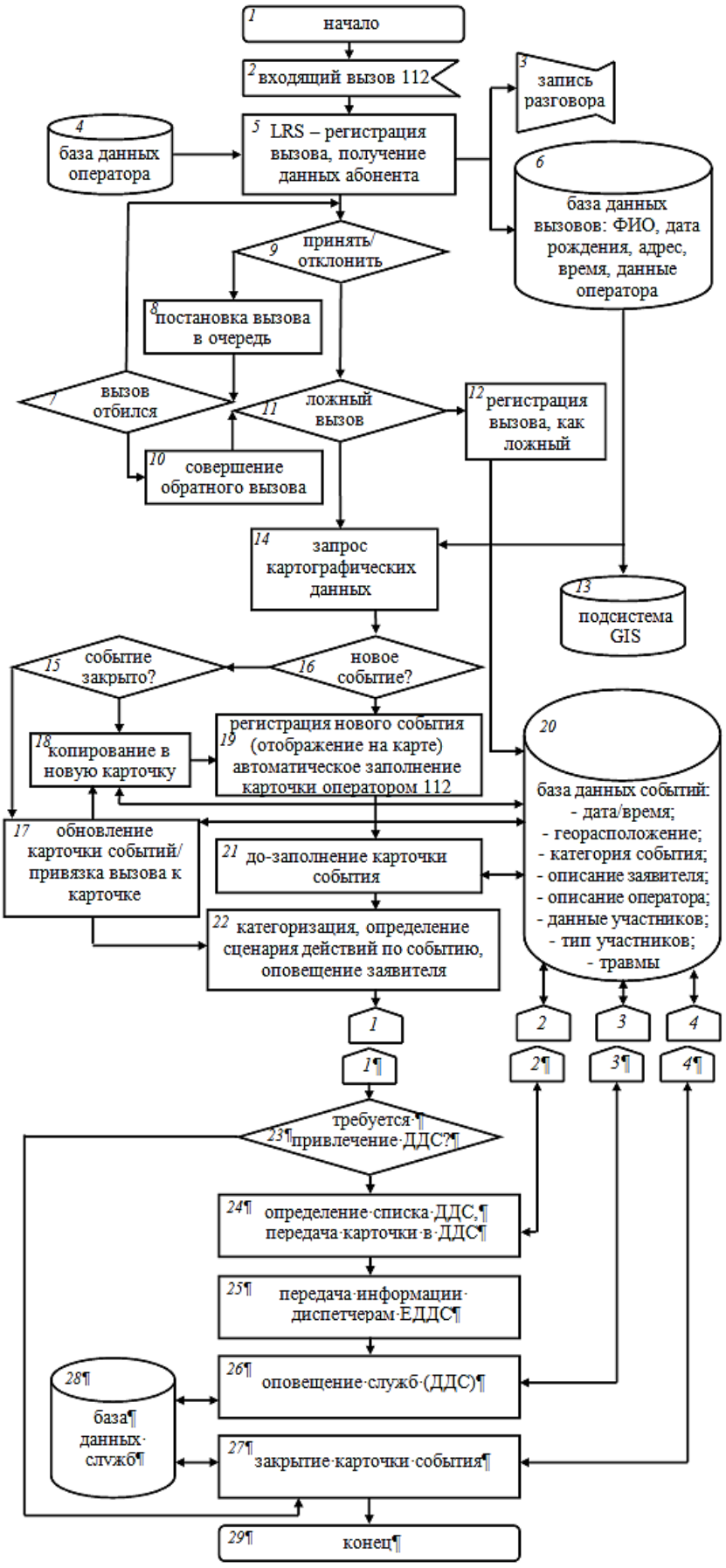


Рисунок 1. Последовательность совершения процедур по обеспечению вызова экстренных оперативных служб по единому номеру «112»

- оператора системы-112 и оператора дежурно-диспетчерской службы:

вероятность передачи оператором унифицированной карточки информационного обмена (УКИО) и ожидания подтверждения дежурно-диспетчерской службы (ДДС) «о получении УКИО и соответствии вызова зоне ответственности ДДС»;

максимальное время подтверждения оператором ДДС получения УКИО и соответствие вызова ответственности ДДС;

вероятность подтверждения оператором ДДС «получения от оператора системы-112 УКИО и соответствие вызова ответственности ДДС»;

- оператора-консультанта, оператора-психолога, подсистемы IVR (интерактивный голосовой автоответчик)**:**

вероятность потребности абонента в консультации оператором-консультантом – вероятность начала консультации абонента оператором-консультантом;

вероятность потребности абонента в представлении информации по подсистеме IVR – вероятность начала работы подсистемы IVR;

- подсистемы IVR:

среднее время (и СКО) предоставления информации абоненту подсистемой IVR;

потребность абонента, после обслуживания подсистемой IVR, в предоставлении консультации оператором-консультантом – вероятность начала работы оператора-консультанта;

потребность абонента, после обслуживания подсистемой IVR, в предоставлении консультации оператором-психологом – вероятность начала работы оператора-психолога;

- оператора-консультанта:

среднее время консультативного обслуживания обратившегося абонента оператором-консультантом;

СКО времени обслуживания обратившегося абонента оператором-консультантом;

потребность абонента в предоставлении информации подсистемой IVR во время его обслуживания оператором-консультантом;

-- первого дозвона:

вероятность дозвона оператором-консультантом до абонента при первом дозвоне;

-- второго дозвона:

вероятность дозвона оператором-консультантом до абонента при втором дозвоне;

-- третьего дозвона:

вероятность дозвона оператором-консультантом до абонента при третьем дозвоне;

- оператора-психолога:

потребность абонента, после его обслуживания оператором-консультантом, в предоставлении консультации оператором-психологом – вероятность и время начала работы оператора-психолога;

среднее время консультативного обслуживания обратившегося абонента оператором-психологом;

потребность абонента в предоставлении консультативного обслуживания обратившегося абонента оператором-консультантом во время его обслуживания оператором-психологом;

-- первого дозвона:

вероятность дозвона оператором-психологом до абонента при первом дозвоне;

-- второго дозвона:

вероятность дозвона оператором-психологом до абонента при втором дозвоне;

-- третьего дозвона:

вероятность дозвона оператором-психологом до абонента при третьем дозвоне.

Приведенные параметры, возможно, разделить на группы:

- первая - описывает параметры истинного вызова;
- вторая – параметры ложного вызова;
- третья – параметры технического процесса и внешние условия.

Представленные параметры моделирования фактически являются исходными данными моделирования процесса, описывают различные его свойства и участников и в последующем будут являться регулируемыми параметрами модели [1-7].

Тогда, формальная постановка задачи исследования, направленная на повышение оперативности обслуживания абонента системой-112 в условиях ложного вызова, может быть таковой.

1. Определить вероятностно-временные характеристики (ВВХ) процесса обслуживания абонента (**задача анализа**) осуществляющего вызов экстренных оперативных служб по единому номеру «112» о происшествии или чрезвычайной ситуации с учетом наличия ложного вызова и случаев отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии.

Формальная постановка задачи имеет вид:

$$\begin{matrix} P_{обсл}(РПМ) \to ? \\ t_{обсл}(РПМ) \to ? \end{matrix} \Rightarrow P_{обсл}(t_{обсл}), \quad (1)$$

где РПМ – регулируемые параметры моделирования характеризующие:
- истинный вызов и абонента его осуществляющий;
- ложный вызов и абонент его осуществляющий;
- оператора системы-112;
- оператора ДДС;
- оператора-консультанта;
- оператора-психолога;
- подсистемы IVR;

$P_{обсл}(РПМ)$ - функция вероятности обслуживания абонента системой-112 в зависимости от регулируемых параметров моделирования;

$t_{обсл}(РПМ)$ - функция времени обслуживания абонента системой-112 в зависимости от регулируемых параметров моделирования;

$P_{обсл}(t_{обсл})$ - функция зависимости вероятности обслуживания абонента системой-112 от времени – ВВХ процесса обслуживания.

2. Обеспечить повышение оперативности процесса обслуживания абонента системой-112 (**задача синтеза**) с учетом наличия ложного вызова и случаев отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии.

Существует два подхода повышения оперативности обслуживания процесса обслуживания:

первый - обеспечение повышения вероятности обслуживания, за время не превышающие заданное;

второй - обеспечение снижения времени облуживания, при вероятности не ниже требуемой.

Воспользуемся вторым подходом, то есть, обеспечим снижения времени обслуживания абонента системой-112 в условиях наличия ложного вызова и случаев отсутствия или не полностью выраженной заявки о происшествии, при вероятности обслуживания, не ниже требуемой, тогда **формальная постановка задачи** будет иметь вид:

$$\begin{matrix} t_{обсл}(РПМ) \to \min \\ при\ P_{обсл}(РПМ) \geq P_{обсл}^{(треб)} \end{matrix}. \quad (2)$$

Повышение оперативности будет происходить по средствам настройки регулируемых параметров алгоритма, обеспечивающих снижение гарантированного времени обслуживания абонента в зависимости от уровня ложного вызова.

Литература

1. 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.
2. 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.
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.

MATHEMATICAL STATEMENT OF THE PROBLEM OF INCREASE OF EFFICIENCY OF PROCESSING OF THE CALL OF THE SUBSCRIBER BY SYSTEM - 112 IN THE CONDITIONS OF FALSE THE CALLL

Ivanov I.B.

The Vladimir state university of a name of Alexander Grigorevicha and Nikolay Grigorevicha Stoletovyh.

In article the generalised parametres of modelling of process of service of the subscriber and the formal statement of the research problem directed on increases of efficiency of service of the subscriber by system in the conditions of a false call are presented algorithm of actions of the operator of system of maintenance of a call of emergency operative services under the uniform number «112».

РАЗРАБОТКА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ БЕСПРОВОДНОЙ СЕНСОРНОЙ СЕТИ НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИЙ МАЛОГО ЭНЕРГОПОТРЕБЛЕНИЯ

проф. Линец Г.И.[1], преп. Мельников С.В.[1], Карпенко Н.В.[2],

[1] Северо-Кавказский Федеральный Университет
[2]Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого

В статье представлена разработанная имитационная модель, предназначенная для оценки энергоэффективности конфигурации сенсорной сети в зависимости от используемого класса устройств.

Предполагается использование топологии сенсорной сети, в которой заранее определено расположение сенсоров и базовой станции (шлюза). В качестве технологии передачи данных между шлюзом и сенсором рассматривается LoRaWAN, поддерживающая следующие сценарии работы: периодическая или адаптивная отправка данных. Предложенная имитационная модель проверена на адекватность, обладает большим перечнем входных параметров и позволяет оценивать энергопотребление. Для разработки использована библиотека моделирования OMNET++, как наиболее подходящая для разработки имитационной модели беспроводной сенсорной сети на основе технологий малого энергопотребления.

Введение

Предназначение разрабатываемой имитационной модели заключается в оценке энергоэффективности конфигурации сенсорной сети в зависимости от используемого класса устройств. Предполагается использование такой топологии сенсорной сети, в которой заранее определено расположение сенсоров и базовой станции (шлюза).

При выборе технологий передачи данных, будем исходить из следующих возможных сценариев работы беспроводной сенсорной сети: периодическая или адаптивная отправка данных.

Периодическая отправка данных представляет собой регулярную, через установленные интервалы времени, отправку датчиком собранной информации. При этом, датчик пытается отправить данные в любой ситуации, если не выключен.

Адаптивная передача данных (ADR) подразумевает адаптацию скорости передачи данных конечных устройств с тем, чтобы оптимизировать загрузку сети и обеспечить каждому конечному устройству возможность работы на максимальных скоростях, обеспечивающих надлежащую помехоустойчивость в тех радио условиях, в которых данное устройство эксплуатируется.

Учитывая, что Росстандарт утвердил национальный стандарт LoRaWAN [1], разрабатываемая имитационная модель должна быть реализована на ее основе.

Имитационная сеть LoRaWAN должна включать сервер, магистральную часть, шлюз и N сенсоров. Сеть использует для передачи F основных каналов и один служебный. Для организации передачи, сенсорами используется сигнально-кодовые конструкции 0,1,…,M, ортогональные друг другу, которые генерируются сервером.

Предполагается, что сенсоры передают кадры, интенсивность поступления которых описывается пуассоновским законом распределения случайных величин. Кадры должны передаваться в режиме с подтверждениями.

Будем считать, что для каждой сигнально-кодовой конструкции и каждого канала у шлюза имеется отдельный приемо-передающий тракт, в связи с чем шлюз может принимать и передавать данные в различных каналах и использовать различные сигнально-кодовые конструкции одновременно. Однако, он не может одновременно принимать и передавать кадр в одном канале с использованием одной сигнально-кодовой конструкции.

В технологии LoRaWAN предусмотрены механизмы адаптации скорости передачи данных конечных устройств для того, чтобы оптимизировать загрузку сети и обеспечить каждому конечному устройству возможность работы на максимальных скоростях с требуемой помехоустойчивостью.

Адаптацию скорости передачи данных конечных устройств (End Node) выполняет сетевой сервер посредством соответствующих MAC команд. Решение о выборе той или иной скорости принимается на основании оценки качества, принятого от End Node сигнала.

Механизмы адаптации скорости будем использовать только на устройствах, местоположение которых постоянно и не меняется со временем (статичные устройства), т.к. для таких устройств, радио условия будут достаточно стабильны от одного сеанса связи до другого.

Таким образом, имитационная модель должна учитывать возможность функционирования как в режиме ADR, так и в режиме без ее использования.

Постановка задачи

Требуется разработать имитационную модель беспроводной сенсорной сети на основе технологии малого энергопотребления, позволяющую рассчитывать коэффициент доставки пакетов и энергопотребление для успешной передачи, как для отдельного сенсора, так и для всей сети в целом при выбранном режиме работы.

Коэффициент доставки пакетов будем определять, как количество сообщений, полученных сетевым сервером без искажений, деленное на общее количество сообщений, отправленных конечными узлами.

Энергопотребление на успешную передачу пакетов предполагается определять, как общее количество энергии, используемой всеми узлами, деленное на общее количество сообщений, полученных сетевым сервером.

Разрабатываемая имитационная модель должна:

- в качестве параметров сенсора использовать: полосу пропускания сенсоров; предустановленную скорость кодирования; мощность и центральную частоту передачи; коэффициент расширения спектра сигналов; размер пакета генерируемых данных;
- иметь возможность функционирования в режиме периодической и адаптивной передачи данных (в режиме ADR и noADR);
- иметь возможность оценки энергопотребления сенсоров в рамках моделируемого временного промежутка при заданном удалении от шлюза.

Разработка имитационной модели

Разработанная модель реализована в пакете OMNET++, использует библиотеку INET [2]. Модель включает в себя модули, имитирующие физический уровень LoRa, протокол MAC, а также сетевые элементы, включая шлюзы и сетевые серверы. В модели беспроводная сенсорная сеть содержит N сенсорных узлов, шлюз, участок магистральной сети (представлен двумя маршрутизаторами и элементом InternetCloud) и сервер (рисунок 1).

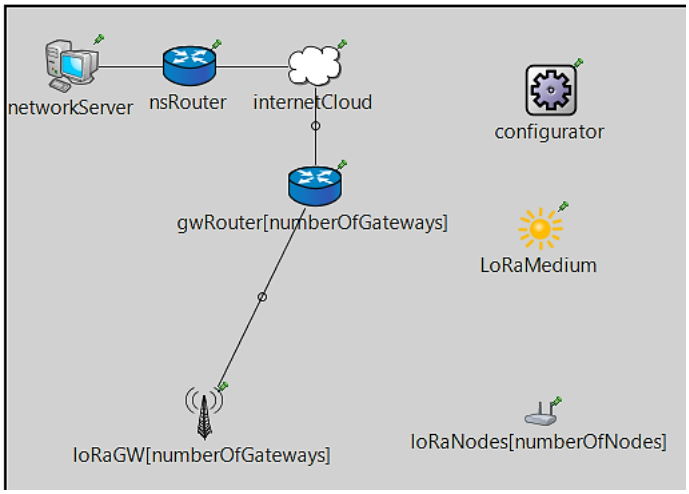


Рисунок 1 - Общая схема имитационной модели.

Архитектура сети состоит из иерархической топологии, в которой узлы LoRa взаимодействуют со шлюзами через свои физические уровни (рисунок 2).

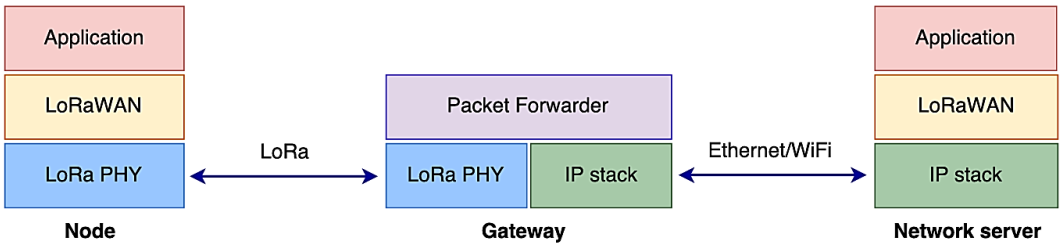


Рисунок 2 - Соответствие стека протокола LoRaWan между сенсором и шлюзом и связь шлюза с сервером.

Шлюзы ретранслируют полученные сообщения на центральный сетевой сервер. Связь между шлюзами и сетевым сервером осуществляется по стандартному Интернет-протоколу (IP). Центральный сетевой сервер управляет сетью, обрабатывая входящие сообщения, фильтруя повторяющиеся пакеты, перенаправляя сообщения на серверы приложений и отправляя ответы узлам через один назначенный шлюз.

Таким образом, шлюз может принимать сигналы от нескольких сенсоров, в соответствии со спецификацией LoRaWAN, в то время, как шлюз и сеть для передачи пакетов используют протокол IP.

Модель позволяет настроить параметры передачи на физическом уровне: коэффициент расширения спектра, центральную частоту, полосу пропускания, кодирование и мощность передачи. Эти параметры определяют дальность связи. Также учитывается, какой канал используется сенсором, например, осуществляется возникновение коллизии при пересечении передачи во времени двух сенсоров, находящихся в не ортогональных каналах. Из двух встречных сигналов декодируется более сильный, при условии, что разность мощностей должна быть более 6 дБм.

В программе реализовано три режима функционирования сенсора – передача данных, прием данных и «сон»[2]. Сенсор переходит в спящий режим после передачи или приема кадра. Энергопотребление зависит от используемой мощности передачи.

Реализованная в модели технология ADR позволяет увеличить общую пропускную способность сети и максимизировать время автономной работы узлов за счет оценки бюджета передачи, который представляет собой сумму полученных и потерянных пакетов в каждом беспроводном канале между узлом и шлюзом.

Зависимости коэффициента доставки пакетов от количества используемых сенсоров и выбранного режима работы, представлены на рисунке 3.

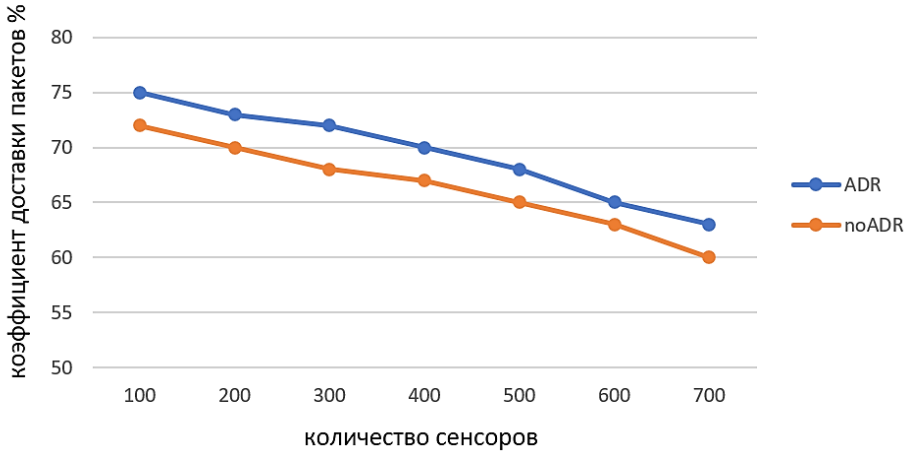


Рисунок 3 - Зависимость коэффициента доставки пакетов от количества сенсоров.

Оценка общего энергопотребления (Вт), в зависимости от количества сенсоров и режима работы представлена на рисунке 4.

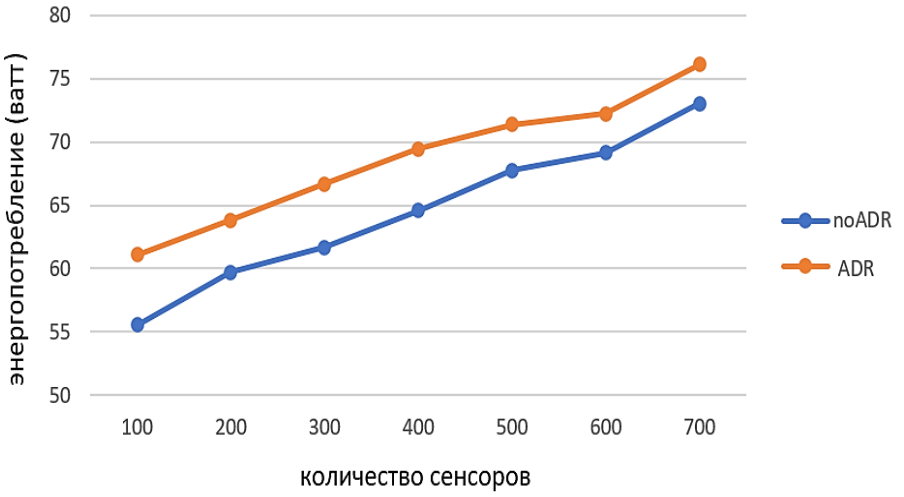


Рисунок 4 - Зависимость энергопотребления сенсорной сети от количества сенсоров.

Проверка адекватности разработанной имитационной модели

С целью оценки полученных результатов имитационной модели, произведено ее сравнение с известной моделью, разработанной в среде LoraSim [3] по параметрам, представленным в таблице 1.

Таблица 1

Параметры проведения экспериментов

Параметр	Значение
TP	14 дБм
CF	868 МГц
SF	12
BW	125 кГц
CR	4/5
Размер данных сенсора	20 байт
Время моделирования	86400 секунд

При этом предполагается, что отправка пакетов с сенсора происходит непрерывно в течение времени моделирования.

В качестве оцениваемого параметра выбран параметр энергопотребления отдельно взятого сенсора, т.к. из данного значения, в дальнейшем, рассчитывается энергопотребление при успешной передаче и доставке пакетов.

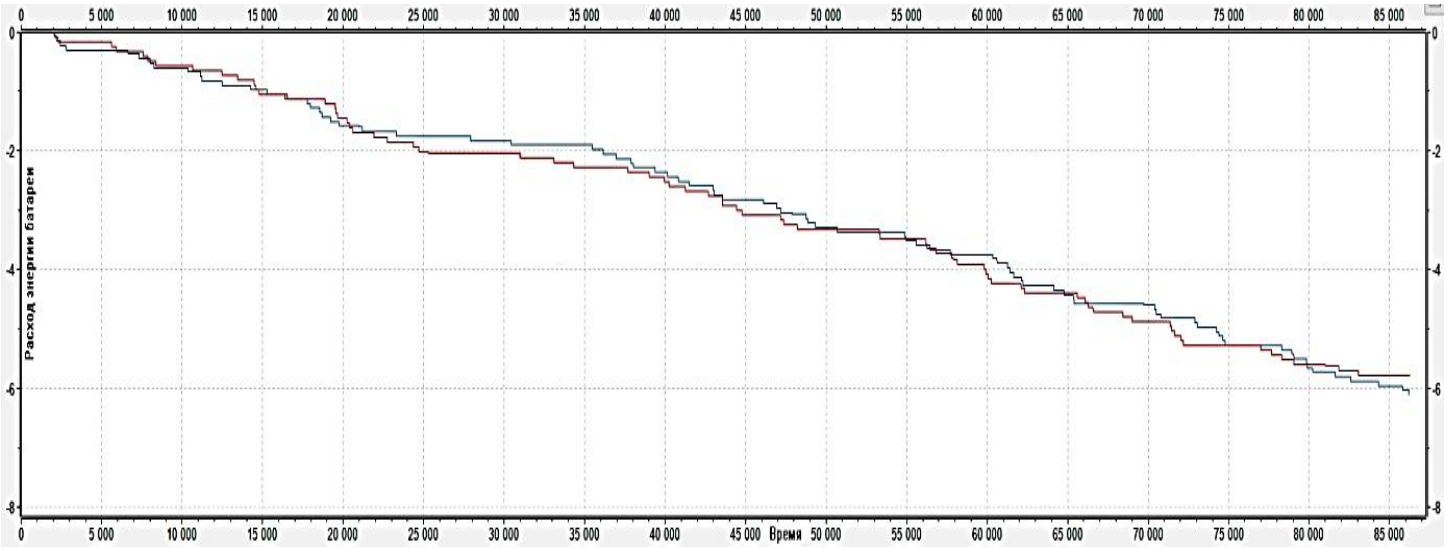


Рисунок 5 - Сравнение энергопотребления сенсоров известной модели, разработанной в среде LoraSim (синяя линия) и разработанной модели в среде OMNET++ (красная линия).

Как видно из рисунка 5, графики энергопотребления сравниваемых имитационных моделей имеют сопоставимые значения, что говорит об адекватности разработанной имитационной модели.

Выводы

В данной статье представлена имитационная модель беспроводной сенсорной сети на основе технологии малого энергопотребления LoraWan. Кратко охарактеризованы основные аспекты моделирования беспроводной сенсорной сети, описаны сценарии работы, указаны ключевые параметры приема и передачи данных.

Имитационная модель позволяет оценивать коэффициенты доставки пакетов и энергопотребление при успешной передаче пакетов. В качестве среды для разработки имитационной модели выбран бесплатный для использования пакет OMNET++, в котором реализованы основные функции сетевого уровня протокола LoRaWAN.

С целью проверки адекватности оценки параметров разработанной имитационной модели, осуществлено ее сравнение по энергопотреблению сенсора с известной имитационной моделью, достаточно хорошо зарекомендовавшей себя на практике [3]. Анализ показал, что расхождение оценок энергопотребления сравниваемых моделей составила менее 1,5%, что позволяет сделать вывод об адекватности разработанной модели [2].

Разработка имитационной модели выполнена в рамках реализации программы стратегического академического лидерства «Приоритет-2030» при финансовой поддержке Минобрнауки России (соглашение № 075-15-2021-1319) в рамках выполнения проекта «Разработка информационной системы определения физико-химических параметров почвы и состояния растений на основе технологии беспроводных сенсорных сетей и беспилотных летательных аппаратов».

Литература

1. Д ПНСТ 516-2021. Информационные технологии. Интернет вещей. Спецификация LoRaWAN RU: предварительный национальный стандарт Российской Федерации : издание официальное: утвержден и введен в действие Приказом Федерального агентства по техническому регулированию и метрологии от 28 января 2021 г. N 5-пнст: дата введения 2021-07-01 / разработан Ассоциацией участников рынка интернета вещей и Акционерным обществом "Российская венчурная компания" (АО "РВК"): официальное издание. - М.: Стандартинформ, 2021.
2. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2022680100 Российская Федерация. Имитационная модель беспроводной сенсорной сети на основе технологии малого энергопотребления: № 2022669088: заявл. 18.10.2022: опубл. 27.10.2022 / Г. И. Линец, А. В. Баженов, С. В. Мельников [и др.]; заявитель Федеральное государственное автономное образовательное учреждение высшего образования «Северо–Кавказский федеральный университет».
3. Do LoRa Low–Power Wide–Area Networks Scale? / M. C. Bor, U. Roedig, T. Voigt, J. M. Alonso // Proceedings of the 19th ACM International Conference on Modeling, Analysis and Simulation of Wireless and Mobile Systems, ser. MSWiM ’16. – New York : 2016. – P. 59–67.

DEVELOPMENT OF SIMULATION MODEL OF WIRELESS SENSOR NETWORK BASED ON LOW POWER CONSUMPTION TECHNOLOGIES

Prof. Linets G.I.[1], lect. Melnikov S.V.[1], Karpenko N.V.[2]

[1] North Caucasian Federal University
[2]Branch of the Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great, s. Serpukhov

The paper presents a developed simulation model designed to evaluate the energy efficiency of sensor network configuration depending on the class of devices used.It is assumed to use a sensor network topology in which the location of sensors and base station (gateway) is predetermined. LoRaWAN is considered as the data transmission technology between the gateway and the sensor, supporting the following operation scenarios: periodic data sending, and adaptive data sending. The proposed simulation model is tested for adequacy, has a large list of input parameters and allows estimating the required power consumption values. OMNET++ modeling library is used for the development as the most suitable for the development of simulation model of wireless sensor network based on low power consumption technologies.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ СЕЗОННЫХ КОЛЕБАНИЙ РАДИОФИЗИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОДСТИЛАЮЩЕЙ ПОВЕРХНОСТИ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ НИЗКОРАСПОЛОЖЕННОЙ АНТЕННЫ КВ ДИАПАЗОНА

инж., м.н.с. Майненгер К.А. [1,2]

[1] Омский научно-исследовательский институт приборостроения АО «ОНИИП»
[2] Институт радиофизики и физической электроники Омского научного центра СО РАН

Рассмотрено изменение входного сопротивления приземной антенны связанного с влиянием сезонных изменений радиофизических характеристик подстилающей поверхности. Исследуемый тип подстилающей поверхности соответствовал почве Омской области, находящейся в различных физических состояниях. Проведено численное моделирование влияния подстилающей поверхности на приземную антенну. Приводится методика измерения входного сопротивления антенны. В результате работы получены значения входного сопротивления антенны при различных состояниях подстилающей поверхности полученные с помощью электродинамического моделирования и экспериментальных измерений, проводимых в различные времена года.

Как известно, антенна является именно тем элементом радиотехнической системы, который непосредственно взаимодействует с окружающей средой и потому сильно реагирует на изменения окружающих условий. Изменение параметров антенны может существенно влиять на дальность, качество и помехозащищенность радиосвязи [1,2]. Антенны, расположенные вблизи поглощающей энергию поверхности грунта, относятся к приземным антеннам, свойства таких антенн определяются не только их конструкцией, но и радиофизическими характеристиками подстилающей поверхности. Простейшей и наиболее распространенной антенной такого типа является антенна «Наклонный луч» (далее антенна НЛ). [3,4,5,6] Она используется в качестве приемной в радиостанциях средней и большой мощности или в качестве приемопередающей в маломощных радиостанциях КВ диапазона. Антенна подвешивается на мачту высотой от 6 до 12 м, противовес раскладывается непосредственно на земле. В качестве противовеса используется провод, протянутый вдоль грунта. Противовес направляется в сторону радиостанции.

Несимметричное включение антенны само по себе предопределяет существенное влияние грунта на характеристики антенны, так как ответная (противовесная) часть антенны тем или иным способом непосредственно взаимодействует с землей. Известно, что входное сопротивление такой антенны достаточно велико [6, 7] и подвержено колебаниям вследствие изменения радиофизических параметров грунта. В связи с этим определенный практический интерес представляет выяснение данной зависимости входного сопротивления антенны от изменений радиофизических параметров почвы.

Основными радиофизическими факторами, влияющими на процесс формирования излучения, является диэлектрическая проницаемость ε и удельная проводимость σ земной поверхности [1]. В процессе моделирования использовались диэлектрические характеристики почв, рассчитанные по модели, представленной в «Рекомендациях МСЭ Р.527-4» [8], а также для образца суглинистой почвы, представленной в работе [9]. В таблице 1 приведены значения этих параметров для некоторых типов почвогрунтов [8,9].

Таблица 1

Вид земной поверхности	ε	σ, См/м
Очень влажная (заболоченная) почва	20	30
Влажная (глинистая, черноземная) почва	13	5
Очень сухая (песчаная, суглинистая) почва	5	0,001
Мерзлая (замершая, суглинистая) почва	1,5	0,008
Образец суглинистой почвы	13,5-13,8	3,6-5,8

Для проведения анализа входного сопротивления антенны было проведено электродинамическое моделирование антенны, с помощью программы, реализующей метод моментов [10,11]. Расчет производился с использованием вычислительных возможностей программы, включающей расчеты над поверхностью земли в модели Зоммерфельда-Нортона. Поэтому в результатах расчета отражается влияние земли как на усиление антенны (т.е. на поле в дальней зоне антенны), так и на значение входного сопротивления.

Модель построенной антенны приведена на рисунке 1. Рабочий диапазон антенны 1,6-9,0 МГц. Диапазон антенны определялся рабочим диапазоном любительской радиостанции, в составе которой планировалась ее использование. [6]

Рисунок 1. Модель антенны «Наклонный луч»

Для расчетов были заданы следующие исходные данные - длина излучателя и противовеса антенны – 16 м; высота подвеса антенны – 6 м. Антенна исследовалась при заметно отличающихся условиях подстилающей поверхности. Под подстилающей поверхностью понимался однородный полубесконечный диэлектрик с диэлектрическими характеристиками аналогичными приведённым в таблице 1.

Типы подстилающих поверхностей при моделировании были выбраны близкие к суглинку, который преобладает в Омской области. Полученная в ходе моделирования зависимость входного сопротивления антенны от типа подстилающей поверхности представлена на рисунках 2 и 3.

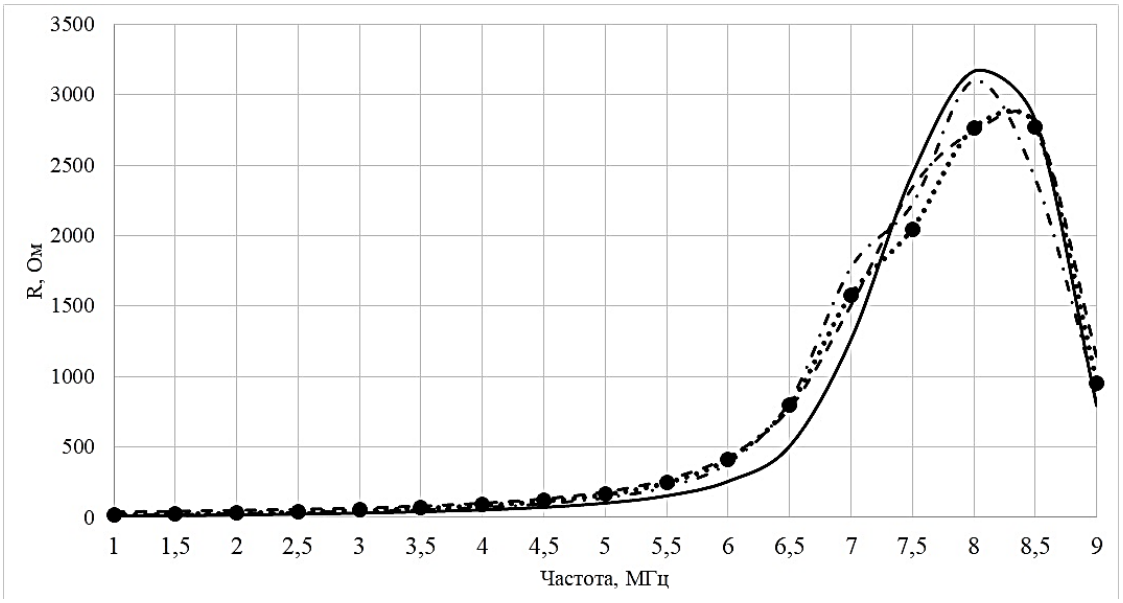


Рисунок 2. График зависимости значения активной составляющей *R* входного сопротивления антенны от частоты (круглые точки линия – влажная почва, штрих линия – очень сухая почва, сплошная линия – очень влажная почва, штрих-пунктир с маркером – мёрзлая почва, маркеры точки – образец суглинистой почвы).

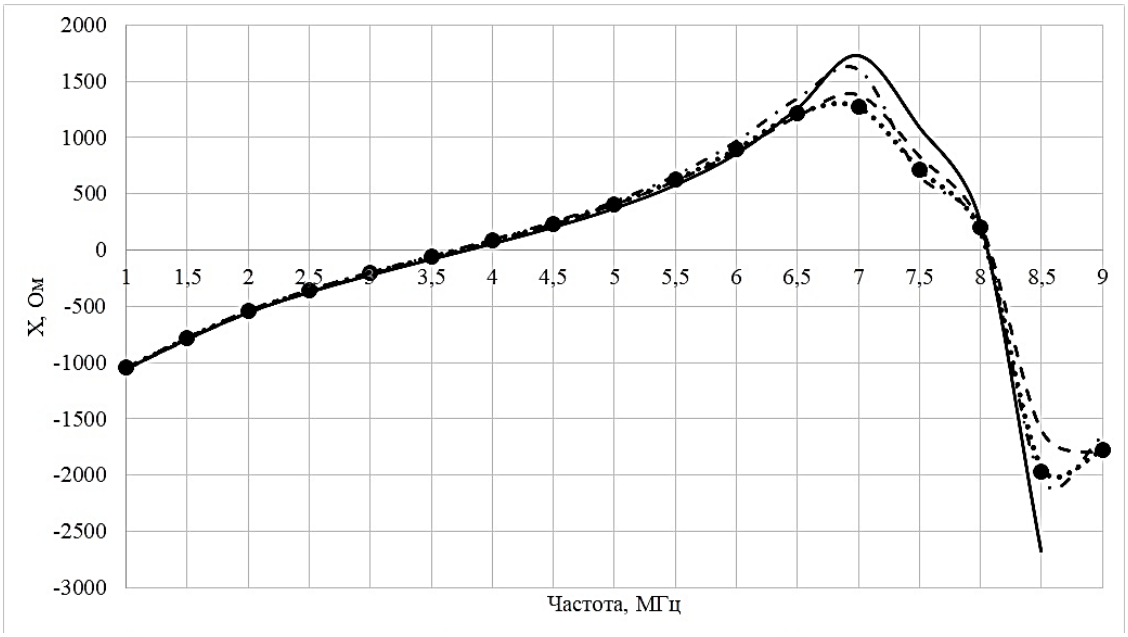


Рисунок 3. График зависимости значения реактивной составляющей *X* входного сопротивления антенны от частоты (круглые точки линия – влажная почва, штрих линия – очень сухая почва, сплошная линия – очень влажная почва, штрих-пунктир с маркером – мерзлая почва, маркеры точки – образец суглинистой почвы).

Анализируя полученные входные характеристики антенны понимаем, что для антенны такого типа возникает необходимость в использовании согласующего устройства для согласования входа антенны с выходом передатчика (приемника). Например, автоматически настраиваемого согласующего устройства (далее АнСУ). Для разработки согласующей цепи АнСУ необходимы исходные данные в части входных характеристик подключаемых антенн и их изменения из-за влияния дестабилизирующих факторов, в частности таких как сезонные изменения радиофизических параметров почвы, в связи с чем было проведено дальнейшее исследование.

Сезонные изменения радиофизических характеристики почвы (а косвенно и на характеристики антенны) обусловлены главным образом изменением содержания влаги в верхнем слое почвы [12]. В связи с тем, что оценка диэлектрических характеристик почвогрунтов представляется сложной задачей, и зачастую для этой цели используются эмпирические или полуэмпирические модели диэлектрических смесей, то рассчитать диэлектрические свойства почвогрунтов в широком диапазоне частот и влажностей является трудной задачей. С целью получения более точного и количественного значения активной составляющей и реактивной составляющей входного сопротивления антенны НЛ был проведен ряд измерений в различное время года. Для проведения измерений испытуемую антенну разворачивали на открытой площадке.

Измерение входных параметров, проводилось с использованием векторного анализатора цепей, в течении года (февраль, май, август, октябрь), что позволило оценить влияние сезонных изменений параметров почвы, а в следствии и изменения типа подстилающей поверхности на входное сопротивление антенны. На рисунках 4 и 5 приводятся количественные данные полученные в результате измерений.

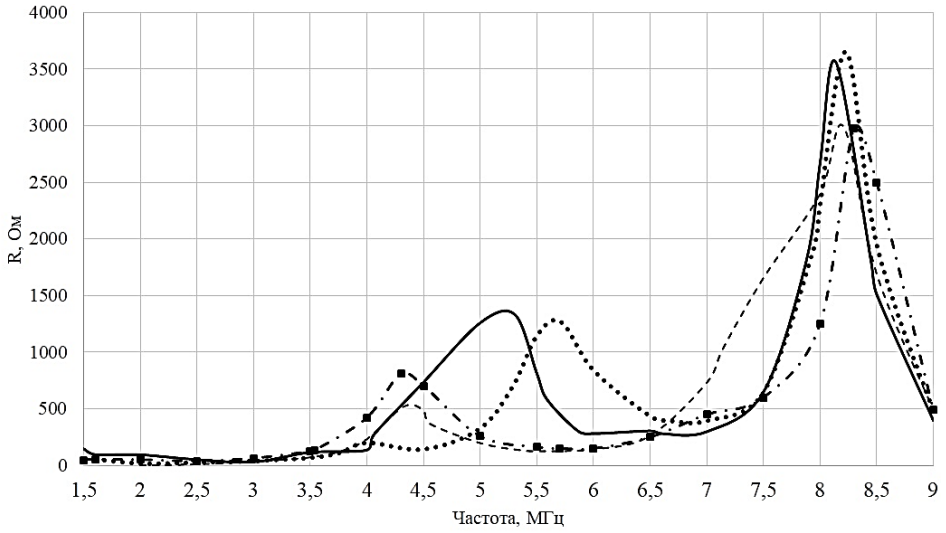


Рисунок 4. График измеренных значений активной R составляющей входного сопротивления антенны НЛ (круглые точки линия – лето, штрих линия – весна, сплошная линия – зима, штрих-пунктир с маркером - осень).

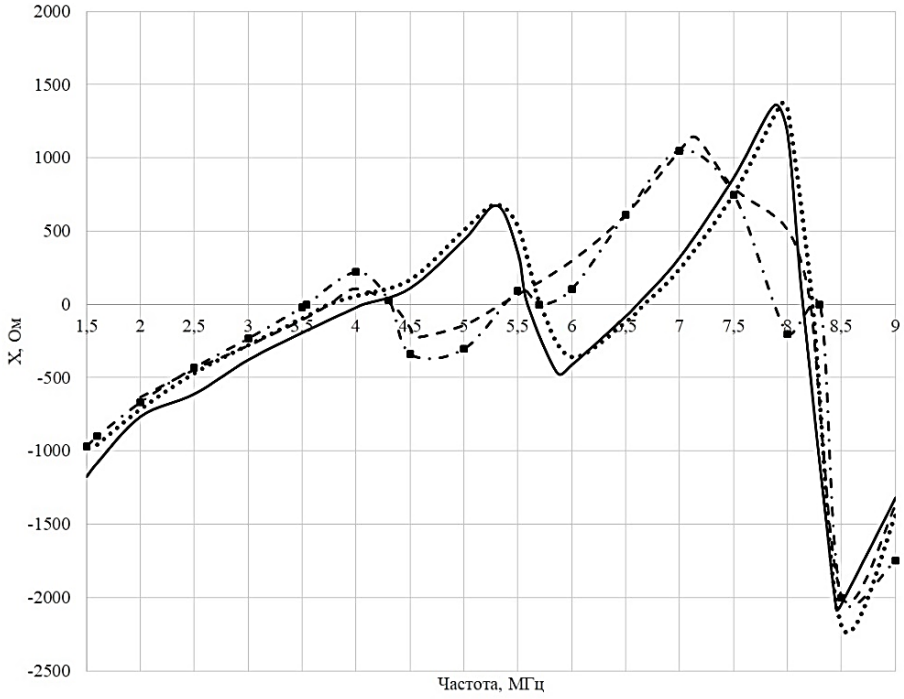


Рисунок 5. График измеренных значений реактивной X составляющей входного сопротивления антенны НЛ (круглые точки линия – лето, штрих линия – весна, сплошная линия – зима, штрих-пунктир с маркером - осень).

В случае повышения диэлектрической проницаемости почвы (переход от зимы/лето к весне/осень) происходит уменьшение активной составляющей входного сопротивления антенны на величину порядка 500-600 Ом. Как видно из рисунка 4 наименьшая величина активного сопротивления наблюдается в осенний и весенний период времени, при относительно влажной почве и составляет 3000 Ом. И соответственно в при более сухой почве наблюдается наибольшее значение величины активного сопротивления антенны равное 3500 Ом. Влияние изменения параметров почвы в результате сезонных колебаний отражается и на частотной зависимости реактивной составляющей входного сопротивления антенны рисунок 5. Наблюдается смещение характеристики реактивной составляющей входного сопротивления антенны в месте главного резонанса, расположенного на 8,0 МГц вниз по частоте на величину порядка 0,5-1,0 МГ. Наибольшее значение реактивной составляющей входного сопротивления наблюдается в периоды зима/лето.

Результаты работ, посвященных измерениям входного сопротивления, полученным в ходе экспериментальных работ, показали, что составляющие входного сопротивления антенны претерпевают значительные изменения с частотой и варьируются в пределах от десятков Ом до нескольких кОм. Наименьшие значения величины

активного сопротивления наблюдается в осенний и весенний период времени года, при относительно влажной почве и средне годичной температуре окружающей среды Омского области. Это можно объяснить тем что, при более высокой влажности почвы т.е. когда ее проводимость увеличивается то уменьшается глубина проникновения волны в землю и, следовательно, уменьшаются потери в ней. Напротив, в плохо проводящую почву волны проникают хорошо, а, следовательно, увеличиваются потери в ней. Данные полученные в ходе эксперимента можно использовать при разработке согласующих устройств для подобных антенн. Анализируя полученные экспериментальные данные, мы видим, что при проектировании (моделировании) антенной системы в целом необходимо рассматривать все возможные (при эксплуатации) варианты подстилающей поверхности для получения качественных характеристик антенны.

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

Литература

1. Вопросы расчета радиолиний и антенных устройств Серков В.П. – ВАС, 1981, с. 1-172
2. Долуханов М.П. Распространение радиоволн: Учебник для радиотех. вузов и факультетов. – М.: Связь, 1972. – 336 с.
3. Лавров Г.А., Князев А.С. Приземные и подземные антенны. – М.: Советское радио, 1965. – 469 с.
4. Казанский И., Антенна радиостанции, Радиоинформ, №18,19 2015 г.
5. Ротхамель К., Антенны, изд 4-е дополнение, М.:Энергия, 1988 г.. - 436 с.
6. Шейко В.П. Антенны любительских радиостанций. – М.:ДОСААФ, 1962 – 66 с.
7. Р. Кинг, Г. Смит Антенны в материальных средах. – М.:Мир, 198. – 408 с.
8. Electrical characteristics of the surface of the Earths. URL: https://www.itu.int/dma_pubrec/itu-r/rec/p/R_REC-P.527-4-201706-I!!PDF-E.pdf (дата обращения 11.12.2020)
9. Диэлектрические характеристики образцов почв, отличающихся гранулометрическим составом, в широком диапазоне частот / С. А. Варнаков, А. С. Ященко, С. В. Кривальцевич // Проблемы машиноведения: Материалы VII Международной научно-технической конференции, Омск, 16–17 мая 2023 года / Науч. редактор Ю.А. Бурьян. – Омск: Омский государственный технический университет, 2023. – С. 57-61. – EDN KSXSEO.
10. И. Гончаренко, Компьютерное моделирование антенн Все о программе MMANA РадиоСофт Журнал «РАДИО» МОСКВА 2002, 41 с.
11. Вычислительные методы в электродинамике / Под ред. Р. Митры: Пер. с англ. М.:Мир. 1977. - 485 с
12. Комаров С.А., Миронов В.Л. Микроволновое зондирования почв. Новосибирск, 2000.

ASSESSMENT OF THE INFLUENCE OF SEASONAL FLUCTUATIONS IN THE RADIOPHYSICAL CHARACTERISTICS OF THE UNDERLYING SURFACE ON THE CHARACTERISTICS OF A LOW-LYING HF BAND ANTENNA

engineer, junior researcher Maynenger K.A. [1,2]

[1] Omsk Scientific Research Institute of Instrument Engineering
[2] Institute of Radiophysics and Physical Electronics ONC SB RAS

The change in the input resistance of a low-lying antenna associated with the influence of seasonal fluctuations in the radiophysical characteristics of the underlying surface is considered. The method of measuring the input resistance of the antenna is given. A series of experiments aimed at measuring the input characteristics of the antenna in different periods of the year (summer, spring, winter and autumn) was carried out. As a result of measurements, a quantitative dependence of the input characteristics of the antenna on the state of the underlying surface was obtained. The type of underlying surface under study corresponded to the soil of the Omsk region, which is in various physical states.

ПРОГРАММА РАСЧЕТА ЧИСЛЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПОГЛОЩАЮЩЕЙ КОНЕЧНОЙ ПОЛУМАРКОВСКОЙ ЦЕПИ НА БАЗЕ ЯЗЫКА ПРОГРАММИРОВАНИЯ C++ В СРЕДЕ VISUAL STUDIO

д.т.н., доц. Попов М.Ю.[1], к.т.н. Девятияров В.Б.[2], асп. Иванов И.Б.[3],
асп. Киреев Д.А.[1], студ. Харитонов И.А.[1]

[1]Филиал военной академии РВСН имени Петра Великого
[2]АО «Корпорация «Московский институт теплотехники»,
[3]Владимирский государственный университет имени
Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

В статье представлена программа расчета числовых характеристик поглощающей конечной полумарковской цепи. Программа создана на языке программирования C++ и инвариантна к структуре графа состояний и переходов цепи и значениям ее переходных вероятностей и шагов перехода. Программа позволяет находить вероятностно-временные и временные характеристики процессов формализованных полумарковской цепью.

Рассматривается поглощающая конечная полумарковская цепь (ПКПЦ) с состояниями $S_0, S_1, ..., S_n$ и поглощающим состоянием S_n. Даны матрица переходных вероятностей (МПВ) $P_{[n+1,n+1]} = \left\| \{ p_{i,j} \} \right\|$ и матрица шагов перехода (МШП) $T_{[n+1,n+1]} = \left\| \{ \tau_{i,j} \} \right\|$. Каждой переходной вероятности (ПВ) ($p_{i,j}$) соответствует свой шаг перехода (ШП) ($\tau_{i,j}$), где $i, j = \overline{0,n}$. Цепь рассматривается на $i = \overline{[1,L]}$ шагах процесса. Для нахождения динамики вероятности поглощающего состояния S_n во времени существует *метод среднего шага переходов* [1], этапы которого таковы.

1. Перемножить элементы МПВ на соответствующие элементы МШП, в результате получить матрицу:

$$\left\| \begin{matrix} 0 & p_{0,1}\cdot\tau_{0,1} & p_{0,2}\cdot\tau_{0,2} & 0 & 0 & ... & 0 & 0 \\ 0 & p_{1,1}\cdot\tau_{1,1} & 0 & p_{1,3}\cdot\tau_{1,3} & 0 & ... & 0 & 0 \\ 0 & 0 & p_{2,2}\cdot\tau_{2,2} & 0 & p_{2,4}\cdot\tau_{2,4} & ... & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & p_{3,3}\cdot\tau_{3,3} & 0 & ... & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{4,4}\cdot\tau_{4,4} & ... & 0 & 0 \\ ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... & ... \\ p_{n-1,0}\cdot\tau_{n-1,0} & 0 & 0 & 0 & 0 & ... & 0 & p_{n-1,n}\cdot\tau_{n-1,n} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & ... & 0 & p_{n,n}\cdot\tau_{n,n} \end{matrix} \right\|. \quad (1)$$

2. Сложить построчно элементы матрицы (1), в результате получить вектор-столбец $t_{S_{\langle n+1 \rangle}}$, элементы которого являются частными средними шагами цепи:

$$t_{S_{\langle n+1 \rangle}} = \left\| \begin{matrix} t_{S_0} \\ t_{S_1} \\ t_{S_2} \\ t_{S_3} \\ t_{S_4} \\ ... \\ t_{S_{n-1}} \\ t_{S_n} \end{matrix} \right\| = \left\| \begin{matrix} p_{0,1}\cdot\tau_{0,1} + p_{0,2}\cdot\tau_{0,2} \\ p_{1,1}\cdot\tau_{1,1} + p_{1,3}\cdot\tau_{1,3} \\ p_{2,2}\cdot\tau_{2,2} + p_{2,4}\cdot\tau_{2,4} \\ p_{3,3}\cdot\tau_{3,3} + ... \\ p_{4,4}\cdot\tau_{4,4} + ... \\ ... \\ p_{n-1,0}\cdot\tau_{n-1,0} + p_{n-1,n}\cdot\tau_{n-1,n} \\ p_{n,n}\cdot\tau_{n,n} \end{matrix} \right\|. \quad (2)$$

3. Решить уравнение Колмогорова-Чепмена (УКЧ) [1-7] – определить вероятности состояний цепи в динамике шагов процесса:

$$P^{(i)}_{S_{\langle n+1 \rangle}} = P^{(i-1)}_{S_{\langle n+1 \rangle}} \cdot P_{[n+1,n+1]}, \quad (3)$$

где $P^{(i)}_{S_{\langle n+1 \rangle}}$ - вектор-строка вероятностей состояний цепи на i шаге процесса; $P^{(i-1)}_{S_{\langle n+1 \rangle}}$ - вектор-строка вероятностей состояний цепи на $(i-1)$ шаге процесса.

На шаге $i=1$ вектор-строка $P^{(1)}_{S_{\langle n+1\rangle}}$ формируется на базе вектора начальных состояний $P^{(0)}_{S_{\langle n+1\rangle}}$ и он, согласно физической сущности процесса, например, равен $(1,0,...,0,0)$. Тогда динамику $P^{(i)}_{S_n}$ от шагов процесса возможно интерпретировать так:

$$P_{S_n}{}^{(i)} = \left(P_{[n+1,n+1]}\right)^{i}_{0,n}, \tag{4}$$

где *i* – шаги процесса $\left[\overline{0,L}\right]$; $(.)_{0,n}$ - процедура выбора последнего элемента первой строки матрицы.

4. Перемножить результат решения УКЧ ($P^{(i)}_{S_{\langle n+1\rangle}}$), получаемый на каждом шаге процесса, на $t_{S_{\langle n+1\rangle}}$, в результате сформировать *i* средних шагов перехода $\overline{\tau}_{ш_i}$:

$$\overline{\tau}_{ш_{(i)}} = P^{(i-1)}_{S_{\langle n+1\rangle}} \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}} = \left\| P^{(i-1)}_{S_0} \quad P^{(i-1)}_{S_1} \quad ... \quad P^{(i-1)}_{S_{n-1}} \quad P^{(i-1)}_{S_n} \right\| \cdot \left\| \begin{matrix} t_{S_0} \\ t_{S_1} \\ ... \\ t_{S_{n-1}} \\ t_{S_n} \end{matrix} \right\|, \tag{5}$$

где $P^{(i-1)}_{S_{\langle n+1\rangle}} = \left[P_{[n+1,n+1]} \right]^{(i-1)}_{0}$ - вектор-строка вероятностей состояний цепи на *i*-1 шаге; $[.]_0$ - процедура выделения первой строки из матрицы $\left[P_{[n+1,n+1]} \right]^{(i-1)}$.

5. Для определения вероятности состояния S_n в динамики времени необходимо поставить в соответствие $P^{(i)}_{S_n}$ (выражение (4)) и соответствующий средний шаг цепи, получаемый как $\sum_{i=0}^{L-1} \overline{\tau}_{ш_i}$, т.е. строки 3 и 4 таблицы №1, это соответствие и будет являться вероятностно-временными характеристиками (ВВХ) процесса.

Таблица 1

Динамика $P^{(i)}_{S_n}$ во времени

1	шаг процесса	0	1	2	…	*L*-1	*L*
2	средний шаг цепи *i* шага (время)	0	$\overline{\tau}_{ш_0}$	$\overline{\tau}_{ш_1}$	…	$\overline{\tau}_{ш_{L-2}}$	$\overline{\tau}_{ш_{L-1}}$
3	средний шаг цепи на *i* шаге (время)	0	$\overline{\tau}_{ш_0}$	$\overline{\tau}_{ш_0} + \overline{\tau}_{ш_1}$	…	$\overline{\tau}_{ш_0} + \overline{\tau}_{ш_1} + ... + \overline{\tau}_{ш_{L-2}}$	$\overline{\tau}_{ш_0} + \overline{\tau}_{ш_1} + ... + \overline{\tau}_{ш_{L-2}} + \overline{\tau}_{ш_{L-1}}$
4	$P^{(i)}_{S_n}$	$P^{(0)}_{S_n}$	$P^{(1)}_{S_n}$	$P^{(2)}_{S_n}$	…	$P^{(L-1)}_{S_n}$	$P^{(L)}_{S_n}$

Общее время, затрачиваемое процессом для перехода в S_n за *L* шагов, составит:

$$t_{S_n} = \overline{\tau}_{ш_1} + \overline{\tau}_{ш_2} + ... + \overline{\tau}_{ш_{L-2}} + \overline{\tau}_{ш_{L-1}} = \sum_{i=1}^{L} \left[P_{[n+1,n+1]} \right]^{(i-1)}_{0} \cdot t_{S_{\langle n+1\rangle}}. \tag{6}$$

Известно, что временные характеристики (ВХ) возможно определить и на базе ВВХ. Такой подход является *численным* (*оценочным*) [4], для этого необходимо знать следующее.

Для поглощающего состояния S_n существует вероятность нахождения в поглощающем состоянии S_n ***на*** *i* шаге, равная:

$$P^{(i+1)}_{S_n} - P^{(i)}_{S_n}, \tag{7}$$

где $P^{(i)}_{S_n}$ - вероятность нахождения в S_n за *i* шагов; $P^{(i+1)}_{S_n}$ - вероятность нахождения в S_n за *i*+1 шагов цепи.

Тогда, оценочное значение математического ожидания (МО) числа шагов процесса и оценочное значение дисперсии среднего количества шагов цепи до попадания в поглощающее состояние за фиксированное число шагов процесса (*L*), составит:

$$\hat{M}(L) = \sum_{i=1}^{L} \left[i \cdot \left(P^{(i)}_{S_n} - P^{(i-1)}_{S_n} \right) \right], \; \hat{D}(L) = \sum_{i=1}^{L} \left[\left(P^{(i)}_{S_n} - P^{(i-1)}_{S_n} \right) \cdot \left[i - \hat{M}(L) \right]^2 \right], \tag{8}$$

а так как шагу процесса соответствует время $\overline{\tau}_{ш_i}$, то выражения (8) принимают вид:

$$\hat{M}(t)=\sum_{i=1}^{L}\left[i\cdot\overline{\tau}_{w_i}\cdot\left(P_{S_n}^{(i)}-P_{S_n}^{(i-1)}\right)\right],\ \hat{D}(t)=\sum_{i=1}^{L}\left[\left(P_{S_n}^{(i)}-P_{S_n}^{(i-1)}\right)\cdot\left[\overline{\tau}_{w_i}\cdot i-\hat{M}(t)\right]^2\right],\ \hat{\sigma}(t)=\sqrt{\hat{D}(t)}\,, \quad (9)$$

где $\hat{M}(t)$ - среднее время обслуживания; $\hat{D}(t)$, $\hat{\sigma}(t)$ - дисперсия и СКО среднего времени.

Таким образом, на базе численного анализа конечной полумарковской цепи созданы аналитические выражения позволяющие определять ВВХ и ВХ процесса.

Далее, используя язык программирования C++ среды Visual Studio был разработан код программы расчета приведенных характеристик ПКПЦ инвариантный к структуре цепи, значениям ПВ и ШП. Данный код представлен ниже.

```
#include <iostream>

using namespace std;

float P[100][100], T[100][100]; float A[100],B[100],t[100],resut[100];
int main()
{
   setlocale(LC_ALL, "Russian");
   int r, k = 1; float res = 0,M = 0, D = 0,m=0,d=0; float time = 0, timeall = 0;

   cout << "Введите количество состояний: "; cin >> r; cout << endl;
   //Вводим МПВ
   cout << "Введите переходные вероятности :\n";
   for (int i = 1; i <= r; i++) {
      for (int j = 1; j <= r; j++)
      {
         cout << "P ["; cout << i; cout << "] ["; cout << j; cout << "] = "; cin >> P[i][j];
      }
   }
   cout << endl;
   //Вводим МШП
   cout << "Введите времена переходов :\n";
   for (int i = 1; i <= r; i++) {
      for (int j = 1; j <= r; j++)
      {
         cout << "T ["; cout << i; cout << "] ["; cout << j; cout << "] = "; cin >> T[i][j];
      }
   }
   cout << endl;
   //Перемножаем МПВ и МШП, складываем элементы
   for (int i = 1; i <= r; i++)
   {
      cout << "Результат перемножения МПВ и МШП " << i << " строки: \n";
      for (int j = 1; j <= r; j++)
      {
         cout << "P [" << i << "] [" << j << "]" << "* T [" << i << "] [" << j << "] = " << P[i][j] * T[i][j] << endl;
         t[i] = t[i] + P[i][j] * T[i][j];

      }
      cout << "Перемножение векторов " << i << " строки: " << endl;
      cout << "t[" << i << "]= " << t[i]<<endl;
```

```
}
// Марковский процесс
for (int i = 1; i <= r; i++) {

   if (i == 1) A[i] = 1; else A[i] = 0;

}   cout << endl;
while (A[r] < 0.999) {
   k = k+1 ;
   cout << "{ ";
   for (int j = 1; j <= r; j++) {
      for (int i = 1; i <= r; i++) res = res + (P[i][j] * A[i]);
      cout << res << " "; B[j] = res; res = 0;
   }
   cout << endl;
   float Z = B[r] - A[r];
   //cout << "Математическое ожидание: \n";
      M = M + k*Z; cout << "MO= ";
      cout << M<<" ";
   //cout << "Дисперсия: \n";
   D = D + Z * (k - M)* (k - M);
   cout <<"Дисп= ";
   cout << D << " ";
   for (int i = 1; i <= r; i++) {
      A[i] = B[i];
      time = time + A[i] * t[i];
   }
   //cout << "Математическое ожидание : \n";
   cout << endl;
   m = m + k* time * Z; cout << "MO'= ";
   cout << m << " ";
   //cout << "Дисперсия : \n";
   d = d + Z * (time * k - m) * (time * k - m);
   cout << "Дисп'= ";
   cout << d << " ";
   cout << endl;
   // ВШ - время на данном шаге
   cout << "ВШ= " << time << " "; timeall = timeall + time;
   cout << "ОЗВ = " << timeall; //ОЗВ - общее затраченное время

   cout << " }\n";
   cout << endl;
}



return 0;
```

На рисунке 1 представлены формы программы расчёта численных характеристик ПКПЦ на базе языка программирования C++ в среде Visual studio.

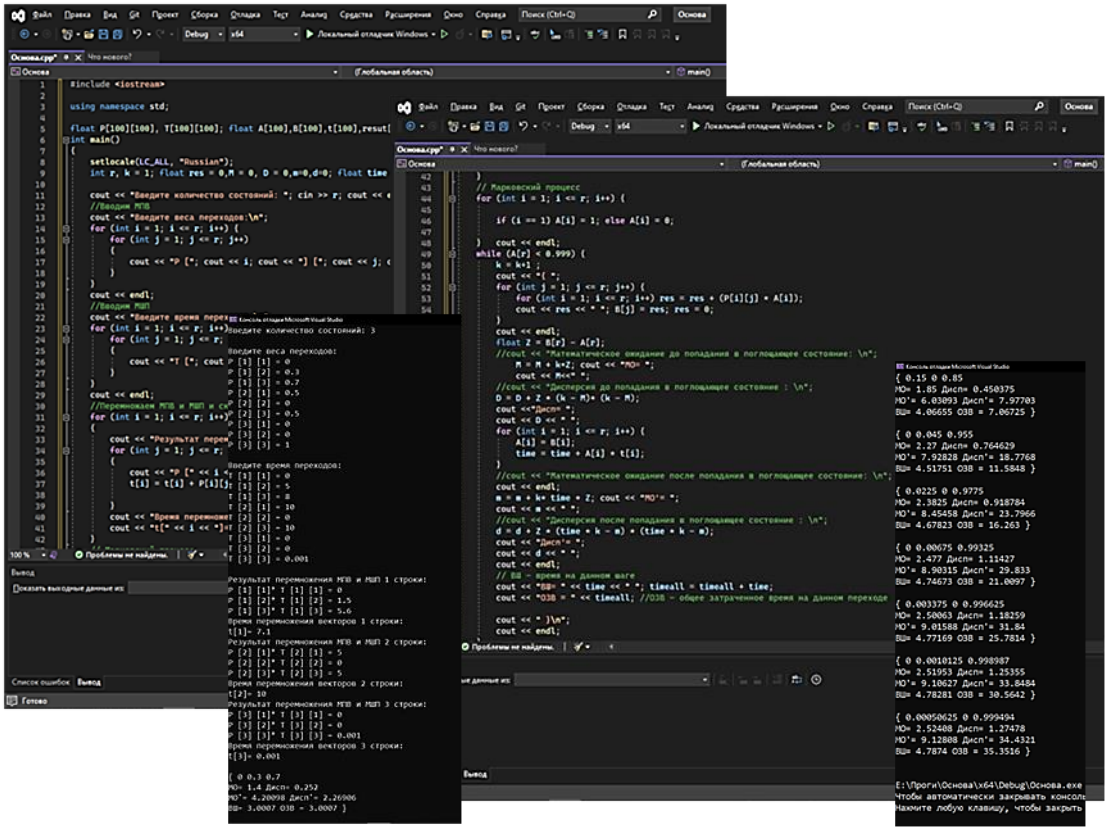


Рисунок 1. Формы программы расчёта.

Программа расчёта числовых характеристик поглощающей конечной марковской цепи, реализует уравнение Колмогорова-Чепмена, метод среднего шага переходов и численный оценочный способ расчёта характеристик цепи и предназначена для нахождения ВВХ и ВХ процесса формализованного конечной цепью Маркова.

Литература

1. 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.
2. 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.
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.

THE PROGRAM OF CALCULATION OF NUMERICAL CHARACTERISTICS OF THE ABSORBING FINAL SEMIMARKOVSKY CHAIN ON THE BASIS OF THE PROGRAMMING LANGUAGE WITH ++ IN THE ENVIRONMENT OF VISUAL STUDIO

Dr.Sci.Tech. Popov M.Yu.[1], Cand.Tech.Sci. Devyatiyarov V.B.[2],
Ivanov I.B.[3], Kireev D.A.[1], Kharitonov I.A.[1]

[1]Branch of military academy of Rocket strategic forces of a name of Peter the Great
(c. Serpukhov, Moscow region).
[2]Joint-stock company corporation «Moscow institute of heat engineering».
[3]The Vladimir state university of a name of Alexander Grigorevicha and Nikolay Grigorevicha Stoletovyh.

In article the program of calculation of numerical characteristics absorbing final semi-markovskoj is presented a chain. The program is created in the programming language C ++ and is indifferent to structure of a state graph and transitions of a chain and values of its transitive probabilities and transition steps. The program allows to find is likelihood-time and time characteristics of processes formalized semi-markovskoj a chain.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ОПТИМИЗАЦИИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ СВЯЗИ МЕЖДУ АБОНЕНТАМИ СЕТИ В ТРУДНОДОСТУПНЫХ РЕГИОНАХ НА ОСНОВЕ КОДОВОГО РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ

асп. Изотов В.В., асп. Романцов Д.А., студ. Савин К.Н.

Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого

В статье представлен ряд факторов, влияющих на работоспособность сетей связи в условиях северных широт, а также передоложен метод построения сети на основе широкополосной системы с кодовым разделением каналов, позволяющий обеспечить своевременное осуществление информационного обмена в условиях агрессивной внешней среды.

Ключевые слова: сеть передачи данных, кодовое разделение каналов, шумоподобный сигнал.

Проводимые десятилетиями геологические исследования в Арктической зоне подтверждают сосредоточение на относительно небольших территориях крупнейших месторождений нефти и газа, кроме того, в регионе обнаружены значительные запасы других полезных ископаемых, например, золото, медь, никель, кобальт и другие металлы. Исходя из этого появляется все больше стран, желающих расширить своё присутствие в северных широтах, в связи с этим прилегающие к России территории требуют защиты. Для обеспечения существования находящихся там объектов и управления ими необходима постоянно действующая надежная связь.

Климат Арктической зоны характеризуется, прежде всего, её полярным географическим положением. В связи с этим существует ряд специфических особенностей влияющих на развитие систем связи [1]:

- длительный отрезок времени с низкими температурами в сочетании с сильными ветрами;
- специфический световой режимом: летом - полярный день, зимой - полярная ночь;
- физико-географические особенности распространения радиосигналов в высокоширотной зоне, обусловленные воздействием геомагнитного поля,

магнитно-силовые линии которого имеют практически вертикальное положение;

- сложность прогноза солнечной активности, вызывающей магнитные и

ионосферные бури, приводящие к резкому ухудшению связи на КВ диапазонах.

Сети, работающие в УКВ диапазонах, имеют ряд преимуществ при работе в северных широтах [1]:

- хорошая помехозащищенность;
- уверенная связь, независящая от времени года и суток;
- небольшое влияние атмосферных помех;
- использование ненаправленных антенн небольшого размера.

Несмотря на это при работе в Арктической зоне, где плотность размещения абонентов слишком низкая, возникает необходимость передачи сообщений на более протяженные расстояния. Эти условия вынуждают наращивать количество технического оборудования в труднодоступных регионах, что в свою очередь приводит к большим экономическим затратам.

В свою очередь коротковолновая (КВ) радиосвязь обладает рядом преимуществ, такими как [2]:

- свободный доступ к частотному ресурсу, не требующий финансовых затрат (арендной платы);
- собственное оборудование для организации линий радиосвязи, позволяющее организовывать линии и сети радиосвязи независимо от инфраструктуры телекоммуникаций и каких-либо факторов в мировой экономической и политической обстановке;
- программное управление, требующее минимальных знаний и действий обслуживающего персонала;
- современная элементная база, позволившая значительно снизить массогабаритные показатели и энергопотребление оборудования (современные передатчики потребляют мощность в 1,5-2 раза ниже, чем передатчики предшествующих поколений);
- простота организации радиосвязи с подвижными объектами;
- эксплуатационная надежность, возможность работы в полевых условиях и мобильном варианте;
- возможность обеспечения связи через труднодоступные территории;

К недостаткам КВ радиосвязи следует отнести:

- замирания сигнала различного характера и происхождения;
- зависимость качества связи от времени суток, года и состояния ионосферы;
- ограниченный ресурс используемого диапазона частот;
- малое отношение скорости к занимаемой полосе частот.

В связи с тем, что в сетях связи работающих в КВ диапазоне задействуется ограниченный частотный диапазон, полоса пропускания которого приблизительно равна 70 МГц, а количество абонентов постоянно

возрастает, возникает необходимость наращивать сети связи что влечёт дополнительные затраты. Исходя из этого возникает противоречие, которое представлено на рисунке 1.

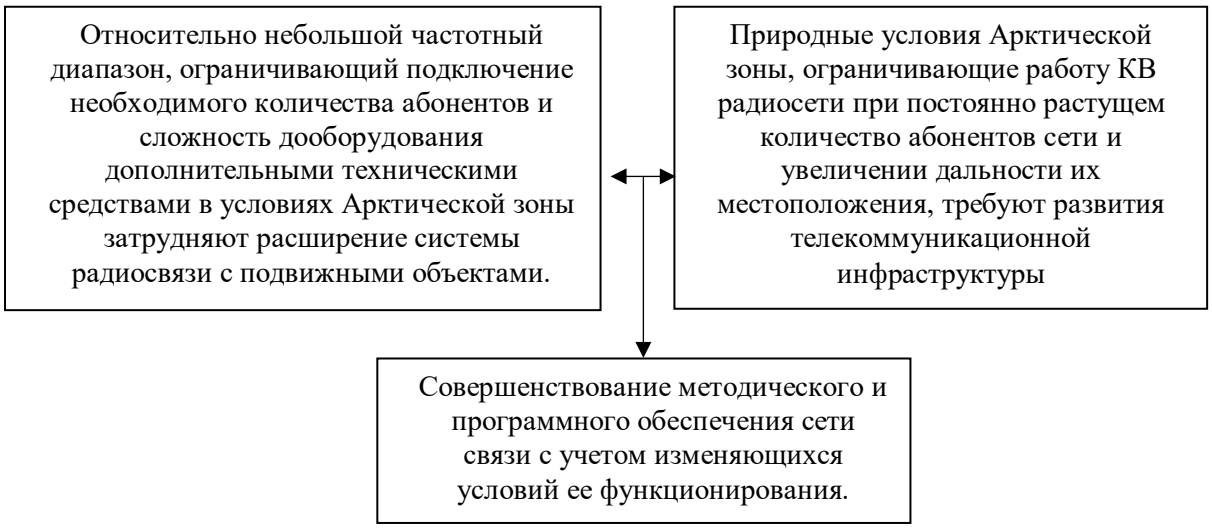


Рисунок 1. Противоречие при построении системы радиосвязи

Для решения данной задачи предлагается построить радиосеть на CDMA-подобном стандарте в КВ диапазоне. CDMA (Code Division Multiple Access – множественный доступ с кодовым разделением). Основным свойством связи с шумоподобными сигналами является защищенность канала связи от перехвата и помех [3]. Преимущество использования стандарта в труднодоступных регионах заключается в том, что CDMA дает возможность использовать малый объем частот при этом предоставляя возможность для передачи сообщений большому количеству абонентов. Полоса частот одного канала связи составляет 1,25 МГц. Кодовое разделение каналов происходит при помощи последовательностей Уолша. В одном физическом канале может быть всего 64 логических канала, т.к. последовательностей Уолша, которым в соответствие ставятся логические каналы, всего 64, каждая из которых имеет длину по 64 бита. На 1-й канал назначается первый код Уолша (W0) которому соответствует "Пилотный канал", на следующий канал назначается тридцать второй код Уолша (W32), следующим 7-ми каналам так же назначаются свои коды Уолша (W1,W2,W3,W4,W5,W6,W7) которым соответствуют каналы вызова, и оставшиеся 55 каналов предназначены для передачи данных по "каналу прямого трафика" (рисунок 2) [3].

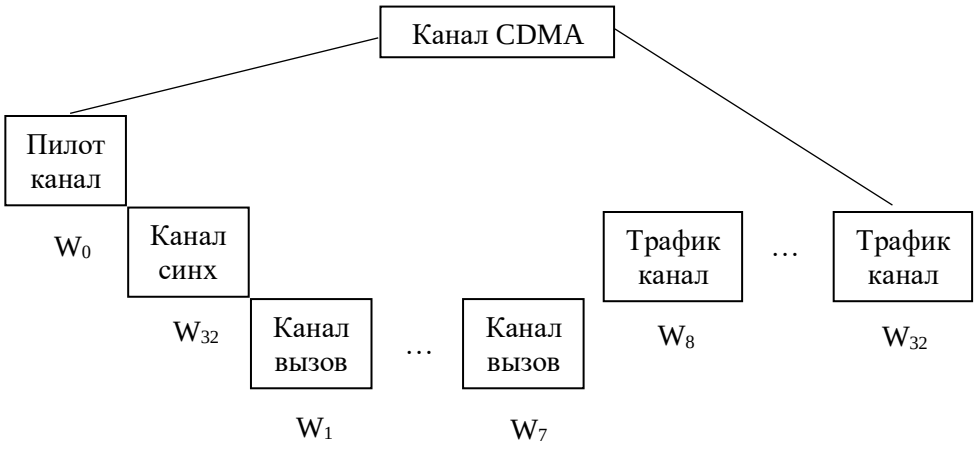


Рисунок 2. Структура каналов в CDMA

Для примера рассмотрим сеть связи в которой имеется одна базовая станция и одиннадцать мобильных станций. Исходя из принципа работы метода с кодовым разделением каналом, известно, что для передачи трафика выделяется 55 трафик-каналов. Разделим все имеющиеся каналы на заданное количество абонентов сети, предоставив им равную пропускную способность, при этом оставляя за базовой станцией право перераспределения каналов при увеличении нагрузки на одном из направлений.

Допустим, при передаче данных в одном из направлений, каналы используются для дублирования одой и той же информации по всем выделенным в данном направлении каналам. При этом скорость передачи данных будет снижаться, но помехоустойчивость сети при этом будет возрастать.

С другой стороны, при параллельной передаче разных данных по каждому из выделенных каналов в одном направлении получаем прирост в скорости информационного обмена.

Исходя из изложенного возникает актуальная задача разработки методического аппарата оптимизации распределения каналов связи между абонентами сети на основе кодового разделения каналов в труднодоступных регионах. Формальная постановка такой задачи имеет вид:

Дано:

N - количество абонентов в сети;

M – количество кодовых каналов сети;

ΔF_c – спектр сигнала;

$< R_{ij} >$ - расстояния между абонентами;

P_c – мощность сигнала передатчиков;

Ω – объем передаваемых сообщений в сети;

ξ- множество вариантов распределения каналов связи.

Требуется определить такое распределение каналов радиосвязи между абонентами сети, при котором будет достигаться максимальная её производительность:

$$\xi^*: A = F(N; M;\ \Delta F_c; < R_{ij} >; P_c; \Omega; \xi) \to MAX$$

$$\xi i =< n_i m_i; k_{\text{дл}}^i >$$

При ограничениях на достоверность, помехоустойчивость и своевременность информационного обмена:

$$\begin{cases} P_{\text{дов}} \geq P_{\text{дов}}^{\text{тр}} \\ P_0 \leq P_0^{\text{доп}} \\ T_{\text{дов}} \leq T_{\text{дов}}^{\text{тр}} \end{cases}$$

Решение поставленной задачи позволит существенно повысить эффективность функционирования сетей радиосвязи в труднодоступных регионах и создаст основу для реализации новых технологий организации интеллектуальных сетей радиосвязи.

Литература

1. Олейник А.Г. Проблемы и задачи формирования единого информационного пространства Арктической зоны Российской Федерации/ А.Г. Олейник, А.М. Федоров // Труды Кольского научного центра РАН. Информационные технологии. - Вып.2. -4/2011(7).– Апатиты: Изд-во КНЦ РАН, 2011. - С.19-28.
2. Датьев И.О. Развитие инфотелекоммуникационных систем арктических территорий/ И.О. Датьев // Труды Кольского научного центра РАН. Информационные технологии. С.41-63.
3. С. Кузьминов Система подвижной сотовой связи. – Режим доступа: https://www.ixbt.com/mobile/sys-cdma.html

FORMULATION OF THE PROBLEM OF OPTIMIZING THE DISTRIBUTION OF COMMUNICATION CHANNELS BETWEEN NETWORK SUBSCRIBERS BASED ON THE CODE SEPARATION OF CHANNELS IN HARD-TO-REACH REGIONS.

Izotov V.V., Romantsov D.A., Savin K.N.

The Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great

The article presents a number of factors affecting the operability of communication networks in the conditions of northern latitudes, as well as the method of building a network based on a broadband system with code separation of channels, which allows for timely information exchange in an aggressive environment.

Keywords: data transmission network, code channel separation, noise-like signal.

МОДЕЛЬ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ДОМАШНЕЙ АВТОМАТИЗАЦИИ ДЛЯ УДАЛЕННОГО УПРАВЛЕНИЕ ВНЕШНИМИ УСТРОЙСТВАМИ ЛЮДЬМИ С ОГРАНИЧЕННЫМИ ВОЗМОЖНОСТЯМИ

проф. Тычков А.Ю., студ. Чернышов Д.С.

Пензенский государственный университет

Рост инвалидизации среди современного населения является одной из важнейших медико-социальных проблем страны. Люди с ограниченными возможностями сталкиваются со значительными трудностями на пути к физической деятельности и, как правило, имеют пониженный уровень активности, что негативно сказывается на здоровье в целом. Целью работы является разработка модели функционирования интеллектуальной информационной системы, направленной на работу с инвалидами. Предложено внедрение технологии «Интернет вещей» в домашнюю автоматизацию для оказания помощи инвалидам и пожилым людям. В работе представлена упрощенная схема модели интеллектуальной системы удаленного управление устройствами бытового назначения, посредством управления ими через электрическую активности головного мозга людьми с ограниченными возможностями здоровья.
Ключевые слова: инвалиды, система домашней автоматизации

В большинстве стран демографическая ситуация старения населения вызывает рост инвалидизации среди пожилого населения. В общей численности населения России, доля инвалидов составляет 9,3% или 12,3 млн. человек. Особенно волнующая проблема современности – детская инвалидность. В мире 95 млн. детей с ограниченными возможностями, из которых 13 млн. имеют «тяжелую» форму инвалидности [1]. Люди с ограниченными возможностями сталкиваются со значительными ограничениями на пути к физической деятельности и, как правило, имеют пониженный уровень социальной активности.

Необходимым этапом решения проблемы является понимание того, какие существуют способы вовлечения людей с ограниченными возможностями в различные виды деятельности, а также с какими барьерами при этом они сталкиваются [2]. Важным элементом системы медицинского обеспечения инвалидов является медико-социальная экспертиза, реабилитация и абилитация [3, 4]. Основными задачами реабилитации и абилитации являются: восстановление функций (полное или частичное); восстановление социально-бытовой активности (повседневной деятельности); восстановление профессиональной деятельности (у детей – способности к обучению).

На текущей стадии развития медицинских технологий в мире разрабатываются различные интеллектуальные информационные системы, направленные на работу с инвалидами. Для большинства современных систем основополагающим является использование технологии «Интернет вещей». В работе [5] бурно обсуждается применение технологии «Интернет вещей» в реабилитации особых групп населения, исходя из известных реабилитационных потребностей. Однако большинство авторов не учитывает барьеры, существующие при функционировании информационных систем, направленных на работу с данной группой населения. Другое известное решение, представленное в работе [6], направлено на работу с людьми, у которых глазные мышцы являются единственными управляемыми мышцами на теле человека. В работе [7], в помощь пожилым людям и инвалидам, представлена гибридная система интерфейса мозг-компьютер в сочетании с датчиком движения головы для управления умным домом.

Успешные результаты известных технологий и системы [5-7] демонстрируют, для оказания помощи инвалидам и пожилым людям является необходимым и достаточным внедрение технологий домашней автоматизации, основанной на текущих тенденция и результатах развития информационных технологий, приборостроения и медицины.

В развитии направления исследования, авторами настоящей статьи предложена модель интеллектуальной системы удаленного управление внешним устройством людьми с ограниченными возможностями, схема которой приведена на рисунке 1. Принцип интеллектуальной системы основан на функционировании следующих основных узлов: стационарное средство регистрации электрических сигналов головного мозга (ЭСГМ); персональный компьютер; программное обеспечение в виде математической среды обработки ЭСГМ; программное обеспечение в виде системы формирования базовых команд; управляемое устройство (средство бытового назначения).

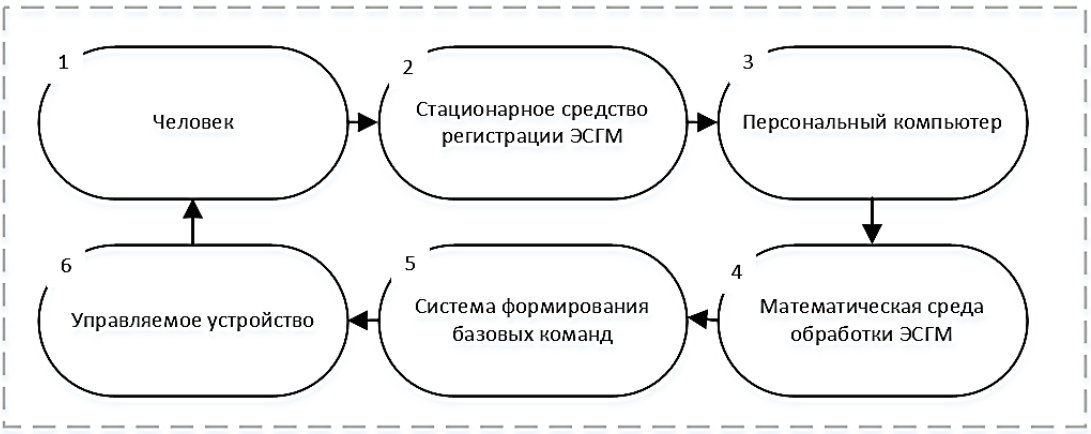


Рисунок 1. Интеллектуальная система

Предложенная система позволит человеку, ограниченному в своих физических возможностях удаленно управлять любыми внешними устройствами. Стационарное средство регистрации ЭСГМ позволяет фиксировать электрическую активность головного мозга в различных частотных диапазонах: от 0,1 до 40 Гц. Зарегистрированный ЭСГМ отправляется в персональный компьютер для проведения математической обработки и выделения информативных параметров, отвечающих за процессом управления конкретным средством бытового назначения. Система команд формирует воздействия, оказываемые на управляемое устройств. Для каждого информативного параметра или группы параметров создается сценарий воздействия и передается на управляемое устройство.

Человек индивидуален и обладает своим внутренним набором кодовых комбинаций (инструкций), регистрация которых возможна посредством физиологических сигналов. Современный уровень развития технологий позволяет использовать данную информацию для домашней автоматизации с целью оказания помощи инвалидам и пожилым людям для управления средствами бытового назначения.

Литература

1. Puzin S., Shurgaya Marina, Memetov S., Achkasov Evgeny, Pogosyan G., Lyalina I., Omarov S., Gigineishvili, D., Disability in the xxi century. the state of the problem of medical-social rehabilitation and habilitation of disabled people in contemporary russia // Medical and Social Expert Evaluation and Rehabilitation. №21. p 10-17. 2018.
2. Carr Shelby, Atkin Andrew, Milton Karen, Physical activity participation among disabled people: secondary analysis of the 2018/19 Active Lives survey // European Journal of Public Health. 2023.
3. Nosyreva Alyona, Gavrilova Anzhelika, The ratio of rehabilitation and habilitation of disabled people // Current Issues of the State and Law. p 35-44. 2023.
4. Тычков А.Ю., Чернышов Д.С., Бофанова Н.С., Исследование тревожно-фобических расстройств при погружении в виртуальную реальность // Радиоэлектроника. Проблемы и перспективы развития. Стр. 75-77. 2022.
5. Lei Juan, Huang Xi, Huang Huibao, Chu Huiwen, Wang Junfu, Jiang Xianwei, The Internet of things technology in the rehabilitation for the disabled in China: A survey // EAI Endorsed Transactions on Internet of Things. 8pp. 2022.
6. Ramesh C., Udayakumar E., Yogeshwaran K., Omprakash, P., An IoT Based Intelligent Control System for Physically Disabled People // Cybersecurity in Emerging Digital Era. pp.130-140. 2021.
7. Arachchige Minoru, Nafea Marwan, Nugroho Hermawan., A hybrid EEG and head motion system for smart home control for disabled people // Journal of Ambient Intelligence and Humanized Computing. №14. p 1-16. 2022.
8. Shriram R., Sundhararajan M., Daimiwal N. Based Cognitive orkload Assessment for Maximum Efficiency // IOSR-JECE2013, №7. 34–38 pp. 2013.

MODEL OF AN INTELLIGENT HOME AUTOMATION SYSTEM FOR REMOTE CONTROL OF EXTERNAL DEVICES BY PEOPLE WITH DISABILITIES

D.S. Chernyshov, A.Yu. Tychkov

Penza State University

The growth of disability among the modern population is one of the most important medical and social problems of the country. People with disabilities face significant difficulties on the way to physical activity and, as a rule, have a reduced level of activity, which negatively affects health in general. The aim of the work is to develop a model of the functioning of an intelligent information system aimed at working with people with disabilities. It is proposed to introduce the Internet of Things technology into home automation to help disabled and elderly people. The paper presents a simplified scheme of a model of an intelligent system for remote control of household devices, by controlling them through the electrical activity of the brain by people with disabilities.

Keywords: disabled people, home automation system

СИНТЕЗ ЛЧМ СИГНАЛА В ПОЛОСЕ ТЧ С УЛУЧШЕННЫМИ СВОЙСТВАМИ ПО АКФ И ПИК-ФАКТОРУ

проф., д.т.н. Егоров В.В[1, 2] проф., д.т.н. Ходаковский В.А.[1]

[1]АО «Российский институт Мощного Радиостроения»,
[2]Государственный университет аэрокосмического приборостроения,

Рассмотрена задача синтеза сигнала с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ) в заданной полосе тональной частоты (ТЧ). Предложен алгоритм и программа для среды МАТЛАБ синтеза таких сигналов. Показано, что такой сигнал имеет квадратичный закон изменения фазы, который свойственен комплексным сигналам, обладающим идеальными автокорреляционными свойствами с единственным всплеском автокорреляционной функции (АКФ), причем его амплитуда равна длине последовательности, а боковые всплески полностью подавлены. Такие псевдослучайные последовательности называют сигналами с квадратичным от номера элемента законом изменения фазы (ПСП КЗФ). Проведен сравнительный анализ, в ходе которого выявлено, что АКФ ЛЧМ-ТЧ сигнала сходна с АКФ ПСП КЗФ при некотором незначительном увеличении пик-фактора. В ходе исследований выявлено сильное влияние начальной фазы ЛЧМ-ТЧ сигнала, на отклик корреляционного приемника. Так, изменение начальной фазы принятого ЛЧМ-ТЧ сигнала на 90° относительно опорного, приводит к практически полному подавлению центрального всплеска на выходе коррелятора, а сдвиг фазы на 180° приводит к смене знака центрального пика АКФ.

Предложен алгоритм и программа для построения спектра широкополосных сигналов с отображением отрицательных частот.

Введение

В современных системах связи все большую роль играют космические системы связи, обеспечивающие чрезвычайно высокие скорости и качество передачи информации и использующие специальные виды модуляции типа OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing), использующие достаточно широкие полосы в канале связи. Вместе с тем, для многих задач связи широко применяются и каналы коротковолновой связи, где выделенная полоса частот (канал ТЧ с полосой 300 – 3400 Гц.) достаточно узкая и не позволяет в полной мере использовать возможности широкополосных сигналов, обладающих высокой помехоустойчивостью.

В настоящее время появились публикации о возможности применения псевдослучайных последовательностей с квадратичным законом изменения фазы (ПСП КЗФ), которые обладают идеальной периодической автокорреляционной функцией, отличающейся полным отсутствием боковых всплесков, амплитуда единственного центрального всплеска равна длине последовательности, а их пик-фактор равен $\sqrt{2} = 1.41$, что соответствует немодулированной синусоиде [1 - 4].

При всех положительных свойствах ПСП КЗФ у них имеются и недостатки, связанные с тем, что их полоса частот, практически начинается с нулевых частот, а левая граница канала ТЧ начинается с 300 Гц. и более низкие частоты канал не пропускает.

В этой связи поиск сигналов, обладающих ограниченной полосой и одновременно хорошими автокорреляционными свойствами и ограниченным пик-фактором остается актуальной научно-технической задачей.

Синтез ЛЧМ-сигнала

Широко известны сигналы с линейной частотной модуляцией (ЛЧМ), которые обладают хорошей АКФ и построены на основе генератора синусоидального колебания с частотой, линейно изменяющейся в заданном диапазоне частот. Если задана длительность T сигнала ЛЧМ, то в начальный момент времени должна излучаться начальная частота fn, затем частота возрастает по линейному закону и, к моменту окончания сигнала, его частота возрастает до fv. Закон изменения частоты $F(t)$ в таком генераторе можно записать так

$$F(t, fn, k) = fn + \frac{(fv - fn)}{T} \cdot t\,, \qquad (1)$$

где fn – нижняя частота выделенной полосы частот,
fv – верхняя частота выделенной полосы частот,
t – текущее время,
T – длительность сигнала

$\alpha = (fv - fn)/T$ – коэффициент, учитывающий скорость изменения частоты.

Выражение (1) является прямой линией с угловым коэффициентом α. Собственно поэтому сигналы и называются ЛЧМ, поскольку частота изменяется линейно от начального значения fn, затем, плавно возрастает и, к моменту $t = T$, достигает максимального значения $fv = fn + df$.

Тогда закон изменения фазы сигнала, с линейно изменяющейся частотой, выразим так

$$Faz(t, fn, \alpha) = 2\pi \cdot F(t, fn, \alpha) \cdot t = 2\pi \cdot (fn \cdot t + \alpha \cdot t^2). \qquad (2)$$

Функция изменения фазы (2) является параболой, то есть фаза сигнала изменяется квадратично по отношению к параметру t.

Учитывая выражения (1, 2), сигнал с линейным законом изменения частоты можно в экспоненциальной форме записать так

$$S(t, fn, k) = \exp\big(j \cdot Faz(t, fn, \alpha)\big), \tag{3}$$

где j – мнимая единица.

Выполним преобразование выражений (1, 2) с целью учета частоты Fs дискретизации ЛЧМ сигнала (3), начав с закона изменения фазы и заменив $t = i / Fs$.

$$F_i = 2\pi f_n \cdot \frac{i}{Fs} + \pi \cdot \alpha \cdot \frac{i}{Fs^2}^2 = \frac{\pi \cdot i}{Fs} \cdot \left(2fn + \frac{\alpha}{Fs} \cdot i\right). \tag{4}$$

где: fn –начальное значение частоты.

$fv - fn = df$ – прирост частоты за время длительности сигнала T.

Тогда, с учетом начального значения фазы faz, закон изменения фазы ЛЧМ сигнала можно записать так

$$F_i = faz + \frac{\pi \cdot i}{Fs} \cdot \left(2fn + \frac{\alpha}{Fs} \cdot i\right). \tag{5}$$

С учетом закона изменения фазы (5), сигнал с линейным законом изменения частоты, имеющий длительность T и энергию, сосредоточенную в полосе [fn fv], при частоте дискретизации Fs получим, используя комплексную форму в виде

$$S_i = \exp(-j \cdot F_i),\ i = 0, 1..., N; \quad N = E(T \cdot Fs), \tag{6}$$

где: j – мнимая единица,

$E(x)$ – вычисление ближайшего целого от (x).

Алгоритм синтеза ЛЧМ сигнала в заданной полосе реализован авторами в виде функции МАТЛАБ, приведенной ниже.

```
function [w]=GenP(m,n,fn,fv,faz,Fs)
    fa=faz*pi/180; df=fv-fn;  T=m/Fs;
Fazn(l:m)=fa+pi/Fs.*(l:m).*(2*fn+(l:m).*df/(Fs*T));
Unk(l:m)=exp(-li*Fazn(l:m));
w=circshift(Unk,n);
end
```

Предлагаемая функция обеспечивает синтез ЛЧМ ТЧ сигнала требуемой длительности и расположенного в заданной полосе частот, учет выбранных частоты дискретизации и начальной фазы, а также обеспечивает циклический сдвиг сигнала на необходимое число символов и при этом огибающая сигнала остается постоянной при пик-факторе равном $\sqrt{2} = 1.41$.

Для нормальной работы программы должны выполняться следующие условия по взаимосвязи параметров: $Fs \geq fv$; $m \geq n$; m – четное число.

На рисунке 1. приведен пример синтезированного сигнала ЛЧМ-ТЧ

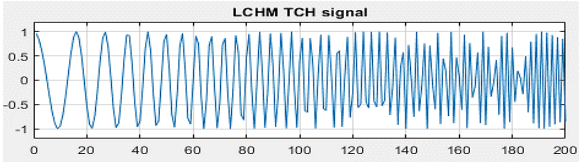
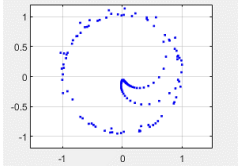


Рисунок 1. ЛЧМ ТЧ сигнал с параметрами:
fn = 300 Гц., fv = 3400 Гц. Fs = 6800 Гц. T = 0.0294 с. m = 200.

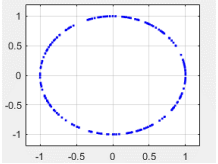
На рис 2a. Приведены нормированные спектральные числа на фазовой плоскости.

Видно, что в основном спектральные числа сосредоточены на единичной окружности, что говорит о хорошей равномерности распределения энергии спектра сигнала в заданной полосе частот. Сигнал практически не содержит постоянной составляющей, что обеспечивает его неискаженную передачу по узкополосным каналам связи.

На рисунке 2b приведен характер изменения фазы комплексного сигнала на фазовой плоскости. Естественно, что отсчеты фаз расположены на единичной окружности, т.е. модуль радиус-вектора равен единице и все отсчеты фаз, практически равномерно, распределены по окружности на фазовой плоскости.



a)



b)

Рисунок 2. a) – спектральные числа ЛЧМ ТЧ сигнала (6), b) – аргументы комплексного сигнала (6) с параметрами: fn = 300 Гц., fv = 3400 Гц. Fs = 6800 Гц. T = 0.0294 с. m = 200.

1. Анализ свойств ЛЧМ-сигнала, сформированного в полосе ТЧ

Выражение (6) позволяет формировать два ЛЧМ-сигнала, располагающихся в разных участках спектра в зависимости от того, какой знак стоит перед мнимой единицей в выражении (6).

На рисунке 3 (а) приведен основной спектр сигнала ЛЧМ, сформированного по формуле (6), а на рисунке 3 (б) спектр, образованный биениями частоты дискретизации *Fs* и компонентами спектра ЛЧМ – сигнала, при этом основной спектр формируется если перед мнимой единицей в (6) стоит минус, в противном случае формируется дополнительный спектр.

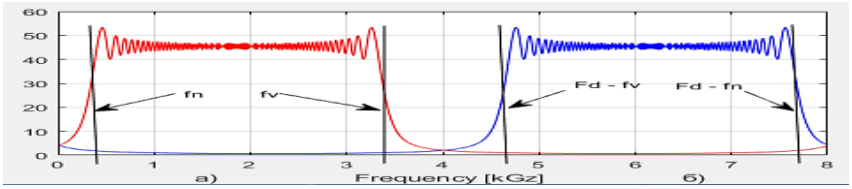


Рисунок 3. Основной (а) и дополнительный (б) спектры ЛЧМ-сигнала с параметрами *fn* = 300 Гц., *fv* = 3400 Гц. *Fs* = 8000 Гц. *T* = 0.1 с. *m* = 800.

Анализ рисунка 3. позволяет заключить, что оба спектра расположены симметрично относительно частоты 4 кГц., которая в данном случае соответствует половине частоты дискретизации. На рисунке 4. приведены те же спектры, но сформированные при частоте Fs = 16 кГц. видно, что оба спектра остались той же ширины, но расположились относительно половины частоты дискретизации Fs = 16 кГц.

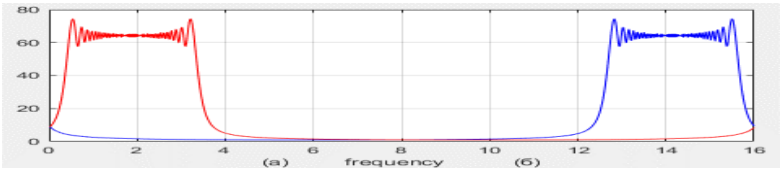


Рисунок 4. Основной (а) и дополнительный (б) спектры ЛЧМ-сигнала с параметрами *fn* = 300 Гц., *fv* = 3400 Гц. *Fs*= 16000 Гц. *T* = 0.05 с. *m* = 800.

2. Сравнительная характеристика ЛЧМ-ТЧ и ПСП КЗФ

Из работ [1 - 5] известно, что закон изменения фазы у сигналов, обладающих идеальными автокорреляционными свойствами, имеет вид

$$F_i = \frac{\pi \cdot i}{m} \cdot (i + mod(m, 2) + 2n), \qquad (7)$$

где i – номер (индекс) элемента последовательности фаз,

m – число элементов последовательности,

n – величина циклического сдвига элементов последовательности.

Сравнивая формулы (5) и (7), можно заметить, что в обеих имеет место квадратичный закон изменения фазы от номера элемента в последовательности, однако в (7) нет привязки к частоте дискретизации и длительности сигнала. Если число элементов в последовательности (7) равно m, то при частоте дискретизации Fs длительность сигнала по времени составит $T = m/Fs$. Для упрощения примем в (7) длину последовательности m четной величиной, а сдвиг $n = 0$, тогда

$$Fv_i = \frac{\pi \cdot i^2}{m \cdot}. \qquad (8)$$

Синтез комплексного сигнала ПСП КЗФ по закону изменения фазы (8), может быть выполнен по формуле (3). На рисунках 5 и 6 приведены сигналы ПСП КЗФ, и ЛЧМ ТЧ их спектры

$$Skzf_i = \exp(j \cdot \frac{\pi \cdot i^2}{m}). \qquad (9)$$

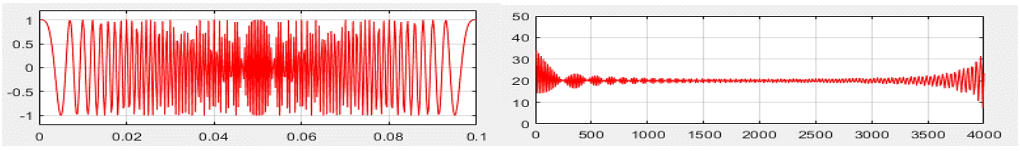


Рис.5. ПСП KZF сигнал и его спектр

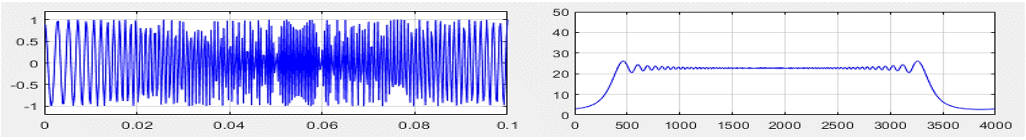


Рисунок 6. ЛЧМ ТЧ сигнал и его спектр

Вычисление взаимной корреляционной функции комплексных сигналов лучше выполнять с использованием прямого и обратного преобразований Фурье, что позволяет уйти от свертки во временной области к свертке спектров сигналов. Формула для расчета АКФ ПСП КЗФ и ЛЧМ-ТЧ для случая равной длины векторов X, Y приведена ниже.

$$R(X,Y) = \Phi^{-1}\left(\overrightarrow{\Phi(X) \cdot \widehat{\Phi(Y)}}\right)\sqrt{N}, \qquad (10)$$

где: Φ, Φ^{-1} – прямое и обратное преобразование Фурье,

$\widehat{\Phi(Y)}$ – вычисление комплексно-сопряженного вектора,

N – размерность векторов X, Y.

$\left(\overrightarrow{\ }\right)$ – оператор поэлементного перемножения векторов.

На рисунке 7. Приведен вид автокорреляционных функций для обоих сигналов. Видно (Рисунок 7 b) что сигнал ЛЧМ ТЧ заметно проигрывает ПСП КЗФ особенно в области высокой корреляции, где существует сильный отрицательный всплеск, который, правда, достаточно быстро затухает.

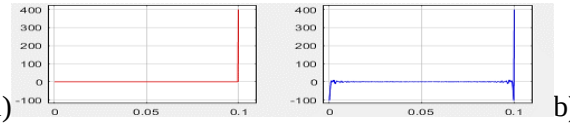
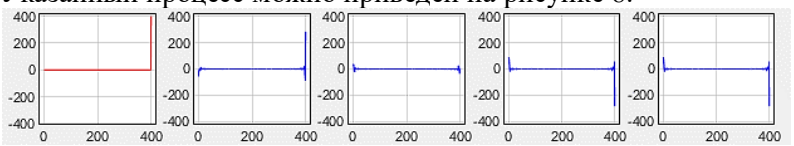
a)  b)

Рис.7. АКФ сигнала a) – ПСП КЗФ b) – ЛЧМ ТЧ

3. О влиянии начальной фазы ЛЧМ-ТЧ сигнала на отклик коррелятора

В ходе экспериментов установлено, что существенную роль в реакции оптимального корреляционного приемника на сигнал с идеальными автокорреляционными свойствами играет начальная фаза принимаемого сигнала. Задержка в распространении приводит к появлению фазового рассогласования между принимаемым и опорным колебанием, а на выходе коррелятора возникает изменение величины центрального всплеска корреляционной функции. Указанный процесс можно приведен на рисунке 8.



a) b) c) d) e)

Рисунок 8. Характер изменения величины центрального всплеска АКФ от значения начальной фазы принятой последовательности от опорной: a – 0º; b – 45º ; c – 90º ; d – 135º ; e – 180º .

Параметры сигнала ПСП: m = 200, fn = 300, fv = 3400, Fd = 4000, T = 0.1.

На рис.8 видно, что сдвиг начальной фазы на 90º приводит к очень сильному подавлению центрального всплеска АКФ. Сдвиг фазы более чем на 90º приводит к развороту центрального всплеска АКФ в сторону отрицательных значений амплитуды всплеска и при фазе180º амплитуда всплеска становится равной длине последовательности с отрицательным знаком.

В науке давно сложилось понятие фазы, которое относится к гармоническому колебанию с постоянной частотой. Вместе с тем существует представление комплексного сигнала на фазовой плоскости путем отображения действительной и мнимой части комплексного сигнала. Сам комплексный сигнал в общем случае может быть и негармоническим. Возникает задача, связанная с необходимостью оценки фазы широкополосного сигнала и, в том числе, изменяющейся фазы, когда широкополосный сигнал излучается передатчиком, установленным на подвижном объекте, а принимается приемником, установленном на объекте, который в общем случае также может быть подвижным.

Подобная задача успешно решается в радионавигационных системах, где изменение текущей фазы сигнала приводит к появлению частоты Доплера, по которой можно оценить изменение дальности до навигационного объекта.

Рассуждая по аналогии, можно предположить, о возможности построения фазового детектора для приема широкополосного сигнала и фаза такого сигнала может быть интерпретирована как текущий аргумент отношения его мнимой и действительной частей.

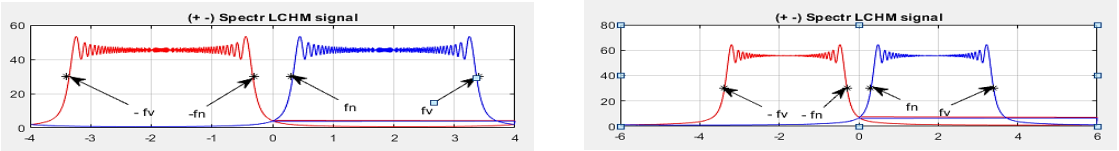
4. Перенумерация спектральных чисел прямого Фурье-преобразования с целью отображения «отрицательных» частот

Многие исследователи при использовании дискретного преобразования Фурье отмечали, что положительные компоненты спектра сигнала располагаются на своих местах, а компоненты с «отрицательными» частотами располагаются симметрично относительно половины частоты дискретизации *Fd*. С точки зрения расположения спектральных компонент прямого преобразования Фурье первая половина отсчетов соответствует «положительным» отсчетам, а вторая соответственно – «отрицательным» частотам.

В указанной связи, перенумерация спектральных отсчетов и их переименование позволяют отобразить спектр полосового сигнала с «отрицательными» отсчетами.

Ниже приведен текст функции в среде МАТЛАБ, позволяющей вычислить спектр последовательности *X* при частоте дискретизации *Fd*. Выходной вектор спектральных чисел формируется путем конкатенации второй половины *Spm* и первой половины *Spp*, представленной в обратной последовательности. Дополнительно формируется вектор надписей частот, также состоящий из двух равных частей.

```
function [w]=Spectr(X,Fs)
  m=length(X);  T=m/Fs; Sp=fft(X); Spm=Sp(m/2+1:m);  Spp=flip(Sp(1:m/2));
  for k=1:m;  if k < m/2; w(1,k)=(k-0.5*m)/T; else w(1,k)=(m-k)/T; end; end
  w(2,:)=[Spm,Spp];
end
```



a) *fn* = 0.3 кГц, *fv* = 3.4 кГц, *Fs* = 8 кГц, *m* = 800, *T* = 0.1 с b) то же, но *Fs* = 12 кГц,*T* = 0.0667 с.

Рисунок 10. Спектр ЛЧМ-сигнала с параметрами:

Выводы.

1. Разработан алгоритм и приведена его реализация для синтеза ЛЧМ-сигнала, имеющего спектр в полосе ТЧ.
2. Установлено, что начальная фаза сигнала ЛЧМ-ТЧ заметно влияет на вид отклика корреляционного приемника, так при сдвиге на 180°, центральный всплеск АКФ меняет знак на противоположный.
3. Предложен способ отображения спектра широкополосных сигналов с указанием отрицательных частот.

Литература

1. Егоров В. В. Временная синхронизация в системах связи амплитудно-фазоманипулированными сигналами [Текст] / В. В. Егоров, Е. Ф. Щеглова // Тезисы докладов научно-технической конференции «Повышение качества и эффективности устройств синхронизации в системах связи». Ярославль: РНТОРЭС им. А.С. Попова, 1993. – С. 54.
2. Ходаковский В.А. Синтез сигналов с оптимальными по уровню боковых лепестков автокорреляционными свойствами [статья]/ В.А. Ходаковский, В.Г. Дегтярев, П.В. Герасименко, С.В. Микони. Известия Петербургского университета путей сообщения. 2018. Т.15. №4. С.629-636.
3. Ходаковский В. А. Синтез сигналов с оптимальными по уровню боковых лепестков автокорреляционными свойствами / В. А. Ходаковский, В. Г. Дегтярев, П. В. Герасименко, С. В. Микони // Известия Петербургского университета путей сообщения. — 2018. — Т. 15. — № 4. — С. 629–636.
4. Ходаковский В. А. Об одном способе подавления боковых лепестков функции автокорреляции / В. А. Ходаковский, С. А. Лобов // Интеллектуальные технологии на транс порте. — СПб. 2020. — № 4(24). — С. 46-50.
5. Егоров В.В., Лобов С.А., Ходаковский В.А. Синтез последовательностей с идеальными автокорреляционными свойствами. Автоматика и телемеханика. №1 Vol. 8 march 2022, С.78 – 80.

SYNTHESIS OF A LFM SIGNAL IN THE TF BAND WITH IMPROVED ROPERTIES BY ACF AND PEAK FACTOR

Prof., Doctor of Technical Sciences Egorov V.V[1, 2]
prof., Doctor of Technical Sciences Khodakovsky V.A.[1]

[1]JSC «Russian Institute of High-Power Radio Engineering»,
[2]State University of Aerospace Instrumentation,

The problem of synthesizing a signal with linear frequency modulation (LFM) in a given voice frequency (VF) band is considered. An algorithm and program for the MATLAB environment for the synthesis of such signals is proposed. It is shown that such a signal has a quadratic law of phase change, which is characteristic of complex signals that have ideal autocorrelation properties with a single burst of the autocorrelation function (ACF), and its amplitude is equal to the length of the sequence, and the side bursts are completely suppressed. Such pseudo-random sequences are called signals with a law of phase change quadratic in relation to the element number (PSP QZF). A comparative analysis was carried out, during which it was revealed that the ACF of the chirp-PM signal is similar to the ACF of the PSP QZF with a slight increase in the peak factor. The research revealed a strong influence of the initial phase of the LFM-TF signal on the response of the correlation receiver. Thus, a change in the initial phase of the received LFM-TF signal by 90° relative to the reference one leads to almost complete suppression of the central burst at the correlator output, and a phase shift by 180° leads to a change in the sign of the central peak of the ACF.

An algorithm and program for constructing a spectrum of broadband signals with display of negative frequencies is proposed.

ОЦЕНКА СКОРОСТИ ВЕТРА В МЕЗОСФЕРЕ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МОДЕЛИРОВАНИЯ НА БАЗЕ ИНФОРМАЦИИ МЕТЕОРНОЙ РЛС

к.т.н., доц. Чайковский В.М., студ. Сарайкин А.А.

Пензенский государственный университет

Радиолокационное обнаружение ионизированных следов, оставленных метеорами, представляет для метеорологов повышенный интерес, так как позволяет оценить значение скорости ветра в мезосфере, оказывающее сильное влияние на состояние погоды на поверхности Земли. Анализ эхо-сигнала является довольно трудоемкой задачей, требующей значительных усилий, направленных как на статистическую оценку количества метеоров, их массы и траекторий, так и учета распада оставляемых ионизационных следов. При помощи программного обеспечения Spectrum Lab можно анализировать высоту метеорного следа и получить разность частот с помощью эффекта Доплера. А по скорости метеорного следа оценивается скорость воздушных масс.

Следы от метеоров образуются в результате их столкновения на скорости в несколько десятков километров в секунду с верхним слоем атмосферы Земли на высоте около 100 км и создают в атмосфере кроме яркого светового следа, возникающего в результате выделения от трения колоссальной температуры, вызывающей абляцию и ионизацию атомов материала метеорита, сопровождающееся излучением в широком оптическом диапазоне, также вызывает появление мощной ударной волны [1]. На границе ударной волны возникает огромный перепад температур, приводящий к испарению материала метеорита. Метеорный след перемещается в направление и со скоростью движения атмосферных масс, поэтому направление и скорость движения метеорных следов и воздушных масс будут совпадать [2].

В отличие от импульсной РЛС, где зондирующий сигнал представляет собой временной отрезок высокочастотного колебания, то для обнаружения метеорных следов предлагается использовать зондирующий сигнал в виде непрерывного высокочастотного колебания. Значение частоты излучаемого гармонического сигнала в процессе отражения от ионизированного метеорного следа приобретает доплеровское смещение в сторону либо более высоких, либо более низких частот за счёт в зависимости от того, какое направление перемещения имеет метеорный след, при нахождение его на линии прямой видимости, по направлению приближения к приёмнику, либо удалению от него [3].

Функциональная схема Метеорной РЛС приведена на рисунке 1 [4].

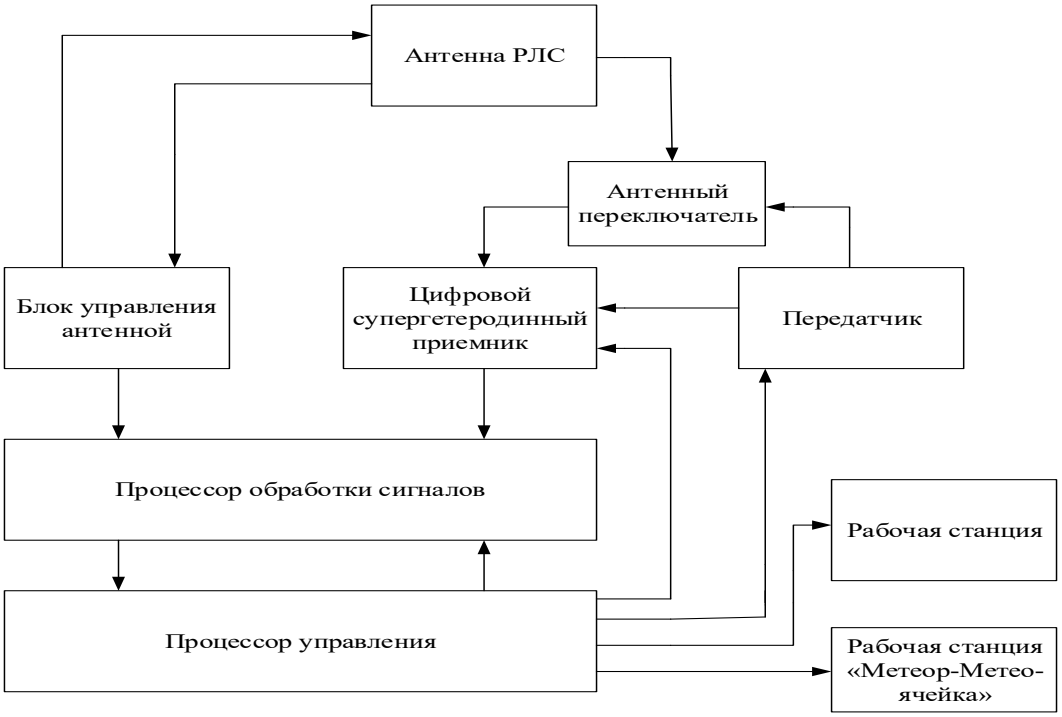


Рисунок 1 Функциональная схема Метеорной РЛС

Антенна РЛС – предназначена для излучения непрерывного высокочастотного колебания, а также для приема эхо-сигналов.

Антенный переключатель – предназначен для перевода антенны РЛС на прием или передачу.

Блок управления антенной – позволяет Метеорной РЛС сканировать необходимый участок пространства.

Процессор обработки сигналов – предназначен для анализа, входящего сигнала и взаимодействия с цифровым приемником для его дальнейшей настройки.

Цифровой супергетеродинный приемник – предназначен для приема аналогового сигнала и преобразования его в цифровой с помощью АЦП.

Передатчик – предназначен для генерирования и последующей передачи непрерывного высокочастотного колебания.

Процессор управления – предназначен для анализа полученных значений и синхронизации вычислительных блоков для их последовательной совместной работы.

Рабочие станции – необходимы для визуального воспроизведения и мониторинга данных метеоров, а также для настройки необходимых параметров программного обеспечения Spectrum Lab.

На экране монитора рабочей станции изображение метеорного следа с частотно-временными параметрами, приведен на рисунке 2 [4].

На данном примере можно заметить, что метеор перемещается снизу-вверх (что в данном случае представляет собой высокую скорость приближения относительно наблюдателя) и замедляется до нулевой скорости за доли секунды. Интенсивность эха отмечается цветами от синего (низкая интенсивность) до красного (высокая интенсивность).

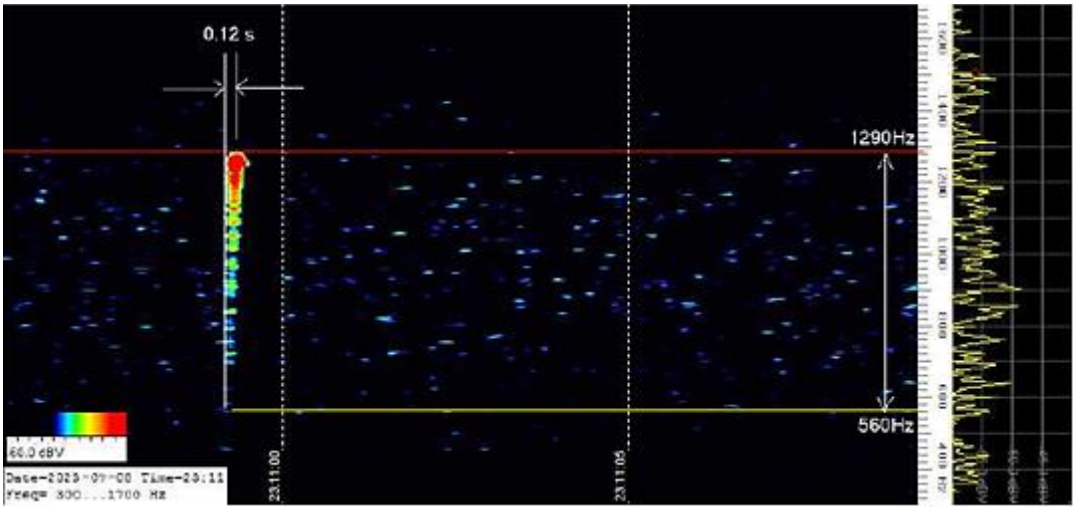


Рисунок 2 Пример изображения метеорного следа с частотно-временными параметрами

Калибровка оси частот, осуществляется при помощи стабильного источника сигналов типа синтезатора. При этом его следует настроить на значение демодулированной частоты, в результате чего и будет выделен информационный сигнал из модулированного ВЧ колебания.

Обычно, наблюдателю требовалось принимать эхо-сигналы и записывать их значения вручную в течение 12–24 часов и даже более во время метеорного дождя, поэтому возникает необходимость в автоматизации данного процесса. Последнее сравнительно легко может быть реализовано при помощи программного обеспечения Spectrum Lab.

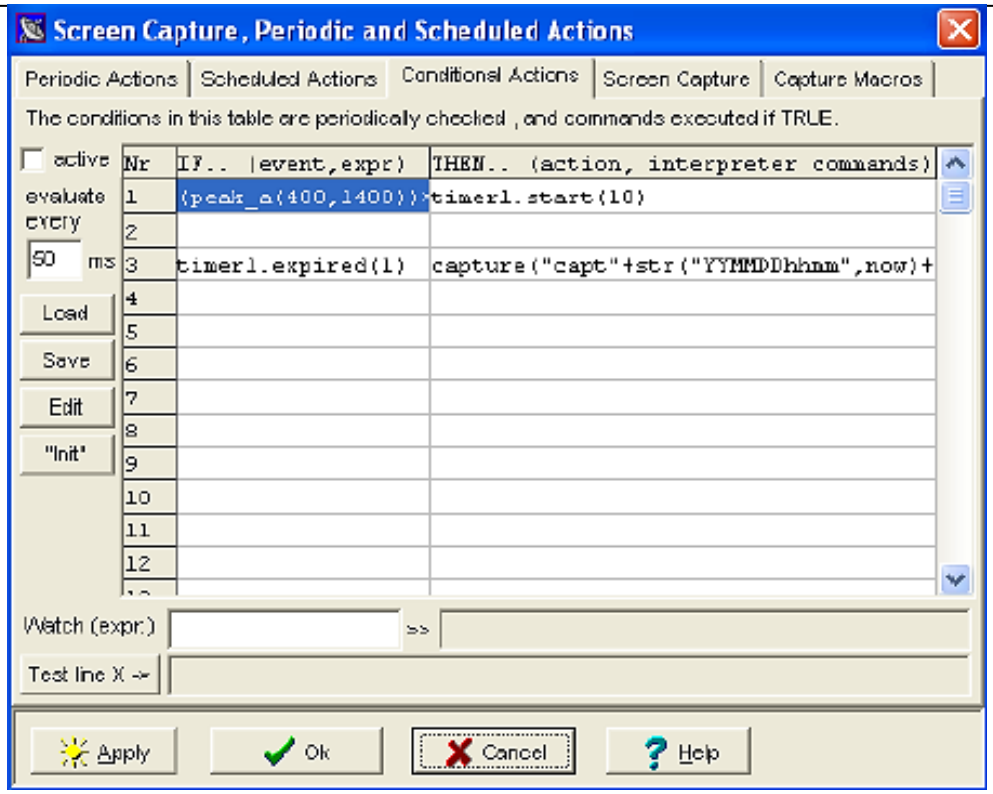


Рисунок 3 Настройка автоматического захвата метеорного дождя

На рисунке 3, отображающим монитор рабочей станции показан процесс настройки программного обеспечения Spectrum Lab для автоматического захвата обнаруженного метеорного следа. Во-первых, пороговое значение уровня заданного сигнала, в окне настройки программного обеспечения Spectrum Lab, задается вводом необходимого значения и сохранением настроек таким образом, что при превышении его эхо-сигналом запускался таймер, позволяющий Метеорной РЛС сканировать участок пространство до тех пор, пока уровень принимаемого эхо-сигнала не будет превышать пороговое значение уровня заданного сигнала. По истечении превышения порога уровня принимаемого эхо-сигнала активируется «макрос захвата», который сохраняет график в виде файла jpeg [4].

Результат захвата принимаемого эхо-сигнала метеорного дождя с помощью программного обеспечения Spectrum Lab представлен на рисунке 4 [5]. Данные входящего сигнала показаны в виде нижней трассы красного цвета с пико образными всплесками, выходящими за уровень шума базовой линии. Пороговый уровень, который был задан настройкой автоматического захвата метеорного дождя, указан в окне условного действия (-43 дБ) и показан жёлто пунктирной линией. Когда происходит превышение порогового уровня, программное обеспечение создаёт всплеск (зелёная кривая), чтобы показать результат захвата принимаемого эхо-сигнала метеорного дождя с помощью программного обеспечения Spectrum Lab и захват jpeg-кадра графика метеорного следа. Захваченные графики содержат все соответствующие данные, такие как дата и время (с точностью до одной секунды), частотный диапазон спектра (следовательно, диапазон скоростей) и изображение эхо-трассы.

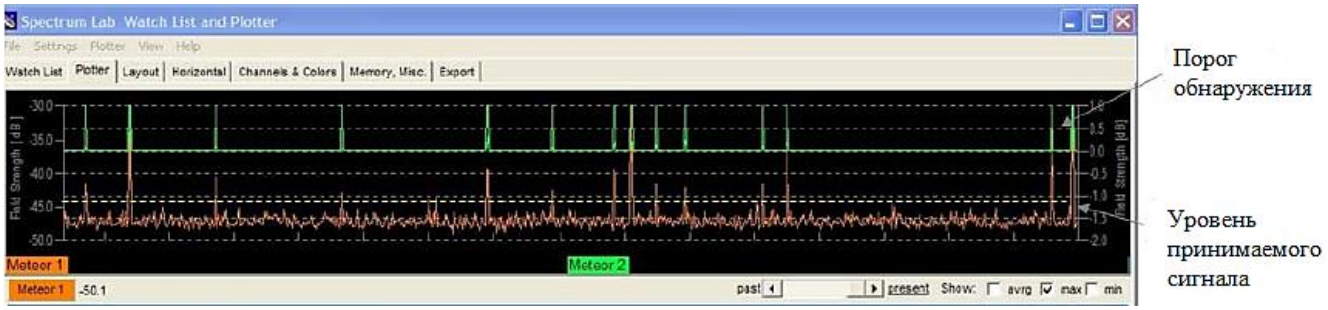


Рисунок 4 Результат захвата метеорного дождя

Чем крупнее метеор, тем длиннее и ярче его след, причём некоторые очень крупные частицы оставляют интенсивные следы. Используя радиолокационные методы, можно измерить высоту метеорного следа и получить

разность частот с помощью эффекта Доплера. По скорости метеорного следа оценивается скорость воздушных масс [5].

Фиксируемый частотный сдвиг связан со скоростью метеорного следа следующим соотношением:

$$\frac{\Delta f}{F} = \frac{V}{c},$$

где Δf – изменение частоты;

F – частота передачи;

V – скорость метеорного следа;

C – скорость света ($3 \cdot 10^8 \frac{м}{с}$) [5].

В итоге следует отметить, что измерение скорости воздушных масс по метеорному следу, является в настоящее время весьма актуальной метеорологической темой, а так как потенциальные возможности вычислительной техники значительны, то предлагаемая методика позволяет получать необходимые метеорологические данные круглосуточно, что в свою очередь позволяет повысить достоверность метеопрогнозов.

Литература

1. Дудник, П. И. Многофункциональные радиолокационные системы: учеб. пособие для вузов / П.И. Дудник, А.Р. Ильчук, Б.Г. Татарский; под ред. Б.Г. Татарского. – М.: Дрофа, 2007. – 283 с.: ил. – (Высшее образование. Радиотехнические системы).
2. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы: учеб. для вузов. – 2-е Изд., перераб. и доп / П. А. Бакулев. – М.: Радиотехника, 2007. – 376 с.
3. Кащеев Б.Л., Лебединец В.Н. Радиолокационные исследования метеорных явлений. Издательство АН СССР, Москва 1985 г.
4. Автоматизированные системы управления воздушным движением: Новые информационные технологии в авиации: учеб. пособие / под ред. С.Г. Пятко и А.И. Красова. – СПб.: Политехника, 2004. – 446 с.
5. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А.И. Канащенкова, В.И. Меркулова. – М.: Радиотехника, 2003. – 416 с.

ESTIMATION OF WIND SPEED IN THE MESOSPHERE USING SIMULATION BASED ON METEOR RADAR INFORMATION

candidate of technical sciences, assoc. Tchaikovsky V.M., stud. Saraykin A.A.

Penza State University

Radar detection of ionized traces left by meteors is of increased interest to meteorologists, as it allows us to estimate the value of wind speed in the mesosphere, which has a strong influence on the weather condition on the Earth's surface. Echo signal analysis is a rather time-consuming task that requires significant efforts aimed at both statistically estimating the number of meteors, their mass and trajectories, and taking into account the decay of the ionization traces left. Using Spectrum Lab software, it is possible to analyze the height of a meteor trail and obtain a frequency difference using the Doppler effect. And according to the speed of the meteor trail, the speed of air masses is estimated.

ОЦЕНКА ВЛИЯНИЯ КОЛЕБАНИЙ СВЕТОВОГО ПЯТНА НА РЕЗУЛЬТАТ ОБРАБОТКИ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА МНОГОЭЛЕМЕНТНОЙ ФОТОПРИЁМНОЙ ЛИНЕЙКИ ЦЕНТРОИД-МЕТОДОМ

к.т.н., доц. Черторийский А.А.[1], асп. Каштанов Н.В.[2, 3]

[1]Ульяновский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
[2]АО «Ульяновский механический завод»
[3]Ульяновский государственный технический университет

Рассмотрены особенности применения многоэлементной фотоприёмной линейки для измерения координаты светового пятна, проецируемого на ее поверхность. Описан вариант реализации подобных измерений в датчике аэрометрических давлений. Представлены результаты численного моделирования процесса формирования выходного сигнала фотоприемной линейки, а также его обработки центроид-методом. Целью моделирования являлось изучение влияния колебаний светового пятна на результаты измерений. Показано, что колебания с частотой, выше половины частоты выходных кадров фотоприемной линейки, являются источником дополнительной погрешности.

Ключевые слова: фотоприёмная линейка, датчик давления, обработка сигнала, центроид-метод, вибрация

Применение многоэлементной фотоприёмной линейки (МФПЛ) в качестве чувствительного элемента является распространённым решением при построении датчиков линейных перемещений [1]. Предполагается, что объект, перемещение которого требуется оценить, должен перемещать небольшое световое пятно вдоль поверхности МФПЛ. В свою очередь, поверхность МФПЛ представляет собой фоточувствительную область, состоящую из определённого числа (порядка тысяч) фотоприёмников, называемых пикселами. Ширина каждого такого пикселя составляет порядка единиц микрометров. При последовательном опросе пикселей на выходе МФПЛ формируется электрический выходной сигнал (кадр), в каждом периоде которого изменение амплитуды сигнала во времени отражает пространственное распределение падающей на линейку оптической мощности по пикселям, как это показано на рисунке 1.

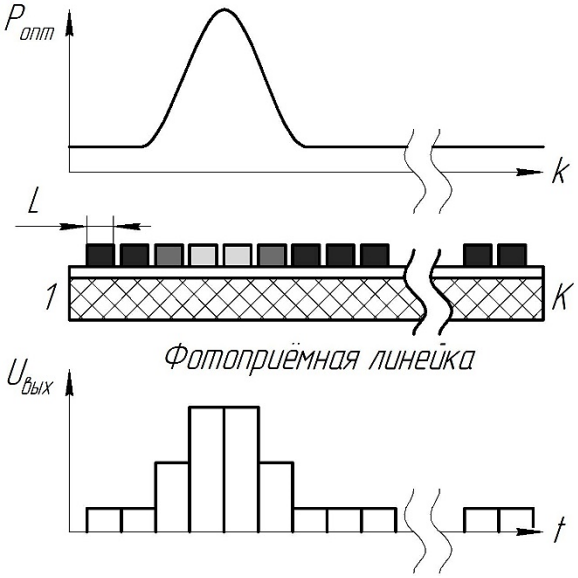


Рисунок 1. Диаграмма входного $P_{опт}(k)$ и выходного $U_{вых}(t)$ сигналов МФПЛ

Выходной кадр МФПЛ формируется за интервал времени, называемый периодом интегрирования. Время интегрирования $T_{инт}$ определяется по формуле

$$T_{инт.} = N \cdot {}^{1}/_{f_{опр.}} \quad (1)$$

где N – количество пикселей в МФПЛ; $f_{опр}$ – частота, с которой происходит опрос пикселей.

После преобразования входного оптического сигнала в дискретный электрический сигнал начинается процесс его математической обработки. Целью обработки является получение информации о координате светового пятна относительно поверхности МФПЛ. В качестве основного инструмента обработки выступает центроид-метод, который возвращает математический центр тяжести функции дискретного аргумента, основываясь на значении амплитуды сигнала с каждого пиксела. Таким образом, приняв математический центр тяжести за координату пятна, можем получить её значение центроид-методом:

$$x_{max} = \frac{\sum_k k * S_k}{\sum_k S_k}, \quad (2)$$

где k– номер пиксела; S_k – амплитуда сигнала с k-го пикселя.

Механизм действия центроид-метода иллюстрирует рисунок 2.

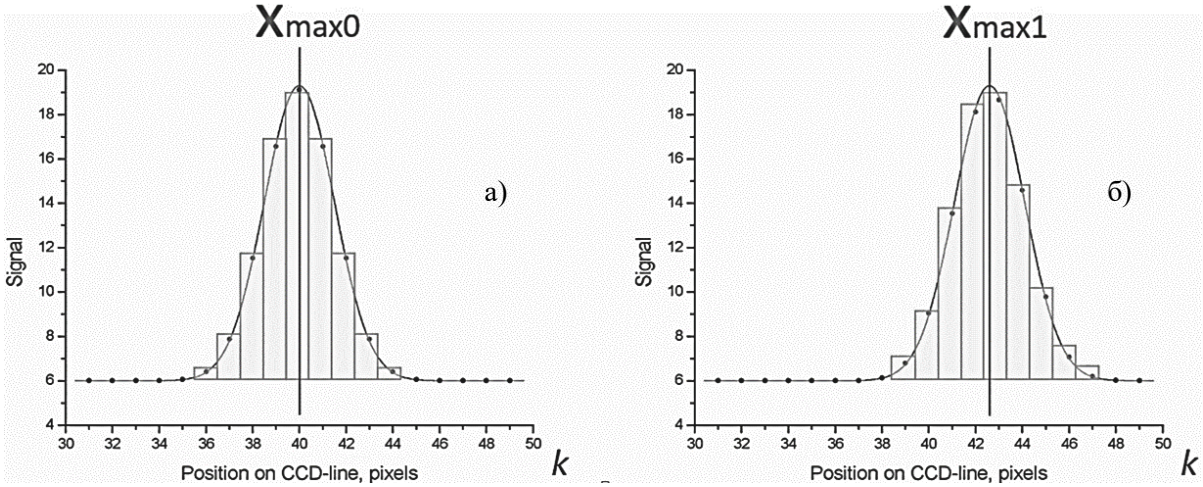


Рисунок 2. Диаграммы выходных сигналов с пикселей МФПЛ с рассчитанными математическими центрами тяжести: а) - при начальном положении светового пятна;
б) - при смещённом положении светового пятна

На рисунке 2а имеем рассчитанную координату x_{max0} для начального положения светового пятна. Видно, что за счёт того, что дискретный электрический сигнал симметричен, центр тяжести находиться ровно посередине. На рисунке 2б представленный сигнал соответствует смещённому световому пятну. Видно, что из-за смещения пятна электрический дискретный сигнал перестал быть симметричным, и центр тяжести электрического сигнала сместился на координату x_{max1}. Это можно объяснить тем, что центроид-метод использует отсчёты дискретного электрического сигнала в качестве весовых коэффициентов.

Получив последовательно в двух кадрах две координаты светового пятна, можем рассчитать его перемещение по формуле

$$\Delta x = x_{max1} - x_{max0}\,. \quad (3)$$

Одно из потенциальных приложений, где МФПЛ применяется как датчик линейных перемещений – это измерение деформации анероида в датчике аэрометрического давления [2], схема которого представлена на рисунке 3. Принцип работы такого датчика давления заключается в следующем. Анероид 1 жестко связан с пластиной 2, имеющей узкую щель 3. Проходя через щель, излучение от источника света 4 формирует световое пятно на поверхности МФПЛ 5. При изменении давления происходит деформация анероида, что приводит к перемещению пятна. Величина перемещения, прямо пропорциональная деформации, может быть измерена по изменению выходного сигнала МФПЛ.

Ясно, что в статическом режиме, то есть при неизменном положении светового пятна на поверхности фотоприемной линейки, её выходной сигнал точно повторяет распределение оптической энергии по пикселам линейки. Однако следует учитывать, что такой датчик давления, находясь в самолёте, будет подвергаться внешним механическим вибрациям. Очевидно, что данные вибрации приведут к периодическим перемещениям светового пятна, не связанным с изменением давления. В связи с этим возникает необходимость в исследовании эффекта, оказываемого гармоническим колебанием светового пятна на результат обработки выходного сигнала МФПЛ.

Рассмотрим случай, когда положение светового пятна вдоль МФПЛ изменяется по гармоническому закону с некоторым периодом $T_{вибр}$. Известно, что для однозначного восстановления входного сигнала по дискретным отсчетам частота дискретизации должна как минимум в два раза превышать ширину спектра входного сигнала, так называемую частоту Найквиста [3]. Для перемещения светового пятна по гармоническому закону это

означает, что должно выполняться условие $T_{вибр} > 2T_{инт}$. Ранее было показано, что подобные низкочастотные колебания светового пятна приводят к возникновению периодической погрешности [4]. Целью настоящих исследований являлось рассмотрение случая, когда в результате воздействия на анероид внешних вибраций период колебаний светового пятна окажется меньше, чем $2T_{инт}$.

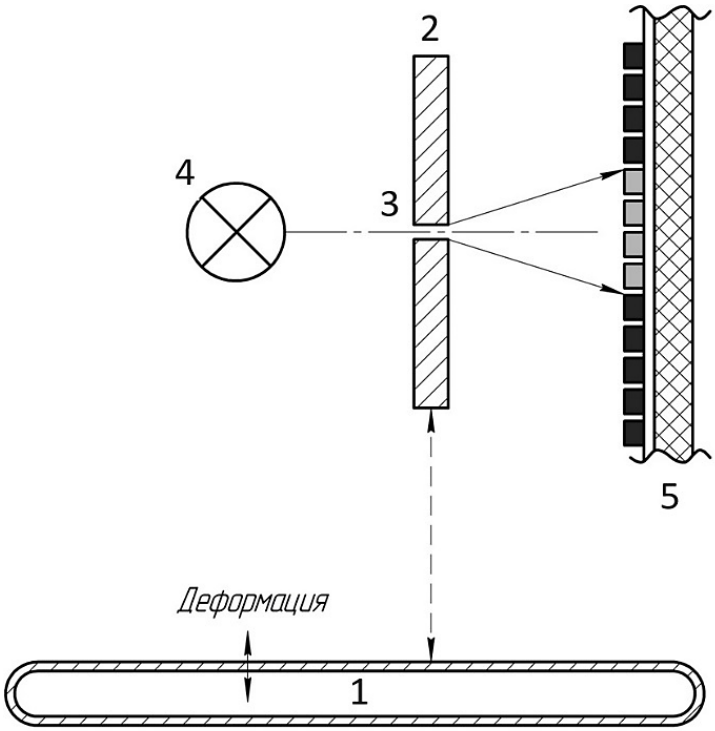


Рисунок 3. Схема измерения давления: 1 – анероид; 2 – пластина; 3 – прорезь; 4 – источник света; 5 – фотоприёмная линейка

Влияние высокочастотных колебаний на погрешность измерений координаты светового пятна исследовалось с помощью численной модели МФПЛ, описывающей процесс формирования её выходного сигнала. Каждый полученный в результате моделирования выходной кадр обрабатывался центроид методом. Измерения проводились в диапазоне $T_{вибр}$ от $2T_{инт}$ до $T_{инт}$ / 3. Для каждого значения $T_{вибр}$ формировался массив из 512 последовательных значений координаты пятна, полученных центроид-методом из выходного сигнала МФПЛ.

Для анализа результатов моделирования было решено воспользоваться методом спектрального анализа. К значениям массива применялось быстрое преобразование Фурье, и измерялись амплитуды полученных спектральных составляющих. Период интегрирования МФПЛ $T_{инт}$ при моделировании составлял 1 мс, что соответствует частоте Найквиста 500 Гц.

На рисунках 4 и 5 приведена зависимость относительной амплитуды сигнала биений в «первой зоне Найквиста» [3] от отношения периода интегрирования МФПЛ к периоду колебаний светового пятна. Амплитуда биений нормирована относительно амплитуды колебаний светового пятна. Видно, что наибольшей амплитудой обладают биения, частоты которых близки к частоте Найквиста (соответствуют колебаниям светового пятна с $T_{инт}$ / $T_{вибр}$ равным 0,5, 1,5, 2,5). Возможным вариантом ослабления влияния подобных помех является ограничение области частот полезных сигналов диапазоном от нуля до $2T_{инт}$ путём применения соответствующего НЧ фильтра на выходе МФПЛ. Попадающий в этот частотный диапазон интервал значений $T_{инт}$ / $T_{вибр}$ показан на рисунке 5 пунктиром. Видно, что в этом случае амплитуда биений, попадающих в область рабочих частот, не превысит 2% от исходной амплитуды быстрых колебаний светового пятна, являющихся помехой.

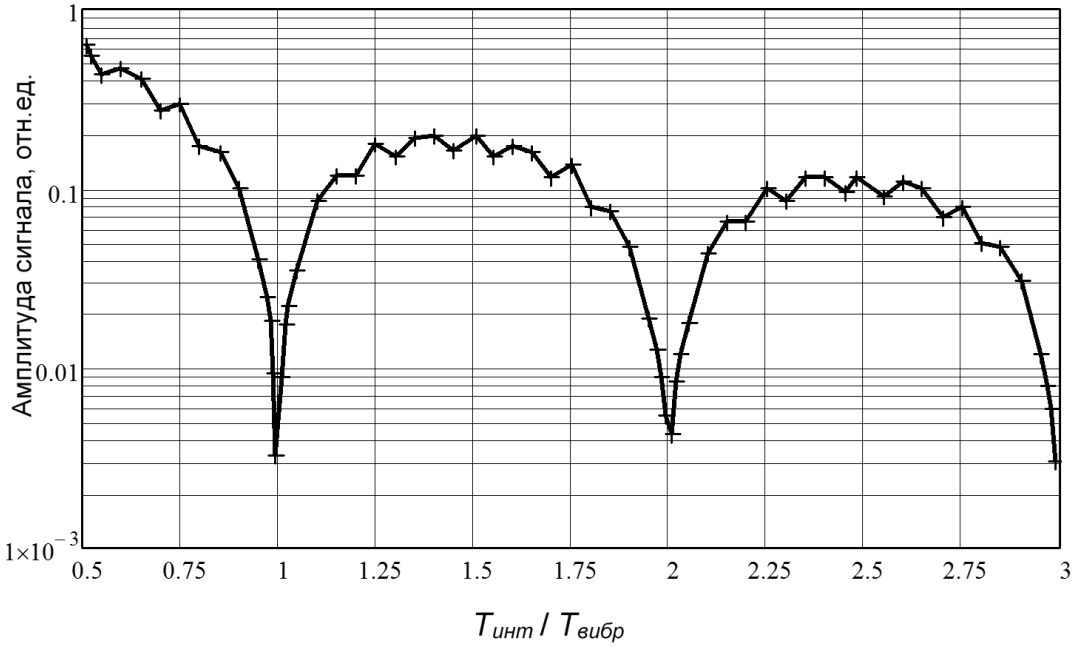


Рисунок 4. Зависимость амплитуды сигнала на выходе МФПЛ, попадающего в первую зону Найквиста, от соотношения между периодом интегрирования $T_{инт}$ и периодом колебаний $T_{вибр}$ светового пятна

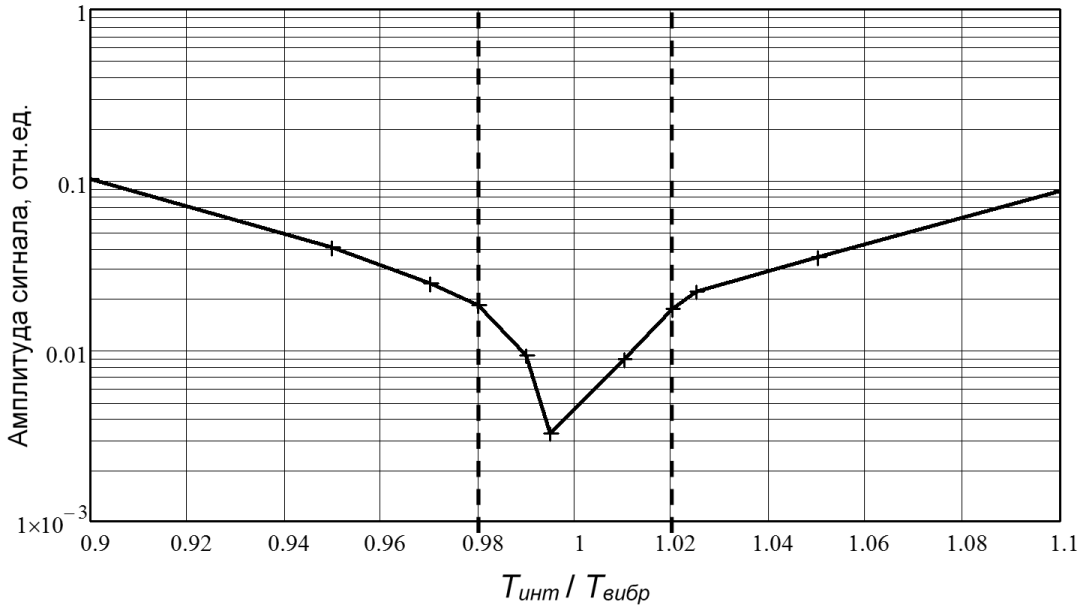


Рисунок 5. Участок зависимости амплитуды сигнала на выходе МФПЛ, попадающего в первую зону Найквиста, от соотношения между периодом интегрирования $T_{инт}$ и периодом колебаний $T_{вибр}$ светового пятна (растянуто)

Литература

1. Черторийский, А.А. Применение многоэлементной фотоприемной линейки в датчике линейных перемещений / А.А. Черторийский, А.М. Низаметдинов, Ю.С. Борисов // Вузовская наука в современных условиях: Сборник материалов 52-й научно-технической конференции (29 января – 3 февраля 2018 года). Ч.2. – Ульяновск: УлГТУ, 2018 – С.32-35.
2. Пат. 2712777 Российская Федерация, МПК G01L 7/02, G01L 11/02. Датчик аэрометрических давлений / И. В. Антонец, Р. А. Борисов, А. А. Черторийский.; заявитель и правообладатель ин-т радиотехники и электроники им. В. А. Котельникова РАН. – №2019114581; заявл. 13.05.2019; опубл. 31.01.2020, Бюл. №4.
3. Сергиенко, А.Б. Цифровая обработка сигналов. – СПб.: Питер, 2002. – 608 с.
4. Каштанов Н. В., Черторийский, А.А. Моделирование процесса формирования выходного сигнала многоэлементной фотоприёмной линейки в системе измерения перемещения при гармоническом движении контролируемого объекта // Вузовская наука в современных условиях: Сборник материалов 57-й научно-технической конференции (23– 28 января 2023 года). Ч.1. – Ульяновск: УлГТУ, 2023 – С.75-77.

EVALUATION OF THE EFFECT OF LIGHT SPOT VIBRATION ON THE RESULT OF PROCESSING THE OUTPUT SIGNAL OF THE LINEAR MULTI-ELEMENT PHOTODETECTOR BY THE CENTROID METHOD

Chertoriyskiy A.A.[1], Kashtanov N.V.[2, 3]

[1] Ulyanovsk Branch of the Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of Russian Academy of Sciences
[2] Ulyanovsk Mechanical Plant JSC
[3] Ulyanovsk State Technical University

The features of using a multi-element photodetector ruler to measure the coordinates of a light spot projected onto its surface are considered. A variant of the implementation of such measurements in an aerometric pressure sensor is described. The results of numerical simulation of the process of forming the output signal of the photodetector ruler, as well as its processing by the centroid method, are presented. The purpose of the simulation was to study the effect of light spot fluctuations on the measurement results. It is shown that oscillations with a frequency higher than half the frequency of the output frames of the photodetector ruler are a source of additional error.

Keywords: photodetector ruler, pressure sensor, signal processing, centroid method, vibration

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 2.

АЛГОРИТМИЗАЦИЯ ПРОЦЕССОВ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ.

ОЦЕНКА СТЕПЕНИ ЗАТУХАНИЯ СИГНАЛОВ В БЕСПРОВОДНЫХ СЕТЯХ

преп. Аветисян Т.В.[1], преп. Клименко Ю.А.[1],проф. Львович Я.Е.[2],
проф. Преображенский А.П.[1], проф. Преображенский Ю.П.[1]

[1]Автономная некоммерческая образовательная организация высшего образования Воронежский институт высоких технологий (АНОО ВО ВИВТ)
[2]Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования воронежский государственный технический университет (ФГБОУ ВО ВГТУ)

Сейчас сложно представить какую-либо сферу жизни без обработки и хранения огромного количества информации и коммуникационных процессов. В результате информационных инноваций в современном мире компьютерные сети передачи данных стали чуть ли не основным средством связи. Цель работы связана с анализом возможности улучшения передачи сигналов в беспроводных сетях при условиях воздействия помех. Для этого рассматривались соответствующие методические подходы. Были рассмотрены существующие перспективные подходы с точки зрения повышения пропускной способности беспроводных сетей. Проанализированная в работе модель может использоваться при анализе и планировании производительности сети при условиях помех.

В настоящее время беспроводные сети активным образом применяются на предприятиях, в бытовых условиях, в различных практических приложениях. На их базе возникают возможности для того, чтобы вести решение различных задач, связанных с передачей данных. Качество создаваемых информационно-телекоммуникационных систем должно быть достаточно высоким.

В связи с развитием технологий требования к системам передачи информации возрастают. Они должны развивать максимально возможные скорости и быть устойчивыми к помехам [1].

В данный момент времени, создание беспроводных ЛВС, которые функционируют в рамках стандарта IEEE 802.11, реализуется для весьма большого числа пользователей.

Практически для любого населенного пункта их расположение будет столь плотным друг к другу, что во многих условиях в городских условиях можно наблюдать работу одновременным образом совокупности точек доступа. Из этого вытекает, что процессы работы подобных информационно-телекоммуникационных сетей будут реализовываться с учетом того, что существуют существенные помехи. Требуется их учет, когда происходит создание планов сетевых структур. Помимо этого, на характеристики работы информационно-телекоммуникационных структур будет оказывать заметное влияние трафик абонентов.

Осуществим моделирование ситуации, когда сигнал затухает, на основе рекомендаций [1] при использовании в зданиях:

$$L(d) = 20lg(f) + N lg(d) + L_f(m) - 28, \text{ (дБ)} \quad (1)$$

здесь:
d – протяженность от передающего до принимающего устройства (в метрах);
f – значение частоты (в мегагерцах);
N – значение коэффициента, описывающего потери мощности на дистанции;
m – число препятствующих элементов;
$L_f(m)$ – значение коэффициента описывающего потери сигнала, когда он проходит через препятствующие элементы (децибел). Он используется, когда сигнал затухает между этажами, если имеется в виду многоэтажное помещение. При данной ситуации $L_f(m) = 0$.

Соответственно значение уровня при приеме сигнала, который генерирует помехи, находится при помощи выражения:

$$P_n = P_{rad} - \left(20lg\left(F_{i,n}\right) + N lg(d) + L_f(m) - 28\right) \text{ (дБм)} \quad (2)$$

При принятой ситуации, генераторы помех расположены на установленной площади в хаотическом порядке. Соответственно, протяженность d, а также значение описывающее затухание сигнала L(d), определяется таким же порядком. Проведем переформулировку выражения (1):

$$L(d)=\begin{cases}0 & d<0\\ 201g\left(F_{i,n}\right)+N\,lg(d)+L_f\left(m\right)-28 & 0\le d\le R,\ (\text{дБ})\\ 0 & d>R\end{cases} \tag{3}$$

Здесь N связано с помехами, которые наблюдаются внутри сетевой структуры.

Мы исходим из того, что процессы передачи сигнала описываются на основе случайных величин:

$$F(L)=\iint_{D_L} f(x,y)dxdy, \tag{4}$$

Рассмотрение происходит внутри области определения D_L при этом закономерности распределения абонентов внутри круга с радиусом R будут описываться на основе функции распределения f(x,y). Мы применяем такое выражение, чтобы провести расчет плотности вероятности L:

$$f(L)=\frac{dF(L)}{dL} \tag{5}$$

После этого есть возможность для определения математического ожидания L:

$$M(L)=\int_{L_{MIN}}^{L_{MAX}} L\cdot f(L)dL \quad (\text{дБ}) \tag{6}$$

Для использования на практике представляет интерес оценка того, насколько распределение будет равномерным. Будем исходить из того, что передающие устройства размещаются внутри круга, который имеет площадь S, радиус R.

Мы имеем возможность определения R при помощи выражения $R=arg\left\{P_{rad}-L_{MAX}=-82\partial Бм\right\}(м)$, здесь L_{MAX} это значение наибольшего затухания сигнала, когда чувствительность принимающего устройства находится на пределе – 82 дБм, то есть $L_{MAX}=L(R)$, P_{rad} – значение мощности, с которой передающее устройство излучает сигнал.

Значение функции определяющей плотность возможности равного распределения по круговой траектории, выступает как константа - f(x,y)=Const:

$$f(x,y)=\frac{1}{S}=\frac{1}{\pi R^2} \tag{7}$$

В том случае, когда L находится в виде (3), тогда:

$$L(r)=20lg\left(F_{i,n}\right)+N\,lg(r)+L_f\left(m\right)-28 \qquad (\text{дБ}) \tag{8}$$

Выразим $-20lg(F_{i,n})-L_f\left(m\right)+28=G, G=Const.$

После чего у нас получается что:

$$r=10^{\frac{G+L(r)}{N}} \tag{9}$$

Чтобы определить функцию L внутри контура с радиусом R, основываемся на (3):

$$F(L)=\int_0^{2\pi}\int_{\frac{G+L(r)}{N}}^{R}\frac{1}{S}rdrd\theta=1-\frac{1}{R^2}\cdot 10^{\frac{2G}{N}}\cdot 10^{\frac{2L(r)}{N}} \tag{10}$$

На рис. 1 приведена соответствующая зависимость функции.

Функция, которая связана с плотностью вероятности, представляется следующим образом:

$$f(L)=\frac{dF(L)}{dL}=\frac{2\ln 10}{N\cdot R^2}\cdot 10^{\frac{2G}{N}}\cdot 10^{\frac{2L(r)}{N}} \tag{11}$$

Основываясь на стандарте [2], данный уровень равняется восьмидесяти двум дБм. В случае, когда $P_{rad}=14$ дБм, тогда $L_{MAX}=14-(-82)=96$ дБ.

Выведем границы по затуханию *L*. Наибольшее его значение будет равняться наименьшему уровню принятия сигнала.

Наименьшему значению L, будет соответствовать значение принимающего уровня, который будет наибольшим согласно [2].

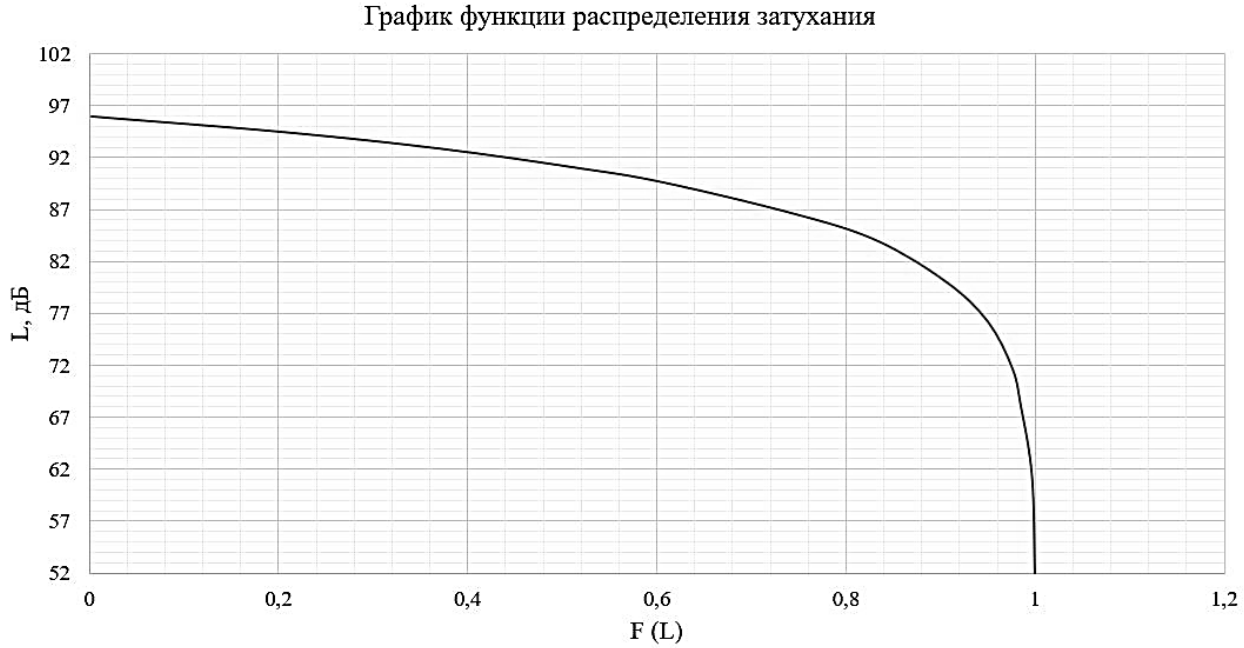


Рисунок 1 – Иллюстрация графика функции распределения затухания

Если принять диапазон в пять гигагерц, то максимальным значением уровня будет тридцать дБм. В связи с этим:

$L_{MIN} = 14 - (-30) = 44$ (дБ).

Также рассчитываем по диапазону 2,4 ГГц:

$L_{MIN} = 14 - (-20) = 34$ (дБ)

Матожидание при затухании M(L) сигнала генерирующего помехи на площади покрытия (в радиусе R), согласно (3), находится:

$$M(L) = \int_{L_{MIN}}^{L_{MAX}} L \cdot \frac{2\ln 10}{N \cdot R^2} \cdot 10^{\frac{2G}{N}} \cdot 10^{\frac{2L(r)}{N}} \quad \text{(дБ)} \qquad (12)$$

Анализ результатов показывает, что если: $f(L_{min}) \approx f(0)$.

Для удобства примем $L_{MIN} = 0$, это позволит сделать формулу проще.

Проведя интеграцию и в соответствии с изменениями:

$$M(L) = L_{MAX} + \frac{N}{2\ln 10}\left(10^{\frac{-2L_{MAX}}{N}} - 1\right) \quad \text{(дБ)} \qquad (13)$$

И при $10^{\frac{-2L_{MAX}}{N}} = 6{,}4 \cdot 10^{-7} \approx 0$, то:

$$M(L) \approx L_{MAX} - \frac{N}{2\ln 10} \quad \text{децибел} \qquad (14)$$

То есть усредненное значение затухания сигнала находиться исключительно при помощи установленного в (13) коэффициента N. Правильность расчетов, по установленному условию, что L_{MIN} = 0, можно быстро подтвердить или опровергнуть при помощи программы MathCAD, в соответствии с выражением (14) по частоте пять гигагерц: $M(L) = \int_0^{44} L \cdot f(L)\,dL = 0.016$ (дБ)

Также рассчитаем по частоте 2,4 ГГц: $M(L) = \int_0^{34} L \cdot f(L)\,dL = 0.002$ (дБ)

Мы видим, что при таком установленном условии, возникает ошибка по частоте размером 0.016 децибел по диапазону пять ГГц, а также 0.002 дБ по диапазону 2,4 ГГц. Это укладывается в допуски при том подходе, который здесь предложен.

Для значения N примем, что при офисном здании при частоте пять гигагерц оно будет равняться тридцати одному, тогда как при 2,4 гигагерц – тридцати. Для значения определяющего затухание сигнала между этажами, потому как мы приняли, что площадь покрытия будет плоской, то оно будет нулевым - $L_f(m)=0.$. В связи с тем, что излучение равняется $P_{rad}=14$ дБм, что определяет мощность в двадцать пять мегаватт, то это будет стандартом для сети корпоративного типа [3]. Произведем оценку наибольшего радиуса, который может иметь ячейка. Поскольку раньше мы получили: $r=10^{\frac{L(r)-20lg(F_{i,n})-L_f(m)+28}{N}}$ (м)

Так как $L_{MAX}=96дБ, то\ R=10^{\frac{124-20lg(F_{i.n})}{N}}$ (м), $G=-20lg(F_{i,n})+28$

Относительно частот в 5,2 ГГц, радиус будет равняться 40 м. Это является наибольшим значением радиуса, где точка доступа способна сгенерировать помехи прочим ячейкам.

Но сама ячейка по величине, то есть ее покрытие, показатель качества, которое имеет сигнал, практически] намного меньше и равняется девяти – двенадцати метрам [3]. Что легко обосновать с позиции, если сигнал затухает, поскольку радиус при уровне шестьдесят дБм, будет равняться 7,8 метров [3]. Практически, это свидетельствует о том, представленная модель по затуханию является еще и избыточной. Однако, при такой позиции мы неплохо приближаемся к реальному уровню работы при тех целях которые мы определили.

Значит при поставленных условиях, в соответствии с ранее приведенными формулами, по частоте 5 ГГц, значение M(L) будет равняться 89,268 дБ, для частоты 2.4 ГГц - 89,486 дБ.

Вывод. На основе предложенного подхода продемонстрированы возможности для оценок характеристик затухания в беспроводных сетях.

Литература

1. Дитятева Д.С., Альтварг М.С. О возможностях расчетов характеристик беспроводных телекоммуникаций // В сборнике: Современные инновации в науке и технике. Сборник научных статей 12-й Всероссийской научно-технической конференции с международным участием. Отв. редактор М.С. Разумов. Курск, 2022. С. 106-109.
2. Козлова Д.Н., Шунулина В.В., Филиппова Ю.Ю. Проблемы распространения радиоволн через среду со случайными параметрами // В сборнике: Актуальные проблемы деятельности подразделений УИС. Сборник материалов Всероссийской научно-практической конференции. Воронеж, 2022. С. 123-125.
3. Вязникова А.В., Воронов А.А. О свойствах беспроводных систем связи // В сборнике: Современные инструментальные системы, информационные технологии и инновации. Сборник научных трудов XVII Международной научно-практической конференции. Редколлегия: Разумов М.С. (отв. ред.). Курск, 2022. С. 129-132.

EVALUATION OF THE DEGREE OF ATTENUATION OF SIGNALS IN WIRELESS NETWORKS

prep. Avetisyan T.V.[1], prep. Klimenko Yu.A.[1], prof. Lvovich Ya.E.[2],
prof. Preobrazhensky A.P.[1], prof. Preobrazhensky Yu.P.[1]

[1]Autonomic not-commercial educational organization of higher education Voronezh Institute of high technologies (ANOO VO VIVT)

[2]Federal state budgetary educational institution of higher professional education Voronezh state technical University (FGBOU VO VGTU)

Now it is difficult to imagine any sphere of life without processing and storing a huge amount of information and communication processes. As a result of information innovations in the modern world, computer data transmission networks have become almost the main means of communication. The purpose of the work is related to the analysis of the possibility of improving signal transmission in wireless networks under conditions of interference. For this purpose, appropriate methodological approaches were considered. Existing promising approaches in terms of increasing the bandwidth of wireless networks were considered. The model analyzed in the work can be used in the analysis and planning of network performance under interference conditions.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА ОБУЧЕНИЯ НЕЙРОННОЙ СЕТИ УСТРОЙСТВА ВЫДЕЛЕНИЯ ФАЗОВОГО ПУСКА АППАРАТУРЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

студ. Антонов А.А., доц. к.т.н. Иванов А.П., преп. Ерёменко Р.В.

Пензенский государственный университет

Для повышения помехоустойчивости выделения комбинации фазового пуска (ФП) в аппаратуре передачи данных (АПД) было предложено использование искусственной нейронной сети. Предложенная нейронная сеть способна настраиваться с использованием информации о текущей помеховой обстановки в канале связи. В рамках работы проводится анализ алгоритма обучения искусственной нейронной сети в составе устройства выделения сигналов ФП. Приведены результаты исследования обучения нейронной сети устройства выделения фазового пуска с целью выявления зависимости качества обучения от числа входов обучаемого нейрона.

При поступлении цифровых данных на вход приёмного распределителя АПД выявлено, что все реальные образы и комбинации вследствие помех и шумов обладают некоторой нестабильностью [1]. Используемые в АПД методы выделения ФП в условиях воздействия преднамеренных дестабилизирующих факторов обладают низкой помехоустойчивостью, т.к. искажение ФП может привести к незапуску или ложному запуску приемного распределителя и, следовательно, к неверному приему рабочих циклов.

В целях повышения целостности комбинации ФП в АПД была разработана однослойная нейронная сеть, осуществляющая корректировку ошибок, возникающих из-за влияния различных дестабилизирующих факторов в радиоканале [2]. Для исследования разработанной нейронной сети было разработано соответствующее программное обеспечение [3]. Для осуществления распределения данных на выходе нейронной сети и выделения сигнала ФП из помех, получения высокой вероятности реакции логической единицы на входную посылку в виде образа «Свой» и установки с равной вероятностью состояний нуля и единицы при подаче случайными образами «Чужие» разработан алгоритм раздельного обучения каждого нейрона.

Для выбора оптимальной конструкции нейрона были проведены исследования разработанного алгоритма обучения нейросети в зависимости от изменения значения числа входов обучаемого нейрона при высоком уровне помех в канале.

Предложенный алгоритм обучения нейронов работает аналогично алгоритму ГОСТ 52633.5 [4]. В однослойных нейронных сетях один нейрон отвечает за один разряд выходного кода. Задачей автомата обучения является поиск (вычисление) таких весовых коэффициентов нейрона μ_i, которые смещают распределение откликов сумматора нейрона в заранее заданное извне состояние его выходной нелинейности («0» или «1»). Число i весовых коэффициентов нейрона определяется количеством его входов. Следовательно, задачей процедуры обучения нейрона с пятью входами является вычисления пяти его весовых коэффициентов μ_1, μ_2, …, μ_5. Блок-схема одного искусственного нейрона с числом входов $i = 5$ представлена на рисунке 1.

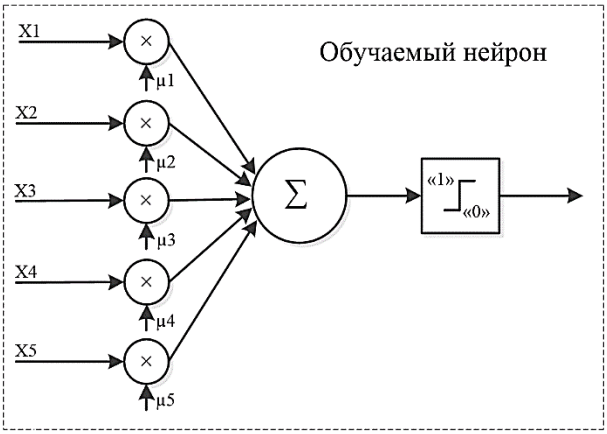


Рисунок 1. Блок-схема одного искусственного нейрона с числом входов $i = 5$

Положения распределений дискретных отсчётов образа «Свой» и образов «Чужие» на входе нелинейного элемента нейрона с числом входов $i = 5$ при высоком уровне помех приведены на рисунке 2.

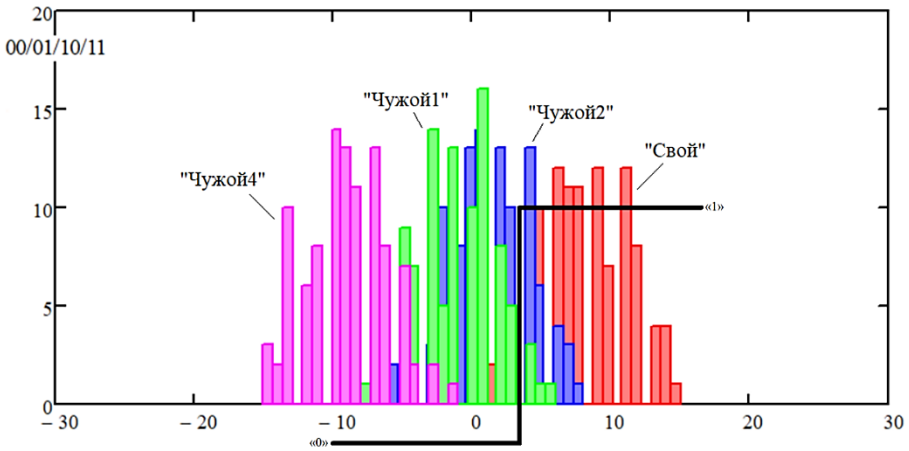


Рисунок 2. Распределение дискретных отсчётов образа «Свой» и образов «Чужие» на входе нелинейного элемента обученного нейрона с числом входов $i = 5$ при высоком уровне помех

По данным рисунка 2 можно сделать вывод о том, что значение вероятности ошибочного принятия решения при высоком уровне влияния помех на входную комбинацию образов отлично от нуля, что свидетельствует об относительно низкой помехозащищённости операции выделения ФП вследствие критических искажений образов и сравнительно небольшого числа входов обучаемого нейрона.

Увеличим число входов обучаемого нейрона до $i = 10$. Объём процедуры обучения нейрона с десятью входами увеличивается, поскольку она сводится к вычислению уже десяти его весовых коэффициентов $\mu_1, \mu_2, \ldots, \mu_{10}$. Блок-схема одного искусственного нейрона с числом входов $i = 10$ представлена на рисунке 3.

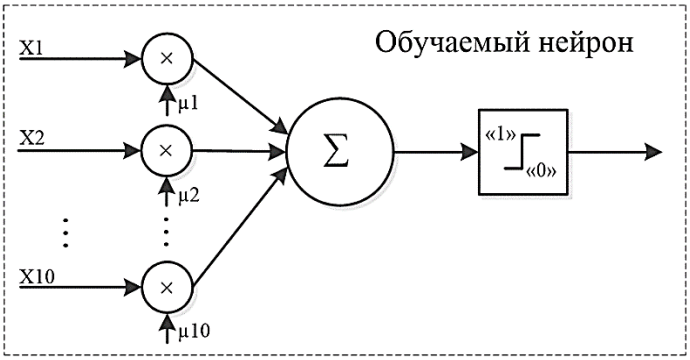


Рисунок 3. Блок-схема одного искусственного нейрона с числом входов $i = 10$

Положения распределений дискретных отсчётов образа «Свой» и образов «Чужие» на входе нелинейного элемента нейрона с числом входов $i = 10$ при высоком уровне помех приведены на рисунке 4.

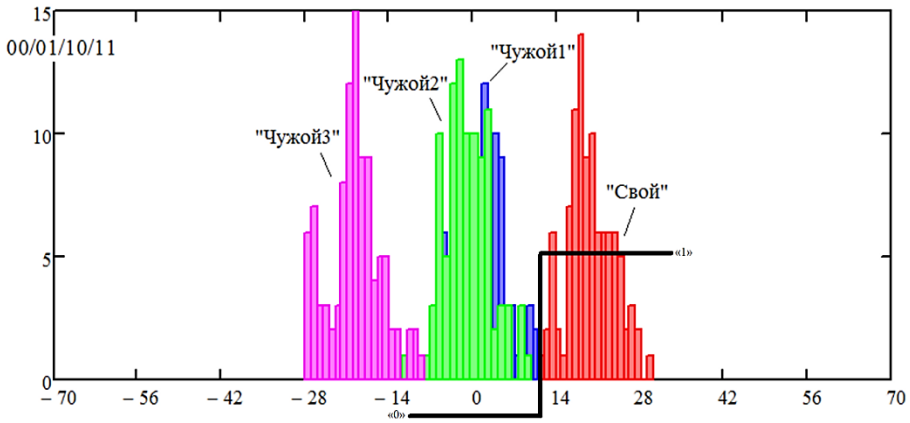


Рисунок 4. Распределение дискретных отсчётов образа «Свой» и образов «Чужие» на входе нелинейного элемента обученного нейрона с числом входов $i = 10$ при высоком уровне помех

По данным рисунка 4 можно сделать вывод о том, что значения вероятностей ошибочного принятия решения обученным нейроном незначительно отличны от нуля, что свидетельствует о наличии зависимости результатов обучения нейрона от числа его входов. При увеличении числа входов нейрона наблюдается более выраженное смещение математического ожидания отклика сумматора на примеры образа «Свой» в сторону более глубокого состояния «1» пороговой нелинейности обучаемого нейрона.

Для того, чтобы свести к нулю значения вероятностей ошибок при поступлении входных данных с высоких уровнем помех, увеличим число входов нейрона до i = 15. Объём вычислений, проводимых для обучения нейронов также увеличивается, поскольку для полного обучения необходимо вычисление уже 15 весовых коэффициентов для каждого обучаемого нейрона. Блок-схема одного искусственного нейрона с числом входов i = 15 представлена на рисунке 5.

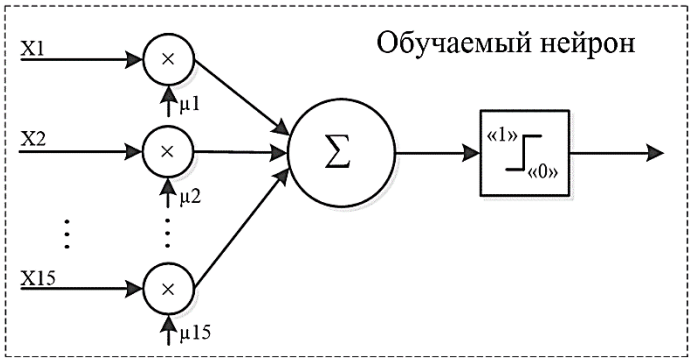


Рисунок 5. Блок-схема одного искусственного нейрона с числом входов i = 15

Положения распределений дискретных отсчётов образов «Свой» и образов «Чужие» на входе нелинейного элемента нейрона с числом входов i = 15 при высоком уровне помех приведены на рисунке 6.

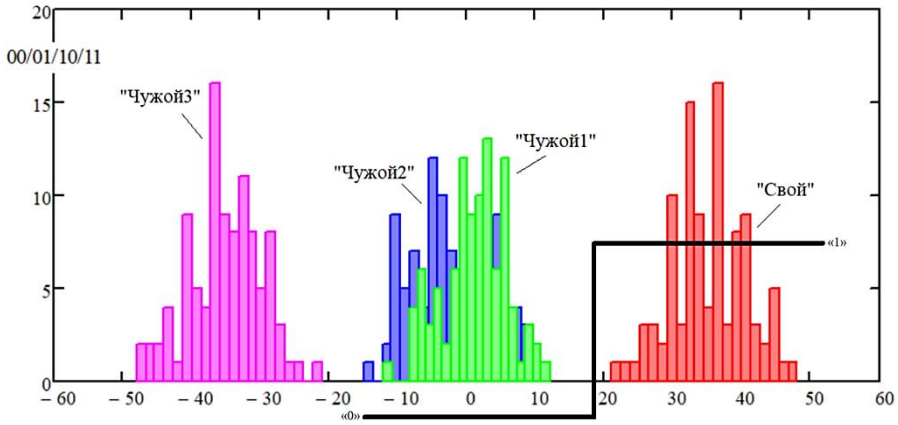


Рисунок 6. Распределение дискретных отсчётов образа «Свой» и образов «Чужие» на входе нелинейного элемента обученного нейрона с числом входов i = 15 при высоком уровне помех

По данным рисунка 6 можно сделать вывод о том, что при данном числе входов нейрона помимо более глубокого смещения математических ожиданий откликов сумматора обученного нейрона на входную последовательность образов при высоком уровне помех наблюдается нулевое значение вероятностей ошибочного принятия решения обученного нейрона. Это свидетельствует о том, что метод увеличения числа входов обучаемого нейрона позволит получить более качественный результат обучения нейронной сети, что в свою очередь существенно повысит помехоустойчивость выделения ФП даже при высоком уровне дестабилизирующих факторов.

В ходе проведённого анализа результатов обучения нейронной сети устройства выделения ФП можно сделать вывод о том, что число входов обучаемого нейрона прямым образом влияет на качество обучения нейронной сети. При малом числе входов нейрона падает устойчивость и качество обучения из-за неточной оценки параметров образов. При увеличении числа входов обучаемого нейрона растёт точность оценки параметров входных данных, за счёт чего наблюдается более точное и стремительное уменьшение вероятности ошибочного принятия решения аппаратурой выделения ФП даже при высоких уровнях влияния помех. Однако увеличение входов обучаемого нейрона влечёт за собой увеличение времени обучения всей нейронной сети, а также порождает потребность в более мощных и энергозатратных вычислительных ресурсах. Таким образом, можно

сделать вывод о том, что число входов нейронной сети следует выбирать исходя из текущей помеховой обстановки в канале связи и вычислительных ресурсов устройства выделения ФП АПД.

Литература

1. С. В. Туреев, Е. А. Малыгина, А. И. Солопов. Методика формирования тестовых баз для проверки качества обучения нейросетевых преобразователей Биометрия-код пространстве // Безопасность информационных технологий: сб. науч. ст. по материалам I Всерос. Науч.-техн. конф. Пенза, 2019. С. 90.
2. Иванов, А. П. Алгоритм обеспечения целостности сигналов устройств преобразования сигналов на физическом уровне при воздействии линейных искажений / А. П. Иванов, М. С. Тикин // Вестник Пензенского государственного университета. – 2013. – № 1. – С. 121–127.
3. Ерёменко Р.В., Иванов А.И., Иванов А.П., Ермакова А.И., Антонов А.А., Птицын Н.Ю. Программа настройки искусственной нейронной сети для выделения фазовой посылки аппаратуры передачи данных. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2022661160, 16.06.2022. Заявка № 2022660451 от 09.06.2022.
4. ГОСТ Р 52633.5-2011. Защита информации. Техника защиты информации. Автоматическое обучение нейросетевых преобразователей биометрия-код доступа. – М.: Стандартинформ, 2012. – 20 с.

STUDY OF AN ALGORITHM FOR TRAINING A NEURAL NETWORK OF A DEVICE FOR ISOLATING THE PHASE START OF DATA TRANSMISSION EQUIPMENT

stud. Antonov A.A., assoc. c.t.s. Ivanov A.P., lec. Eremenko R.V.

Penza State University

To increase the noise immunity of phase start (PS) combination selection in data transmission equipment (DTE), the use of an artificial neural network was proposed. The proposed neural network is capable of being configured using information about the current noise environment in the communication channel. As part of the work, an analysis of the learning algorithm for an artificial neural network as part of a device for isolating PS signals is carried out. The results of a study of training the neural network of a phase trigger isolation device are presented in order to identify the dependence of the quality of training on the number of inputs of the trained neuron.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ВЫПОЛНЕНИЯ ТЕОРЕТИКО-ЧИСЛОВЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТОЛИЧЕСКИХ МАТРИЦ

асп. Волошин Е.А., проф. Калмыков И.А., Юрданов Д.В.

Северо-Кавказский федеральный университет

В данной статье рассмотрен алгоритм выполнения теоретико-числовых преобразований сигналов с использованием многоканальных систолических матриц, рассмотрим структуру и работу однофункциональной многоканальной систолической матрицы с блоками регистров-накопителей. В настоящее время, методы цифровой обработки сигналов (далее – ЦОС) находят все новые области применения. Поскольку алгоритмы ЦОС обладают высокой вычислительной сложностью, для обработки сигналов в реальном времени часто используют специализированные процессоры (СП).

Среди методов цифровой обработки сигналов особое значение придается ортогональным преобразованиям, таким как дискретное преобразование Фурье (ДПФ) и его быстрым алгоритмам. Это особенно актуально в беспроводных системах передачи данных, использующих технологию OFDM. Однако, ДПФ имеет недостатки, такие как ошибки, связанные с округлением или усечением результатов операций до фиксированной длины слова, а также наличие двух вычислительных трактов [1, 2]. Поэтому разработка алгоритмов ЦОС, использующих целочисленную арифметику и позволяющих устранить недостатки ДПФ, является актуальной задачей.

С точки зрения реализации СП для преобразований сигналов на основе ДПФ существует проблема представления иррациональных коэффициентов конечной длины словами [4, 5]. В работах [1, 3, 2] предлагается альтернатива ДПФ в виде теоретико-числовых преобразований (ТЧП), но их реализация требует значительных временных затрат. Поэтому разработка методов для реализации теоретико-числовых преобразований сигналов с уменьшением временных затрат является актуальной задачей. В работе [6] предложено использовать систолический принцип организации вычислений для повышения скорости выполнения ТЧП и разработан чисто-систолический алгоритм для вычисления ТЧП (ЧСМ ТЧП) сигналов. Дальнейшее снижение временных затрат на выполнение ТЧП возможно с использованием многоканальных систолических матриц (МСМ). Поэтому целью данной работы является увеличение скорости выполнения ТЧП путем разработки алгоритма, который использует параллельно-конвейерные методы на основе многоканальных систолических матриц.

Рассмотрим структуру и работу однофункциональной многоканальной систолической матрицы с блоками регистров-накопителей, как изображено на рисунках 1 и 2. Каждая ячейка БРН содержит накапливающий регистр, обозначенный как $Pr\sum$, и связана с выходной шиной матрицы. Подробнее рассмотрим структуру и функции отдельной ячейки МСМ, как показано на рисунках 1 и 2. Каждая i-я ячейка (где i принадлежит множеству ($i \in \overline{1,N}$)) МСМ выполняет следующую процедуру:

$$C_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n \varepsilon_N^{kn}, \forall k \in \overline{0, N-1} \qquad (1)$$

где C_k и x_n – отсчеты результата дискретного преобразования Фурье и исходных данных соответственно;

N – число отсчетов на периоде $2\pi\varepsilon_N^{kn} = \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right)$.

Вычисления $C_к(\forall k = i-1)$ производится следующим образом:

$$C_{i,n} = C_{i,(n-1)} + x_{(n-i)}\varepsilon_N^{(n-1)(i-1)}, \forall n = 1, 2, \dots, 2N-1 \qquad (2)$$

где n – текущий такт вычислений, причем $i \le n \le N + i - 1$;

$C_{i,(n-1)} \equiv 0, \forall n \le i$;

$C_{i,n}$ – значение накопленной суммы и n-й такт в i-м регистре $Pr\sum$;

$x_{(n-i)}$ – значение обрабатываемого отсчета исходных данных на n-м такте в i-й ячейке;

$\varepsilon_N^{(n-1)(i-1)}$ – значение весового множителя, поступающего на вход i-й ячейки в n-й такт.

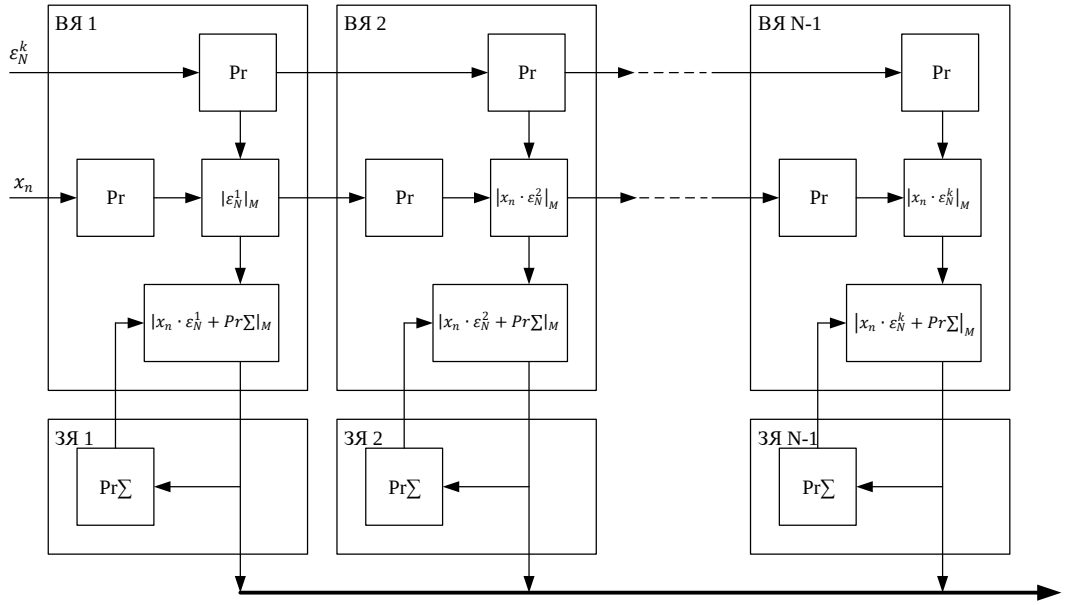


Рисунок 6 – Многоканальная систолическая матрица с блоком регистров накопителей

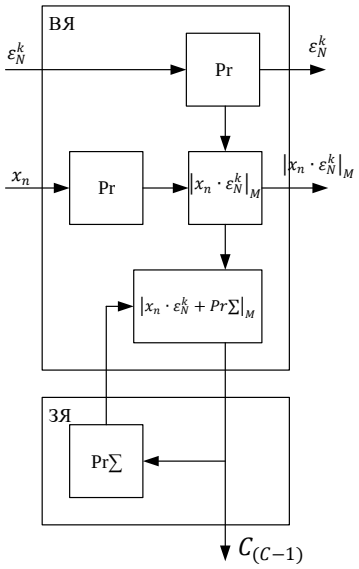


Рисунок 7 – Структура и функции отдельной ячейки МСМ ТЧП

Из уравнения (2) видно, что вычисления компоненты $C_{i,n}$ осуществляются в отдельных, независимых ячейках МСМ благодаря разделению операций умножения и сложения. Именно это разделение операций обеспечивает высокую точность при вычислении $C_{i,n}$. В каждый такт времени τ, ячейка МСМ выполняет следующие операции:

– передача на выход значение ε_N^k, полученное на предыдущем такте.
– передача на выход результата предыдущего умножения.
– прием новых значений ε_N^k и x.
– выполнение умножения ε_N^kk и x, полученных в текущем такте.
– суммирование результатов умножения ε_N^k и x с содержимым регистра $Pr\sum$.
– запись результата текущей суммы в регистр $Pr\sum$ и считывание результатов суммирования на выходную шину в момент времени (N-1+i), где i принадлежит множеству ($i \in \overline{1,N}$).
– очистка содержимого регистра $Pr\sum$ в i-й ячейке.

Такая последовательность операций позволяет эффективно и точно вычислять компоненту $C_{i,n}$ в каждой ячейке МСМ.

Согласно уравнению (1), при вычислении C_0 не требуется операции умножения, поэтому первая ячейка матрицы имеет особое значение. В нее входят элементы задержки, которые синхронизируют микротакты передачи и задерживают операнд в ячейке на протяжении времени τ_2 микротакта умножения.

Рассмотрим диаграмму работы МСМ с БРН при $N = 5$, как показано на рисунке 3. Перед началом работы матрицы, содержимое регистров $Pr\sum$ установлено в нуле. Рассмотрим последовательность действий:

На первом такте значения x_0 и ε_N^0 поступают в первую ячейку. После прошествия времени $\tau_1 + \tau_2$ выполняется суммирование x_0 с содержимым регистра $Pr\sum$.

На втором такте работы МСМ значения ε_N^0 и x_0 передаются из первой ячейки во вторую. Одновременно, в первую ячейку поступают новые значения x_1 и ε_N^1. На микротакте τ_2 второго такта, x_1 задерживается в элементе задержки, а во второй ячейке выполняется умножение x_0 на ε_N^0.

На микротакте τ_3 в первой и второй ячейках выполняется суммирование результатов. Результат этого суммирования записывается в соответствующие регистры $Pr\sum$.

Этот процесс продолжается для следующих значений x и ε_N^k с учетом задержек и передачи данных между ячейками МСМ. Таким образом, МСМ с БРН обеспечивает вычисление компонент $C_{i,n}$. с учетом синхронизации и оптимизации операций.

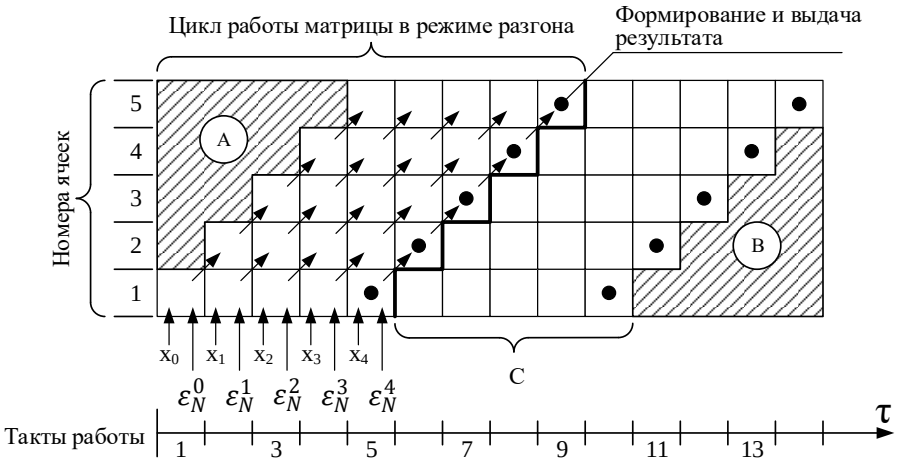


Рисунок 3 – Диаграмма работы многоканальной систолической матрицы:
A – холостой ход при разгоне конвейера;
B – холостой ход при торможении конвейера;
C – совмещение обработки двух строк в двух соседних циклах вычисления

Способ организации вычислительного процесса и структурная организация МСМ с БРН имеют свои достоинства и недостатки:

Достоинства:

– мсм с БРН обеспечивает максимально эффективное использование вычислительных ресурсов, что приводит к увеличению производительности в два раза по сравнению с чисто-систолической матрицей. Это значит, что вычисления производятся наиболее эффективно, что важно для приложений, где требуется высокая скорость обработки данных;

– использование формата с фиксированной запятой позволяет уменьшить вероятность ошибок, связанных с округлением и погрешностями вещественных чисел. Это особенно важно в приложениях, где точность вычислений имеет значение;

– МСМ с БРН позволяет вычислять компоненты для различных значений k, что делает этот метод более гибким и применимым к разным задачам обработки сигналов.

Недостатки:

– структура МСМ с БРН может потребовать более сложной системы управления и синхронизации операций по сравнению с более простыми вычислительными структурами. Это может увеличить сложность разработки и отладки;

– внедрение БРН в структуру МСМ может привести к незначительному увеличению числа компонентов и ресурсов, что может повлиять на стоимость и энергопотребление системы.

В целом, МСМ с БРН представляет собой эффективный метод для обработки сигналов, который обеспечивает высокую производительность и надежность, но может потребовать некоторых усилий в разработке и небольшого увеличения оборудования.

Литература

1. Шапошников А.В. Быстрый алгоритм вычисления теоретико-числового преобразования // Актуальные проблемы современной науки. 2013. № 2. С. 204–207.
2. Червяков Н.И., Коляда А.А., Ляхов П.А. Модулярная арифметика и ее приложения в инфокоммуникационных технологиях. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2017. 400 с.
3. Yurdanov D., Kalmykov M., Gostev D., Kalmykov I. The implementation of information and communication technologies with the use of modular codes. CEUR Workshop Proceedings 1837, 2017. P. 206–212.
4. Ananda Mohan Residue Number Systems. Theory and Applications. Springer International Publishing Switzerland. 2016. 734 p.
5. Steven G. Johnson and Matteo Frigo, A modied split-radix FFT with fewer arithmetic operations. IEEE Transactions on Signal Processing 55. 2007. no. 1. P. 111–119.
6. Топоркова Е.В., Степанова Е.П. Разработка чисто-систолического алгоритма вычисления теоретико-числовых преобразований сигналов // Современная наука и инновации. 2018. № 4. С. 28–36.

DEVELOPMENT OF AN ALGORITHM FOR PERFORMING NUMBER-THEORETIC SIGNAL TRANSFORMATIONS USING MULTICHANNEL SYSTOLIC MATRICES

asp. Voloshin E.A., prof. Kalmykov I.A., Yurdanov D.V.

North Caucasus Federal University

This article describes an algorithm for performing number-theoretic signal transformations using multichannel systolic matrices, consider the structure and operation of a single-functional multichannel systolic matrix with storage register blocks. Currently, digital signal processing methods (hereinafter referred to as DSP) are finding new areas of application. Since DSP algorithms have high computational complexity, specialized processors (SP) are often used for real-time signal processing.

Волошин Евгений Александрович,
Калмыков Игорь Анатольевич,
Юрданов Дмитрий Владимирович,
ФГАОУ ВО «Северо-Кавказский федеральный университет»,
355017, г. Ставрополь, ул. Пушкина, 1
e-mail: jec9999@mail.ru,
Тел.: 8-938-300-45-93

Voloshin Evgeny Aleksandrovich,
Kalmykov Igor Anatolyevich,
Yurdanov Dmitry Vladimirovich,
North Caucasus Federal University,
355017, Stavropol, Pushkin str., 1
e-mail: jec9999@mail.ru ,
Tel.: 8-938-300-45-93

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ СПУТНИКОВОГО КАНАЛА СВЯЗИ С ЧАСТОТНО–СЕЛЕКТИВНЫМИ ЗАМИРАНИЯМИ, МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИЕЙ, ДИСПЕРСИОННЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ

асп. Диптан П. А., асп. Гринев Е. М.

Северо-Кавказский федеральный университет

Замирания сигнала приводят к снижению помехоустойчивости и пропускной способности канала связи. Известные методики оценки пропускной способности канала спутниковой связи не учитывают влияние возмущений ионосферы, сопровождаемых образованием мелкомасштабных неоднородностей, на появление замираний принимаемых сигналов. Целью данного исследования является разработка алгоритма оценки влияния мелкомасштабных флуктуаций полного электронного содержания (ПЭС) ионосферы на пропускную способность канала спутниковой связи с частотно-селективными замираниями, межсимвольной интерференцией, дисперсионными искажениями.

Характеристики систем связи в значительной степени зависят от параметров канала связи, который используется для передачи сообщений.

Проведенный анализ работ в области развития теории оценивания пропускной способности систем радиосвязи показал, что по данному направлению вели и ведут работу достаточно большое число ученых: Д.Д. Кловский [1], В.А. Сойфер [1], Л.М. Финк [2], Г.И. Худяков [3], Е. Биглиери [4], Дж. Прокис [4], С. Шамаи [4]. Однако в работах авторов не учитываются параметры неоднородностей ионосферы, влияющие на пропускную способность системы спутниковой связи (ССС).

Влияние флуктуаций электронной концентрации (ΔN) в мелкомасштабных неоднородностях по всей толщине ионосферы на распространения радиоволн (РРВ) от космического аппарата (КА) ССС до наземного приемника описывается мелкомасштабными флуктуациями ПЭС ионосферы $\Delta N_T \sim \Delta N$. Последние характеризуются среднеквадратическим отклонением (СКО) мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ($\sigma_{\Delta N_T}$) и определяют параметры глубины замираний принимаемого сигнала с несущей частотой f_0, например, параметр распределения Райса: $\gamma^2 = \psi(\sigma_{\Delta N_T}, f_0)$. При мелкомасштабных возмущениях ионосферы (увеличении $\sigma_{\Delta N_T}$ на 1…3 порядка) параметр Райса γ^2 в трансионосферном канале связи может измененяться в широких пределах: от $\gamma^2 \to \infty$ (что соответствует отсутствию замираний) до $\gamma^2 = 0$ (релеевские замирания).

Известно [5], что изменение параметра Райса в диапазоне возможных значений $\infty \geq \gamma^2 \geq 0$ существенно ухудшает помехоустойчивость приема сигналов, которая характеризуется функциональной зависимостью $P_{\text{ош}} = \psi\left(\overline{h^2}, \gamma^2\right)$ вероятности ошибки от параметра глубины замираний γ^2 и среднего отношения сигнал/шум (С/Ш) на входе приемника $\overline{h^2}$. При неизменном отношении С/Ш на входе приемника $\overline{h^2}$ =10…20 дБ изменение параметра Райса в диапазоне $\infty \geq \gamma^2 \geq 0$ приводит к увеличению вероятности ошибочного приема сигналов $P_{\text{ош}}$ на 1…5 порядков.

По мере увеличения физических параметров неоднородной ионосферы $\overline{N}_m$, $\sigma_{\Delta N} = \beta \overline{N}_m$ и пути РРВ через нее происходит:

1) увеличение дисперсии флуктуаций фазового фронта волны на выходе ионосферы $\sigma_\varphi^2 \sim \sigma_{\Delta N}^2 \sec\theta_0$;

2) сужение полосы когерентности трансионосферного канала связи $F_{\text{к}} \sim \sigma_\varphi^{-1}$, полосы дисперсионности $F_{\text{д}} \sim (\overline{N}_m \sec\theta_0)^{-1/2}$;

3) увеличение параметра глубины общих БЗ $\gamma^2 = P_p \,/\, P_{фл} = \left[\exp(\sigma_\phi^2) - 1\right]^{-1}$;

4) увеличение степени частотно-селективных замираний (ЧСЗ) ($F_0 / F_{\text{к}}$) и появление соответствующих энергетических потерь при обработке сигнала $\eta_{\text{ч}} \leq 1$:

$$\eta_{ч}=\left[1+\frac{1}{2\pi^2}\left(\frac{F_0}{F_к}\right)^2\right]\mathrm{erf}\left(\frac{\pi F_к}{F_0}\right)-\frac{1}{\pi\sqrt{\pi}}\left(\frac{F_0}{F_к}\right)\left\{2-\exp\left[-\left(\frac{\pi F_к}{F_0}\right)^2\right]\right\}\le 1;$$

5) увеличение степени межсимвольной интерференции (МСИ) ($1/T_sF_к$), принимаемого сигнала и появление соответствующих потерь при его обработке $\eta_{м}$. Последние для случаев передачи простых сигналов $(B_s=T_sF_0=1)$:

$$\eta_{м}=\frac{1}{2\pi^2}\left(\frac{1}{T_sF_к}\right)^2\mathrm{erf}\left(\pi T_sF_к\right)-\frac{1}{\pi\sqrt{\pi}}\left(\frac{1}{T_sF_к}\right)\exp\left[-\left(\pi T_sF_к\right)^2\right]\ge 0;$$

сложных сигналов $(B_s=T_sF_0>1)$:

$$\eta_{м}=\left[\frac{1}{2\pi^2}\left(\frac{B_s}{T_sF_к}\right)^2+(1-B_s)^2\right]\left\{\mathrm{erf}\left(\pi T_sF_к\right)-\mathrm{erf}\left[\pi T_sF_к\left(1-\frac{1}{B_s}\right)\right]\right\}+$$

$$+\frac{1}{\pi\sqrt{\pi}}\left(\frac{B_s}{T_sF_к}\right)(B_s-1)\left\{\exp\left[-\left(\pi T_sF_к\right)^2\right]-\exp\left[-\left(\pi T_sF_к\right)^2\left(1-\frac{1}{B_s}\right)^2\right]\right\}-$$

$$-\frac{1}{\pi\sqrt{\pi}}\left(\frac{B_s}{T_sF_к}\right)\exp\left[-\left(\pi T_sF_к\right)^2\right]\ge 0;$$

сигналов с защитными интервалами $(B_{сл}=T_{сл}/T_s>1)$:

$$\eta_{мз}=\left[\frac{1}{2\pi^2}\left(\frac{F_0}{F_к}\right)^2+(1-B_{сл})^2\right]\left\{\mathrm{erf}\left(\pi T_{сл}F_к\right)-\mathrm{erf}\left[\pi T_{сл}F_к\left(1-\frac{1}{B_{сл}}\right)\right]\right\}+$$

$$+\frac{1}{\pi\sqrt{\pi}}\left(\frac{F_0}{F_к}\right)(B_{сл}-1)\left\{\exp\left[-\left(\pi T_{сл}F_к\right)^2\right]-\exp\left[-\left(\pi T_{сл}F_к\right)^2\left(1-\frac{1}{B_{сл}}\right)^2\right]\right\}-$$

$$-\frac{1}{\pi\sqrt{\pi}}\left(\frac{F_0}{F_к}\right)\exp\left[-\left(\pi T_{сл}F_к\right)^2\right]\ge 0;$$

6) увеличение степени дисперсионных искажений (ДИ) ($F_0/F_д$) и появление соответствующих энергетических потерь при обработке сигнала $\eta_{д}\le 1$:

$$\eta_{д}=\pi\left[C_2\left(\frac{F_0}{F_д}\right)^2\right]^2\Big/\,2\left(\frac{F_0}{F_д}\right)^2\le 1;$$

7) уменьшение парциальных отношений «сигнал/шум» на выходе некогерентной схемы обработки W_{a1c}:

$$W_{111}=\overline{h^2}\eta_{д}\eta_{ч};\quad W_{110}=W_{011}=\frac{\overline{h^2}\eta_{д}\eta_{ч}-\overline{h^2}\eta_{д}\eta_{м}}{1+\overline{h^2}\eta_{д}\eta_{м}};\quad W_{010}=\frac{\overline{h^2}\eta_{д}\eta_{ч}-2\overline{h^2}\eta_{д}\eta_{м}}{1+2\overline{h^2}\eta_{д}\eta_{м}};$$

увеличение определяемых ими значений $P_{a1c}=\dfrac{\gamma^2+1}{W_{a1c}+2(\gamma^2+1)}\exp\left[-\dfrac{\gamma^2W_{a1c}}{W_{a1c}+2(\gamma^2+1)}\right]$ и

средней вероятности ошибочного приема информационного символа

$$P_{ош}=0{,}25\,(P_{111}+P_{110}+P_{011}+P_{010}).$$

На рисунке 1 показаны: а) модель изменения по высоте ЭК в мелкомасштабном ионосферном образовании (МИО); б) процесс РРВ с несущей частотой f_0 от космического аппарата ССС до приемника ССС через МИО и возникновения замираний.

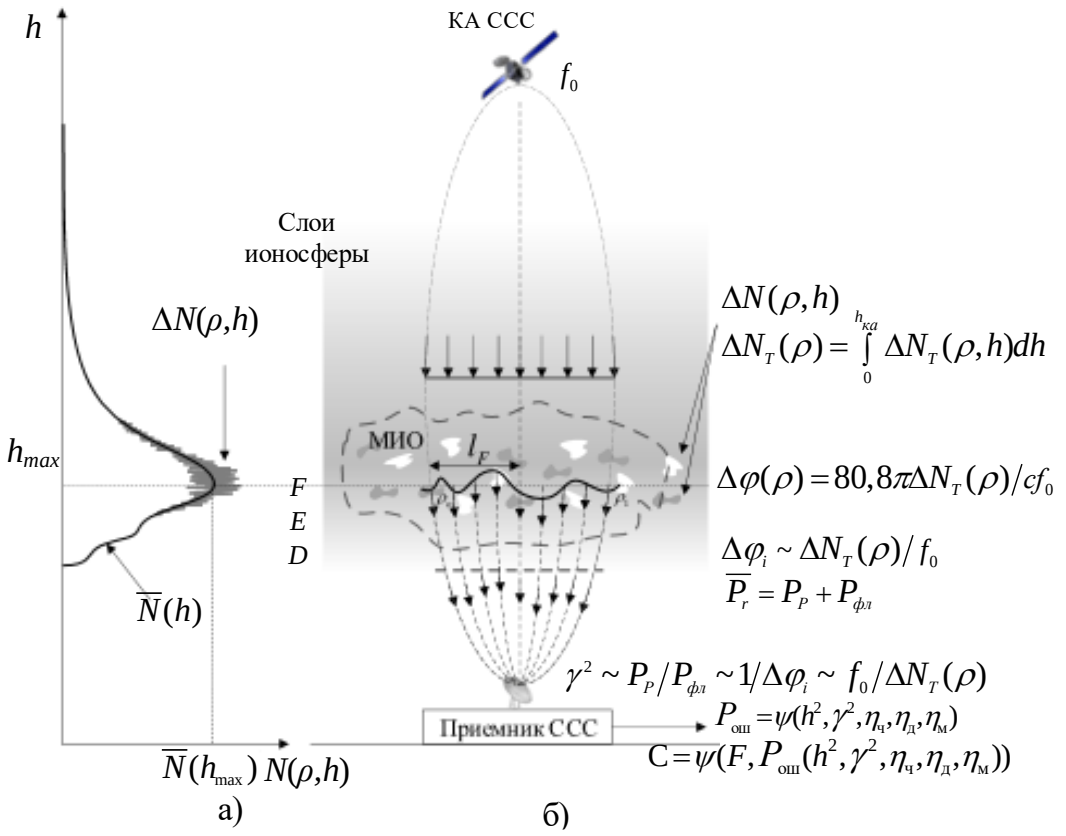


Рисунок 1. Изменение по высоте электронной концентрации в мелкомасштабном ионосферном образовании (а) и анализ возникновения ионосферных замираний при распространении радиоволн в ССС (б)

Анализ влияния мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы на глубину замираний принимаемых сигналов в ССС (рисунок 1б) показывает по мере возрастания мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы $\Delta N_T(\rho)$ параметр Райса γ^2 будет уменьшаться (т.е. глубина замираний сигналов в ССС возрастает), а по мере повышения несущей частоты f_0 величина γ^2 будет возрастать. В свою очередь, вероятность ошибочного приема сигналов существенно влияет [3] на пропускную способность канала связи $C=\psi(P_{ош},F)$ с полосой пропускания F. Отсюда следует, что пропускная способность трансионосферного канала связи через функциональные зависимости $\gamma^2=\psi(\sigma_{\Delta N_T},f_0)$, $P_{ош}=\psi\left(\overline{h^2},\gamma^2,\eta_ч,\eta_д,\eta_м\right)$ и $C=\psi(P_{ош},F)$ зависит от СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы и выбора несущей частоты ССС: $C=\psi(\overline{h^2},\sigma_{\Delta N_T},f_0,T_S,F)$.

Целью исследования является разработка алгоритма оценки влияния мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы и выбора несущей частоты на пропускную способность канала спутниковой связи с учетом частотно-селективных замираний, межсимвольной интерференции и дисперсионных искажений.

Алгоритм оценки пропускной способности спутникового канала с ЧСЗ, МСИ, ДИ.

Разработанный алгоритм, представленный на рисунок 2, позволяет оценить пропускную способность спутникового канала связи с быстрыми замираниями Райсовского типа, ЧСЗ, МСИ, ДИ в зависимости от изменения отношения С/Ш, параметров ионосферы и выбора несущей частоты $C=\psi(\overline{h^2},\sigma_{\Delta N_T},f_0,T_S,F)$

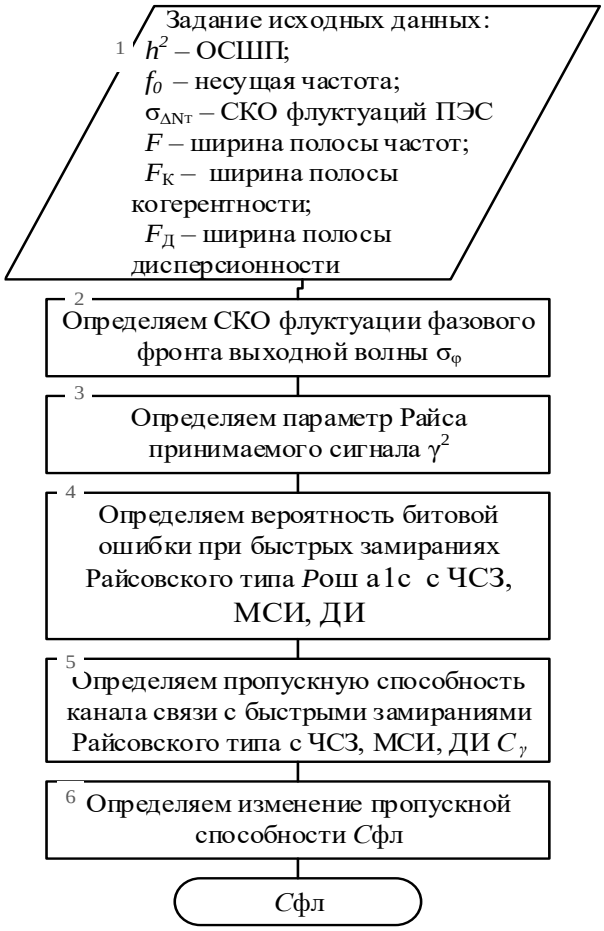


Рисунок 2. Алгоритм оценки влияния мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы на пропускную способность спутникового канала связи

На основе представленного алгоритма определяется изменение пропускной способности канала связи с быстрыми замираниями Райсовского типа, ЧСЗ, МСИ, ДИ относительно канала связи без замираний (нормального (невозмущенного) состояния ионосферы) при заданных условиях возмущения ионосферы и несущей частоты f_0.

В ходе исследования разработан алгоритм оценки влияния мелкомасштабных флуктуаций ПЭС ионосферы на пропускную способность канала спутниковой связи с ЧСЗ, МСИ и ДИ (на примере BFSK, некогерентный прием).

Элементами новизны представленного решения является использование такого параметра ионосферы как СКО мелкомасштабных флуктуаций ПЭС $\sigma_{\Delta N_T}$ для оценки пропускной способности спутникового канала связи с ЧСЗ, МСИ и ДИ, который может быть получен комплексом прогнозирования помехоустойчивости систем спутниковой связи на основе GPS-зондирования ионосферы [6, 7].

На основе разработанного алгоритма планируется исследование устойчивости телекоммуникационной сети спутниковой связи к деструктивным воздействиям [8, 9].

Литература

1. Кловский Д. Д., Сойфер В. А. Пропускная способность многолучевых каналов // Проблемы передачи информации. 1972. Т.8 № 1. С.16–25.
2. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. Изд. Советское радио, М. – 1963. 576 с.
3. Худяков Г. И., Осипов А. Развитие теории оценивания пропускной способности систем электро- и радиосвязи. Журнал Компоненты и технологии № 7, 2011. С. 147–154.
4. E. Biglieri, J. Proakis, S. Shamai. Fading Channels: Information-Theoretic and Communications Aspects. IEEE Transaction on information, vol. 44, N. 6, 1988. p. 2619-2691.

5. Маслов О. Н., Пашинцев В. П. Модели трансионосферных радиоканалов и помехоустойчивость систем космической связи. Приложение к журналу «Инфокоммуникационные технологии». Выпуск 4 – Самара.: ПГАТИ, 2006. – 357 с.
6. Песков М.В., Михайлов Д.А., Тоискин В.Е. Комплекс прогнозирования помехоустойчивости систем спутниковой связи на основе GPS-зондирования ионосферы // Цифровая обработка сигналов и её применение (DSPA-2022) : 24-я Международная конференция, Москва, 30 марта – 01 апреля 2022 года. Том Выпуск: XXIV. – Москва: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А. С. Попова, 2022. – С. 125–129. – ISBN 978-5-905278-49-5.
7. Vladimir Pashintsev, Mark Peskov, Dmitry Mikhailov Mikhail Senokosov and Dmitry Solomonov. Method for GPS–Monitoring of Small–Scale Fluctuations of the Total Electron Content of the Ionosphere for Predicting the Noise Immunity of Satellite Communications. Chapter 2 for book: Ionosphere – New Perspectives. 2023. DOI: 10.5772/intechopen.1001096.
URL: https://doi.org/10.5772/intechopen.1001096.
8. Диптан П. А. Алгоритм оценки пропускной способности спутникового канала связи с замираниями // Студенческая наука - для развития информационного общества: Сборник научных трудов по материалам XIV Всероссийской научно-технической конференции, Ставрополь, 18 мая 2023 года. – Ставрополь: Северо-Кавказский федеральный университет. 2023. – С. 124-127.
9. Диптан П. А. Актуальные вопросы повышения устойчивости телекоммуникационной сети спутниковой связи к деструктивным воздействиям // Наука в современном обществе: закономерности и тенденции развития: сборник статей Международной научно-практической конференции, Оренбург, 27 июня 2021 года. – Уфа: Общество с ограниченной ответственностью «ОМЕГА САЙНС», 2021. – С. 28–32.

ALGORITHM FOR ESTIMATING THE CAPACITY OF A SATELLITE COMMUNICATION CHANNEL WITH FREQUENCY–SELECTIVE FADING, INTER–SYMBOL INTERFERENCE, DISPERSION DISTORTION

Diptan P. A., Grinev E. M.

North-Caucasus Federal University

Signal fading leads to a decrease in interference immunity and bandwidth of the communication channel. Known methods for estimating the capacity of a satellite communication channel do not take into account the influence of ionospheric perturbations accompanied by the formation of small-scale inhomogeneities on the occurrence of fading of received signals. The purpose of this study is to develop an algorithm for assessing the impact of small-scale fluctuations in the total electron content of the ionosphere on the throughput of a satellite communication channel with frequency-selective fading, intersymbolic interference, and dispersion distortions.

АЛГОРИТМ РАСПОЗНАВАНИЯ ВИДА МОДУЛЯЦИИ QAM-СИГНАЛОВ

студ. Жукова Н.И., асп. Ушакова А.М., д.т.н., проф., Приоров А.Л.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Работа посвящена решению актуальной в области цифровой обработки сигналов задачи – распознаванию вида модуляции сигнала. Определение вида модуляции сигнала используется во многих областях. Решение задачи распознавания модуляции также является важным шагом на пути к созданию когнитивных радиосистем. Построены зависимости вероятности правильного распознавания вида модуляции от отношения сигнал-шум для разных значений параметров алгоритма, полученные в результате компьютерного моделирования. Проведено сравнение с некоторыми существующими алгоритмами распознавания вида модуляции радиосигнала. Разработанный алгоритм может быть применен в когнитивных радиосистемах для распознавания вида модуляции в режиме реального времени.

Введение

Распознавание вида модуляции радиосигнала является важной задачей и находит применение в различных областях. Например, такое распознавание используется в активно развивающихся программно-определяемых системах (SDR). Решение задачи распознавания вида модуляции сигнала является важным шагом на пути к созданию когнитивных радиосистем.

Когнитивная система представляет собой радиосистему, использующую технологию, позволяющую ей получать знания о своей среде эксплуатации и географической среде, об установившихся правилах и о своем внутреннем состоянии, динамически и автономно корректировать свои эксплуатационные параметры и протоколы, согласно полученным знаниям, для достижения заранее поставленных целей, и учиться на основе полученных результатов. Когнитивные системы, в основе которых лежит технология динамического доступа к спектру, позволяют решить наблюдаемую в настоящее время проблему нехватки и неэффективного использования частотного ресурса.

В когнитивных системах осуществляется автоматическое определение вида модуляции, при котором система автоматически классифицирует вид модуляции принятого радиосигнала [1-8].

Целью работы является разработка алгоритма, позволяющего осуществлять определение порядка модуляции QAM-сигналов в системах цифровой радиосвязи. В работе вводится предположение, что класс модуляции определен на предыдущем этапе или является априорной информацией.

Разработка алгоритма определения вида модуляции QAM-сигналов. Пусть принятый сигнал представляет собой вектор, содержащий отсчеты сигнала:

$$\mathbf{s} = (R_1 + jI_1, R_2 + jI_2, R_3 + jI_3, \ldots, R_N + jI_N),$$

где N – количество отсчетов сигнала.

Каждый из отсчетов сигнала может быть представлен точкой на комплексной плоскости, где ось абсцисс соответствует реальной части сигнала, а ось ординат – его мнимой части.

Проекция сигнала на реальную ось соответствует синфазной составляющей сигнала, а проекция на мнимую ось – его квадратурной составляющей. Отсчеты сигнала, представленные на комплексной плоскости, образуют сигнальное созвездие.

Рассчитывается расстояние от начала координат до каждой из точек на комплексной плоскости:

$$L_i = \sqrt{(R_i)^2 + (I_i)^2},$$

где содержащий данные значения вектор обозначен как L. Преимущество использования значений расстояний от начала координат до точек сигнального созвездия заключается в том, что при повороте сигнального созвездия на произвольный угол, эти значения не изменятся. Схема разработанного алгоритма представлена на рисунке 1.

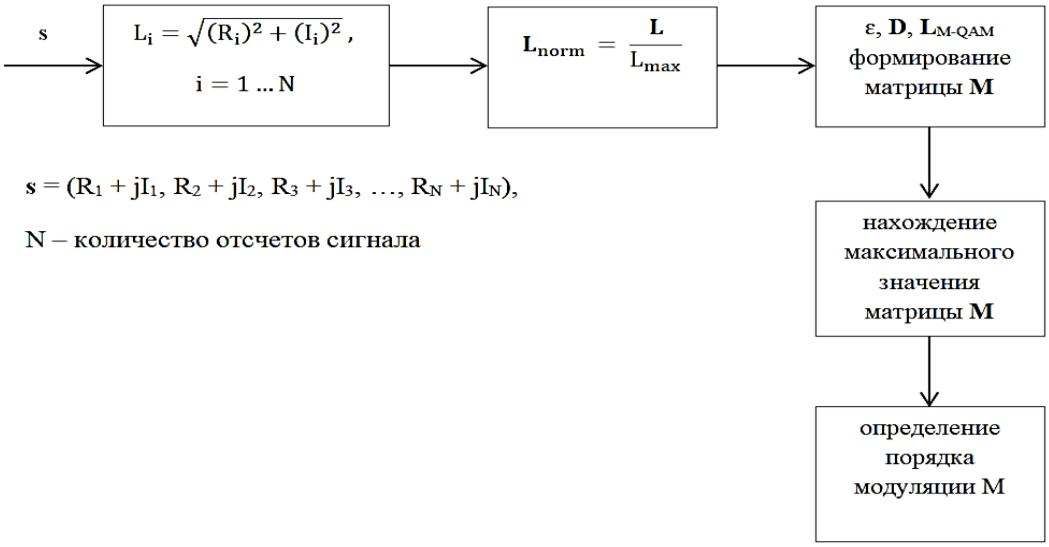


Рисунок 1 – Схема разработанного алгоритма

Далее происходит нормировка значений L на максимальное содержащееся в L значение L_{max}, в результате чего формируется вектор L_{norm}.

Предложенный алгоритм строится на нахождении числа значений L_{norm}, которые попадают в некоторую окрестность ε эталонных значений, образующих вектор $L_{M\text{-}QAM}$, где M – порядок модуляции *QAM*-сигнала. Для создания эталонных векторов используется приведенный выше алгоритм, однако в качестве отсчетов принятого сигнала s используются отсчеты сгенерированных незашумленных сигналов.

Для осуществления масштабирования сигнала вводится вектор D, состоящий из чисел от 0 до 1. Масштабирование позволяет повысить вероятность правильного распознавания.

На следующем этапе для каждого из значений вектора D определяется количество отсчетов вектора L_{norm}/D_p, p = 1, 2, 3 … P, где P – количество значений вектора D, которые входят в некоторую окрестность ε эталонных значений $L_{M\text{-}QAM}$ для каждого из выбранных M, после чего определяется n_{Mp} – общее количество попавших в окрестность ε эталонных значений отсчетов. При этом в случае, когда в окрестности ε хотя бы одного из эталонных значений не оказывается значений из отмасштабированного вектора L_{norm}/D_p, значение n_{Mp} автоматически обнуляется.

Формируется матрица M, в ячейках которой содержится значение n_{Mp}/N – доля от общего числа отсчетов сигнала N. В случае если n_{Mp}/N превышает 1, что происходит при больших значениях ε, когда окрестности ε эталонных значений начинают перекрываться, ячейка матрицы обнуляется.

На последнем этапе происходит поиск максимального значения в матрице и устанавливается, какому M (порядку модуляции *QAM*-сигнала) соответствует данное значение.

Разработанный алгоритм можно отнести к классу алгоритмов на основе анализа особенностей. В нем используются эталонные значения $L_{M\text{-}QAM}$, которые, за исключением 1, уникальны для каждого порядка модуляции *QAM*-сигналов. В отличие от методов распознавания модуляции, учитывающих геометрические характеристики (сигнальные созвездия), разработанный алгоритм не использует форму сигнального созвездия для определения вида модуляции сигнала.

Данный алгоритм может быть модифицирован и использован для определения также вида модуляции (порядка модуляции) *APSK*-сигналов, однако он непригоден для решения задачи распознавания вида модуляции *PSK*-сигналов.

Результаты исследования. Выбор ε

На рисунке 2 представлена полученная в результате компьютерного моделирования зависимость минимального расстояния между соседними эталонными значениями $L_{M\text{-}QAM}$ от $k = \log_2 M$, где M – порядок модуляции.

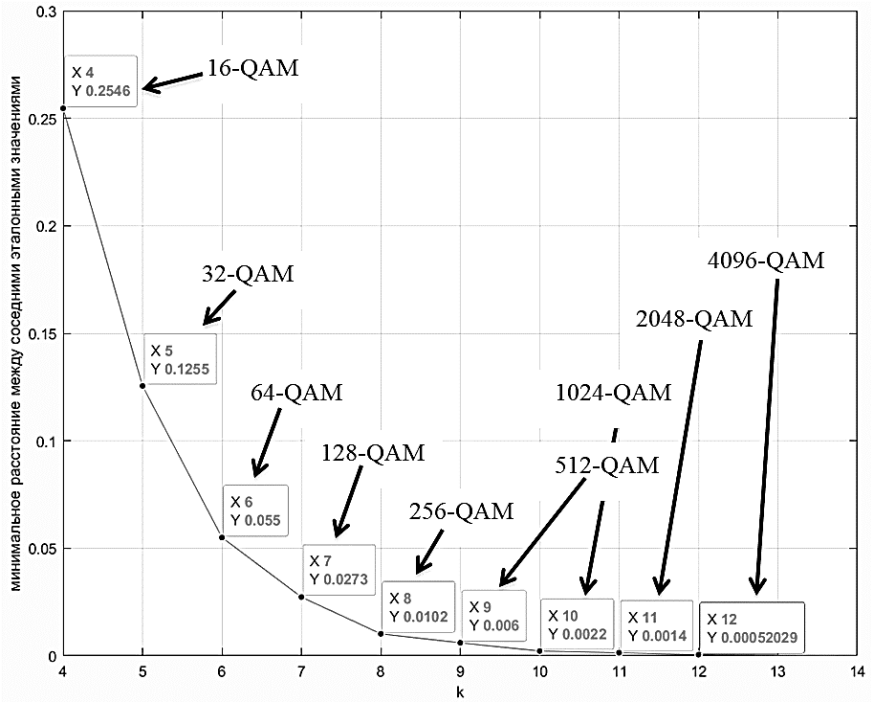


Рисунок 2 – Зависимость минимального расстояния между соседними эталонными значениями $L_{\text{M-QAM}}$ от k

Поскольку на данный момент в беспроводных системах связи порядок модуляции *QAM*-сигналов не превышает 4096, можно воспользоваться минимальным расстоянием между соседними точками для 4096-*QAM*. Однако во избежание перекрытия окрестностей ε эталонных значений, при котором происходит обнуление ячейки матрицы, необходимо брать значение ε минимум в 2 раза меньше минимального расстояния между соседними эталонными значениями.

Результаты моделирования

На рисунке 3 представлены результаты моделирования, полученные при N = 16384, $\varepsilon = 3\times10^{-4}$, D = [0.7:0.01:0.89, 0.9:0.001:1] (от 0.7 до 0.89 с шагом 0.01, от 0.9 до 1 с шагом 0.001). Стоит отметить, что шаг и значения D подобраны экспериментально.

На графике для 4096-*QAM* можно видеть резкий спад вероятности правильного распознавания вида модуляции при отношении сигнал-шум (ОСШ) начиная с 75 дБ. Это говорит о том, что величина ε окрестности выбрана неправильно, и происходит перекрытие ε окрестностей соседних эталонных значений.

На рисунке 4 изображены зависимости вероятности правильного распознавания вида модуляции от ОСШ для 4096-*QAM*, полученные при N = 16384 для разных значений ε. Отсутствие резкого спада вероятности правильного распознавания вида модуляции в области высоких ОСШ говорит о том, что величина ε выбрана верно и составляет 2.5×10^{-4}. Очевидно, что при дальнейшем уменьшении ε (при условии, что N изменяться не будет) происходит снижение вероятности правильного распознавания вида модуляции в области низких ОСШ, поскольку уменьшается количество точек, попадающих в выбранную окрестность. Это приводит к тому, что график зависимости вероятности правильного распознавания вида модуляции как бы сместится вправо, то есть вероятность правильного распознавания будет достигать 1 при более высоких значениях ОСШ.

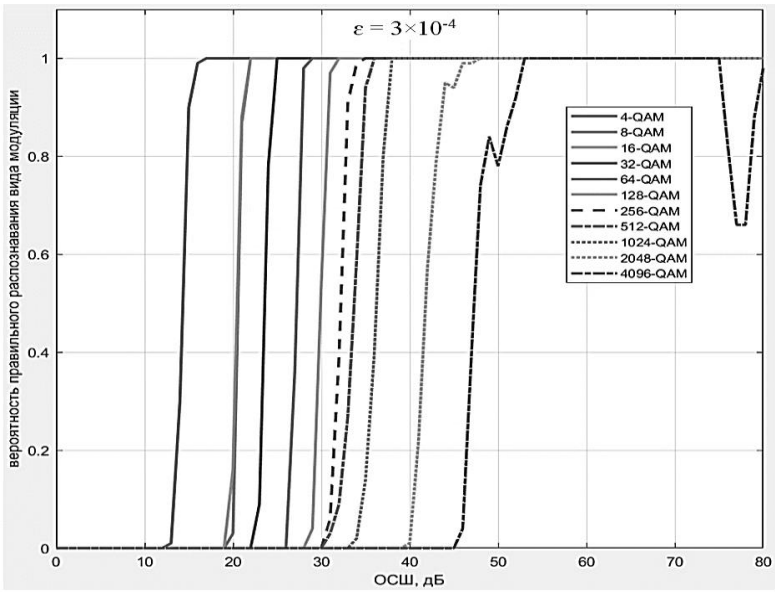


Рисунок 3 – Зависимости вероятности правильного распознавания вида модуляции от ОСШ, полученные при N = 16384, $\varepsilon = 3\times10^{-4}$

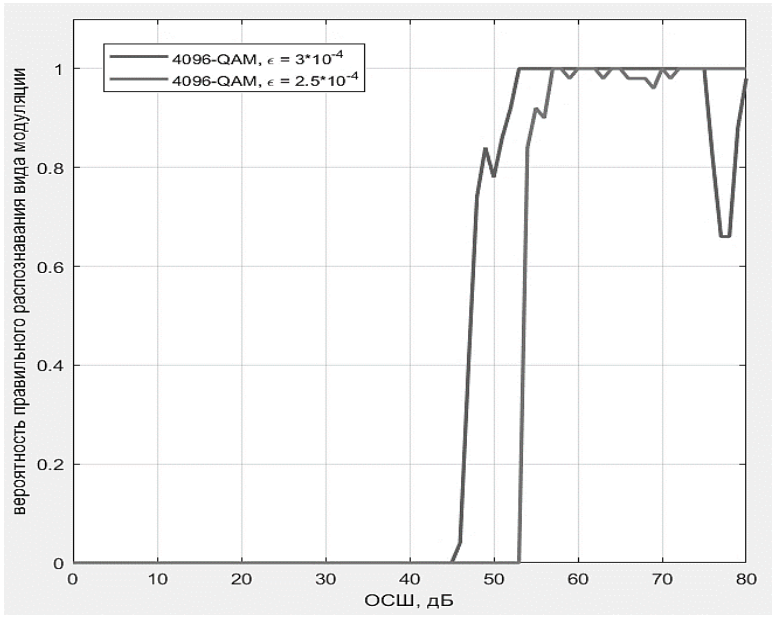


Рисунок 4 – Зависимости вероятности правильного распознавания вида модуляции от ОСШ для 4096-*QAM*, полученные при N = 16384 при разных ε

Заключение

Разработан алгоритм определения вида модуляции (порядка модуляции) *QAM*-сигналов. Компьютерное моделирование проводилось в среде Matlab. Для определения величины окрестности **ε** построена зависимость минимального расстояния между соседними эталонными значениями $L_{\text{M-QAM}}$ от $k = \log_2 M$, где M – порядок модуляции. Установлено, что во избежание перекрытия окрестностей ε эталонных значений, при котором происходит обнуление ячейки матрицы, необходимо брать значение ε минимум в 2 раза меньше минимального расстояния между соседними эталонными значениями.

Набор значений вектора D, необходимого для масштабирования сигнала, определен эмпирически, на основе большого числа экспериментов, и включает следующие значения: D = [0.7:0.01:0.89, 0.9:0.001:1] (от 0.7 до 0.89 с шагом 0.01 и от 0.9 до 1 с шагом 0.001). Для 2048-*QAM* и 4096-*QAM* значения N = 16384 отсчетов оказывается недостаточно, и на графиках зависимости вероятности правильного распознавания от ОСШ появляются колебания вероятности, при N = 32768 эти колебания исчезают. Установлено, что в случае, когда стоит задача определения вида модуляции *QAM*-сигналов, порядок модуляции которых не

превышает 1024, целесообразно использовать $N = 16384$ отсчетов, поскольку время, за которое происходит принятие решения о порядке модуляции, напрямую зависит от количества обрабатываемых отсчетов: чем больше отсчетов принятого сигнала поступает на вход алгоритма, тем больше времени потребуется для принятия решения. В случае, когда стоит задача определения вида модуляции сигналов, порядок которых достигает 4096, целесообразно использовать $\varepsilon = 2.5\times10^{-4}$, $N = 32768$.

Литература

1. Макаров К.С. Методы распознавания модуляции // Цифровая обработка сигналов. 2014. № 1. С. 29-35.
2. Курбаналиев В.К., Горбунов Ю.Н. Автоматическое распознавание видов модуляции: кумулянтный подход // Вестник Российской академии естественных наук. 2023. С. 24-32.
3. Курбаналиев В.К. Кумулянтные признаки для определения типа манипуляции сигналов // Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2020. Т. 12. № 3. С. 319-328.
4. Аджемов С.С., Терешонок М.В., Чиров Д.С. Распознавание видов цифровой модуляции радиосигналов с использованием нейронных сетей // Вестник Московского университета. Серия 3. Физика. Астрономия. 2015. № 1. С. 23-28.
5. Дам В.Н. Нейросетевые технологии в задаче автоматического распознавания видов цифровой модуляции. Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 05.13.01. Московский физико-технический институт. Москва. 2018. 159 с.
6. Программно-определяемая радиосистема (англ. Software-defined radio, SDR) Беспроводные технологии [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://wireless e.ru/teoriya/sdr-2/ (Дата обращения: 20.06.2023).
7. Инженерный вестник Дона. Распознавание типа модуляции сигналов цифровых линий связи [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://vww.ivdon.ru/ru/magazine/archive/n2y2009/130 (Дата обращения: 20.06.2023).
8. Мирошникова Н.Е. Обзор систем когнитивного радио // T-Comm-Телекоммуникации и транспорт. 2013. № 9. С. 108-111.

ALGORITHM FOR RECOGNIZING THE TYPE OF MODULATION OF QAM SIGNALS

Zhukova N.I., Ushakova A.M., Priorov A.L.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The work is devoted to solving an urgent problem in the field of digital signal processing – recognition of the type of signal modulation. The definition of the type of signal modulation is used in many areas. Solving the problem of modulation recognition is also an important step towards the creation of cognitive radio systems. The dependences of the probability of correct recognition of the type of modulation on the signal-to-noise ratio for different values of the algorithm parameters obtained as a result of computer modeling are constructed. A comparison is made with some existing algorithms for recognizing the type of radio signal modulation. The developed algorithm can be applied in cognitive radio systems to recognize the type of modulation in real time.

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ С ПОМОЩЬЮ МАШИННОГО ЗРЕНИЯ ДЛЯ КЛАСТЕРА БЛА В ГЕТЕРОГЕННОЙ ГРУППЕ РОБОТОВ

студ. Кожин А.А., д.т.н. Приоров А.Л., асп. Идиатуллин А.В.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Исследование методов обнаружения объектов, применяющихся в системах машинного зрения, для кластера беспилотных летающих аппаратов (БЛА) в гетерогенной группе роботов при решении задачи по обнаружению человека в лесном массиве является актуальной темой с возможностью применения результатов для решения задач с разным сценарием. В ходе исследования проведено сравнение методов обнаружения объектов YOLOv5, Single Shot Multibox Detector с базовой сетью VGG-16, RetinaNet с базовой сетью ResNet50 для данных, полученных с БЛА с использованием метрики mAP. Проанализированы способы реализации методов обнаружения объектов для БЛА. Смоделирован кластер БЛА с технологией машинного зрения и ситуация по обнаружению человека в лесном массиве.

Обнаружение объектов на изображениях – технология, относящаяся к области технического зрения [1]. Ее задача – обнаружение на цифровом изображении или видео объектов определенного вида (живые существа, машины, здания). Для каждого вида объектов существует набор специфических особенностей, с помощью которых можно их классифицировать.

Методы обнаружения объектов на изображениях, как правило, основаны либо на машинном, либо на глубоком обучении [2]. Для методов, основанных на глубоком обучении, свойственно использование сверточных нейронных сетей (СНС), позволяющих осуществлять обнаружение объекта без использования списка его специфических особенностей. Методы, использующие машинное обучение, подразумевают не прямое решение задачи, а обучение, которое происходит за счет применения решений множества сходных задач.

Методы с глубоким обучением подразделяют на одноэтапные и двухэтапные[3].

Одноэтапный метод менее точен в сравнении с двухэтапным, использующим региональные сверточные нейронные сети, но в то же время, значительно быстрее, что позволяет использовать данный метод в обнаружении объектов в режиме реального времени [4]. Данное преимущество является основополагающим для выбора одноэтапного метода, который будет использоваться в кластере БЛА для обнаружения объектов.

Существует несколько видов одноэтапного метода:

- You Only Look Once (YOLO);
- RetinaNet;
- Single Shot MultiBox Detector (SSD);
- CenterNet (CornerNet как предшественник CenterNet).

В ходе исследования рассмотрены такие виды одноэтапных методов обнаружения объектов, как: YOLO, RetinaNet и SSD. Данный выбор обусловлен тем, что данные методы зарекомендовали себя как наиболее успешные методы для обнаружения объектов и являются наиболее популярными при решении задач, где необходимо использовать одноэтапные методы обнаружения [5]. Метод You Only Look Once (YOLO) обладает высокой скоростью анализа изображения.

Созданы две модификации алгоритма: одна более быстрая, другая более точная.

Идея данного метода заключается в том, чтобы применить одну нейронную сеть ко всему изображению за один проход. Такой подход подразумевает первоначальное разделение изображения на сетку ячеек. Каждая ячейка отвечает за расположение области объекта на изображении, если центр данной области находится в пределах ячейки. Также каждая клетка самостоятельно определяет класс объекта в области, которая относится к этой клетке.

При сравнении методов обнаружения объектов для модели YOLO использована пятая версия данной модели модификации X. Базовой сетью для данной версии является сеть Darknet53, к которой добавляются межступенчатые частичные соединения (Cross-Stage-Partial-connections, CSP), предназначенная для выделения признаков из входного изображения. Кроме того, к базовой части происходит добавление блока объединения пространственных пирамид (Spatial pyramid pooling, SPP) [6]. Данное действие обосновано тем, что данный блок значительно увеличивает поле восприятия, выделяя 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 (Path Aggregation Network, PANet).

Метод RetinaNet рассмотрен на примере использования нейронной сети ResNet в качестве основы (экстрактора признаков). Архитектура СНС RetinaNet состоит из нескольких основных частей:

- Backbone;
- Feature Pyramid Net (FPN);
- Classification Subnet;
- Regression Subnet.

Метод Single Shot MultiBox Detector показал высокую производительность и точность для задачи обнаружения объектов, получив значение 74% по метрике mAP (mean Average Precision) для стандартных наборов данных (PascalVOC и COCO).

Наиболее популярной метрикой для измерения точности методов обнаружения объектов является средняя точность (Average Precision, AP). Данная метрика высчитывается как усредненное значение множества результатов точности обнаружения, соответствующих некоторым значениям полноты. Обычно оценка проводится для каждого класса независимо.

Точность (Precision, *P*):

$$P = \frac{TP}{TP + FP} .$$

Полнота (Recall, *R*):

$$R = \frac{TP}{TP + FN} .$$

Средняя точность (Average Precision, *AP*):

$$AP = \frac{\sum_{r=1}^{N} P_r}{N},$$

где P_r – значение точности, соответствующее определенному значению полноты r, а N – множество различных значений полноты.

При сравнении производительности по нескольким классам объектов часто используют среднее значение AP (mean Average Precision, mAP), усредненное по всем категориям объектов

$$mAP = \frac{\sum_{i=1}^{K} AP_i}{K},$$

где K – число классов объектов. Однако при использовании метода для обнаружения объектов одного класса обычно используют стандартную метрику AP.

Для сравнения отобраны 5 видеоданных, полученных с камер квадрокоптеров. Подбирались видеоданные с различными характеристиками, включающими в себя: ракурс, высоту съемки, количество объектов в кадре. На двух видео объекты скрываются на некоторое время за препятствием, что позволяет проверить методы на повторное обнаружение объекта после пропадания из видимости. Выбор классов обнаружения для сравнения эффективности методов основывался на задаче, решаемой в данной работе. При обнаружении человека в лесном массиве наиболее часто встречающимися классами являются «человек» (person) и «машина» (car).

На начальном этапе произведено дообучение сетей для двух используемых классов на основе 200 изображений в количестве 20 эпох, снятых с БЛА и не полученных в видеоданных, отобранных для сравнения. Это необходимо, потому что у каждой сети число классов разное по умолчанию. Метод YOLO использует 80 классов, SSD 20 классов, а RetinaNet – 90 классов. Получаемая оценка была бы некорректной, так как используемых классов только два. При дообучении метода YOLO результаты получались заметно хуже, в сравнении с использованием стандартного алгоритма YOLO, обученного на 80 классах. В виду этого, сравнение осуществлялось между дообученными версиями SSD и RetinaNet на двух классах, а также стандартной модели YOLO на 80 классах. Дообучение использовалось с целью приобщения методов к используемым данным, тем самым происходит минимизация ошибки детектирования.

После дообучения метода RetinaNet для класса «человек» метрика *mAP@* [0,5…0,95] составила порядка 0,6 (60%). При этом значение *mAP@*0,5 достигает значений 0,9 (90%). В случае метода SSD показатели для класса «человек» по метрике *mAP@* [0,5…0,95] практически доходят до 0,5 (50%). Значения *mAP@*0,5 в среднем

находятся в диапазоне значений от 0,55 (55%) до 0,6 (60%). Конечное значение лучшей валидации по метрике *mAP* равняется 0,605 (60,5%) для метода RetinaNet и 0,491 (49,1%) для метода SSD.

Для класса «машина» после дообучения метода RetinaNet значение метрики *mAP@* [0,5…0,95] практически доходит до отметки 0,7 (70%). Примерно после 2-й эпохи значение *mAP@*0,5 варьируется в диапазоне от 0,9 (90%) до 1,0 (100%). Метод SSD показал результаты, значительно уступающие алгоритму RetinaNet. Значение *mAP@* [0,5…0,95] составило около 0,2 (20%), а значение *mAP@*0,5 практически доходит до 0,5 (50%). Лучшая валидация по метрике *mAP* составила 0,674 (67,4%) для алгоритма RetinaNet и 0,210 (21%) для метода SSD.

Как уже отмечалось ранее, метод YOLO при дообучении для двух классов показал результаты хуже, чем при использовании изначального метода для 80 классов. В результате, значения метрики *mAP@* [0,5…0,95] для класса «человек» составили 0,462 (46,2%) при значениях mAP@0,5 порядка 0,7 (70%). Для класса «машина» значения *mAP@* [0,5…0,95] равняются 0,491 (49,1%), а для *mAP@*0,5 – 0,8 (80%).

На результаты метрик *mAP* оказало сильное влияние большое количество ложных срабатываний (рисунок 1). Методы ошибаются в определении класса и детектируют объекты, которые не участвовали в сравнении или же их не было на самом деле. При визуальном сравнении методов обнаружения лучший результат показывал метод YOLO, но ввиду более частых ложных срабатываний, он уступает по метрике *mAP* для двух классов методу RetinaNet.

Рисунок 1 – Пример ложных срабатываний

Итоговые результаты указанного сравнения представлены в таблице 1.

Таблица 1

Итоговые результаты сравнения методов обнаружения по метрике *mAP@* [0,5...0,95]

Методы обнаружения	*mAP@* [0,5…0,95] для класса «машина»	*mAP@* [0,5…0,95] для класса «человек»
YOLO	0,491	0,462
SSD	0,210	0,491
RetinaNet	0,674	0,605

В операционной системе ROS (Robotic Operating System) и 3D-симуляторе Gazebo смоделирована группа БЛА с возможностью машинного зрения (рисунок 2). 3D симулятор Gazebo предназначен для робототехники и имеет открытый исходный код, упрощающий задачу моделирования. Также при моделировании использовались приложения Ardupilot и QGroundController. Приложение Ardupilot отвечает за автономное управление беспилотными транспортными средствами в ROS. Приложение QGroundController – программное обеспечение, необходимое для прошивки, настройки и калибровки контроллера квадрокоптера. При создании модели

использовался протокол MavLink (Micro Air Vehicle Link) – протокол для связи с небольшими беспилотными транспортными средствами. Данный протокол входит в пакет MavROS, предоставляющий возможность управлять БЛА по протоколу MavLink [7-9].

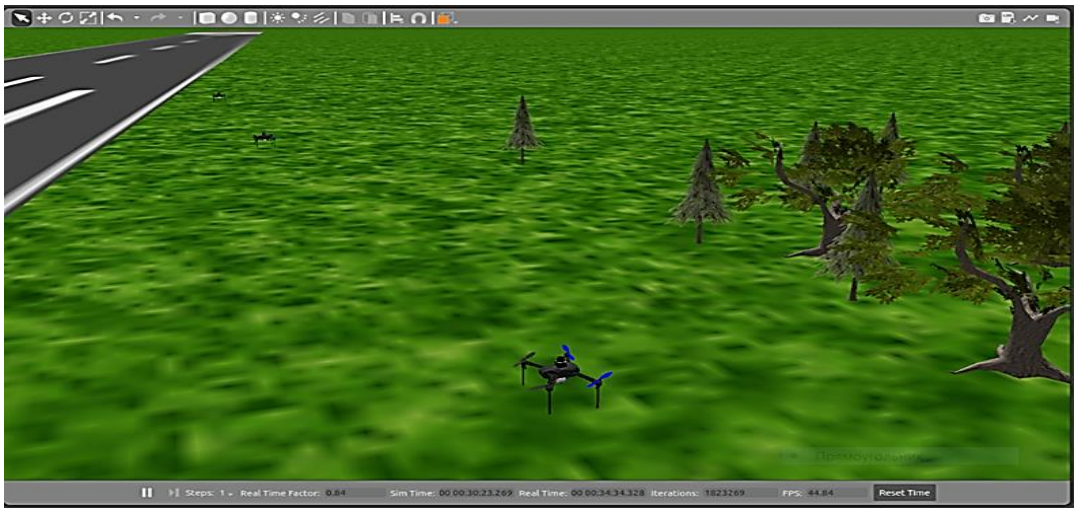


Рисунок 2 – Кластер БЛА с технологией машинного зрения в среде моделирования Gazebo

Группа состоит из четырех БЛА, представленных квадрокоптерами на базе модели 3DR Iris +. При моделировании на квадракоптеры установлены камеры, характеристики которых подобраны на основе камеры, используемой популярным квадракоптером Геоскан Пионер Макс. Разрешение составляет 8 Мп, что является минимальным, ввиду того, что профессиональные квадрокоптеры, используемые при съемке, обычно имеют разрешение от 12 до 20 Мп.

После создания модели кластера БЛА с технологией машинного зрения, проведена симуляция решения задачи по обнаружению человека в лесном массиве (рисунок 3), для чего создана упрощенная модель лесной местности для проведения эксперимента.

Рисунок 3 – Кадр с лесным массивом при моделировании задачи обнаружения человека в лесном массиве

Обнаружение человека осуществлялось с помощью метода YOLOv3. Данный выбор обусловлен ограниченными техническими возможностями, вследствие использования виртуальной машины (Oracle VM Virtual Box), которая является программной системой, позволяющей работать в операционной системе Linux,

поддерживающей ROS. Данная система не охватывает полностью возможности компьютера и видеокарты, на которой происходит обучение и использование нейронных сетей.

В процессе решения задачи, изменялись параметры высоты полета, густоты лесного массива и происходила визуальная оценка точности обнаружения.

Данное моделирование помогло рассмотреть процесс обнаружения объектов с помощью машинного зрения для кластера БЛА и составить необходимые рекомендации для дальнейшей реализации системы мониторинга.

Литература

1. Чабан Л.Н. Теория и алгоритмы распознавания образов. Учебное пособие. М.: МИИГАиК, 2004. 70 с.
2. Parr T., Howard J. The Matrix Calculus You Need For Deep Learning. 2018, 32 p.
3. ИТМО [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://neerc.ifmo.ru/wiki/index.php?title (Дата обращения: 15.05.2023).
4. Верхов К.А. Методы обнаружения объектов на изображении. Минск: материалы 57-й научной конференции аспирантов, магистрантов и студентов, 2020, 226-227 с.
5. MachineLearningMastery [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://machinelearningmastery.ru/real-time-and-video-processing-object-detection-using-tensorflow-opencv-and-docker-2be1694726e5/ (Дата обращения 23.05.2023).
6. BMC [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://bmcmedinformdecismak.biomedcentral.com/articles/10.1186/s12911-021-01691-8 (Дата обращения 14.05.2023).
7. Егорчев А.А. Вопросы построения беспилотной техники. Учебное пособие. Казань: Издательство Казанского университета, 2022, 119 с.
8. Гришин И.Ю. Методология создания системы управления воздушным движением беспилотных транспортных средств. Майкоп: ЭлИТ, 2020. 161 с.
9. Джозеф Л. Изучение робототехники с использованием Python. М.: ДМК Пресс, 2019. 250 с.

RESEARCH OF OBJECT DETECTION ALGORITHMS USING MACHINE VISION FOR A UAV CLUSTER IN A HETEROGENEOUS GROUP OF ROBOTS

student Kozhin A.A., Grand PhD Priorov A.L., grad. stud. Idiatullin A.V.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The study of object detection methods used in computer vision systems for a cluster of unmanned aerial vehicles (UAVs) in a heterogeneous group of robots when solving the problem of detecting a person in a forest is a relevant topic with the possibility of using the results to solve problems with different scenarios. The study compared object detection methods YOLOv5, Single Shot Multibox Detector with the VGG-16 core network, RetinaNet with the ResNet50 core network for data obtained from UAVs using the mAP metric. Methods for implementing object detection methods for UAVs are analyzed. A cluster of UAVs with machine vision technology and a situation for detecting a person in a forest were simulated.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ШИРОКОВЕЩАТЕЛЬНЫХ СПУТНИКОВЫХ РАДИОКАНАЛОВ

д.т.н. Цимбал В.А. [1], к.т.н. Москвин А.А. [2], к.т.н. Калганов Е.В. [1]

[1]Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого
[2]Научно-Производственное объединение «Комета»

В статье изложен порядок определения пропускной способности спутниковых радиоканалов при широковещательном безквитанционном излучении радиосигналов, при котором обеспечивается выполнение заданных вероятностно-временных характеристик доведения сообщений. При этом задача декомпозируется на частные подзадачи определения: 1) минимального количества повторов (времени доведения) сообщения, обеспечивающего выполнение заданных вероятностно-временных характеристик доведения информации; 2) пропускной способности широковещательного спутникового радиоканала. Для решения первой подзадачи используется математический аппарат теории вероятности и теории конечных марковских цепей. Изложенный подход может использоваться при доведении информации в космических информационных системах с учетом известной помеховой обстановки в районах расположения наземных объектов.

Создание космических информационных систем различного назначения, использующих спутниковые радиоканалы для передачи различной информации, является определяющей тенденцией развития современных технологий связи. От своевременности и надежности доставки сообщений (информационного обмена) по спутниковым радиоканалам зависит эффективность решения задач указанных систем в целом. Поэтому создание спутниковых сетей передачи данных (СПД) является актуальной технической проблемой и ставит задачи анализа и синтеза таких сетей, одной из которых является обоснование пропускной способности радиоканалов, обеспечивающей доведение сообщений с заданным качеством (информационный обмен) между элементами СПД.

Для доведения специальной информации от космических аппаратов (КА) до наземных объектов-получателей (ОП) часто применяется широковещательная (циркулярная) безквитанционная передача сообщений [1,2]. При широковещательной передаче сообщения передаются отправителем (ОС) циркулярно в адрес всех ОП, которые обрабатывают полученные сообщения, не квитируя их. Достоинством такого способа являются одновременное многоадресное доведение информации, отсутствие необходимости оснащения ОП передающими средствами, а недостатком – невозможность однозначного определения на передающей стороне (ОС) факта доставки сообщения до конкретного ОП из-за отсутствия квитанции о получении.

Качество информационного обмена оценивается вероятностно-временной характеристикой (ВВХ), под которой понимается вероятность доведения сообщения фиксированного размера за время, не превышающее допустимое[1]:

$$P_{дов(L)}(T_{дов(L)} \le T_{дов(L)}^{доп}) \ge P_{дов(L)}^{треб} \qquad (1)$$

где $P_{дов(L)}$, $T_{дов(L)}$ (с) – вероятность и время доведения сообщения размером L (бит), $P_{дов(L)}^{треб}$, $T_{дов(L)}^{доп}$ (с) – требуемая вероятность и допустимое время доведения сообщения объемом L.

Требуемая вероятность доведения $P_{дов(L)}^{треб}$ сообщения размером L при циркулярной передаче обеспечивается многократным повторением отправки. Временные интервалы $t_{инт}$ (с) между повторами сообщений задаются заранее и являются постоянной величиной. При этом количество повторов сообщения ограничивается $T_{дов(L)}^{доп}$ (с) и пропускной способностью широковещательного спутникового радиоканала $V_{ПИ}$ (бит/с).

Пропускная способность широковещательного спутникового радиоканала $V_{ПИ}$ (бит/с) характеризует максимально допустимую скорость передачи информации и определяется характеристиками бортовых средств передачи и наземных средств приема и обработки информации. С учетом высокой востребованности канального ресурса космических информационных систем пропускную способность спутниковых радиоканалов, организованных в интересах конкретных ОП, стремятся минимизировать.

Поэтому задача определения оптимальной пропускной способности широковещательных спутниковых радиоканалов, при которых обеспечивается выполнение условия (1), является актуальной и формулируется следующим образом:

Дано: L (бит), $P_{дов(L)}^{треб}$, $T_{дов(L)}^{доп}$ (с), $t_{инт}$, p_0, $K_г$.

Найти: $V*_{ПИ} = \underset{V_{ПИ} \in [0,\ V_{ПИ_max}]}{\arg\min}\ (V_{ПИ})$ при $P_{дов}(L \mid T_{дов(L)} \le T_{дов(L)}^{доп}) \ge P_{дов(L)}^{треб}$, $p_0, K_г, t_{инт} - const \forall [0, T_{дов(L)}]$, где

$V*_{ПИ}$(бит/с) – оптимальная пропускная способность в широковещательном спутниковом радиоканале, p_0 - вероятность битовой ошибки (искажения одиночного символа) при передаче П по радиоканалу, $K_г$ - коэффициент готовности спутникового радиоканала, L – размер сообщения (бит).

Процесс доставки сообщения по широковещательному спутниковому радиоканалу обладает следующими свойствами: 1) процесс случаен, так как сообщение при повторе может быть доставлено или не доставлено из-за помех в радиоканале; 2) при конечном числе ОП сообщения процесс имеет конечное число состояний; 3) переходы процесса из одного состояния в другое (шаги процесса) выполняются в дискретные моменты времени, определяемые передачей сообщений и интервалами между их повторами ($t_{инт}$); 4) переход процесса из одного состояния в другое (шаги процесса) зависит только от этого состояния и не зависит предыстории (марковское свойство). Поэтому наиболее приемлемым методическим аппаратом анализа и нахождения характеристик доведения сообщения являются конечные марковские цепи (КМЦ) [1,3,4]. К основным понятиям теории КМЦ относятся: граф состояний и переходов КМЦ, вектор вероятностей состояний КМЦ, матрица переходных вероятностей (МПВ). Количество состояний процесса доведения сообщения определяется количеством ОП радиосети. Шаги (переходы из одного состояния в другое) процесса происходят через промежутки времени, затрачиваемое на доставку сообщения ($t_с$ (с)) и временные интервалы между повторами сообщения ($t_{инт}$(с)): $t_ш = t_C + t_{инт}$. При этом

$$t_C = \frac{L}{V_{ПИ}} + t_{зад}, \tag{2}$$

где $t_{зад}$- задержка, обусловленная временем прохождения радиосигнала между КА и ОП по спутниковым радиоканалам.

Важной характеристикой КМЦ является изменение во времени вероятностей всех состояний цепи. Такая динамика описывается уравнением Колмогорова-Чепмена (УКЧ) [1]:

$$P_{<D>}^{(l)} = P_{<D>}^{(l-1)} \cdot M_{[D,D]}, \tag{3}$$

где $P_{<D>}^{(l)}$, $P_{<D>}^{(l-1)}$ – векторы вероятностей состояния процесса на *l*-м и *(l-1)*-м шагах, $M_{[D,D]}$ – МПВ, *D* – число состояний процесса доставки сообщения.

Для определения количества повторов сообщения, достаточного для достижения $P_{дов(L)}$, необходимо [5]: 1) построить на базе теории КМЦ математическую модель доведения сообщения размером *L* (бит) при минимальном количестве повторов (m) (m=1); 2) определить вероятность доставки сообщения $P_{дов(L)}$ и сравнить ее с $P_{дов(L)}^{треб}$; 3) рассчитать общее время процесса по выражению:

$$T_{дов(L)} = \sum_{i=1}^{I} t_ш, \tag{4}$$

где *I* - общее число шагов процесса и сравнить его с $T_{дов(L)}^{доп}$; 4) если $P_{дов(L)} < P_{дов(L)}^{треб}$, то необходимо увеличить m на единицу и определить $P_{дов(L)}$ и $T_{дов(L)}$ для новых значений. Повторять указанную процедуру следует до достижения условия $P_{дов(L)} \ge P_{дов(L)}^{треб}$. Если при этом $T_{дов(L_с)} > T_{дов(L_с)}^{доп}$, вычисления прекращаются и задача считается невыполненной за допустимое время ($T_{дов(L_с)}^{доп}$) при используемых исходных данных (ИД).

Проиллюстрируем изложенное на примере определения числа повторов ($m_{дов}$) при доведении сообщения размером *L* = 16000 бит от КА до 5 ОП ($N = 5$) при следующих ИД: $P_{дов(L)}^{треб}$ = 0,98, $K_г$ = 0,995, $p_0 = 5 \cdot 10^{-5}$ ($t_{инт}$ = 0,5 с), $1 \cdot 10^{-5}$ ($t_{инт}$ = 0,5 с) и $1 \cdot 10^{-6}$ ($t_{инт}$ = 0,3 с), $V_{ПИ} = 12000$ бит/с, $t_{зад} = 0{,}16$ с.

Граф состояний и переходов (ГСП) КМЦ, описывающей процесс доведения сообщения от КА до пяти ОП широковещательным способом представлен на рисунке 1. Состояния процесса доведения сообщения при этом следующие: S_0 – КА выдал повтор сообщения; S_1- S_5 – сообщение доведено до одного ОП – пяти ОП соответственно.

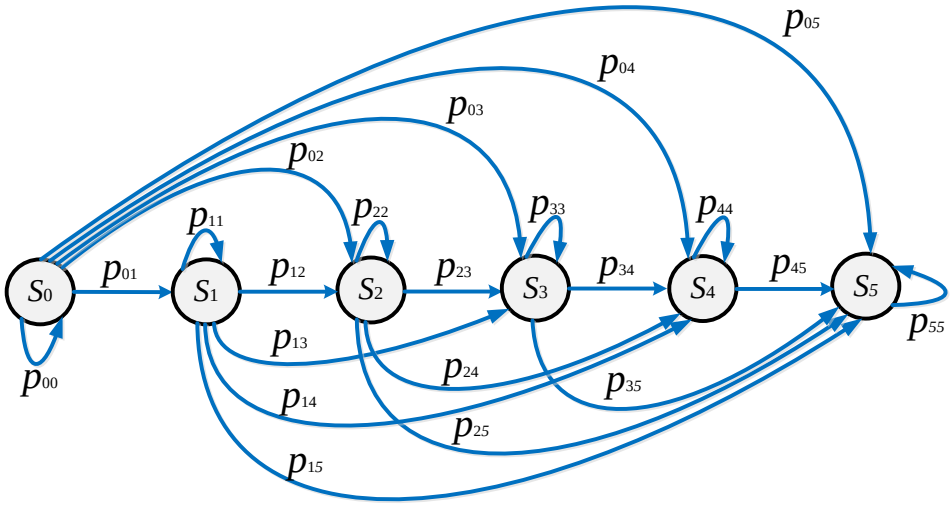


Рисунок 1. ГСП КМЦ, описывающий процесс доведения сообщения от КА до 5 ОП широковещательным способом

Для нахождения ВВХ доставки сообщения до всех ОП вначале необходимо найти вероятности доведения и недоведения сообщения (p_c, q_c) за один повтор до одного ОП:

$$p_c = K_r(1-p_0)^L,\ q_c = 1-p_c. \quad (5)$$

После чего для формирования МПВ КМЦ находят ее переходные вероятности в изложенном ниже порядке. Переход из состояния S_0 в состояние S_1 возможен тогда, когда сообщение принято одним из ОП и не принято четырьмя ОП. Вероятность такого события равна $p_{01} = C_5^1 p_c^1 (1-p_c)^4 = 5 p_c q_c^4$, где $C_n^k = \frac{n!}{k!(n-k)!}$ - число сочетаний из n по k. Анализируемый процесс перейдет из состояния S_0 в состояние S_2 тогда, когда сообщение будет принято двумя из ОП и не принято тремя ОП, то есть $p_{02} = C_5^2 p_c^2 (1-p_c)^3 = 10 p_c^2 q_c^3$.

По аналогии для переходов из состояния S_0 в состояния S_3, S_4, S_5, S_0 имеем: $p_{03} = C_5^3 p_c^3 (1-p_c)^2 = 10 p_c^3 q_c^2$; $p_{04} = C_5^4 p_c^4 (1-p_c)^1 = 5 p_c^4 q_c$; $p_{05} = C_5^5 p_c^5 (1-p_c)^0 = p_c^5$; $p_{00} = C_5^0 p_c^0 (1-p_c)^5 = q_c^5$. Вероятности перехода из состояния S_1 равны $p_{11} = q_c^4$; $p_{12} = 4 p_c q_c^3$; $p_{13} = 6 p_c^2 q_c^2$; $p_{14} = 4 p_c^3 q_c$; $p_{15} = p_c^4$. Для переходов из состояний S_2 в S_5 справедливы выражения: $p_{22} = q_c^3$; $p_{23} = 3 p_c q_c^2$; $p_{24} = 3 p_c^2 q_c$; $p_{25} = p_c^3$; $p_{33} = q_c^2$; $p_{34} = 2 p_c q_c$; $p_{35} = p_c^2$; $p_{44} = q_c$; $p_{45} = p_c$; $p_{55} = 1$. Таким образом, найдены все компоненты МПВ рассматриваемой КМЦ:

$$M_{[6,6]} = \begin{Vmatrix} p_{00} & p_{01} & p_{02} & p_{03} & p_{04} & p_{05} \\ 0 & p_{11} & p_{12} & p_{13} & p_{14} & p_{15} \\ 0 & 0 & p_{22} & p_{23} & p_{24} & p_{25} \\ 0 & 0 & 0 & p_{33} & p_{34} & p_{35} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & p_{44} & p_{45} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & p_{55} \end{Vmatrix} = \begin{Vmatrix} q_П^5 & 5 p_П q_П^4 & 10 p_П^2 q_П^3 & 10 p_П^3 q_П^2 & 5 p_П^4 q_П & p_П^5 \\ 0 & q_П^4 & 4 p_П q_П^3 & 6 p_П^2 q_П^2 & 4 p_П^3 q_П & p_П^4 \\ 0 & 0 & q_П^3 & 3 p_П q_П^2 & 3 p_П^2 q_П & p_П^3 \\ 0 & 0 & 0 & q_П^2 & 2 p_П q_П & p_П^2 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & q_П & p_П \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{Vmatrix}.$$

В момент начала процесса доведения сообщения (процесс находится в состоянии S_0 ($P_{S_0}^{(0)} = 1$)) вектор вероятностей состояний равен: $P_{<6>}^{(0)} = \langle P_{S_0}^{(0)}, P_{S_1}^{(0)}, P_{S_2}^{(0)}, P_{S_3}^{(0)}, P_{S_4}^{(0)}, P_{S_5}^{(0)} \rangle = \langle 1,0,0,0,0,0 \rangle$, где $P_{S_0}^{(l)} \ldots P_{S_5}^{(l)}$ -

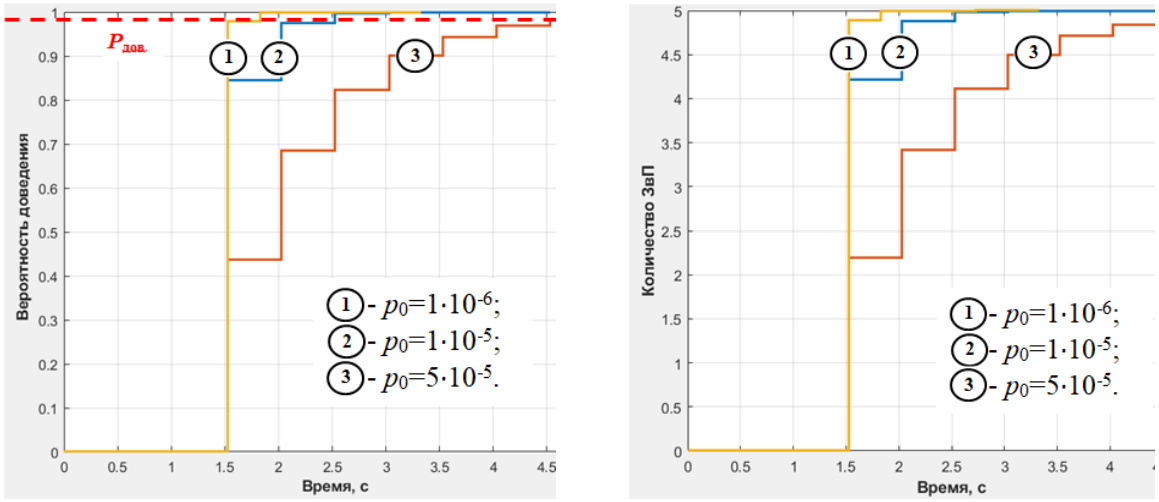
вероятности того, что на l-м шаге процесс доведения сообщения будет находиться в состоянии $S_0 \ldots S_5$. При этом $P_{S_5}^{(i)}$ является искомой вероятностью доведения сообщения до ОП ($P_{дов(L)} = P_{S_5}^{(i)}$). Используя выражение (3) находят значения $P_{<6>}^{(1)}$:

$$P_{<6>}^{(1)} = P_{<6>}^{(0)} \cdot M_{[6,6]} = \langle q_c^5, 5p_c q_c^4, 10p_c^2 q_c^3, 10p_c^3 q_c^2, 5p_c^4 q_c, p_c^5 \rangle,\ P_{<6>}^{(2)}:$$

$$P_{<6>}^{(2)} = P_{<6>}^{(1)} \cdot M_{[6,6]} = \langle q_c^{10}, 5p_c q_c^8 (q_c+1), 10p_c^2 q_c^6 (q_c^2+2q_c+1), 10p_c^3 q_c^4 (q_c^3+3q_c^2+3q_c+1),$$

$$5p_c^4 q_c^2 (q_c^4+4q_c^3+6q_c^2+4q_c+1), p_c^5 (q_c^5+5q_c^4+10q_c^3+10q_c^2+5q_c+1) \rangle \text{ и так далее.}$$

Результаты расчетов, выполненных по выражениям (2-5), для выбранных ИД приведены на рисунке 2(а).



а) б)

Рисунок 2. Зависимости $P_{дов(L)}^{треб}$ (3(а)) и $E(N)$ (3(б)) от качества спутниковых РК (p_0)

Из анализа приведенных зависимостей следует, что требуемая вероятность доведения сообщения ($P_{дов(L)}^{треб}$ = 0,98) достигается при p_0 =1·10^{-6} за один повтор ($m_{дов}$ =1), при p_0 =1·10^{-5} за три повтора ($m_{дов}$ =3), а при p_0 =1·10^{-6} за семь повторов ($m_{дов}$ =7). При оценке эффективности доведения информации широковещательным способом важно знать динамику изменения количества ОП, получивших сообщение в процессе его доставки. Эту динамику отражают представленные на рисунке 2(б) зависимости математического ожидания числа ОП ($E(N)$), получивших сообщение, от времени.

Расчёт пропускной способности широковещательного спутникового радиоканала. Изложенный метод определения количества шагов процесса доведения сообщения широковещательным безквитанционным способом позволяет найти объем передаваемой информации (бит) в совокупности повторов сообщения с учетом заданных значений $P_{дов(L)}^{треб}$:

$$C_L = m_{дов} \cdot L, \quad (6)$$

где C_L - объем передаваемой информации (бит) в совокупности повторов сообщений размером L, $m_{дов}$ - количество повторов сообщения, необходимых для достижения $P_{дов(L)}^{треб}$.

Определение минимальной пропускной способности широковещательного спутникового радиоканала ($V_{ПИ}$), при котором обеспечивается выполнение условия (1) выполняется по выражению:

$$V_{ПИ} = \frac{C_L}{T_{дов(L)}^{треб}}. \quad (7)$$

Методика определения пропускной способности спутникового радиоканала. Обобщением изложенного подхода является представленная ниже методика со следующими основными этапами:

1. *Ввод исходных данных:* размер сообщения L (бит); временной интервал $t_{\text{инт}}$ (с) между повторами сообщения; требуемые ВВХ доведения сообщения ($P^{треб}_{дов(L)}$, $T^{доп}_{дов(L)}$); вероятность ошибки на элементарный символ p_0 в спутниковом радиоканале.

2. *Этап 1:* определение количества шагов процесса доведения сообщения ($m_{дов}$), необходимого для достижения $P^{треб}_{дов(L)}$.

Этап 2: определение объема передаваемой информации (бит) в совокупности повторов сообщения (C_L) (6).

3. *Этап 3:*Расчет пропускной способности $V^*_{ПИ}$ (бит/с) спутникового радиоканала (7).

Заключение. Предложенная методика позволяет определить значения пропускной способности широковещательных спутниковых радиоканалов ($V_{ПИ}$), при которых будут выполняться заданные ВВХ ($P^{треб}_{дов(L)}$, $T^{доп}_{дов(L)}$) доведения информации между элементами космических информационных систем и может быть использована в процессе их эксплуатации для настройки сеансовых параметров перед началом процесса передачи данных.

Литература

1. Цимбал В.А. Информационный обмен в сетях передачи данных – М.: Вузовская книга, 2014 г.– 144 с.
2. Олифер В.Г., Олифер Н.А. Основы сетей передачи данных – М.: Институт-университет информационных технологий – ИНТУИТ.ру, 2003. – 248с.
3. Попов М.Ю. Модель процесса доведения сообщений в радиальной неоднородной сети без обратной связи на основе производящих функций / М.Ю. Попов, О.В. Ятульчик, В.В.Кулешов // Труды Российского научно-технического общества радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова / Научная сессия, посвященная Дню радио. – 2008. – Вып. LXIII – 1. – С. 428-430.
4. Цимбал В.А., Потапов С.Е., Тоискин В.Е., Лягин М.А. Приложение теории конечных марковских цепей к анализу протоколов информационного обмена и оптимизации их параметров // Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий: материалы Международной конференции (Москва, май 2018 г.) Москва: Издательство БРИС-М, 2018. С. 5–17.
5. Москвин А.А., Солнцев К.П. О доведении сообщений в спутниковых широковещательных сетях передачи данных. Научно-технический журнал «Теория и техника специальной радиосвязи», №1 – 2023. - С.19-26.

BANDWIDTH DETERMINATION BROADCAST SATELLITE RADIO CHANNELS

[1]Tsimbal V.A., [2]Moskvin A.A.,[1] Kalganov E.V.

[1]Branch of the Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great, s. Serpukhov
[2]SPA “Comet”

The article describes the procedure for determining the bandwidth of satellite radio channels with broadcast non-receipt radiation of radio signals, which ensures the fulfillment of the specified probabilistic-temporal characteristics of message delivery. In this case , the task is decomposed into particular subtasks of definition: 1) the minimum number of repetitions (delivery time) of the message, ensuring the fulfillment of the specified probabilistic-temporal characteristics of the delivery of information; 2) the bandwidth of the broadcast satellite radio channel. To solve the first subproblem, the mathematical apparatus of probability theory and the theory of finite Markov chains is used. The described approach can be used when communicating information in space information systems, taking into account the known interference situation in the areas where ground objects are located.

ОЦЕНКА КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ, ПОЛУЧАЕМЫХ ПРИ ДИСТАНЦИОННОМ ЗОНДИРОВАНИИ

с.н.с. Кокошкин А.В., к.ф.-м.н, с.н.с. Новичихин Е.П.

Фрязинский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН.

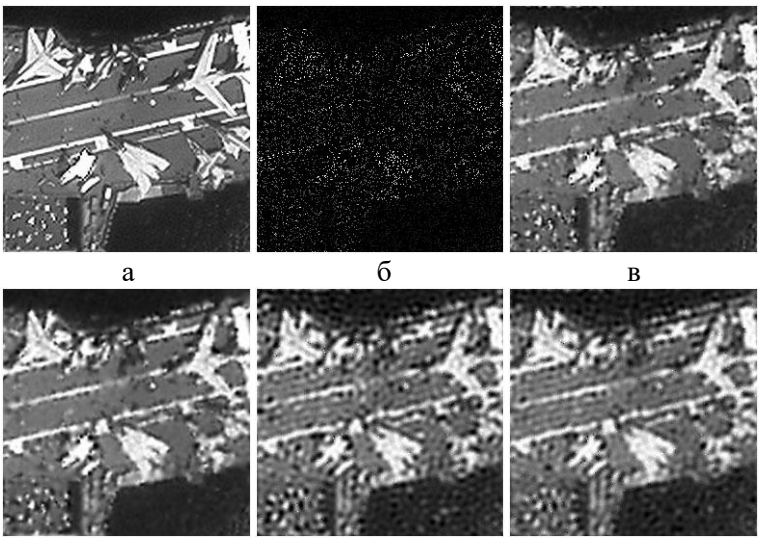
Предлагается методика объективной оценки эффективности методов восстановления цифровых изображений. В качестве тестируемых методов используются: метод интерполяции последовательно вычисляемого спектра Фурье (МИПВС), сплайн-интерполяция, метод проекций на выпуклые множества (projections onto convex sets, POCS) и метод амплитудных итераций (МАИ). Задача представляет собой реконструкцию смоделированной по случайно-равномерному закону разреженности (отсутствует 90 процентов информации). Кроме известных оценок качества изображений вводятся новые (мера гистограммного подобия, СКО разницы фазовых спектров).
Ключевые слова - дистанционное зондирование, обработка изображений, объективная оценка эффективности методов восстановления, мера гистограммного подобия, СКО разницы фазовых спектров.

В системах дистанционного зондирования (ДЗ), в различных диапазонах электромагнитных волн, полученные данные зачастую представлены в виде цифровых изображений. При решении практических задач эти изображения обрабатываются тем или иным методом. Задачи могут быть чрезвычайно разнообразны: восстановление дефокусированного частично затененного изображения, борьба с шумами, увеличение пространственного разрешения, поиск информации об искажающей аппаратной функции, реконструкция утерянных данных (лакун) и др. [1, 2]. Таким образом, объективная оценка эффективности работы методов восстановления чрезвычайно актуальна, поскольку является важной частью систем обработки изображений получаемых при ДЗ. Здесь алгоритмы реконструкции применяются к разреженным изображениям (из неравномерно расположенных выборок). Т.е. к таким изображениям, по всему полю которых имеется в наличии только некоторое количество элементов, в то время как большинство элементов отсутствует. Моделируется высокая степень разреженности (отсутствует 90 процентов информации). Для восстановления цифровых изображений используются методы разработанные в ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН. В работах [3, 4, 5, 6] были подробно описаны алгоритмы для метода интерполяции последовательно вычисляемого спектра Фурье (МИПВС), метода проекций на выпуклые множества (projections onto convex sets, POCS) и метода амплитудных итераций (МАИ) адаптированные для реконструкции разреженных двумерных сигналов. Дополнительно, в качестве идеологической альтернативы методам работающим в частотной области, в нашем исследовании применяется сплайн-интерполяция [7 , 8]. В качестве примера, для иллюстрации эффективности работы методов реконструкции разреженных изображений, используем аэрокосмическое изображение пришвартованного в порту города Сан-Диего (США) авианосца "Midway", превращённого с 1998 года в корабль-музей (размер 1296 на 558 пикселей) рисунок 1 (Яндекс-карта).

Рисунок 1. Исходное аэрокосмическое изображение (размер 1296 на 558 пикселей).

При моделировании разреженности и последующей обработке используется фрагмент исходного изображения – область вблизи кормы авианосца размером 256 на 256 пикселей (рисунок 2а). На рисунке 2б показано разреженное изображение, где 90 процентов информации удалено по случайно-равномерному закону (чёрный цвет). На рисунке 2в показано восстановление рисунка 2б с помощью МИПВС (128 гармоник, 1 итерация). Рисунок 2г демонстрирует реконструкцию рисунка 2б с помощью сплайна. Восстановление рисунка 2б с

помощью POCS (частотное окно радиусом 31 гармоника, 2500 итераций) изображено на рисунке 2д. И, наконец, интерполяцию разреженности рисунка 2б с помощью МАИ (частотное окно радиусом 31 гармоника, 2500 итераций) можно увидеть на рисунке 2е. Эксперт-наблюдатель может визуально сравнить эффективность работы методов. Наиболее "похожими" на "идеальный" рисунок 2а являются реконструкции с помощью МИПВС (рисунок 2в) и с помощью сплайна (рисунок 2г). Восстановление разреженного изображения с помощью POCS (рисунок 2д) и с помощью МАИ (рисунок 2е) происходит заметно хуже, чем у двух первых конкурирующих методов. Частично объяснить это можно относительно малым рабочим частотным окном радиусом 31 гармоники. Дело в том, что если задать частотное окно значительно шире, то на реконструированных изображениях, помимо кажущегося повышения резкости, появляется значительно больше мешающих артефактов.



а б в

г *д* *е*

Рисунок 2. Фрагмент исходного изображения рис.1 (размер 256 на 256 пикселей) – (а); Разреженное изображение (90 процентов информации рисунка 2а отсутствует) – (б); Восстановление рисунка 2б с помощью МИПВС – (в); Восстановление рисунка 2б с помощью сплайна – (г); Восстановление рисунка 2б с помощью POCS – (д); Восстановление рисунка 2б с помощью МАИ – (е).

Чтобы адекватно оценить эффективность работы методов необходимо вычислить критерии качества. Содержание таблицы 1 показывает объективные оценки качества реконструированных изображений [1, 9]: МСП – мера структурного подобия, ОР – оценка резкости, СК - средний контраст, СКО1 - среднеквадратичное отклонение от своего среднего значения, СКО2 - среднеквадратичное отклонение попиксельной разницы между эталонным и реконструированным изображением, эксцесс, асимметрия. Мера структурного подобия максимальна при сравнении исходного «идеального» изображения с самим собой – равна 1. Для всех четырёх методов реконструкции разреженности МСП довольно близки. МСП МИПВС и сплайна практически одинаковы, в то время как POCS и МАИ имеют немного меньшие показатели (худший из всех POCS). Тем не менее POCS показывает "лучший" результат по оценкам резкости. По этому показателю рядом находится только МИПВС. Объяснить это можно тем, что на оценку резкости сильно влияют паразитные артефакты (перепады яркостей сравните рисунок 2в и рисунок 2д). По этой же причине POCS превосходит по "среднему контрасту" даже исходное "идеальное" изображение. Аналогично и обе оценки СКО для POCS выше, чем у конкурирующих методов. СКО2 (отклонение попиксельной разницы между эталонным и реконструированным изображением) у МАИ заметно превышают СКО2 при МИПВС и сплайне. Это свидетельствует о наличии более существенных структурных отличиях с "идеалом" изображений восстановленных POCS и МАИ чем у реконструкций МИПВС и сплайн.

Таблица 1

Объективные оценки качества реконструированных изображений.

	Исходное	МИПВС	Сплайн	POCS	МАИ
МСП	1	0.894	0.895	0.826	0.847
оценка резкости	16.337	8.149	6.264	8.23	7.207
средний контраст	0.144	0.114	0.093	0.154	0.13
СКО1	66.709	61.19	62.269	63.522	61.719
СКО2	0	29.553	29.519	38.44	35.52
эксцесс	-0.101	-0.102	-0.114	-0.354	-0.253
асимметрия	0.88	0.773	0.77	0.643	0.666

Проанализировав данные таблицы 1 можно констатировать, что по вычисленным выше объективным оценкам качества реконструированных изображений, некоторое преимущество перед конкурирующими методами имеет МИПВС. Как видно из таблицы 1 некоторые из оценок могут выдать противоречивые результаты. Предлагается сравнивать формы распределений яркостей реконструированных изображений с аналогичным распределением для эталона. Реализовано практически это на гистограммах. Рисунок 3 иллюстрирует нормированные гистограммы яркостей обсуждаемых изображений. Если каждую из гистограмм численно сравнить с "эталоном" (рисунок 3а), то будет получен объективный критерий оценки качества изображений. По аналогии с уже известной мерой структурного подобия (structural similarity index measure (SSIM)), назовём его «мера гистограммного подобия» (histogram similarity index measure (HSIM)) [10]. Вычислять меру гистограммного подобия предлагается следующим образом:

$$\mathbf{HSIM} = \frac{\sum_{\mathbf{ih1}=\mathbf{0}}^{\mathbf{31}} |\mathbf{hist1_{ih1}} - \mathbf{hist2_{ih1}}|}{\mathbf{32}}$$

В этой формуле: $\mathbf{hist1_{ih1}}$ - значения по столбикам эталонной нормированной гистограммы (рисунок 3а); $\mathbf{hist2_{ih1}}$ - значения по столбикам тестируемой нормированной гистограммы (рисунок 3в). Вычисляется усреднённый модуль разности по каждой паре столбиков гистограмм. В предлагаемом примере 32 равно количеству столбиков в гистограммах (256 делить на 8). Таким образом, приведённая выше формула вычисляет HSIM для МИПВС. Аналогично вычисляются меры гистограммного подобия для других методов реконструкции разреженности. В таблице 2 приводятся вычисленные по предлагаемой методике меры гистограммного подобия для исследуемых изображений. HSIM для исходного (эталонного) изображения, в нашем случае, означает сравнение с самим собой, таким образом разница значений равна нулю [13]. При оценке реконструкций разреженности различными методами, преимущество перед конкурентами имеет сплайн, МИПВС на втором месте. Наиболее существенно (в процентном отношении) это проявляется, если для вычислений использовать данные нормированных гистограмм.

Основная информация о контурах (деталях) объектов на изображениях содержится в фазовом спектре. В этой связи возникает идея о создании некоего объективного критерия оценки качества фазового спектра восстановленных изображений. Визуально фазовый спектр изображений трудно интерпретировать каким-либо образом. Предлагаем попиксельно вычислить разницы фазовых пространственных спектров между исходным ("идеальным") и разреженным изображениями. Массив значений результата проведённой операции находится в интервале $(-2\pi\ ,\ 2\pi]$. Все аналогичные массивы для разницы фазовых пространственных спектров между исходным ("идеальным") и любым из четырёх восстановленных исследуемыми здесь методами изображений должны иметь меньший разброс значений.

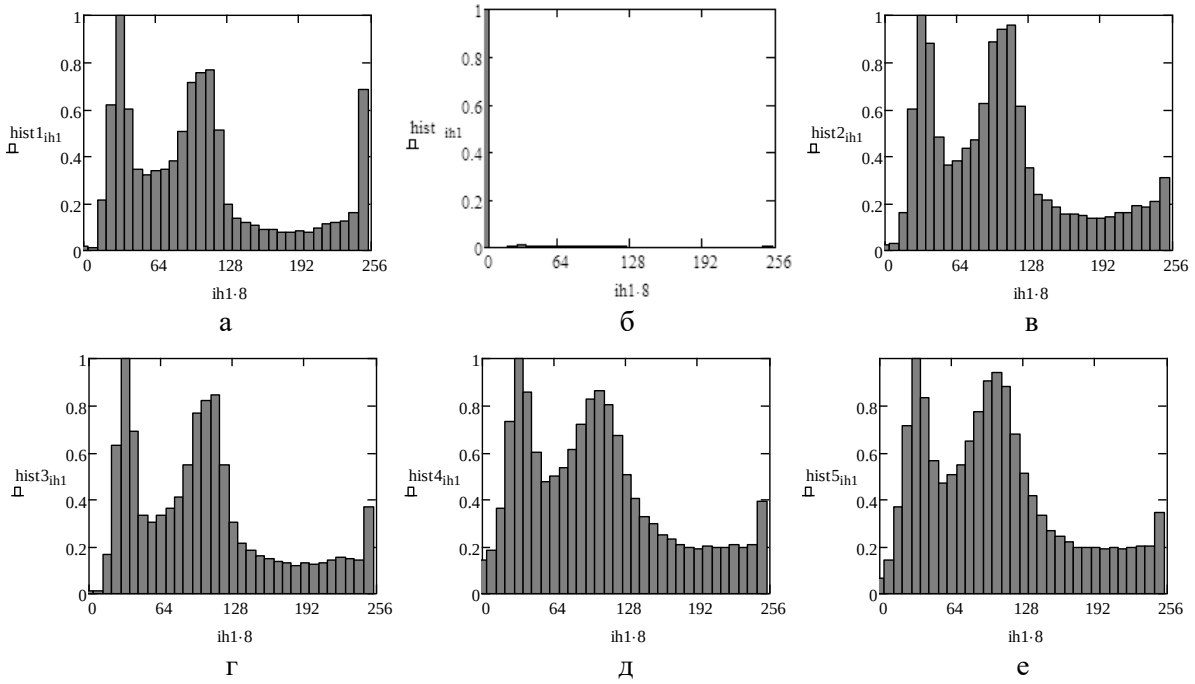


Рисунок 3. Гистограммы яркостей для: исходного изображения Рис. 2а) – (а); разреженного изображения рисунка 2б – (б); восстановленного рисунка 2б с помощью МИПВС – (в); восстановленного рисунка 2б с помощью сплайна – (г); восстановленного рисунка 2б с помощью POCS – (д); восстановленного рисунка 2б с помощью МАИ – (е).

Таблица 2.

Мера гистограммного подобия.

	Исходное	МИПВС	Сплайн	POCS	МАИ
HSIM для нормированных гистограмм	0	0.094	0.049	0.153	0.157
HSIM для ненормированных гистограмм	0	360.625	266.875	583.688	545.875

Таблица 3.

СКО разницы фазовых спектров (в рад.) между «идеальным» и восстановленным изображениями.

	Исходное	Разреж.	МИПВС	Сплайн	POCS	МАИ
СКО для полного спектра	0	2.529	2.423	2.362	2.442	2.438
СКО для центральной части спектра	0	0.893	0.63	0.641	0.714	0.701

Вблизи центральной частоты спектра (соответствующей средней яркости изображения) разницы фаз относительно небольшие. Но по мере удаления в область высоких частот значения разности фаз в среднем возрастают. В первой строке таблицы 3 приведены СКО разницы фаз для полного спектра между "идеальным" и восстановленным рассматриваемыми здесь методами изображениями. В Табл. 3, во второй строке, приведены значения СКО для центральной части спектра (радиусом 31 гармоник) разницы фазовых спектров (в рад.) между "идеальным", разреженным и восстановленными изображениями. По этому показателю первое место занимает МИПВС, второе сплайн, третье МАИ, а последнее POCS.

Проведенное исследование позволяет сделать заключение о принципиальной возможности применения предложенных критериев для оценки качества изображений получаемых при дистанционном зондировании. Это позволяет проверять эффективность методов восстановления цифровых изображений используемых для решения различных практических задач.

Литература

1. Gonzalez RC, Woods RE. Digital Image Processing. NJ. Prentice Hall, International Version 3rd Edition. 2012. 1071p.
2. Huang H, Makur A. A new iterative reconstruction scheme for signal reconstruction. Proceedings of the IEEE Asia Pacific Conference on Circuits and Systems (APCCAS '08). 2008. https://doi.org/10.1109/APCCAS.2008.4746028
3. Кокошкин АВ, Коротков ВА, Коротков КВ, Новичихин ЕП. Ретуширование и восстановление отсутствующих частей изображений с помощью итерационного вычисления их спектров. Компьютерная оптика, 2019, 43(6):1030-1040. DOI: 10.18287/2412-6179-2019-43-6-1030-1040.
4. Кокошкин АВ, Коротков ВА, Новичихин ЕП. Реконструкция акустических сигналов по неполным данным. Радиотехника и электроника, 2020, 65(12):1181-1189. DOI: 10.31857/S0033849420120104.
5. Кокошкин АВ, Новичихин ЕП. Применение метода интерполяции последовательно вычисляемого спектра Фурье к разреженным изображениям. РЭНСИТ: Радиоэлектроника. Наносистемы. Информационные технологии. 2022. 14(2):165-174. DOI: 10.17725/rensit.2022.14.165.
6. **Кокошкин АВ.** Алгоритмы метода амплитудных итераций и POCS для реконструкции разреженных двумерных сигналов **Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2022. №9.** https://doi.org/10.30898/1684-1719.2022.9.7
7. Ашкеназы АВ. Сплайн-поверхности. Основы теории и вычислительные алгоритмы. Тверь, Изд-во Тверского гос. ун-та, 2003, 82 с.
8. Нестеренко ЕА. Возможность использования сплайнповерхности для построения поверхностей по результатам съемок. Записки Горного института, 2013, 204:127-133.

9. Кокошкин АВ, Коротков ВА, Коротков КВ, Новичихин ЕП. Сравнение объективных методов оценки качества цифровых изображений. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал], 2015, №6. Режим доступа: http://jre.cplire.ru/jre/jun15/15/text.html
10. Кокошкин АВ. Методы интерполяции разреженных изображений, работающие в частотной области. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2023. №3. https://doi.org/10.30898/1684-1719.2023.3.10

EVALUATION OF THE QUALITY OF IMAGES OBTAINED BY REMOTE SENSING

Alexander V. Kokoshkin, Evgeny P. Novichikhin

Kotelnikov Institute of Radioengineering and Electronics of RAS, Fryazinsky branch.

Testing of digital images restoration by methods of sequentially calculated Fourier spectrum interpolation, spline interpolation, projections onto convex sets and amplitude iterations is proposed. The task is a sparseness reconstruction modeled according to the randomly uniform law (90 percent of the information is missing). In addition to the well-known image quality estimates, new ones are introduced - a measure of histogram similarity, the rms deviation of the difference in phase spectra. It is shown that the proposed criteria are effective for assessing the images quality obtained by remote sensing.

ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ МЕТОДА БЕРГА ПРИ ОБНАРУЖЕНИИ СКОРОСТНЫХ ЦЕЛЕЙ

проф. Кутузов В.М., проф. Ипатов В.П., доц. Воробьев Е.Н.

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ»

В работе исследуется параметрический алгоритм, основанный на использовании авторегрессионных моделей с конечным числом варьируемых параметров, в основе которого лежит рекуррентный метод Берга, в приложении к обработке сложномодулированных зондирующих сигналов в когерентно-доплеровских загоризонтных РЛС декаметрового диапазона. Алгоритм Берга относится к методам спектрального оценивания, обладает повышенным статистическим разрешением по частоте и может применятся в корреляционно-фильтровых приемниках для сжатия сигналов как в частотной, так и во временной областях. На основании полученных характеристик обнаружения и помехоустойчивости сделан вывод о целесообразности применения метода Берга как самостоятельного алгоритма обнаружения и оценивания частотно-временных параметров сигналов, отраженных от скоростных целей. Приводятся варианты схем построения субоптимального приемника декаметровой загоризонтной РЛС поверхностной волны.

Параметрические методы спектрального оценивания основаны на использовании математических моделей с конечным числом варьируемых параметров для описания анализируемых сигналов. В основе их философии лежит идея подгонки с минимальной ошибкой генерируемого моделью синтетического сигнала к физически измеренному на конечном интервале наблюдения сигналу. Данный подход находит широкое применение в задачах оценки спектральной плотности мощности (СПМ) сигналов [1] и адаптивной фильтрации [2]. При этом предполагается, что возможное сигнальное многообразие может быть адекватно представлено в рамках выбранной математической модели [3].

Практика применения параметрических методов в радио- и гидролокации достаточно обширна [4,5]. Этому способствовала утилизация этих методов в стандартных пакетах программ, таких как MATLAB [6]. В данной работе исследуется параметрический метод Берга (МБ) основанный на авторегрессионной (АР) модели и реализуемый в виде алгоритма прямого и обратного линейного предсказания (ПОЛП) [1,2]. Выбор обусловлен вычислительной простотой алгоритма ПОЛП, хотя полученные результаты легко переносятся на другие параметрические методы, такие как метод Прони, метод собственных векторов, MUSIC, ESPRIT и др. [5,6,7].

Рассмотрим дискретный комплексный сигнал $x(n)$, состоящий из квадратурных составляющих, на входе алгоритма ПОЛП, выполняющего функции доплеровского анализатора спектра в когерентно-доплеровской РЛС со сложным зондирующим сигналом [8]. В простейшем случае $x(n)$ состоит из аддитивной смеси полезного сигнала $s(n)$ и нормального дельта-коррелированного шума $e(n)$: $x(n) = s(n) + e(n)$, где n=1,2,…,N – дискретное время, отсчеты которого удовлетворяют теореме Котельникова.

АР уравнение связывает предсказанную оценку $\hat{x}(n)$ дискретного сигнала $x(n)$ в момент времени n с предыдущими отсчетами сигнала $x(n-k)$ [1]:

$$\hat{x}(n) = \sum_{k=1}^{K} a_k x(n-k), \quad (1)$$

где: a_k – комплексные АР коэффициенты (k=1,2,…,K); K –порядок АР модели. При этом мощность ошибки предсказания за счет действия шума $e(n)$ можно оценить как $P_n = |x(n) - \hat{x}(n)|^2$. Для стационарных процессов, к которым относится сигнал $x(n)$, уравнение (1) можно записать в обратном направлении, положив АР коэффициенты a_k^* комплексно-сопряженными. Оценка СПМ по МБ имеет вид [1]:

$$F_{\text{МБ}}(f) = \frac{P_K}{\left|1+\sum_{k=1}^{K} a_k \exp\{-j2\pi k f\}\right|^2}, \quad (2)$$

где; P_K – усредненная в пределах выборки мощность ошибки предсказания сигнала в прямом и обратном направлениях: f- нормированная к шагу дискретизации сигнала безразмерная частота ($f \in [-0{,}5; +0{,}5]$).

Если воспользоваться стандартным z – преобразованием вида $z = e^{j2\pi f}$, то знаменатель оценки СПМ (2) можно представить в виде произведения простых сомножителей [1]:

$$F_{\text{МБ}}(f) = \frac{P_K}{\left|\prod_{k=1}^{K}(z-z_k)\right|^2}, \quad (3)$$

где $z_k = |z_k| e^{j\,arg(z_k)}$ – комплексные корни (полюса) характеристического уравнения в знаменателе (2), которые лежат внутри единичной окружности на комплексной плоскости: $|z_k| < 1$, причем при бесконечно малом шуме $\lim_{e(n)\to 0} |z_k| \to 1$, а $\lim_{|z_k|\to 1} F_{\text{МБ}}(f) \to \infty$ в окрестностях $f = \arg(z_k)/2\pi$. Следовательно, для оценки положения максимумов в (3) можно использовать соотношение:

$$\hat{f}_k = \arg(z_k)/2\pi, \quad (4)$$

которое можно принять в качестве оценки доплеровского сдвига частоты. Тогда для сравнения с порогом γ, обеспечивающим заданную вероятность ложной тревоги (ВЛТ), и принятия решения об обнаружении цели в МБ можно ограничиться вычислением СПМ в точках, равных $\arg(z_k)/2\pi$ [8]:

$$F_{\text{МБ}}(\hat{f}_k) = F_{\text{МБ}}(\arg(z_k)/2\pi) \geqslant \gamma. \quad (5)$$

При числе гармонических сигналов (целей) $L \leq K$ мощность ошибки предсказания P_K стремиться к мощности (дисперсии $\sigma_{\text{ш}}^2$) аддитивного нормального шума $e(n)$: $P_K \approx \sigma_{\text{ш}}^2$ [9]. Нормируем СПМ вида (3) к мощности шума путем простого деления на P_K:

$$F_{\text{МБ}}^{\text{н}}(f) = \frac{1}{|\prod_{k=1}^{K}(z-z_k)|^2}. \quad (6)$$

Это обеспечивает постоянную частоту ВЛТ при изменении уровня аддитивного шума $e(n)$ [8]. Нормированная статистика обнаружения примет вид:

$$F_{\text{МБ}}^{\text{н}}(\hat{f}_k) = F_{\text{МБ}}^{\text{н}}(\arg(z_k)/2\pi) \geqslant \gamma_{\text{н}}, \quad (7)$$

где $\gamma_{\text{н}}$ – порог обнаружения при использовании нормировки (6).

Рабочие статистики вида (5) и (7) имеют характеристики обнаружения (ХО) одиночного сигнала со случайными равномерно распределенными на интервале от $-\pi$ до $+\pi$ круговой частотой $\omega = 2\pi f$ и начальной фазой φ и фиксированной или случайной амплитудой, близкие к оптимальным, проигрывая последним не более 3 дБ в отношении сигнал-шум (ОСШ) в широких диапазонах значений дли выборки N и порядков АР модели K [8]. Основные преимущества параметрических методов, в том числе МБ, заключается в высоком статистическом разрешении - обнаружении двух и более принимаемых сигналов, а также в высокой помехоустойчивости к пассивным помехам [2,7,8]. Однако эти преимущества не всегда могут быть реализованы при обработке сложномодулированных сигналов, вид модуляции и структура которых могут приводить к появлению побочных максимумов (ПМ), аналогов боковых лепестков (БЛ) функции неопределенности (ФН), которые приводят к обнаружению ложных целей [7].

Использование фазоманипулированного (ФМ) сигнал с бинарной противофазной модуляцией на основе периодической псевдослучайной последовательности максимальной длины M (М-ПСП) с периодом $T_{\text{М}} = M\tau_0$, где τ_0 – длительность элементарного символа кода, позволяет минимизировать влияние ПМ в оценке СПМ МБ за счет свойства аддитивно-циклического сдвига, присущего кодам на основе М-ПСП [10]. В результате в корреляционном приемнике при перемножении принимаемого и опорного сигналов, не совпадающих по задержке, образуется инверсная М-ПСП той же структуры, но с другой задержкой, отличной от задержек сомножителей. В результате на вход алгоритма ПОЛП поступает псевдослучайный сигнал, корреляционная функция которого сходна с корреляционной функцией шума. Это позволяет рассматривать сигнал в соседнем канале дальности как псевдошум с априори неизвестной мощностью. При соизмеримых полезных сигналах, отличающихся задержками, уровень псевдошума будет существенным, поэтому применение статистики обнаружения (5) становится неприемлемым из-за возрастания ВЛТ. В то же время, статистика обнаружения (7) демонстрирует обратный эффект: при наличии в соседнем канале дальности сигнала происходит снижение ВЛТ. Для наглядной иллюстрации этого эффекта на рисунке 1 приведены ХО периодического сигнала, состоящего из 10 периодов короткой М-ПСП длиной M=7 с повышенным уровнем БЛ автокорреляционной функции (АКФ) $\eta \approx 1/7$. Сплошной линией на рисунке 1 приведены ХО одиночного сигнала на фоне нормального дельта-коррелированного шума, пунктиром приведены ХО, полученные при воздействии равновеликой с сигналом помехи в виде М-ПСП, отличающейся задержкой относительно полезного сигнала. ХО построены в виде зависимости вероятности правильного обнаружения (ВПО) D от входного ОСШ q при ВЛТ $F = 10^{-2}$. Как видно из приведенных графиков, влияние помехового сигнала из соседнего дальностного канала минимально, не смотря на высокий уровень БЛ. Рисунок 2 иллюстрирует снижение ВЛТ F при просмотре соседних каналов дальности. Сплошной линией на рисунке 2 приведена зависимость ВЛТ в просматриваемом дальностном канале при воздействии исходного аддитивного шума и одиночного сигнала в виде М-ПСП с отличающейся задержкой. Пунктиром там же приведена аналогичная зависимость ВЛТ при воздействии двух сигналов с отличающимися задержками. Как видно из графиков, ВЛТ резко падает с появлением сигналов в других дальностных каналах, что является явным преимуществом использования кодовых ПСП сигналов для бинарной манипуляции фазы в зондирующем сигнале.

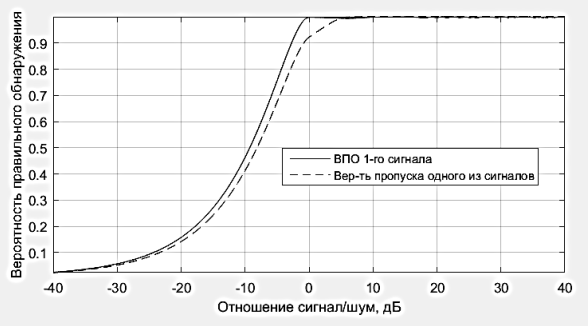


Рисунок 1.

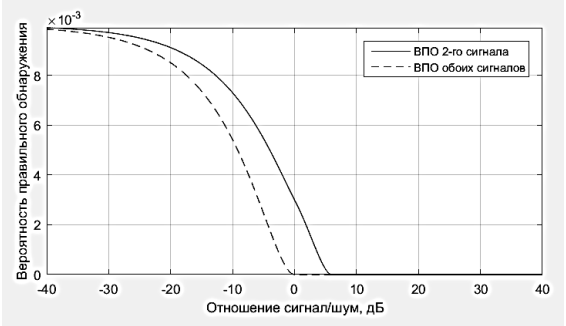


Рисунок 2.

При обнаружении сигналов, отраженных от скоростных целей и имеющих доплеровский сдвиг $f_D > 1/T$, традиционная схема построения когерентно-доплеровского приемника, представленная на рисунке 3 и содержащая согласованный с сегментом фильтр с переменной импульсной характеристикой, стробирующее устройство и последующий анализатор доплеровского спектра, становится неработоспособной [11]. На рисунке 4 приведены временные

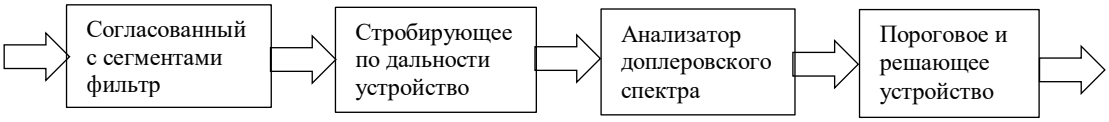


Рисунок 3.

диаграммы, иллюстрирующие работу схемы, приведенную на рисунке 3. На верхнем графике схематично приведена структура троичной кодирующей последовательности, в котором знаки ±

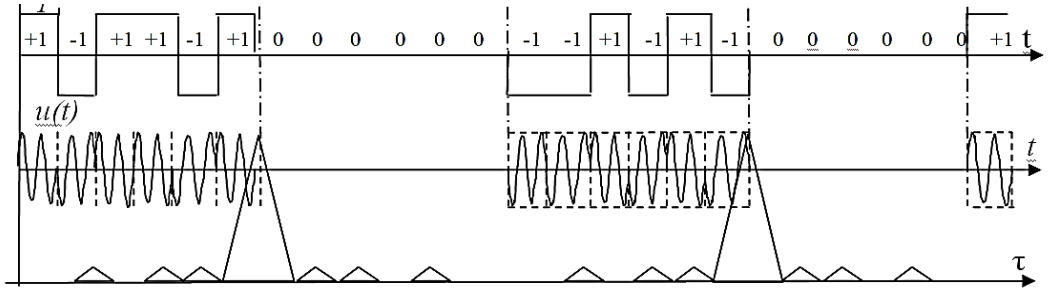


Рисунок 4.

соответствуют переключению фазы на 180°, а 0 и 1 соответствуют манипуляции амплитуды квазинепрерывного сигнала. На среднем графике так же схематично представлен сложномодулированный радиосигнал, сформированный на основе приведенной выше кодирующей последовательности. Нижний график соответствует сжатому в согласованном фильтре сигналу, который после соответствующего стробирования по задержке τ поступает в доплеровский анализатор спектра, в котором реализуется какой-либо алгоритм вычисления СПМ, например, алгоритм ПОЛП. Если период доплеровского сдвига частоты $T_D = 1/f_D$ меньше длительности фрагмента сигнала в согласованном фильтре (апертуры сжимающего фильтра), последний теряет работоспособность.

Выходом в этой ситуации является использование многосегментного варианта МБ, основанного на предположении однородности АР моделей в отдельных сегментах, образованных при обработке данных с разрывами, в данном случае, квазинепрерывных зондирующих сигналов [12]. Рассмотрим квазинепрерывные энергоемкие сигналы низкой скважности Q<10, которые применяются в декаметровой (ДКМ) загоризонтной (ЗГ) радиолокации при моностатическом расположении приемной и передающей позиций или при работе РЛС на одну антенну [13]. Пусть амплитудная манипуляция на 0;1 осуществляется по закону регулярной импульсной последовательности (РИП) с длительностью импульса $\tau_{\text{РИП}} = L\tau_0$, и периодом $T_{\text{РИП}} = QL\tau_0$ причем $L = 2^i$, где i=1,2,… - целое положительное число. Впишем в каждый импульс РИП фазовую манипуляцию чипов по закону

функций Уолша (ФУ) $W_l(n),\ l=(1,2,\dots L), n=(1,2,\dots L)$, полученные на основе матрицы Адамара [14] и будем рассматривать их как отдельные сегменты сигнала (рисунок 5) с периодом $T=LT_{\text{РИП}}=QL^2\tau_0$.

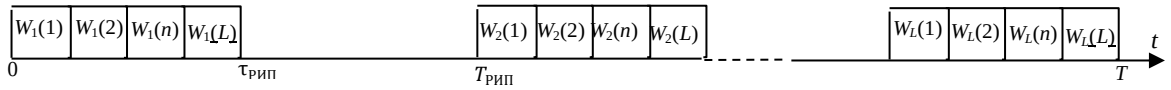


Рисунок 5.

Запишем сегменты сигнала в виде строк квадратной матрицы $L\times L$. Полезное свойство матрицы Адамара заключается в том, что как строки, так и столбцы образуют ФУ. Поэтому:

$$\begin{vmatrix} W_1(1) & W_1(2) & \dots & W_1(n) & \dots & W_1(L) \\ W_2(1) & W_2(2) & \dots & W_2(n) & \dots & W_2(L) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ W_l(1) & W_l(2) & & W_l(n) & & W_l(L) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ W_L(1) & W_L(2) & & W_L(n) & & W_L(L) \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} W_1(1) & W_2(1) & \dots & W_l(1) & \dots & W_L(1) \\ W_1(2) & W_2(2) & \dots & W_l(2) & \dots & W_L(2) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ W_1(n) & W_2(n) & & W_l(n) & & W_l(n) \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ W_1(L) & W_2(L) & & W_l(L) & & W_L(L) \end{vmatrix}. \quad (8)$$

При этом попарные произведения ФУ так же, по аналогии с М-ПСП, дают ФУ с новым номером, отличающимся от номеров ФУ, образующих произведение: $W_l(n)*W_i(n)=W_j(n),\ (l\neq i\neq j\neq 1)$. Исключение составляет ФУ $W_1(n)$: $W_1(n)*W_i(n)=W_i(n),(i\neq 1)$. При этом всегда $W_i(n)*W_i(n)=W_1(n)$. На рисунке 6 представлена схема обработки отраженных квазинепрерывных сигналов на основе РИП с внутриимпульсной фазовой манипуляцией по кодам ФУ вида (8) с матричным запоминающим устройством (ЗУ) на входе, в которое построчно записываются сегменты входного сигнала $x(n),(n=1,2,\dots L,\dots,2L,\dots,L^2,\dots,N)$, где нижний индекс соответствует номеру сегмента. Заметим, что максимальная энергия принимаемого сигнала на предельных дальностях для моностатической РЛС обеспечивается при скважности $Q=2$.

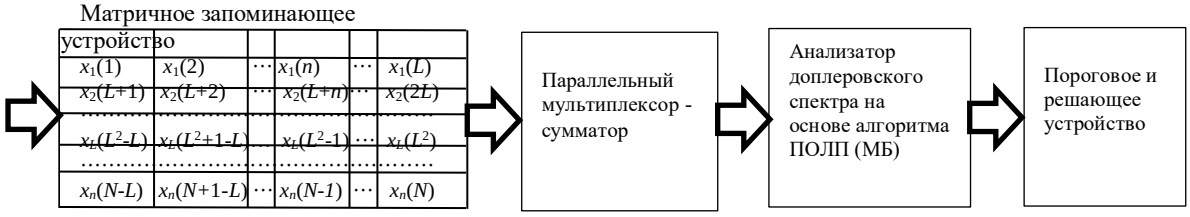


Рисунок 6.

При обнаружении медленных целей с невысокой доплеровской частотой (рисунок 7, пунктир 1) по дальномерным каналам в параллельном мультиплексоре осуществляется фазовая демодуляция в соответствии с просматриваемым каналом дальности и построчное суммирование результатов в пределах сегмента. Результаты суммирования поступают в анализатор доплеровского спектра и, далее, в пороговое и решающее устройство, в котором принимается решение об обнаружении сигнала в каждом дальностно-доплеровском канале и производится оценка информативных параметров (дальности и радиальной скорости).

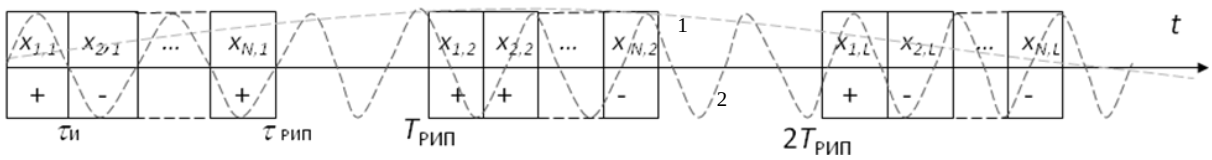


Рисунок 7.

При обнаружении скоростных целей, доплеровская частота которых изменяется в пределах сегмента (рисунок 7, пунктир 2), СПМ оценивается с помощью модифицированного многосегментного алгоритма ПОЛП. Параметры АР модели вычисляются по сегментам, для чего в параллельном мультиплексоре так же производится фазовая демодуляция сигнала конкретного дальностного канала, но отсчеты не суммируются, а поступают в анализатор доплеровского спектра, в котором реализуется многосегментный алгоритм ПОЛП и вычисляется

итоговая оценка СПМ. В остальном режим обнаружения скоростных целей идентичен описанному выше.

Как показали исследования, переход к многосегментному варианту МБ приводит к незначительным потерям в ХО медленных целей по сравнению с обычным несегментированным МБ, однако при обнаружении скоростных целей выигрывает порядка 12 дБ [10,11]. Это позволяет рекомендовать МБ как самостоятельный субоптимальный метод обнаружения сигналов и оценивания их параметров в ЗГ РЛС декаметрового диапазона.

Литература

1. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения. Пер. с англ. - М., «Мир», 1990, 584 с.
2. Haykin S. Adaptive Filter Theory, 5th Edition, Prentice Hall, 2013, 913 с.
3. Хайкин С. Нейронные сети. Полный курс, 2-е изд. Пер. с англ. – М.: ООО «И. Д. Вильямс», 2006. 1104 с.
4. Кутузов В.М. Проблемы и перспективы применения параметрических методов обработки радиолокационной информации // Радиоэлектроника в СПб ГЭТУ. Сб. научных трудов. Вып. 2. - СПб: Изд. СПб ГЭТУ, 1996, с. 86-98.
5. Малышкин Г.С. Оптимальные и адаптивные методы обработки гидроакустических сигналов. Т.2. Адаптивные методы. - СПб: Концерн «ЦНИИ «Электроприбор», 2011. 374 с.
6. MATLAB. **mathworks.com**›products/matlab.html
7. Аникин А.П., Кутузов В.М. Исследование рабочих статистик модельно-параметрического метода собственных векторов в задачах обнаружения радиолокационных сигналов // Известия вузов России. Радиоэлектроника. №2, 2006, с. 59-68.
8. Кутузов В.М., Коновалов А.А., Михайлов В.Н. Морская радиолокация. Конспект лекций. - СПб.: Изд. СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2016. 146 с.
9. Kay S. M. Modern Spectral Estimation. - New Jersey: Prentice-Hall, Inc., Englewood Cliffs, 1988. 543 p.
10. Кутузов В.М., Мазуров К.А. Многосегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов. Характерстики обнаружения скоростных целей // Известия вузов России. Радиоэлектроника. №4, 2009, с. 37-42.
11. Кутузов В.М., Мазуров К.А. Многосегментный авторегрессионный алгоритм обработки сложномодулированных сигналов. Характерстики помехоустойчивости// Известия вузов России. Радиоэлектроника. №6, 2010, с. 43-49.
12. Kutuzov V.M. Space-time data processing with breaks based on the parametric models // Proceed. International radar Symposium IRS-2004. 19-21 May 2004, Warszawa, Poland. Warsaw University of Technology. P. 391-399.
13. Бархатов А.В, Безуглов А.В., Веремьев В.И. и др. Основы проектирования многопозиционных декаметровых РЛС пространственной волны. / Под ред. В.М. Кутузова. – СПб.: Изд. СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012. 191 с.
14. Ипатов В.П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. – М.: Техносфера, 2007, 488 с.

«PARAMETRIC SIGNAL PROCESSING ALGORITHM BASED ON THE BERG METHOD FOR SPEED TARGET DETECTION»

Professor Kutuzov V.M**.,** Professor Ipatov V.P.,
Associate Professor Vorobev E.N.

Saint Petersburg Electrotechnical University "LETI", Saint Petersburg

This study examines a parametric algorithm using the autoregressive models with a finite number of variable parameters as applied to the processing of complex modulated probing signals in decameter coherent Doppler over-the-horizon radars. The parametric algorithm is based on Berg's spectral estimation method with enhanced frequency resolution that can be used in correlation receivers for signal compression in spectral and time domains. The detection and noise immunity characteristics obtained demonstrate the feasibility of using Berg's method to detect and estimate space-time parameters of signals reflected from fast-moving targets. The possible schemes for the design of a suboptimal receiver for the decameter surface-wave over-the-horizon radar are proposed.

СНИЖЕНИЕ РАЗМЕРНОСТИ ДЛЯ ДВУХМЕРНОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА СИГНАЛОВ НА ОСНОВЕ РЕГУЛЯРИЗАЦИИ НОРМОЙ ПЕРВОГО ПОРЯДКА

асп. Пехтерев А.П.[1], доц. Маврычев Е.А.[2]

[1]ПАО «НПО «Алмаз» им. академика А.А. Расплетина
[2]Нижегородский государственный технический университет им. Р.Е. Алексеева

В данной работе рассматривается двухмерный спектральный анализ сигналов на основе разреженной аппроксимации, позволяющей достичь высокой разрешающей способности. В методе разреженной аппроксимации используется подход, основанный на минимизации квадрата ошибки с регуляризацией нормой первого порядка. Полученная оптимизационная задача решается с помощью вычислительно эффективного алгоритм проксимального градиентного спуска и имеет вычислительную сложность, определяющуюся произведением размерностей. Предлагается два метода снижения размерности с целью уменьшения вычислительной сложности алгоритма восстановления. Эти методы основаны на использовании сингулярного разложения матрицы сигналов. Численные примеры демонстрируют характеристики восстановления спектра для алгоритмов со снижением размерности.

Введение

В последние два десятилетия особое внимание уделяется алгоритмам обработки разреженных сигналов [1]-[3], в том числе в задачах спектрального анализа [4]-[5]. Эти алгоритмы позволяют достичь высокой разрешающей способности, что делает их привлекательными для решения различных задач на практике. Использование методов разреженной аппроксимации в спектральном анадизе базируется на априорном предположении, что количество гармонических составляющих существенно меньше числа элементов разрешения в частотной области. Поэтому такой сигнал называют разреженным сигналом в частотной области. Восстановление разреженных спектров основывается на минимизации числа гармонических составляющих и поиске их комплексных амплитуд, при котором обеспечивается значение квадрата ошибки меньше заданной величины [1], [3], [5]. Получаемая задача оптимизации является невыпуклой, не имеющей решения полиномиальной сложности [3]. В связи с этим было предложено большое количество методов решения задачи разреженной аппроксимации, которые позволяют найти приближенное решение с приемлемой вычислительной сложностью.

Один из наиболее эффективных подходов основывается на регуляризации квадрата ошибки нормой первого порядка вектора неизвестных параметров, что приводит к задаче, называемой LASSO [6]. Минимизация такой регуляризированной функции качества является выпуклой оптимизационной задачей. Для ее решения существует вычислительно эффективный алгоритм, получивший название ISTA [7], относящийся к классу проксимальных градиентных алгоритмов. Вычислительная сложность на каждой итерации алгоритма ISTA пропорциональна произведению размерности вектора сигнала и размерности вектора неизвестных параметров. В работе [8] предложена параллельная реализация данного алгоритма применительно к спектральному анализу. Однако, проблема вычислительной сложности особенно актуальна при двухмерном спектральном анализе. В этом случае сложность растет как произведение двух размерностей. Таким образом, реализация алгоритм ISTA при двухмерном спектральном анализе требует значительных вычислительных затрат при больших размерностях сигналов и их снижение является важной задачей для практической реализации двухмерного анализа.

В данной работе рассматривается два способа уменьшения вычислительной сложности за счет снижения размерности. Первый способ заключается в снижении размерностей вектора сигнала и основан методе главных компонент [9]-[10], который широко применяется в машинном обучении и обработке сигналов. В этом методе используется сингулярное разложение матрицы сигналов и ее аппроксимация матрицей меньшего ранга. Во втором способе рассматривается снижение размерности алфавита или, другими словами, уменьшение числа гармонических составляющих, используемых для разреженного представления сигнала. Представляются результаты математического моделирования, показывающие эффективность предлагаемых методов снижения размерности.

Модель сигнала и разреженное представление

Рассмотрим модель двухмерного комплексного входного сигнала $x_{n,m} \in \mathbb{C}$ с дискретными координатам n=1…N, и m=1…M. Входной входной сигнал $x_{n,m}$ является суперпозицией комплексных синусоид и шума

$$x_{n,m} = \sum_{j=1}^{J} \tilde{h}_k e^{j\tilde{\omega}_j n} e^{j\tilde{\psi}_j m} + v_{n,m} \quad (1)$$

где J - число источников, $\tilde{h}_1, \dots, \tilde{h}_J$ - комплексные амплитуды синусоид, $(\tilde{\omega}_1, \tilde{\psi}_1), \dots, (\tilde{\omega}_J, \tilde{\psi}_J)$ - нормированные круговые частоты по координатам n и m, соответственно, для J источников, $v_{n,m}$ – комплексный шумовой

процесс, который имеет гауссовский закон распределения с нулевым математическим ожиданием и дисперсией равной единице.

Представим гармонический сигнал по координате n на частоте ω с единичной амплитудой и нулевой начальной фазой в виде вектора $\mathbf{a}(\omega) = [1 \quad e^{j\omega} \quad \dots \quad e^{j\omega(N-1)}]^T$ и аналогично сигнал по координате m на частоте ψ в виде вектора $\mathbf{b}(\psi) = [1 \quad e^{j\psi} \quad \dots \quad e^{j\psi(M-1)}]^T$, где $(.)^T$ означает операцию транспонирования. Тогда выражение (1) можно переписать в матричном виде

$$\mathbf{X} = \sum_{j=1}^{J} \tilde{h}_j \mathbf{a}(\tilde{\omega}_j)\mathbf{b}^T(\tilde{\psi}_j) + \mathbf{V}, \tag{2}$$

где $\mathbf{X} \in \mathrm{C}^{N\times M}$ – матрица входного сигнала и $\mathbf{V} \in \mathrm{C}^{N\times M}$ – матрица шума.

Матрицу входных сигналов можно представить в виде вектора $\mathbf{x} = \mathrm{vec}\{\mathbf{X}\} \in \mathrm{C}^{NM}$ размерности $NM\times1$, состоящего из столбцов матрицы $\mathbf{X}$, а выражение (2) перепишем в эквивалентном виде

$$\mathbf{x} = \sum_{j=1}^{J} \tilde{h}_j \mathbf{a}(\tilde{\omega}_j)\otimes\mathbf{b}(\tilde{\psi}_j) + \mathbf{v}, \tag{3}$$

где $\otimes$ – символ Кронекерова произведения векторов, $\mathbf{v} = \mathrm{vec}\{\mathbf{V}\}$.

Полагаем, что возможные значения частот гармоник являются дискретными и лежат в пределах $[0; 2\pi]$ с шагом $\Delta\omega = 2\pi/L$ и $\Delta\psi = 2\pi/K$, где L, K – число дискретных значений по частоте ω и частоте ψ, соответственно. Таким образом, значения по частотам образуют дискретную сетку

$$\begin{aligned} \omega_l &= (l-1)\Delta\omega, \qquad l = 1, \dots, L, \\ \psi_k &= (k-1)\Delta\psi, \quad k = 1, \dots, K. \end{aligned} \tag{4}$$

или множество параметров (ω, ψ) частот гармоник. Считаем, что частоты гармоник $(\tilde{\omega}_1, \tilde{\psi}_1), \dots, (\tilde{\omega}_J, \tilde{\psi}_J)$ входного сигнала (1) принадлежат множеству параметров, т.е. $\tilde{\omega}_1, \dots, \tilde{\omega}_J \in \{\omega_1, \dots, \omega_L\}$ и $\tilde{\psi}_1, \dots, \tilde{\psi}_J \in \{\psi_1, \dots, \psi_K\}$.

Для разреженного представления входного сигнала введем матрицы, столбцы которых содержат гармоники с частотами из множества параметров, а именно

$$\mathbf{A} = [\mathbf{a}(\omega_1), \dots \mathbf{a}(\omega_L)] \in \mathrm{C}^{N\times L}, \quad \mathbf{B} = [\mathbf{b}(\psi_1), \dots \mathbf{b}(\psi_K)] \in \mathrm{C}^{M\times K}, \tag{5}$$

представляющие собой алфавит гармоник по координатам n и m, соответственно.

Далее запишем вектор $\mathbf{s}(\omega, \psi) = \mathbf{a}(\omega)\otimes\mathbf{b}(\psi) \in \mathrm{C}^{NM}$, зависящий от частот ω, ψ и введем матрицу гармоник с частотами $(\omega_1, \psi_1), \dots, (\omega_1, \psi_K), (\omega_2, \psi_1) \dots (\omega_L, \psi_K)$, соответствующими дискретной сетке

$$\mathbf{S} = \left[\mathbf{s}(\omega_1, \psi_1), \dots, \mathbf{s}(\omega_1, \psi_{L,}), \mathbf{s}(\omega_2, \psi_1), \dots, \mathbf{s}(\omega_K, \psi_{L,})\right] \in \mathrm{C}^{NM\times LK}, \tag{6}$$

Тогда вектор сигнала (3) перепишем в следующем виде

$$\mathbf{x} = \mathbf{S}\mathbf{h} + \mathbf{v}, \tag{7}$$

где $\mathbf{h} = [h_1 \ \dots \ h_{LK}] \in \mathbb{C}^{LK}$ – разреженный вектор комплексных амплитуд гармонических составляющих сигнала, содержащий J ненулевых компонент $\tilde{h}_1, \dots, \tilde{h}_J$. Также можно записать $\|\mathbf{h}\|_0 = J$, где $\|.\|_0$ норма нулевого порядка вектора, равная числу его ненулевых компонент.

Алгоритм с регуляризацией нормой первого порядка

Математическая формулировка задачи разреженной аппроксимации представляется следующим образом

$$\min_{\mathbf{h}} \|\mathbf{h}\|_0, \quad \|\mathbf{x} - \mathbf{S}\mathbf{h}\|_2^2 \le \varepsilon^2, \tag{8}$$

т.е. выполняется поиск вектора параметров с наименьшим числом ненулевых компонент; при этом квадрат ошибки между принятым сигналом и моделью не должен превышать величины ε^2, выбор которой зависит от дисперсии шума.

Как было отмечено выше, оптимизационная задача (8) является невыпуклой и не имеет алгоритма полиномиальной сложности, сходящегося к глобальному экстремуму. Поэтому представляют интерес приближенные алгоритмы решения задачи (8). Рассмотрим подход, основанный на минимизации квадрата ошибки нормой первого порядка вектора неизвестных параметров. В этом случае возникает следующая оптимизационная задача, которую в литературе называют LASSO [6]

$$\min_{\mathbf{h}} \|\mathbf{x} - \mathbf{S}\mathbf{h}\|_2^2 + \lambda\|\mathbf{h}\|_1. \tag{9}$$

В отличии от (8) задача (9) является выпуклой, для ее решения может быть использован проксимальный градиентный алгоритм ISTA, в котором на каждой итерации выполняется градиентный спуск

$$\tilde{\mathbf{h}}^{(i)} = \mathbf{h}^{(i-1)} - \gamma\mathbf{S}^H(\mathbf{x} - \mathbf{S}\mathbf{h}^{(i-1)}) \tag{10}$$

и применяется проксимальный оператор

$$\mathbf{h}^{(i)} = S_\lambda\left(\tilde{\mathbf{h}}^{(i)}\right), \tag{11}$$

где $(.)^H$ – операция Эрмитова сопряжения. Проксимальный оператор применяется к каждому элементу вектора $\tilde{\mathbf{h}}^{(i)}$, при этом q-ый элемент равен $\left[S_\lambda\left(\tilde{\mathbf{h}}^{(i)}\right)\right]_q = \tilde{h}_q^{(i)}/|\tilde{h}_q^{(i)}|\, max\{\tilde{h}_q^{(i)} - \lambda, 0\}$, где $q = 1, \dots, LK$.

Вычислительную сложность алгоритма ISTA определяет умножение вектора на матрицу в (10), в котором необходимо выполнить $NMLK$ комплексных умножений.

Методы снижение размерности

Рассмотрим два алгоритма снижения размерности, приводящие к уменьшению вычислительной сложности алгоритма ISTA. Эти алгоритмы основаны на методе главных компонент [9], в котором матрица входных сигналов представляется в виде сингулярного разложения

$$\mathbf{X} = \mathbf{U}\mathbf{\Lambda}\mathbf{V}^H, \tag{12}$$

где $\mathbf{U}$ и $\mathbf{V}$ – матрицы левых и правых сингулярных векторов и $\mathbf{\Lambda}$ – диагональная матрица сингулярных чисел. В базисе сингулярного разложения можно выделить два подпространства $\mathbf{U} = [\mathbf{U}_s \;\; \mathbf{U}_n]$, $\mathbf{V} = [\mathbf{V}_s \;\; \mathbf{V}_n]$, $\mathbf{\Lambda} = diag\{\mathbf{\Lambda}_s, \mathbf{\Lambda}_n\}$. Первое подпространство $\mathbf{U}_s, \mathbf{V}_s$ содержит полезные сигналы, а второе $\mathbf{U}_n, \mathbf{V}_n$ – только собственные шумы. Для аппроксимации матрицы $\mathbf{X}$ можно использовать векторы сигнального подпространства $\mathbf{X} \approx \mathbf{U}_s\mathbf{\Lambda}_s\mathbf{V}_s^H$. Отметим, что при отсутствии шумов векторы $\mathbf{a}(\widetilde{\omega}_1), \dots, \mathbf{a}(\widetilde{\omega}_J)$ являются линейной комбинацией сингулярных векторов, входящих в матрицу $\mathbf{U}_s$, а векторы $\mathbf{b}(\tilde{\psi}_1), \dots, \mathbf{b}(\tilde{\psi}_J)$ являются линейной комбинацией сингулярных векторов, входящих в матрицу $\mathbf{V}_s$. Используя матрицы $\mathbf{U}_s, \mathbf{V}_s$, можно выполнить линейное преобразование для снижения размерности сигнала

$$\widetilde{\mathbf{X}} = \mathbf{U}_s^H\mathbf{X}\mathbf{V}_s, \;\; \tilde{\mathbf{x}} = \mathrm{vec}\{\widetilde{\mathbf{X}}\} \in \mathrm{C}^{N_1M_1}, \tag{13}$$

при этом матрицы алфавита преобразуются

$$\widetilde{\mathbf{A}} = \mathbf{U}_s^H\mathbf{A} \in \mathrm{C}^{N_1\times L}, \;\; \widetilde{\mathbf{B}} = \mathbf{B}\mathbf{V}_s \in \mathrm{C}^{M_1\times K}. \tag{14}$$

После преобразования реализуется алгоритм ISTA (10), (11). Вычислительная сложность снижается в NM/N_1M_1 раз.

Рассмотрим другой подход, при котором снижается размерность не вектора сигнала, а размерность вектора параметров или размерность алфавита. Так как матрицы $\mathbf{U}_s$ и $\mathbf{V}_s$ содержат базисные векторы, по которым можно выполнить разложение векторов гармоник

Таким образом, для анализа элементов алфавита можно рассматривать проекции векторов матриц алфавита $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$ на подпространство сигналов сингулярного разложения матрицы входных сигналов $\mathbf{X}$. Величины проекций определим с помощью следующих норм $\|\mathbf{U}_s\mathbf{a}_l\|$, $l = \mathbf{1}, \dots, L$ и $\|\mathbf{V}_s\mathbf{b}_k\|$, $k = 1, \dots, K$. Тогда при выполнении условия

$$\|\mathbf{U}_s\mathbf{a}_l\| > \gamma_a \tag{15}$$

вектор $\mathbf{a}_l$ включается в новый алфавит. Аналогично, условие включения в алфавит вектора $\mathbf{b}_k$

$$\|\mathbf{V}_s\mathbf{b}_k\| > \gamma_b \tag{16}$$

Пороговые значения γ_a, γ_b выбираются исходя из компромисса между качеством восстановления спектра и вычислительной сложностью.

Результаты моделирования

Рассмотрим следующий численный пример. Двумерный принимаемый сигнал имеет размерность $N = 8$ и $M = 6$. В нём присутствуют три гармонических составляющих с частотами $|\widetilde{\omega}_1| = 2\pi \cdot 5/L$, $|\widetilde{\omega}_2| = 2\pi \cdot 9/L$, $|\widetilde{\omega}_3| = 2\pi \cdot 13/L$, $|\tilde{\psi}_1| = 2\pi \cdot 10/K$, $|\tilde{\psi}_2| = 2\pi \cdot 14/K$, $|\psi_3| = 2\pi \cdot 25/K$, где $L = K = 30$, равными амплитудами $|\tilde{h}_1| = |\tilde{h}_2| = |\tilde{h}_2| = h_0$ и случайными начальными фазами для каждой гармоники, для каждой реализации. Наконец, они имеют равномерное распределение на интервале $[0;\ 2\pi]$. Статистическое моделирование выполнятся с усреднением по ансамблю в **10000** реализаций. В качестве характеристики разрешения будем использовать вероятность успешной реализации алгоритма восстановления спектра. Успешным восстановлением будем считать случай, когда расположение в сетке частот восстановленных спектральных компонент совпадает с истинным или занимает одно из соседних по отношению к истинному положению. Кроме того, минимальная амплитуда из всех восстановленных компонент превышает максимальные шумовые значения амплитуд.

На рисунке 1 и рисунке 2 показаны зависимости вероятности успешного восстановления от амплитуды h_0 для метода ISTA без снижения размерности, со снижением размерности входного сигнала (рисунок 1) и со снижением размерности алфавита (рисунок 2). Снижение размерности входного сигнала выполнена для значений размерности $N_1 = M_1 = 3;\ 4;\ 5$, при этом коэффициент сжатия размерности будет составлять 5,33; 3; 1,92, соответственно. Коэффициенты γ_a, γ_b выбраны так, чтобы коэффициент сжатия размерности алфавита составлял 4 и 8.

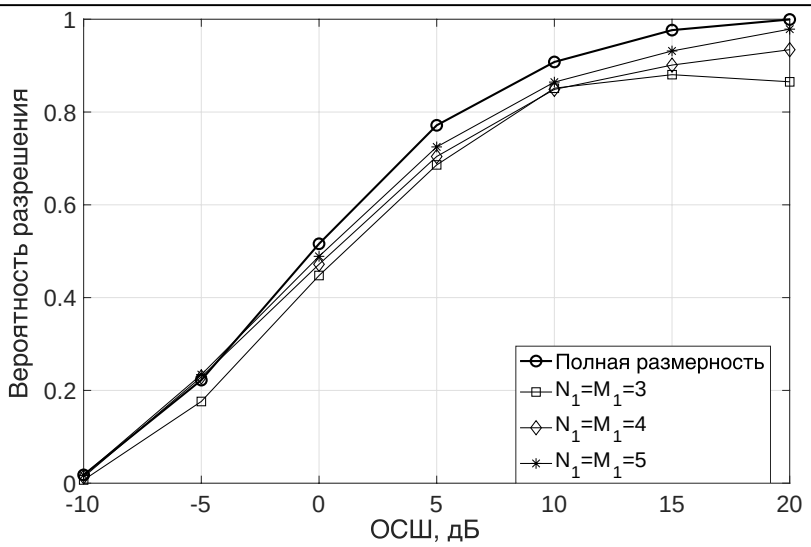


Рисунок 1. Зависимость вероятности успешного восстановления от амплитуды гармоник при уменьшении размерности сигнала.

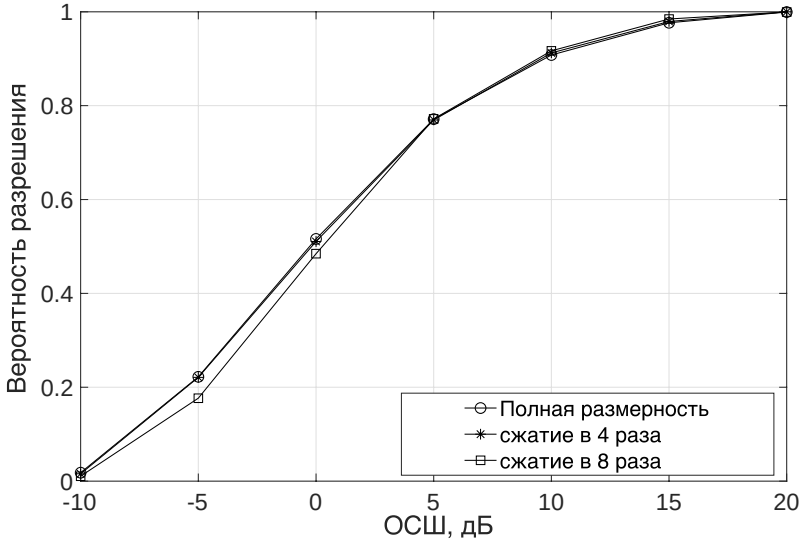


Рисунок 2. Зависимость вероятности успешного восстановления от амплитуды гармоник при уменьшении размерности алфавита.

Литература

1. Foucart S., Rauhut H. A Mathematical Introduction to Compressive Sensing // Birkhäuser, 2013. P. 625.
2. Donoho D. Compressed sensing // IEEE Transactions on Information Theory, vol. 52, no. 4, pp. 1289–1306, 2006.
3. Donoho D.L., Huo X. Uncertainty principles and ideal atomic decomposition // IEEE Transactions on Information Theory, vol. 47, no. 7, pp. 2845–2862, 2001.
4. Gorodnitsky I.F., Rao B.D. Sparse signal reconstruction from limited data using FOCUSS: a re-weighted minimum norm algorithm // IEEE Trans. on Signal Processing, vol. 45, no. 3, pp. 600–616, 1997.
5. Duarte M. , Baraniuk R. Spectral compressive sensing // Applied and Computational Harmonic Analysis, 2012.
6. Tibshirani R. Regression shrinkage and selection via the Lasso // Journal of the Royal Statistical Society Series B, 1996, Vol. 58, No. 1. - Pp. 267–288.
7. Beck A., Teboulle M. A fast iterative shrinkage-thresholding algorithm for linear inverse problems // SIAM Journal on Imaging Sciences, 2009, Vol. 2 No 1. – Pp. 183–202
8. Пехтерев А.П., Маврычев Е.А. Параллельная реализация итерационного алгоритма спектрального анализа на основе регуляризации нормой первого порядка // Радиолокация, навигация, связь: сборник трудов XXVIII Международной научно-технической, посвященной памяти конференции Б.Я. Осипова, г. Воронеж, 27-29 сентября 2022, Т. 1, С. 213-224.
9. Hastie T., Tibshirani, R., Friedman, J. The Elements of Statistical Learning; Data mining, Inference and Prediction // 2nd Edition, Springer Verlag, New York, 2009.
10. Kannan R., Vempala S., Woodruff D. Principal component analysis and higher correlations for distributed data // in Conference on Learning Theory, 2014, pp. 1040–1057.

DIMENSION REDUCTION FOR TWO-DIMENSIONAL SPECTRAL ANALYSIS OF SIGNALS BASED ON L1-NORM REGULARIZATION

Pehterev A.P.[1], Mavrychev E.A.[2]

[1]PJSC «ALMAZ R&P Corp.»
[2]Nizhny Novgorod State Technical University n.a. R.E. Alekseev

This paper discusses two-dimensional spectral analysis of signals based on sparse approximation, which allows achieving high resolution. The sparse approximation method uses an approach based on minimizing the squared error with regularization by a first-order norm. The resulting optimization problem is solved using a computationally efficient proximal gradient descent algorithm and has a computational complexity determined by the product of dimensions. Two dimensionality reduction methods are proposed to reduce the computational complexity of the reconstruction algorithm. These methods are based on the use of singular value decomposition of the signal matrix. Numerical examples demonstrate the spectrum reconstruction performance of dimensionality reduction algorithms.

АЛГОРИТМ ФОРМИРОВАНИЯ БИОМЕТРИЧЕСКОГО ЭТАЛОНА ДЛЯ СИСТЕМ АУТЕНТИФИКАЦИИ С ДЕТЕРМИНИРОВАННЫМ РЕШАЮЩИМ ПРАВИЛОМ

преп. Филипов И.А., асп. Папуша Н.А.,
асп. Гужова С.А., д.т.н. Малыгина Е.А.

Пензенский государственный университет

Рассмотрен порядок и особенности формирования биометрического шаблона систем аутентификации по рукописному слову-паролю. Отмечены недостатки и их устранение. Показано, что имеет смысл учитывать только старшие коэффициенты рядов Фурье, Уолша, Хаара, а также дополнительная идентификационная информация может быть получена, если функционалы Фурье вычислять по каждой рукописной букве анализируемого слова. Сделан вывод о том, что использование нейронной сети большого размера в качестве биометрического эталона позволяет более эффективно использовать статистики биометрических параметров и строить более точные гипотезы.

Существующие системы биометрической аутентификации на основе ввода рукописного слова-пароля учитывают динамические биометрические параметры, получаемые путем вычисления некоторых линейных функционалов по полной реализации подписи или по её фрагментам. При этом анализируются зависимости движения пера по осям *X, Y* и силы давления на поле ввода планшета от времени ввода парольного слова. Важным моментом на этом этапе является точность измерения. Поэтому промежутки времени между измерениями должны быть очень короткими [1, 2].

Следующей после получения функций *X(t), Y(t) и Z(t)* является задача извлечения биометрических параметров. При этом вычисляются глобальные и локальные параметры.

Глобальными параметрами в данном случае являются динамические параметры, вычисленные по полной реализации кривых *Y(t), X(t), Z(t).* Локальными параметрами называются аналогичные параметры, но вычисленные по некоторым отрезкам полных кривых *Y(t), X(t), Z(t),* например, соответствующие разным буквам парольного слова [2–4].

В качестве вычисляемых линейных функционалов удобно использовать ортогональные функционалы Фурье, Уолша, Хаара. Выбор ортогональных преобразований обусловлен тем, что они дают данные с меньшей внутренней корреляцией по сравнению с иными, неортогональными функционалами [4].

Вполне естественно, что имеет смысл учитывать только старшие коэффициенты рядов Фурье, Уолша, Хаара. Если задаться конкретными значениями коэффициентов, то легко вычисляется длина вектора контролируемых при идентификации биометрических параметров [4].

Практика показала, что для рукописных слов из 4, 5, 6 достаточно учитывать порядка 16 косинусных и синусных коэффициентов ряда Фурье (k=1,2,3,….16) [5, 6]. Тогда учёт 3-х координат позволяет получить вектор из 96 динамических параметров:

$$a_{xk} = \frac{1}{T}\int_0^T X(t)\cdot\cos\left(k\frac{2\pi}{T}t\right)dt; \qquad b_{xk} = \frac{1}{T}\int_0^T X(t)\cdot\sin\left(k\frac{2\pi}{T}t\right)dt; \quad (1)$$

$$a_{yk} = \frac{1}{T}\int_0^T Y(t)\cdot\cos\left(k\frac{2\pi}{T}t\right)dt; \qquad b_{yk} = \frac{1}{T}\int_0^T Y(t)\cdot\sin\left(k\frac{2\pi}{T}t\right)dt; \quad (2)$$

$$a_{zk} = \frac{1}{T}\int_0^T Z(t)\cdot\cos\left(k\frac{2\pi}{T}t\right)dt; \qquad b_{zk} = \frac{1}{T}\int_0^T Z(t)\cdot\sin\left(k\frac{2\pi}{T}t\right)dt; \quad (3)$$

где T – полное время ввода подписи

Дополнительная идентификационная информация может быть получена, если функционалы Фурье вычислять по каждой рукописной букве анализируемого слова. Естественно, что при этом приходится учитывать меньшее число коэффициентов Фурье (обычно учитывается не более 3, 5 коэффициентов), однако даже это дает удвоение или утроение длины контролируемого вектора. Так если учитывать только по 3 коэффициента, то получается 18 дополнительных коэффициентов по каждой букве. Для слова из 5 букв получается дополнительно 90 коэффициентов, что фактически приводит к удвоению длины контролируемого вектора динамических параметров. Линейность используемых ортогональных функционалов позволяет крайне просто осуществлять операцию масштабирования сигналов по осям *X, Y, Z* [6]. Для определения неизвестных масштабов только что введенной подписи достаточно решить 3 независимых линейных уравнения:

$$\mu_x \cdot \sqrt[2]{\sum_{k=1}^{16}(a_{xk}^2 + b_{xk}^2)} = C_x, \quad (4)$$

$$\mu_y \cdot \sqrt[2]{\sum_{k=1}^{16}(a_{yk}^2 + b_{yk}^2)} = C_y, \quad (5)$$

$$\mu_z \cdot \sqrt[2]{\sum_{k=1}^{16}(a_{zk}^2 + b_{zk}^2)} = C_z, \quad (6)$$

где C_X, C_Y, C_Z – это значения квадратных корней в этих же уравнениях, соответствующие первой введенной подписи.

Для приведения данных к масштабу первой введенной подписи достаточно умножить значения вычисленных линейных функционалов на полученные масштабные коэффициенты. Следует отметить, что проблема приведения к единому масштабу данных достаточно важна и имеет корректное решение только в классе линейных функциональных преобразований [6]. При использовании нелинейных функционалов проблема приведения динамических параметров к единому масштабу может не иметь корректного решения.

Еще одной проблемой является проблема разбиения подписи на отдельные фрагменты, принадлежащие разным буквам. Корректно решить эту задачу пока не удается, и разработчики систем идентификации идут по пути псевдоразбиения на буквы (рисунок 1). Обычно предполагается, что буква соответствует фрагменту, расположенному между двумя соседними точками локальных максимумов динамической кривой *Y(t)*. При этом появление ложных локальных максимумов или исчезновение реальных локальных максимумов должно компенсироваться специальными подпрограммами коррекции.

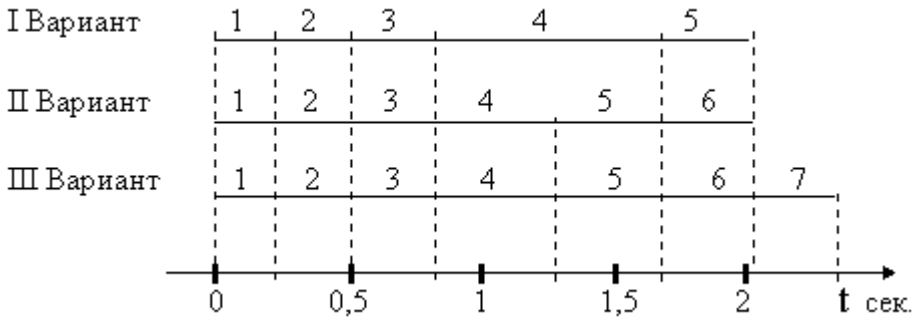


Рисунок 1. Варианты выделения фрагментов подписи

Отметим, что соотношение между глобальными и локальными динамическими параметрами должно быть сбалансировано [6]. Глобальные динамические параметры описывают похожесть подписи на образец в целом, а локальные динамические параметры позволяют оценивать похожесть на эталон воспроизведения каждой из букв каждого фрагмента подписи.

В том случае, если система анализа подписи достаточно примитивна и оценивает только глобальные параметры, проблем с формированием биометрического эталона подписи не возникает, так как число оцениваемых параметров постоянно [6].

Иначе обстоит дело с системами, учитывающими локальные особенности воспроизводимой надписи. При машинальном подсознательном воспроизведении слова с определенной частотой появляются новые дополнительные фрагменты подписи, при этом также могут исчезать (сливаться) ранее разделенные соседние фрагменты. В результате дробление подписи на фрагменты оказывается неоднозначным, при обучении фиксируется несколько вариантов подписи, присутствующих у автора.

Из ситуации неоднозначной разметки подписи возможно два выхода. Первый выход связан с формированием нескольких независимых эталонов, при этом для формирования каждого эталона требуется несколько подписей, что усложняет процесс обучения системы. Второй путь связан с приведением всех вариантов к некоторому усредненному варианту.

Коэффициенты разложения a_{xi} ,b_{xi} , a_{yi} , b_{yi}, a_{pi}, b_{pi}, c_{ij}, d_{ij}, h_{xi}, h_{yi}, вычисленные для n членов разложения согласно формулам (1) – (6), в совокупности рассматриваются как N-мерный вектор информативных биометрических параметров $V = \{v_1,v_2,...,v_N\}$.

Вектор V является исходным для последующей процедуры аутентификации, которой предшествует этап обучения системы. Каждый пользователь во время обучения должен предъявить L своих биометрических образов (12 – 20 образов).

Биометрический эталон формируется на этапе обучения и должен отражать как стабильную, так и нестабильную составляющие биометрических данных идентифицируемой личности [6, 7].

Роль биометрического эталона могут играть вектор значений математических ожиданий и вектор значений дисперсий (стандартное отклонение) измеряемых динамических параметров.

Биометрический эталон может формироваться несколькими способами в зависимости от принятого в системе решающего правила.

Удобным для реализации является рекуррентное вычисление математического ожидания:

$$m_i(v_j) \approx \frac{i-1}{i} \cdot m_{i-1}(v_j) + \frac{1}{i} \cdot v_{ji}. \quad (7)$$

При использовании (7) приходится помнить только общее число уже использованных примеров и текущее значение математического ожидания. На каждом последующем шаге появляется новое значение математического ожидания и запоминается текущее i – число учтенных примеров.

Аналогичная ситуация возникает и при вычислении дисперсии контролируемых параметров. Наиболее удобно рекуррентное вычисление дисперсии:

$$\sigma_i^2(v_j) \approx \frac{i-2}{i-1} \cdot \sigma_{i-1}^2(v_j) + \frac{1}{i-1} \cdot \left(v_{ji} - m_i(v_j)\right)^2. \quad (8)$$

После того как сформирован биометрический эталон, возможна реализация процедур аутентификации зарегистрированного пользователя.

Процедура аутентификации может строиться различными способами. Например, для анализа близости вектора *V* к эталону можно использовать меру Хэмминга [7, 8].

Пусть система при идентификации осуществляет измерение вектора $V = (v_1, v_2, \ldots, v_N)$, состоящего из *N* существенно коррелированных биометрических параметров. На этапе обучения пользователь предъявил *L* своих динамических образов, что соответствует *L* реализациям векторов биометрических параметров *Vi*.

На этапе аутентификации пользователь предъявляет подпись, которой будет соответствовать некоторый вектор информативных биометрических параметров $U = (u_1, u_2, \ldots, u_N)$. Система аутентификации производит анализ предъявленных параметров u_i $(i = 1 \ldots N)$ на попадание в установленные биометрическим эталоном зарегистрированного под заявленным именем пользователя интервалы, формируя вектор $E = \{e_1, e_2, \ldots, e_N\}$.

Если параметр u_i попадает в интервал, то $e_i = 0$, в противном случае $e_i = 1$. В результате для претендента на доступ будет сформирован вектор Хэмминга E [9].

Для "Своего" пользователя этот вектор должен состоять практически из одних нулей. Для "Чужого", предъявившего иные биометрические параметры, вектор E будет иметь много несовпадений с биометрическим эталоном (много единиц) [9].

Абсолютное значение расстояния Хэмминга *Eu* до биометрического эталона определяется как общее число несовпадений с биометрическим эталоном. Расстояние Хэмминга *Eu* всегда положительно и может изменяться от 0 до *N*.

При объеме обучающей выборки в 8 и более примеров становится целесообразным вычисление математического ожидания значений параметров $m(v_i)$ и их дисперсий $\sigma 2(v_i)$. В этом случае значение минимальной и максимальной границ принято вычислять следующим образом:

$$\min(v_j) = m(v_j) - S[L, (1 - P_1)] \cdot \sigma^2(v_j) \quad . \quad (8)$$

$$\max(v_j) = m(v_j) + S[L, (1 - P_1)] \cdot \sigma^2(v_j) \quad , \quad (9)$$

где *L* – число использованных при обучении примеров;

P_1 – заданное значение вероятности ошибок первого рода;

$S(L, (1 - P_1))$ – коэффициенты Стьюдента.

При осуществлении процедур аутентификации "Свой" пользователь редко ошибается и, соответственно, мера Хэмминга оказывается малой. При попытках аутентификации "Чужого" ошибки оказываются гораздо более частыми [9].

При использовании достаточно большого числа контролируемых биометрических параметров распределение значений меры Хэмминга близко к нормальному [9]. В этом случае пороговое значение меры Хэмминга $E_П$ можно определить через математическое ожидание и дисперсию значений меры Хэмминга для "Своего" пользователя:

$$E_\Pi = m(E_c) + S[L, (1 - P_1)] \cdot \sigma^2(E_c), \quad (10)$$

где $S(L, (1 - P_1))$ – коэффициент Стьюдента, задаваемый, исходя из числа использованных примеров L и величины ошибки первого рода (вероятности P_1 ложного отказа "Своему" пользователю).

Необходимо отметить, что коэффициенты вектора биометрических параметров обладают внутренней корреляцией [9]. Мера Хэмминга этот фактор не учитывает. Область распределения параметров N-мерного вектора V аппроксимируется N-мерным параллелепипедом, который недостаточно точно отражает конфигурацию распределения вектора биометрических параметров

Эти недостатки устраняются использованием параметрического метода [9]. В общем случае этот метод сводится к выбору какой-либо дискриминантной функции *g(V)*, реализующей разделение входных биометрических векторов *V* на "Своих" и "Чужих". Эта функция описывает уравнение эллипсоида. Центром эллипсоида является точка, координатами которой являются координаты вектора математического ожидания. Процедура аутентификации сводится к проверке попадания вектора в эту область.

Главным недостатком систем с детерминированным решающим правилом является необходимость безопасного хранения биометрического эталона [9]. Утрата биометрического эталона может привести к компрометации биометрических данных пользователя. То есть, злоумышленник, завладев биометрическим эталоном легального пользователя, может восстановить реальные рукописные образы пользователя и пройти успешную аутентификацию.

Системы с нейросетевым решающим правилом лишены этого недостатка [10]. В данных системах биометрический эталон «размыт» в структуре нейронной сети и не хранится в открытом виде.

Все рукописные образы пользователя и полученные биометрические параметры удаляются после обучения нейронной сети. В системе хранится только структура связей нейронной сети и значения её весовых коэффициентов. Восстановить конфиденциальную информацию пользователя по этим данным невозможно [10].

Использование нейронной сети большого размера в качестве биометрического эталона позволяет более эффективно использовать статистики биометрических параметров и строить более точные гипотезы, т.е. нейронная сеть позволяет точнее выделить область "Свой" из множества биометрических образов "Чужие" [11].

Литература

1. Болл Руд и др. Руководство по биометрии. (перевод с английского) / Болл Руд, Коннел Джонатан Х., Панканти Шарат, Ратха Налини К., Сеньор Эндрю У. // М: Техносфера, 2007. –368 с.
2. Сорокин И.А., Иванов А.И. Анализ траектории ключевого слова в задаче биометрической аутентификации. //Специальная техника средств связи. Серия. Системы, сети и технические средства конфиденциальной связи. Пенза: ПНИЭИ, 1997, Вып.№2. –С.108-113.
3. Сорокин И.А. Формирование системы признаков для идентификации личности по динамике воспроизведения подписи// Автореферат на соискание ученой степени кандидата технических наук по специальности 05.13.01 – Системный анализ, управление и обработка информации, Пенза, 2005. –21 с.
4. Оленин Ю.А., Сорокин И.А. Анализ почерка при проведении биометрической аутентификации //Современные технологии безопасности. – 2003, № 3(6) С. 28-30.
5. Глухов Д.Н., Иванов А.И. Использование стандартных устройств ввода графической информации при биометрической идентификации //Современные технологии безопасности.– 2004, № 1(8) С. 32-33.
6. Ложников С.П., Еременко А.В. Идентификация личности по рукописным паролям //Мир измерений № 4(98) 2009.–С. 11–17.
7. Патент RU 214827 «Способ идентификации личности по особенностям подписи», приоритет 17.08.1998, авторы Иванов А.И., Сорокин И.А., Бочкарев В.Л., Оськин В.А., Андрианов В.В., владелец патента ФГУП «ПНИЭИ» опубл. 27.04.2000 БИ№12
8. Биометрия–Б: Заключительный отчет о НИР / А.Ю. Малыгин, А.В. Безяев, Е.А. Малыгина, Ю.И. Олейник [и др.]. – Пенза: ПГУ, 2010. – 46с.
9. Иванов А.И. Биометрическая идентификация личности по динамике подсознательных движений/монография. Пенза: Изд-во ПГУ, 2000.– 178 с.
10. Ахметов Б.С., Иванов А.И., Фунтиков В.А., Безяев А.В., Малыгина Е.А. Технология использования больших нейронных сетей для преобразования нечетких биометрических данных в код ключа доступа. /монография, Алматы: Издат-во LEM, 2014. –144 с.
11. Язов Ю.К. и др. Нейросетевая защита персональных биометрических данных. /монография Ю.К. Язов, В.И. Волчихин, А.И. Иванов, В.А. Фунтиков, И.Г. Назаров // М.: Радиотехника, 2012. –157 с.

AN ALGORITHM FOR FORMING A BIOMETRIC STANDARD FOR AUTHENTICATION SYSTEMS WITH A DETERMINISTIC DECISION RULE

prep. Philip I. A., ASP. Papusha N. A.,
ASP. Guzova S. A., D. T. N. Malygina E. A.

Penza State University

The order and features of the formation of a biometric template of authentication systems based on a handwritten word-password are considered. Shortcomings and their elimination are noted. It is shown that it makes sense to take into account only the higher coefficients of the Fourier, Walsh, and Haar series, as well as additional identification information can be obtained if the Fourier functionals are calculated for each handwritten letter of the analyzed word. It is concluded that the use of a large neural network as a biometric reference allows more efficient use of statistics of biometric parameters and build more accurate hypotheses.

АЛГОРИТМ ОЦЕНКИ ПАРАМЕТРОВ ФЛУКТУАЦИЙ ИНТЕНСИВНОСТИ ЛЮМИНЕСЦЕНЦИИ ЛОКАЛЬНЫХ ОБЛАСТЕЙ КРИСТАЛЛА СВЕТОДИОДА В РЕЖИМЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРОБОЯ

д.т.н. проф. Сергеев В.А.[1], асп. Казанков А.А.[2],
к.т.н. доц. Фролов И.В[1]., Радаев О.А.[1]

[1]Ульяновский филиал Института радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
[2]Ульяновский государственный технический университет

В работе описана экспериментальная установка и представлена методика оценки параметров флуктуаций интенсивности излучения кристалла светодиода при микроплазменном пробое, основанная на попиксельной обработке кадров изображений высокоскоростной видеокамеры. Параметры флуктуаций интенсивности излучения несут дополнительную информацию о механизмах пробоя и дефектах гетероструктуры. Динамические характеристики интенсивности излучения отдельных микроплазм могут быть использованы в диагностических целях. Приведены результаты экспериментальной апробации установки на образце зеленого светодиода XREGRN-L1, выполнена оценка параметров флуктуации интенсивности излучения микроплазм при пробое кристалла светодиода. Показано, что спектр этих флуктуаций в исследованном диапазоне частот подчиняется закону вида 1/f.

Известно, что лавинный пробой полупроводниковых структур сильно локализован и носит микроплазменный характер [1]. Микроплазмы, как правило, образуются в местах скопления различного рода структурных дефектов и примесей. Это могут быть вакансии, дислокации, включения второй фазы, неоднородности в распределении легирующих примесей, наличие амфотерных примесей. Микроплазменные каналы имеют диаметры порядка ширины области объемного заряда *p-n* перехода при напряжении пробоя. Люминесценция, возникающая в режиме пробоя, обнаружена в *p-n* переходах, изготовленных по различным технологиям на основе различных полупроводников [2, 3].

На основе установки для исследования рекомбинационного излучения полупроводниковых приборов, представленной в работе [4], авторами разработаны экспериментальная установка и методика оценки параметров флуктуации интенсивности люминесценции локальных областей кристалла светодиода в режиме электрического пробоя по серии дискретных во времени изображений кристалла светодиода.

Структурная схема экспериментальной установки, предназначенной для фото- и видеофиксации люминесценции локальных областей кристаллов светодиодов в режиме электрического пробоя, представлена на рисунке 1.

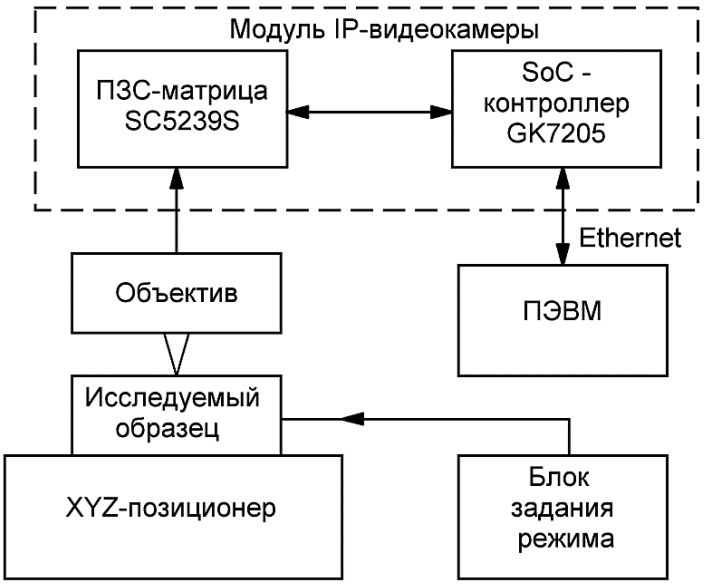


Рисунок 1 – Структурная схема установки для фото- и видеофиксации люминесценции локальных областей кристаллов светодиодов в режиме электрического пробоя

В основе регистрирующего устройства установки лежит ПЗС-матрица высокой чувствительности SC5239S с разрешением 2560 × 1440 пикселей, предназначенная для фиксации слабых оптических излучений в видимом и ближнем инфракрасном диапазонах длин волн. С целью упрощения конструкции регистрирующего устройства

использован модуль от IP-видеокамеры со смонтированными ПЗС-матрицей SC5239S и SoC - контроллером GK7205. Основные технические характеристики ПЗС-матрицы SC5239S приведены в таблице 1.

Таблица 1

Основные технические характеристики ПЗС-матрицы SC5239S

Наименование характеристики	**Значения**
Разрешающая способность	2560 × 1440
Размер пикселя	2 мкм × 2 мкм
Режимы работы матрицы	цветной / черно-белый
Чувствительность	0,001 лк
Значения скоростей сканирования	5; 10; 20 кадр/с

Изображение с ПЗС-матрицы передается на ПЭВМ по интерфейсу Ethernet для визуальной фиксации, сохранения и обработки результатов наблюдения. Доступ с ПЭВМ к модулю IP-камеры и его настройка осуществляется по протоколу NETIP через веб-интерфейс. Регистрирующее устройство может работать в двух режимах: фиксации одиночных снимков и видеофиксации поверхности исследуемого образца (ИО).

В процессе выполнения видеофиксации модуль IP-видеокамеры переведен в черно-белый с разрешением захвата 2560 × 1440 пикселей. Для расширения динамического диапазона регистрации (по интенсивности излучения) регулировка чувствительности ПЗС-матрицы в осуществляется в ручном режиме. Критерием установки оптимальной чувствительности являются: отсутствие перегрузки по амплитуде в каждом пикселе матрицы, отсутствие паразитной засветки фона регистрируемых изображений. Описанная концепция регистрирующего устройства значительно упрощает его аппаратную и программную реализацию, при этом обеспечивает необходимые для фиксации рекомбинационного излучения характеристики оптической чувствительности и разрешающей способности.

Объектив предназначен для точной фокусировки изображения кристалла исследуемого светодиода на поверхности ПЗС-матрицы при установке образцов различной толщины. Исследуемый светодиод закрепляется на столике позиционера в специально разработанном контактирующем устройстве (КУ), обеспечивающем возможность его быстрой замены. КУ закрепляется на поверхности позиционера с микрометрическими винтами, который позволяет перемещать его в плоскости XY в диапазоне 25 × 25 мм. Также позиционер имеет поворотный столик, необходимый для изменения угла установки исследуемого светодиода.

Блок задания режима предназначен для установки и поддержания уровня обратного напряжения на исследуемый светодиод, соответствующего режиму появления люминесценции.

Изображение с видеокамеры передается на ПЭВМ для визуальной фиксации локальных пробоев структуры и последующего сохранения в виде отдельных изображений, дискретных во времени, сохраненных с частотой 20 кадров в секунду. Далее осуществляется процесс обработки полученных изображений в программе, написанной в среде разработки MATLAB.

Полученные с видеокамеры изображения с разрешением 2560 × 1440 преобразуются в двумерный массив значений яркости пикселей в оттенках серого, которые пропорциональны интенсивности излучения светодиода в режиме пробоя. Полученные изображения используются для сегментации областей возникновения микроплазм путем бинаризации изображений по глобальному пороговому уровню, рассчитанного по методу Оцу [5]. В результате формируется бинарная маска изображений. Далее рассчитываются средние значения яркостей пикселей локальных областей, где бинарная маска принимает единичное значение. Из полученных значений формируются временные ряды, обработка которых проводится методом дискретного счета: рассчитываются спектры и автокорреляционные функции, взаимнокорреляционные функции временных рядов флуктуаций интенсивности излучения в разных локальных областях кристалла светодиода.

Таким образом, алгоритм оценки параметров флуктуаций интенсивности люминесценции локальных областей кристалла светодиода в режиме электрического пробоя состоит из следующих основных этапов:

1. Видеофиксация кристалла исследуемого светодиода с заданным резрешением и частотой кадров в режиме микроплазменного пробоя.
2. Разделение видеофайла на дискретные во времени кадры.
3. Преобразование дискретных изображении в двумерный массив значений яркости пикселей в оттенках серого, пропорциональных интенсивности излучения светодиода в режиме пробоя.
4. Сегментация изображения по пороговому уровню, формирование бинарной маски изображения.
5. Расчет среднего значения яркостей пикселей в областях возникновения микроплазм, где бинарная маска изображения принимает значение, равное единице.

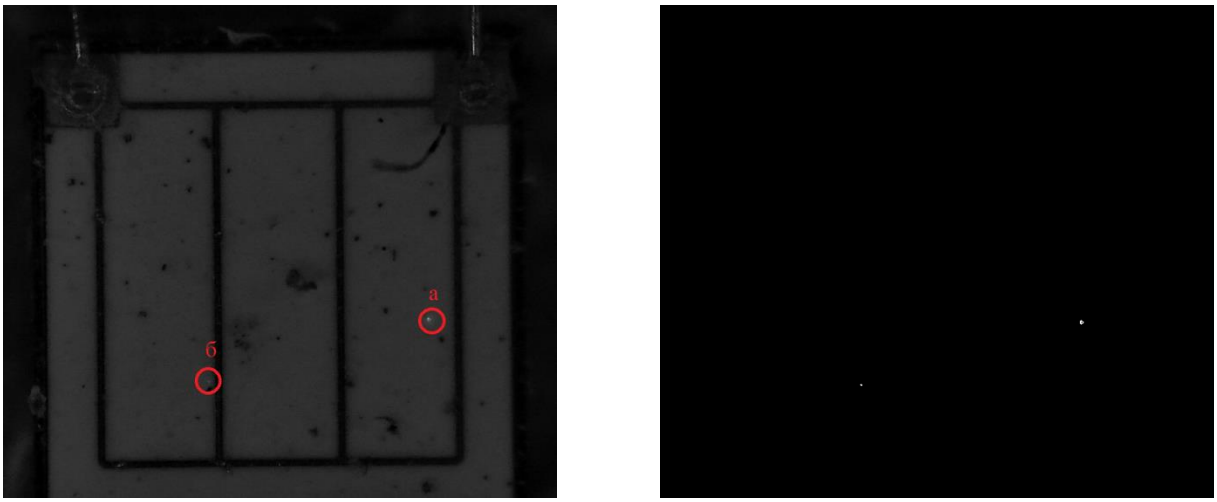
6. Формирование временных рядов значений яркостей пикселей для каждого центра возникновения микроплазмы.

7. Обработка временных рядов методом дискретного счета: расчет спектров, автокорреляционных функции, взаимнокорреляционных функции временных рядов флуктуаций интенсивности излучения в разных локальных областях кристалла светодиода.

В качестве объектов для регистрации и экспериментальных исследований процессов микроплазменного пробоя были выбраны зеленые светодиоды фирмы Cree типа XREGRN-L1.

На светодиоды подавалось постоянное обратное напряжение в диапазоне значений от 0 до 30 В. Обратное напряжение плавно увеличивалось до появления и регистрации видеокамерой локальных пробоев гетероструктуры в виде светящихся точек на поверхности, которые отражались на экране дисплея ПЭВМ. После появления локальных пробоев гетероструктуры выполнялся захват серии кадров через равные интервалы времени с частотой 20 кадров в секунду.

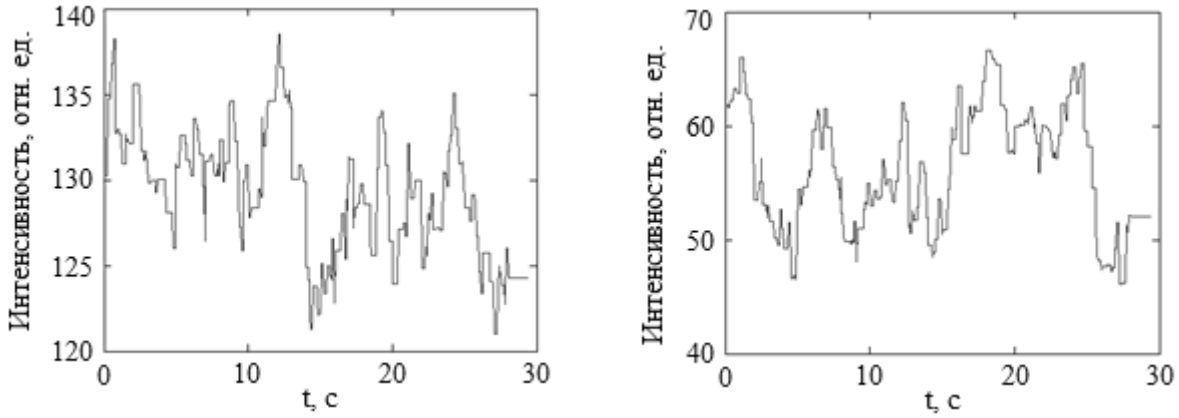
Экспериментально получено пространственное распределение локальных пробоев по поверхности кристалла светодиода Cree XREGRN-L1 (рисунок 2а). В результате обработки изображения разработанной программой выделены две локальные области (а, б), отмеченные на рисунке 2а (бинарная маска изображения приведена на рисунке 2б)



а) б)

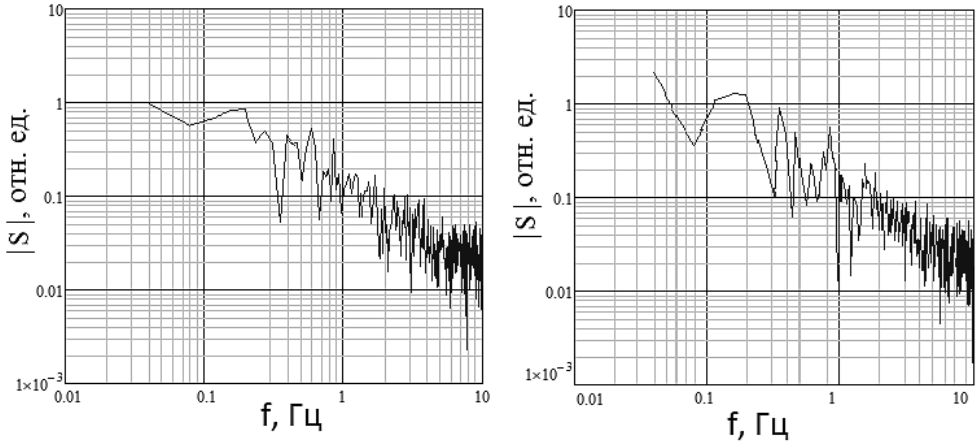
Рисунок 2 – Распределение локальных пробоев по поверхности кристалла светодиода Cree XREGRN-L1

На рисунке 3 приведены временные ряды а на рисунке 4 - спектры флуктуаций интенсивности излучения в этих локальных областях. Определено, что спектр флуктуаций локальных пробоев подчиняется зависимости вида 1/f.



а) б)

Рисунок 3 – Временные ряды флуктуаций интенсивности излучения в локальных областях (а, б)



а) б)

Рисунок 4 – Спектры флуктуации интенсивности излучения для исследуемых областей (а, б) локального пробоя светодиода Cree XREGRN-L1

В работе представлены экспериментальная установка и алгоритм расчета спектров флуктуации оптического излучения локальных пробоев, основанный на обработке серии изображений. Произведена экспериментальная апробация разработанного алгоритма на светодиодах фирмы Cree. Полученные результаты могут быть использованы для разработки методик диагностики светодиодов по спектрам флуктуации интенсивности оптического излучения отдельных микроплазм.

Работа выполнена в рамках государственного задания ИРЭ им. В.А. Котельникова РАН.

Литература

1. Лавинный пробой p-n-перехода в задачах радиотехники / А. С. Шашкина, А. В. Кривошейкин, Н. Н. Скворцов, М. В. Воротков // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. – 2016. – Т. 16, № 5. – С. 864-871.
2. Шашкина, А. С. Самоподобие тока при микроплазменном пробое полупроводниковых структур / А. С. Шашкина // Необратимые процессы в природе и технике : Труды Двенадцатой Всероссийской конференции. В 2-х томах. – Москва, 2023. – С. 261-264.
3. Казанков А.А., Сергеев В.А., Фролов И.В. Модели микроплазменного пробоя в светоизлучающих гетероструктурах // Математика и математическое моделирование : Сборник материалов XVII Всероссийской молодежной научно-инновационной школы (Саров, 5–7 апреля 2023 года). – Саров: ООО «Интерконтакт», 2023. – С. 285–286.
4. Сергеев В.А., Казанков А.А., Фролов И.В. Диагностика неоднородности токораспределения в гребенчатых структурах мощных биполярных и гетеробиполярных транзисторов по рекомбинационному излучению // Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. – 2023. – №7.
5. Otsu, N., «A Threshold Selection Method from Gray-Level Histograms,» IEEE Transactions on Systems, Man, and Cybernetics, Vol. 9, No. 1, 1979, pp. 62-66.

ALGORITHM FOR ESTIMATING PARAMETERS OF LUMINESCENCE INTENSITY FLUCTUATION IN LOCAL AREAS OF LED CHIP IN THE MODE OF ELECTRICAL BREAKDOWN

Sergeev V.A.[1], Kazankov A.A.[2],
Frolov I.V.[1], Radaev O.A.[1]

[1] Ulyanovsk Branch of the Kotelnikov Institute of Radio Engineering and Electronics of Russian Academy of Sciences
[2] Ulyanovsk State Technical University

The paper describes the experimental set and presents a method for estimating the parameters of fluctuations in the radiation intensity of an LED chip during microplasma breakdown, based on pixel-by-pixel processing of image frames of a high-speed video camera. The parameters of radiation intensity fluctuations provide additional information about breakdown mechanisms and heterostructure defects. Dynamic characteristics of the radiation intensity of individual microplasmas can be used for diagnostic purposes. The results of experimental testing of the installation on a sample of the green LED XREGRN-L1 are presented, and the parameters of fluctuations in the intensity of microplasma radiation during breakdown of the LED chip are assessed. It is shown that the spectrum of these fluctuations in the studied frequency range obeys a law of the form 1/f.

ПРИМЕНЕНИЕ ФИКТИВНЫХ СОСТОЯНИЙ В ПОГЛОЩАЮЩИХ КОНЕЧНЫХ МАРКОВСКИХ ЦЕПЯХ ПРИ ОЦЕНИВАНИИ ВЕРОЯТНОСТНО-ВРЕМЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА СЛОЖНЫХ СИСТЕМ

к.т.н. Сорокин О.И., Гвозд К.И.

Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого

В статье рассматривается адекватность метода «фиктивных состояний» при нахождении вероятностно-временных характеристик теорией марковских цепей процесса передачи кадров при разной длине шага.

Оценивание того или иного способа доставки пакетов в тракте передачи данных соединения «точка-точка» осуществляется по некоторому показателю своевременности (оперативности). Применительно к логическим соединениям в сетях передачи данных такими показателями являются вероятностно-временные характеристики (ВВХ). Теория поглощающих конечных марковских цепей (ПКМЦ) является классической и позволяет достаточно просто находить такие характеристики искомых процессов.

Однако имеется ряд реальных процессов, у которых шаги переходов для каждого состояния адекватной им ПКМЦ разные. При этом возникает задача перехода от числа шагов к реальному времени. Это актуальнее всего для систем передачи данных (СПД), у которых процесс доведения сообщений сопровождается как передачей информационного сообщения, так и квитанций о верном или неверном доведении сообщений. Учитывая, что длины сообщений и квитанций разные, а скорость передачи информации как в прямом, так и в обратном каналах одинакова, возникает проблема определения ВВХ по описывающей данный процесс ПКМЦ с разными шагами переходов. Снять это ограничение классической теории ПКМЦ позволяет следующий методический аппарат, базирующийся на использовании понятия «фиктивные состояния ПКМЦ [1].

Метод фиктивных состояний заключается в следующем:

- среди всех шагов переходов, кроме перехода «сам в себя», выделяется наименьший и все остальные шаги нормируются по нему;
- во все переходы с «длинными» шагами вводится дополнительно фиктивные состояния, причем их число равно норме «длинного» шага по отношению к «короткому» без единицы;
- переход в первое фиктивное состояние некоторого перехода осуществляется с имеющейся переходной вероятностью, а переходы из одного фиктивного состояния в другое, а также из последнего фиктивного состояния в искомое происходит с вероятностью 1.

Таким образом, во всей ПКМЦ шаг перехода выравнивается по самому короткому шагу. Последнее позволяет использовать классический подход к нахождению ВВХ ПКМЦ.

Рассмотрим процесс доставки одного пакета с одним повтором в соединении «точка-точка», при следующих исходных данных: длина кадра $L_к$ = 128 бит, длина квитанции $L_{кв}$ = 64 бит, а скорость передачи информации, как в прямом, так и в обратном каналах равна 1200 бит/с, вероятность битовой ошибки, характеризующая качество прямого и обратного каналов, $p_0=10^{-3}$.

Длительность передачи кадра вдвое превышает длительность передачи квитанции, а значит шаги переходов выравниваем по шагу $t_{кв}$=64/1200=0,053 с

Граф ПКМЦ отображающий передачу одного кадра с одним повтором при таком методе примет вид:

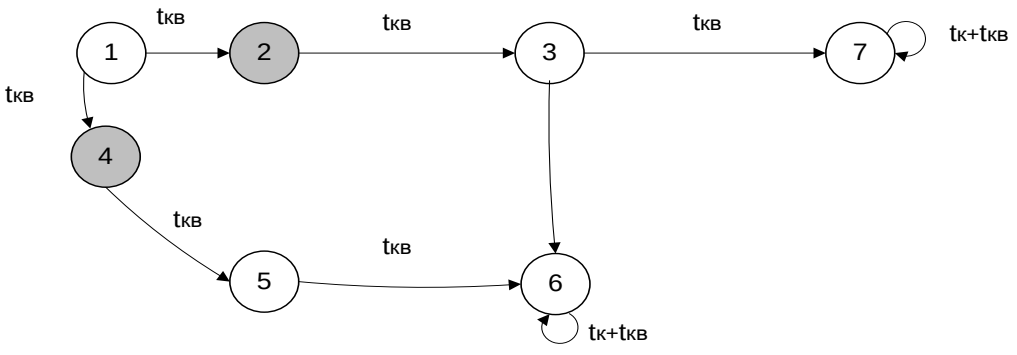


Рисунок 1. Объектно-ориентированный граф переходов ПКМЦ с фиктивными состояниями соединения «точка-точка», отображающий передачу одного кадра с одним повтором

Следует отметить, на данном графе (рисунок 1) состояния 2 и 4 являются фиктивными и переход из них в следующее возможное состояние равен 1. Состояния 6 и 7 являются поглощающими и являются следствием не доведения (№ 6) и доведения кадра (№ 7) соответственно [2].

Вероятностно-временные характеристики (ВВХ) процесса доставки сообщений разной пакетной емкости и при разном количестве повторов при вышеуказанных исходных данных рассчитаны по методике, изложенной в [1]. Графики ВВХ представлены на рисунках 2, 3 и 4

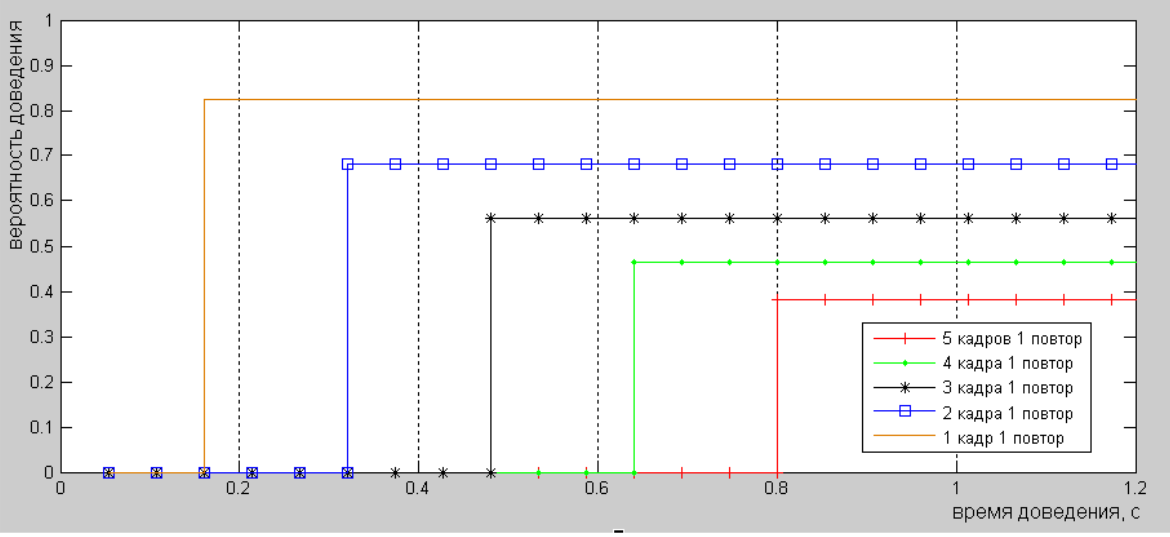


Рисунок 2. График изменения ВВХ при 1 повторе с увеличением числа кадров

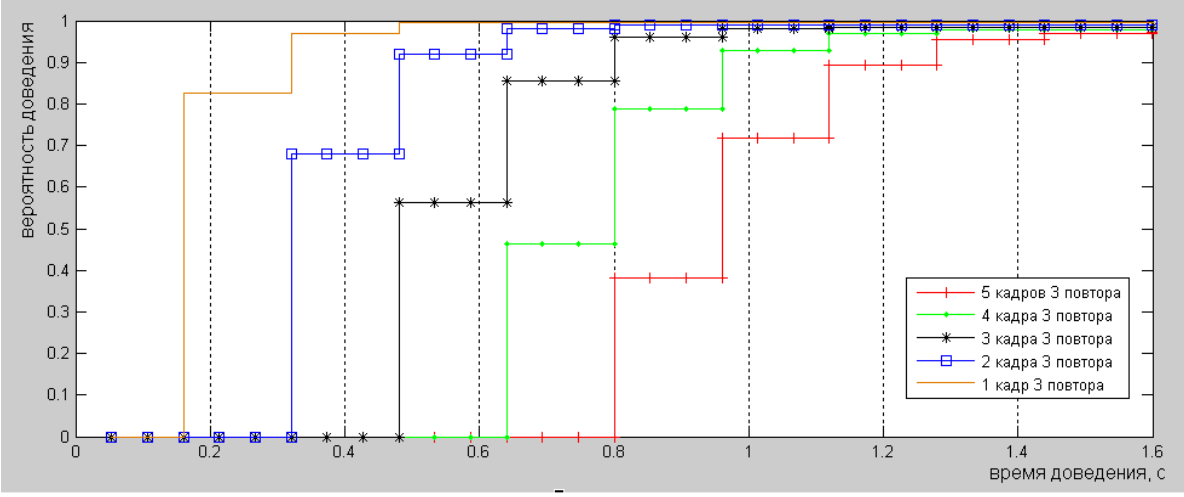


Рисунок 3. График изменения ВВХ при 3 повторах с увеличением числа кадров

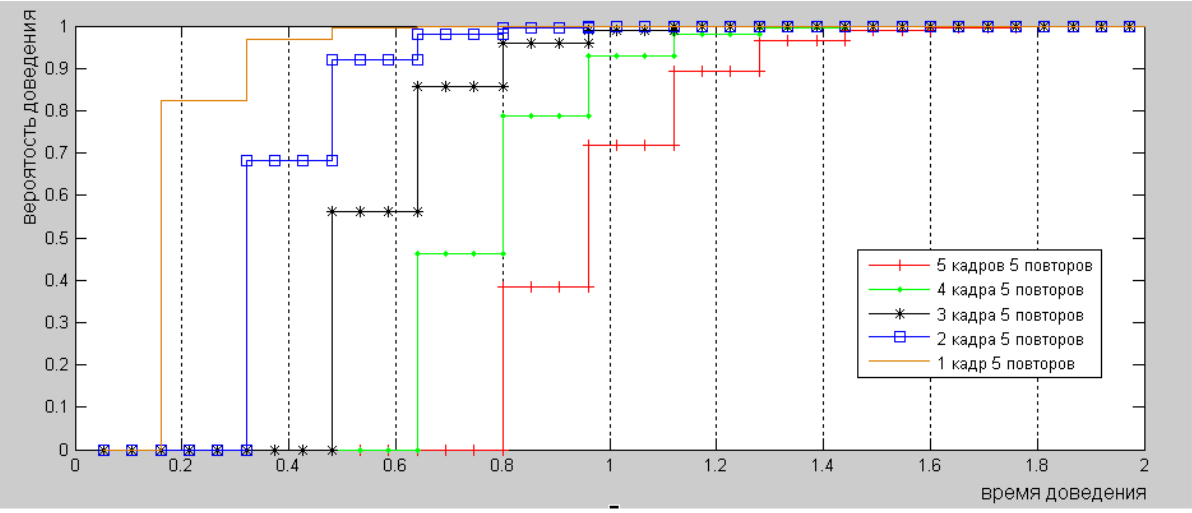


Рисунок 4. График изменения ВВХ при 5 повторах с увеличением числа кадров

Результаты расчета ВВХ доведения сообщений в анализируемых СПД показывают, что, ненулевое значение Рдов появляется с временным интервалом 0,159 с, что соответствует по длительности передаче 1 пакета и 1 квитанции и является суммой трех наименьших шагов.

Таким образом, метод фиктивных состояний позволяет точно описывать реальные случайные процессы с дискретным временем и счетным числом состояний.

Литература

1. Информационный обмен в сетях передачи данных. Марковский подход: Монография / Цимбал В.А. – М.: «Вузовская книга», 2014. – 143 с.
2. Сорокин О.И., Лягин М.А., Бережной А.А., Хоптар В.В., Иванов С.Н. Особенности построения объектно-ориентированных графов поглощающих конечных марковских цепей, адекватно описывающих процесс доведения многопакетных сообщений на канальном уровне с протоколом типа X.25 при фиксированном числе повторов. - М.: Труды РНТОРЭС, 2016. Т.2. – С.397-501.

THE USE OF FICTITIOUS STATES IN ABSORBING FINITE MARKOV CHAINS IN ASSESSING THE PROBABILISTIC-TEMPORAL CHARACTERISTICS OF INFORMATION EXCHANGE OF COMPLEX SYSTEMS

Sorokin O.I., Gvozd K.I.

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

The article considers the adequacy of the method of "fictitious states" in finding probabilistic-temporal characteristics of the Markov chain theory of the frame transmission process at different step lengths.

АЛГОРИТМЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ПРОХОЖДЕНИЯ ОПТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В ОТКРЫТОМ ЛАЗЕРНОМ РЕЗОНАТОРЕ С УЧЕТОМ ФАЗОВЫХ ПОМЕХ

Страхов С.Ю., Сотникова Н.В., Флеров А.Н.

В работе представлена методика моделирования прохождения оптического сигнала в открытом лазерном резонаторе с учетом наличия фазовых помех (неоднородностей среды распространения сигнала). Предложено совместное использование оригинальной программы расчета резонатора, написанной в среде Delphi, для определения параметров оптического сигнала на выходе из лазера и блока моделирования в среде MathCad для расчета транспортировки излучения в дальнюю зону (зону дифракции Фраунгофера). Такое комплексирование позволяет существенно упростить оригинальный код программы расчёта резонатора в Delphi за счет исключения из него алгоритмов БПФ и их переноса в MathCad, который в отличии от Delphi имеет соответствующие библиотечные модули. В статье рассмотрены общий алгоритм расчета, его основные модули и представлены результаты моделирования оптического резонатора при наличии случайных неоднородностей на его зеркалах и (или) в активной среде лазера. В работе также обсуждаются особенности применения стандартных алгоритмов БПФ для моделирования распространения оптического сигнала в дальнюю зону и расчета его основных параметров – угла расходимости, числа Штреля, параметра оптического качества M^2.

Как известно, любой лазер включает в себя активную среду, систему накачки и оптическую систему, ключевым элементом которой является оптический резонатор. В качестве примера на рисунке 1 представлена принципиальная схема твердотельного лазера, активная среда которого представляет собой кристалл или аморфный диэлектрик (корунд Al2O3, иттрий-алюминиевый гранат Y3Al5O12, стекло), содержащий наряду с основными элементами матрицы ионы примеси-активатора (Cr3+, Nd3+, Sm3+, Ni3+, Fr3+ и др.), в которых создается инверсная населенность, и которые обеспечивают излучение света [1].

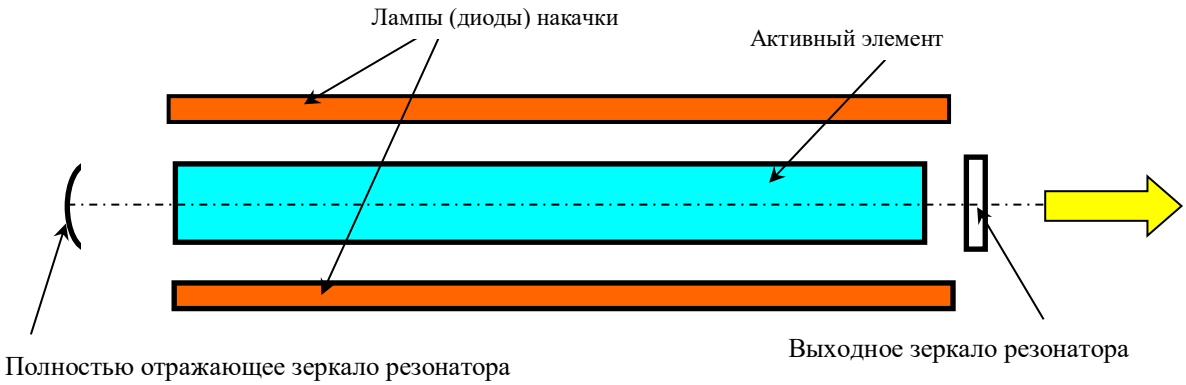
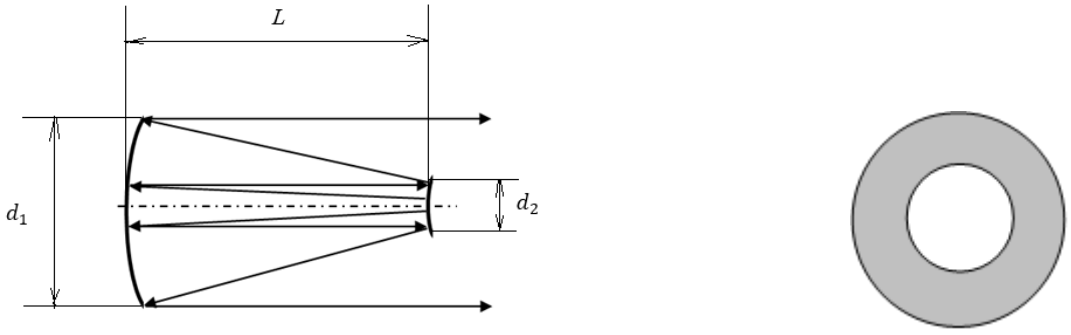


Рисунок 1 – Принципиальная схема твердотельного лазера

Важнейшим элементом лазера, во многом определяющим его параметры, является оптический резонатор, состоящий в общем случае из двух зеркал. Причем, если рассматривать перспективные типы лазеров, обладающих высокой мощностью и малой угловой расходимостью излучения, то следует говорить о так называемых неустойчивых резонаторах, в которых вывод излучения осуществляется, не за счет применения полупрозрачного выходного зеркала, а за счет последовательного расширения пучка в телескопическом резонаторе до размеров, больших выходного зеркала (рисунок 2) [2]. При этом лазерный пучок, покидая резонатор, будет иметь кольцевую апертуру за счет экранирования центральной области малым зеркалом.



а б

Рисунок 2 – Конфигурация неустойчивого телескопического резонатора (а) и форма выходного пучка - апертура излучения (б)

Формальная постановка задачи математического (численного) моделирования оптического резонатора состоит в определении параметров оптического сигнала на выходе из отрытого оптического резонатора по исходному оптическому сигналу, который характеризуется начальным пространственным распределением, амплитуды и фазы. Т.е. необходимо определить распределение амплитуды и фазы на выходе из резонатора (в апертуре) с учетом распространения излучения в активной среде и многократного отражения от зеркал, а также – определить интегральные показатели оптического качества излучения такие как расходимость, параметр M^2, число Штреля. При этом следует учесть влияние возможных внутрирезонаторных неоднородностей на формирование излучения в резонаторе, в том числе: отклонения формы зеркал, вызванные технологическими погрешностями и термодеформациями в процессе работы лазера, неоднородности показателя преломления и коэффициента усиления активной среды. Применительно к оптическому сигналу указанные внутрирезонаторные неоднородности являются фазовыми помехами, вносящими искажения в волновой фронт излучения.

В данной работе рассмотрена методика моделирования неустойчивого резонатора, в котором в качестве внутрирезонаторных неоднородностей выступали искажения формы зеркал, а активная среда считалась однородной, как по показателю преломления, так и по коэффициенту усиления, т.е. не вносила дополнительных искажений ни в амплитудное, ни в фазовое распределение проходящего через нее луча. Это допущение не является принципиальным ограничением, т.к. представленные ниже алгоритмы и подходы к моделированию оптического резонатора не зависят от конкретного типа и локализации внутрирезонаторных неоднородностей.

Здесь мы рассматриваем моделирование прохождения оптического сигнала в резонаторе без учета дифракции – в приближении геометрической оптики. Такое приближение в ряде случаев является менее точным, чем дифракционное, а иногда и вовсе неприменимо, т.к. результаты расчетов сильно отличается от реальной картины. Однако в ряде случаев геометрическое приближение является рациональным выбором, т.к. позволяет получить более точное решение при малых затратах машинного времени.

Действительно, влияние дифракции начинает сильно сказываться при числах Френеля резонатора менее $N_F = \frac{2d_2^2}{4\lambda L}$ (обозначения соответствуют рисунку 2) [2]. В то же время, для лазеров ближнего ИК диапазона числа Френеля неустойчивых резонаторов составляют несколько десятков или даже сотен единиц. Поэтому для неустойчивых телескопических резонаторов «положительной ветви» (рисунок 2,а) рациональным выбором будет является именно геометрическое приближение в расчетах, без учета дифракции. Однако для расчета транспортировки (передачи) излучения в дальнюю зону (зону дифракции Фраунгофера) нам будет необходим учет дифракции, т.к. в этом случае он играет определяющую роль в распределении энергии излучения.

Рассмотрим неустойчивый телескопический оптический резонатор (рисунок 2,а). Как известно, формирование моды в таком резонаторе осуществляется в узкой приосевой области, поперечный размер которой можно считать равным диаметру зоны Френеля [2,3,4,5]:

$$d_0 \sim 2\sqrt{\lambda \cdot L}, \tag{1}$$

где L – длина резонатора, λ – длина волны излучения.

За счет отражения от зеркал и действия дифракции приосевой пучок диаметром $d \le d_0$ за определенное число проходов по резонатору, увеличивает свой поперечный размер до диаметра $d_2 < d < d_1$, и выходит из резонатора. Для простоты расчетов пренебрежём действием дифракции, что допустимо при больших числах Френеля резонатора, и также будем считать, что на выходе из резонатора $d \approx d_1$, что вполне допустимо, т.к. и первоначальный поперечный размер пучка определяется по соотношению (1) приближенно. Зная коэффициент увеличения резонатора m и поперечный размер зеркала d_1, можно оценить число полных проходов N через резонатор (каждый полный проход – это два отражения от зеркал и два прохода через АС), после которого пучок его покинет, используя соотношение:

$$m^N \cdot d_0 = d_1, \tag{2}$$

откуда

$$N = \frac{\ln {}^{d_1}/_{d_0}}{\ln m} = \log_m \frac{d_1}{d_0}. \tag{3}$$

Введем еще некоторые обозначения:

$\overline{\Delta L_0}$ - среднеквадратичное отклонение (СКО) формы зеркала;

$\overline{\Delta\varphi_{rms\,1}}$ - СКО волнового фронта (ВФ) излучения при однократном отражении от зеркала;

$\overline{\Delta\varphi_{rms}}$ - суммарное СКО фазы за все время существования излучения в резонаторе, т.е. после 2N отражений от зеркал.

Моделирование резонатора в геометрическом приближении осуществлялось по технологии «фазовых экранов». Вначале задавалось равномерное распределение фазы в поперечном направлении лазерного пучка. Первичный диаметр пучка составлял величину d_0 (1). Далее определялось примерное число полных проходов через резонатор (3) до того, как пучок покинет резонатор через выходное зеркало.

Затем пучок последовательно «распространялся» между зеркалами, увеличиваясь в поперечном размере на величину m на каждом полном проходе, а при «отражении» от зеркал к двумерному распределению фазы ВФ

добавлялась двумерная функция, определяющая фазовые искажения за счет отклонений от формы поверхности зеркала.

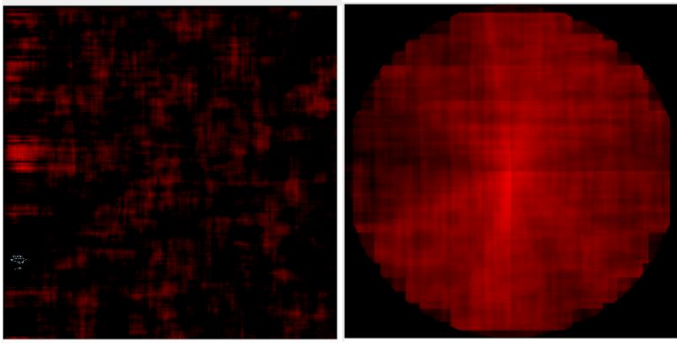
Зеркало в рамках данной задачи моделировалось в виде случайного поля фаз. Исходным материалом при моделировании случайных полей являются независимые случайные числа. Совокупность таких чисел рассматривается как δ-коррелированное случайное поле или просто δ -поле. δ -поле является обобщением дискретного белого шума на случай нескольких переменных. Моделирование такого поля осуществляется так: пространственно-временной координате ставится в соответствие выбранное значение числа из датчика нормальных случайных чисел с нулевым математическим ожиданием и единичной дисперсией.

Стационарное однородное скалярное нормальное случайное поле полностью задается своей пространственно-временной корреляционной функцией. В рамках данной задачи было принято решение, что наиболее точно распределение фазы зеркала отражает экспоненциально-косинусная корреляционная функция [6].

Общий принцип моделирования случайного поля содержит три этапа: 1) формируется δ-поле нужной размерности и заполняется независимыми отсчетами с нормальным законом распределения; 2) С помощью алгоритмов моделирования случайных процессов (в данном случае с экспоненциальной корреляционной функцией) производим фильтрацию вдоль оси x; 3) производим аналогичную процедуру фильтрации вдоль оси y. Моделирование может проводится методом рекуррентных уравнений или методом скользящего суммирования.

На рисунке 3 в качестве примера показан результат моделирования в среде Delphi структуры ВФ после однократного отражения от зеркала, на выходе излучения после резонатора, а также структура диаграммы направленности излучения (для полностью заполненной апертуры в форме круга). На рисунке четко видны области локальной деформации ВФ, средний размер которых соответствует радиусу корреляции.

Основными количественными параметрами, определяющими при моделировании фазовых искажений, вносимые зеркалом, являются СКО формы зеркала и коэффициент корреляции ρ соседних точек случайного процесса, описывающего геометрию отражающей поверхности зеркала [6]. С точки зрения практического применения более удобным видится понятие «радиуса корреляции» r_0 – минимального расстояния между «некоррелированными» точками зеркала. По сути, радиус корреляции равен размеру области локальной деформации поверхности зеркала (и, соответственно, ВФ), и, если речь бы шла о регулярных деформациях, описываемых периодической функцией, то радиус корреляции был бы равен периоду. В таблице 1 представлена связь коэффициента корреляции с абсолютным и относительным радиусом корреляции для случая, когда величина d_1 =0,2 м.



а) б)

Рисунок 3 – Структура ВФ после однократного отражения от зеркала (а),
структура ВФ на выходе из резонатора (б),

Влияние возможных неоднородностей амплитуды по апертуре лазерного пучка на оптическое качество излучения, как известно, существенно ниже, чем влияние искажений фазы, поэтому им можно пренебречь. В расчетах амплитуда в поперечном сечении пучка считалась равномерной и равной 1 в области «занятой» излучением и равной 0 в области, где излучение отсутствует. На выходе из резонатора в поперечном сечении пучка выделялась кольцевая апертура: внутри ее амплитуда равнялась 1, вне – нулю.

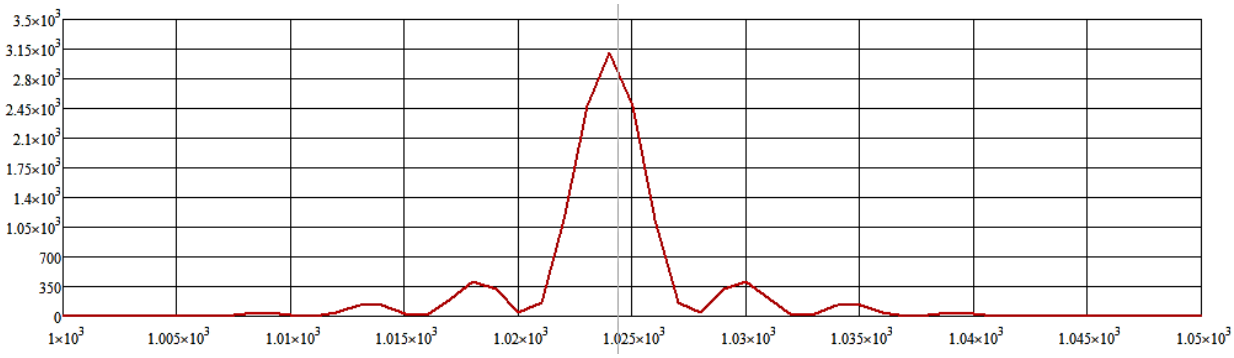
Таблица 1.

Связь коэффициента и радиуса корреляции

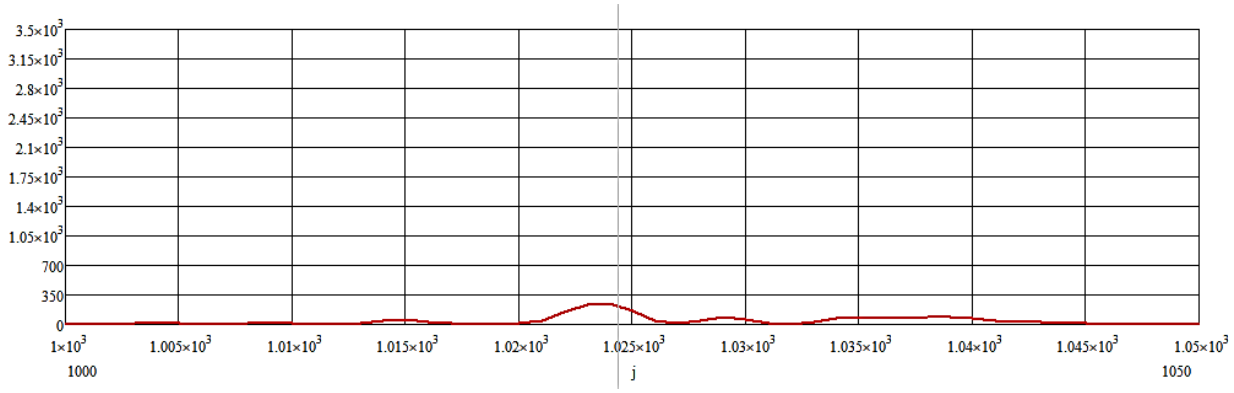
Коэффициент корреляции ρ	Радиус корреляции r_0, м	Отношение r_0/d_1
0.1	0,000169 м	0,000845
0.5	0,00056 м	0,0028
0,7	0,001 м	0,005
0,9	0,0037 м	0,0185
0,99	0,039 м	0,195
0,995	0,078 м	0,39

Для определения показателей оптического качества излучения – угла расходимости, параметра M^2, числа Штреля, осуществлялось преобразование Фурье комплексной амплитуды поля после резонатора и моделировалась диаграмма направленности излучения (дальняя зона дифракции), по которой уже и определялись указанные показатели. Описанное моделирование проводилось в среде MathCad, так как наличие встроенной функции cfft существенно упрощает вычисление двумерного быстрого преобразования Фурье.

На рисунке 4 показаны примеры распределения энергии излучения в дальней зоне для оптического сигнала, прошедшего резонатор без фазовых помех (а), а на б – при наличии фазовых помех внутри резонатора, обусловленных дефектами формы зеркал.



а)



б)

Рисунок 4. Распределения энергии излучения в дальней зоне для оптического сигнала: а – сигнал прошел резонатор без фазовых помех; б – при наличии фазовых помех внутри резонатора

Таким образом, разработан алгоритм моделирования прохождения оптического сигнала в открытом лазерном резонаторе с учетом фазовых помех, основанный на «комплексировании» расчета оптического резонатора в приближении геометрической оптики и расчета процесса передачи излучения в дальнюю зону с учетом дифракции. В первом случае используется оригинальный программный код, а во втором – стандартная программа БПФ cfft. Такое комплексирование позволяет моделировать сложные оптические процессы формирования и передачи оптического сигнала в лазерах с учетом фазовых помех, а также – определять важные с прикладной точки зрения параметры сигнала в зоне использования.

Список использованных источников

1. Звелто О. Принципы лазеров. – М.: Мир, 1980. – 560 с.
2. Ананьев Ю.А. Оптические резонаторы и проблема расходимости лазерного излучения. - М.: Наука, 1979. - 328 с.
3. Борейшо А.С., Дружинин С.Л., Лобачев В.В., Савин А.В., Страхов С.Ю., Трилис А.В. Неоднородности активной среды и оптическое качество излучения сверхзвуковых химических кислородно-йодных лазеров // Квантовая электроника. 2007. Т. 37. № 9. С. 831-836.
4. Савин А.В., Страхов С.Ю., Дружинин С.Л. Неустойчивые резонаторы мощных химических кислородно-йодных лазеров // Квантовая электроника – 2006. – Т.9, №36 – С. 867–873.

5. Лобачев В.В., Страхов С.Ю. Эффективность неустойчивого резонатора мощного лазера со стохастическими фазовыми неоднородностями в активной среде // Квантовая электроника. 2006. Т. 36. № 2. С. 134-138.
6. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике – М.: Сов. радио, 1971.

ALGORITHMS FOR MODELING THE TRANSMISSION OF AN OPTICAL SIGNAL IN AN OPEN LASER RESONATOR TAKING INTO ACCOUNT PHASE INTERFERENCE

Strakhov S.Yu., Sotnikova N.V., Flerov A.N.

Baltic State Technical University "VOENMEH" named after D.F. Ustinov

The paper presents a technique for modeling the transmission of an optical signal in an open laser resonator, taking into account the presence of phase interference (inhomogeneities of the signal propagation medium). The joint use of the original resonator calculation program, written in Delphi, to determine the parameters of the optical signal at the output of the laser and the modeling unit in MathCad to calculate the transport of radiation to the far zone (Fraunhofer diffraction zone) is proposed. Such integration makes it possible to significantly simplify the original code of the resonator calculation program in Delphi by excluding FFT algorithms from it and transferring them to MathCad, which, unlike Delphi, has corresponding library modules. The article discusses the general calculation algorithm, its main modules and presents the results of modeling an optical resonator in the presence of random inhomogeneities on its mirrors and (or) in the active medium of the laser. The paper also discusses the features of using standard FFT algorithms for modeling the propagation of an optical signal into the far zone and calculating its main parameters – the divergence angle, the Strel number, the optical quality parameter M^2.

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ОРГАНИЗАЦИИ ДЕКАМЕТРОВОЙ СВЯЗИ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ IP-ТЕЛЕФОНИИ

Белоконь Д.А.[1], д.т.н. Пашинцев В.П.[2], к.т.н. Тоискин В.Е.[3]

[1]Краснодарское высшее военное училище имени генерала армии С.М. Штеменко
[2]Северо-Кавказский федеральный университет
[3] Филиал Военной академии РВСН имени Петра Великого

Известно, что для организации IP-телефонии в декаметровом канале связи необходимо обеспечить допустимую вероятность ошибки, равную 10^{-4}-10^{-5}. При использования кодека IP-телефонии G.729 пропускная способность должна быть не ниже 24 килобит в секунду. В настоящее время отсутствует методика организации декаметровой связи, позволяющая осуществить IP-телефонию с указанными требованиями.

Известно, что для обеспечения передачи данных по IP протоколу допустимая вероятность ошибочного приема сигналов $(P_{\text{ош доп}})$ должна быть обеспечена до уровня $P_{\text{ош доп}}=10^{-5}$ [1, 2]. Пропускная способность канала для обеспечения работы IP-телефонии на кодеке G.729 должна быть минимум 24 килобита в секунду [3].

Однако в настоящее время методика организации IP-телефонии для представленных условий на декаметровом (ДКМ) канале связи отсутствует. Актуальность разработки данной методики подтверждена в [4].

Цель доклада: разработать методику организации декаметровой связи для обеспечения IP-телефонии.

Известно выражение для оценки вероятности ошибки при оптимальном некогерентном приеме ортогональных сигналов с райсовскими замираниями [5]:

$$P_{\text{ош}}=\frac{\gamma^2+1}{h^2+2\left(\gamma^2+1\right)}\exp\left(-\frac{\gamma^2h^2}{h^2+2\left(\gamma^2+1\right)}\right), \qquad (1)$$

где γ^2 - параметр распределения Райса $\left(0\le\gamma^2\le\infty\right)$, h^2 - отношение сигнал/помеха (С/П) на входе приемника. Параметр Райса зависит от выбора рабочей частоты f_0 и уровня диффузности ионосферы $\beta_{\text{и}}$ через величину дисперсии флуктуаций фазового фронта отраженной волны σ_{φ}^2 на выходе неоднородной ионосферы как [6]:

$$\gamma^2\left(f_0,\beta_{\text{и}}\right)=\left\{\exp\left[\sigma_{\varphi}^2\left(f_0,\beta_{\text{и}}\right)\right]-1\right\}^{-1}. \qquad (2)$$

Более детальное описание параметра величины дисперсии флуктуаций фазового фронта отраженной волны σ_{φ}^2 приведено в [6].

Соответственно для обеспечения работы IP-телефонии необходимо выбирать параметры $\gamma^2\left(f_0,\beta_{\text{и}}\right)$ и $h^2=h_{\text{доп}}^2$ таким образом, что бы обеспечивалось условие допустимой вероятности ошибки $P_{\text{ош доп}}=10^{-5}$. Из выражения (1) невозможно аналитически выразить $\gamma^2\left(f_0,\beta_{\text{и}}\right)$ и h^2, однако можно приближенно определить с помощью численных методов, встроенных в пакет прикладных программ MATLAB [7]. Исходя из того, что выполнение условия $P_{\text{ош доп}}=10^{-5}$ не всегда возможно выполнить за счет увеличения h^2, необходимо соответственно изменять рабочую частоту f_0 для увеличения параметра γ^2. Для сокращения потребляемой мощности передатчика, параметр γ^2 необходимо выбирать таким образом, что бы $h_{\text{доп}}^2$ было минимально достаточно для выполнения условия $P_{\text{ош доп}}=10^{-5}$.

Пропускная способность симметричного бинарного канала связи, которая зависит от вероятности ошибочного приема сигналов $P_{\text{ош}}$ как [8]:

$$C=F[1+P_{\text{ош}}\log_2 P_{\text{ош}}+(1-P_{\text{ош}})\log_2(1-P_{\text{ош}})] \qquad (3)$$

где F - полоса частот (ширина полосы пропускания передаваемых сигналов) (Гц).

Известна [9] зависимость интервала частотной корреляции замираний $F_{\text{к}}=\psi(f_0,\beta_{\text{и}},R)$ в однолучевой ДКМ радиолинии от рабочей частоты волны f_0, интенсивности мелкомасштабных неоднородностей ионосферы $\beta_{\text{и}}$ и дальности связи R

$$F_к = \frac{f_0\sqrt{1-\ln\left(1-\exp\left(-\sigma_\varphi^2\right)+\exp\left(1-\sigma_\varphi^2\right)\right)}}{\sigma_\varphi\sqrt{2+d_1^2}}, \quad (4)$$

где $\sigma_\varphi^2 = \psi(f_0, \beta_и)$ - дисперсия флуктуаций фазы во фронте волны на выходе ионосферы с мелкомасштабными неоднородностями; $d_1^2 = \psi(f_0, R)$ - дифракционный параметр. Более детальное функциональной зависимости (4) приведено в [9].

Расширение интервала частотной корреляции $F_к$ замираний в однолучевой ДКМ радиолинии позволит увеличить ширину спектра передаваемых сигналов F при выполнении условия $F < F_к$ отсутствия частотно-селективных замираний, что приведет к увеличению пропускной способности канала.

Исходя из изложенных выше условий обеспечения IP-телефонии по декаметровым каналам связи можно вывести выражение для требующейся ширины спектра передаваемых сигналов:

$$F = \left(\frac{C_{доп}}{[1+P_{ош\ доп}\log_2 P_{ош\ доп}+(1-P_{ош\ доп})\log_2(1-P_{ош\ доп})]}\right)\cdot N \quad (5)$$

где N понижающий коэффициент ($N<1$), для допустимой пропускной способности канала $C_{доп}=24$ кбит/с и допустимой вероятности ошибки $P_{ош\ доп}=10^{-5}$. Очевидно, что параметр N необходимо выбирать максимально близким к 1 для обеспечения условия $F < F_к$ при максимально широкой полосе канала связи. Соответственно при N=0,99 и $P_{ош\ доп}=10^{-5}$, требуемая ширина спектра составляет F=23,75 кГц.

Отсюда можно сделать вывод, что выбор рабочей частоты f_0 должен обеспечивать $F_к$ больше 23,75 кГц и $P_{ош\ доп}=10^{-5}$ при $h_{доп}^2 \to min$.

Таким образом, методика организации декаметровой связи для обеспечения IP-телефонии включает 4 этапа:

1) расчет параметра Райса на основе выражения (2);
2) определение допустимого отношения сигнал/шум для обеспечения $P_{ош\ доп}=10^{-5}$ на основе выражения (1);
3) расчет интервала частотной корреляции $F_к$ на основе выражения (4);
4) выбор рабочей частоты удовлетворяющий условиям $F_к > 23{,}75$ кГц и $P_{ош\ доп}=10^{-5}$ при $h_{доп}^2 \to min$.

Заключение

Разработана методика организации декаметровой связи для обеспечения IP-телефонии. Предложено математическое выражение и определена минимально допустимая ширина спектра передаваемого сигнала, удовлетворяющая условию допустимой пропускной способности канала $C_{доп}=24$ кбит/с при отсутствии частотно-селективных замираний $F < F_к$.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда в рамках выполнения проекта № 22-21-00768 (https://rscf.ru/project/22-21-00768).

Литература

1. 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.
2. 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.
3. https://voiceonbits.com/2010/08/15/codec-bandwidth-calculation-g711g729/.
4. В. Я. Цветков, п. Г. Сырцев, Реализация IP-телефонии в территориально-распределенной компании // Перспективы науки и образования. 2015. Том. 3. №15. С.41-47
5. Комарович В. Ф., Сосунов В. Н. Случайные помехи и надежность КВ связи. М.: Связь, 1977. 136 с.
6. Расчет параметра глубины замираний в однолучевой декаметровой радиолинии / В. П. Пашинцев, С. А. Тишкин, А. И. Иванников, И. И. Боровлев // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2001. Т. 44, № 12. С. 57–65.
7. Чернусь П.П., Чернусь Петр П. Численные методы и их применение в MATLAB. СПб.: БГТУ, 2018. 90 с.

8. Худяков Г. И., Осипов А. Развитие теории оценивания пропускной способности систем электро- и радиосвязи. Журнал Компоненты и технологии № 7, 2011. С. 147–154.
9. Коваль С. А., Пашинцев В. П., Копытов В. В., Манаенко С. С., Белоконь Д. А. Метод определения интервала частотной корреляции замираний в однолучевой декаметровой радиолинии // Системы управления, связи и безопасности. 2022. № 1. С. 67-103. DOI: 10.24412/2410-9916-2022-1-67-103.

DEVELOPMENT OF A METHODOLOGY FOR ORGANIZING DECAMETER COMMUNICATION TO ENSURE IP TELEPHONY

Belokon D.A.[1], Pashintsev V.P.[2], Toiskin V.E.[3]

[1]Krasnodar Higher Military School named after Army General S.M. Shtemenko
[2] North Caucasus Federal University
[3]Branch of the Military Academy of Strategic Rocket Troops after Peter the Great, s. Serpukhov

It is known that in order to organize IP telephony in a decameter communication channel, it is necessary to ensure an acceptable error probability equal to 10-4-10-5. When using the G.729 IP telephony codec, the bandwidth must be at least 24 kilobits per second. Currently, there is no method of organizing decameter communication that allows IP telephony with the specified requirements.

ОТСЛЕЖИВАНИЕ ОБЪЕКТОВ С ПОМОЩЬЮ ДРОНА: СИСТЕМНЫЙ АНАЛИЗ

доц. Ишков А.С., студ. Шилкин Д.Г., студ. Радиков Е.А.

Пензенский государственный университет

В последние годы компьютерное зрение развивается быстрыми темпами, что объясняется широким спектром его применения: системы наблюдения, роботы, беспилотные летательные аппараты и многое другое. Компьютерное зрение имеет несколько задач: обнаружение объектов на изображениях, обнаружение видеообъектов, слежение за одним объектом и слежение за несколькими объектами. В последние годы приложения компьютерного зрения используются в беспилотных летательных аппаратах для достижения поставленных целей. К ним относятся доставка грузов, обход препятствий, управление несколькими самолетами, картографирование, анализ лесных изображений, сельское хозяйство и другие. Одной из областей применения визуальных вычислений, используемых в беспилотниках, является отслеживание объектов. Отслеживание является большой проблемой в компьютерном зрении. В некоторых высокоуровневых приложениях, таких как видеонаблюдение, требуется отслеживание некоторых объектов, указанных в первом кадре, до соответствующих объектов в следующем кадре. Такие алгоритмы слежения используются для достижения полуавтономного движения беспилотников в зависимости от движения заранее заданной цели.

В данной работе происходит исследование возможности использования беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) для мониторинга объектов на больших расстояниях. Авторами проводится анализ существующих систем управления дронами и исследуются возможности использования различных технологий и датчиков для повышения эффективности и точности дронов. В работе предлагаются два метода слежения за объектами с помощью беспилотников.

Существует два основных метода разработки системы слежения за объектами для беспилотников. Первый - традиционный метод, при котором беспилотник передает видео на наземную станцию. На земле станция выполняет алгоритмы слежения за конкретной целью и посылает необходимые сигналы беспилотнику, чтобы он двигался в соответствии с движением цели. Второй тип полностью опирается на встроенные системы, не требуя от наземной станции интеллектуального зрения и передачи сигналов слежения дрону. В этом случае алгоритм слежения выполняется на встроенной системе и преобразует отслеженное местоположение цели в скорость дрона для перемещения дрона в соответствии с движением цели. Проблемой бортовой обработки является задержка передачи видеоизображения с дрона на наземную станцию и время передачи управляющего сигнала с наземной станции на дрон. Проблема бортовой обработки заключается в том, что ресурсы встроенной системы очень ограничены. Поэтому для достижения интеллектуального зрения требуется большое время обработки. Это ограничивает возможности использования встраиваемых систем в приложениях искусственного интеллекта. С увеличением числа приложений, необходимых для работы этого алгоритма ИИ на граничных устройствах без подключения к облаку, разработчики микросхем и многие производители аппаратного обеспечения начинают создавать граничные устройства, которые могут выполнять этот алгоритм с меньшим временем обработки. Основными мотивами данного исследования являются обзор предыдущих методов использования визуальных вычислений с беспилотниками и их анализ для определения наилучших. Основной вклад данной работы заключается в разделении и анализе методов, используемых при применении компьютерного зрения с беспилотниками, и обзоре предыдущих работ в этой области. В качестве одного из приложений компьютерного зрения для использования с беспилотниками было выбрано отслеживание одиночных объектов.

Выносная система обработки.

Система 1. В данном разделе описывается система слежения за объектами на борту. Достижение цели слежения за объектом осуществляется путем передачи видеосигнала с дрона в облако. Для осуществления процесса слежения и передачи дрону необходимых сигналов движения, исследователь разработал высокоскоростной алгоритм. Отличительной особенностью данной системы является интеграция интернета и компьютерного зрения с беспилотными летательными аппаратами. Данная система зависит от интернета, поскольку любой дефект, затрагивающий интернет, останавливает работу системы [1].

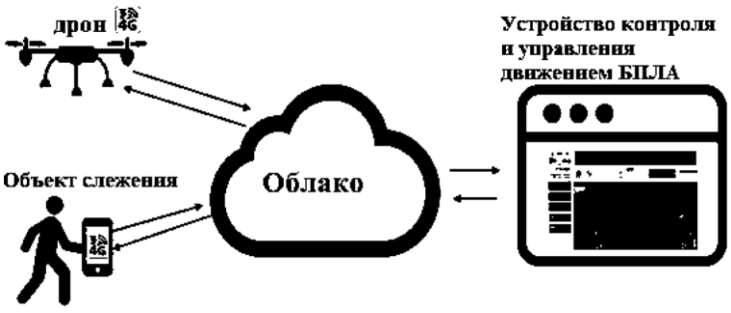


Рисунок 1. Поток данных в системе

Система 2. Из архитектуры системы, представленной на рисунке 2, следует, что разработчик передавал видео с беспилотника на наземную станцию по Wi-Fi для осуществления процесса слежения с помощью алгоритма, разработанного на основе свёрточной нейронной сети. Для управления движением беспилотника в соответствии с обнаруженным движением цели также используется перипортальный интегральный и производный контроллер [2].

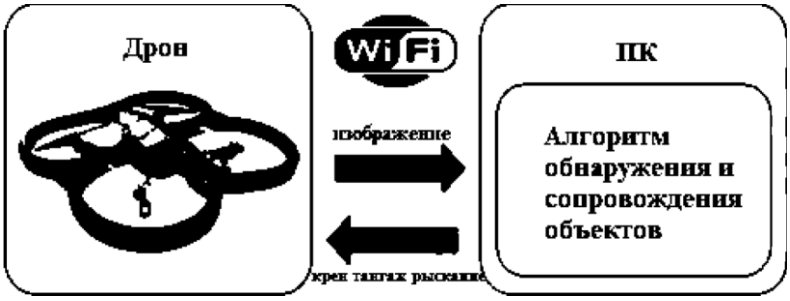


Рисунок 2. Архитектура системы

Бортовая вычислительная система.

Система 1. В данном разделе описывается система слежения за объектами на борту автомобиля. В [3] для реализации алгоритма слежения исследователь использовал встраиваемую систему, содержащую процессор snapdragon 801 (2,4 ГГц). При этом из-за отсутствия графического процессора (GPU) для достижения скорости выполнения был разработан алгоритм слежения, далекий от глубокого обучения, основанный на вычитании фона для обнаружения движущихся объектов, и скорость выполнения разработанного алгоритма достигла 16,2 кадров/с. На рисунке 3 показана реализация этой системы.

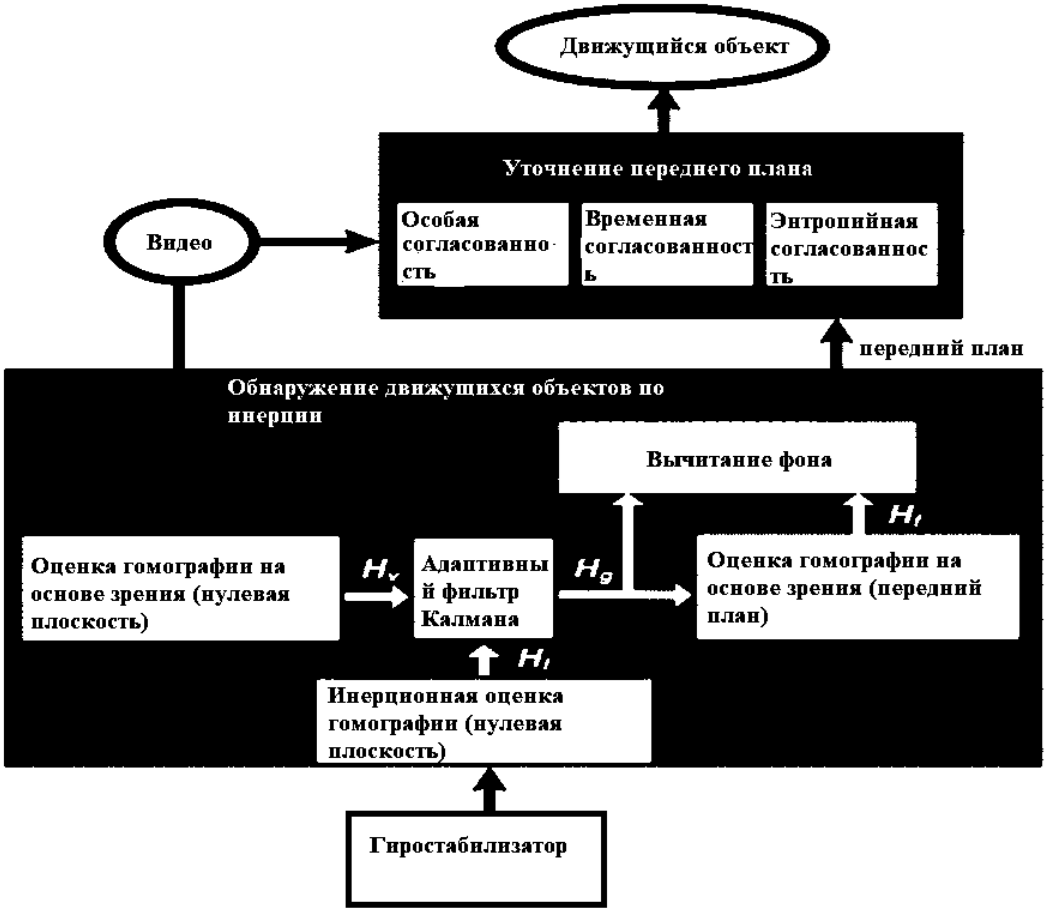


Рисунок 3. Основной поток данных

Система 2. В работе [4] исследователь использует NVIDIA Jetson tx2 в качестве встраиваемой системы, применяемой в беспилотном летательном аппарате для реализации алгоритмов слежения. В этой работе

исследователь использовал алгоритмы слежения, предварительно встроенные в библиотеку OpenCV. Скорость выполнения этих алгоритмов варьировалась в пределах 18-72 FPS. На рис. 4 показана архитектура системы.

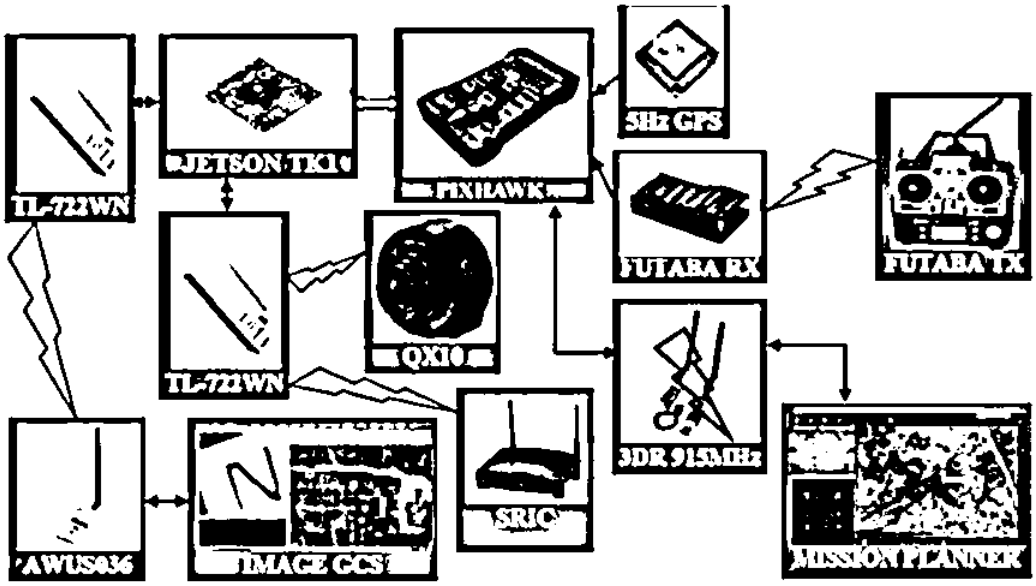


Рисунок 4. Архитектура системы

Заключение. В данной работе описаны два метода, используемые для реализации системы слежения за объектами беспилотного летательного аппарата. Существует два типа построения системы. Первый - это бортовая обработка, для которой необходима наземная станция. Второй - бортовая обработка, для которой необходима встроенная система, подключаемая к беспилотнику для отслеживания объекта. Бортовая обработка является наиболее оптимальной при проектировании системы, позволяющей избежать потери данных при передаче на наземную станцию в первом варианте. Но для достижения наилучшей скорости необходимо использовать встраиваемую систему с высокими вычислительными возможностями. А вот обработка на борту является наиболее эффективной с точки зрения экономии электроэнергии, так как выполняет процесс обработки на наземной станции.

Литература.

1. Кубаа и Б. Куреши, "DroneTrack: Облачное слежение за объектами в режиме реального времени с помощью беспилотных летательных аппаратов через Интернет", IEEE Access, vol. 6, pp. 13810-13824, 2018, doi: 10.1109/ACCESS.2018.2811762.
2. Рохан, М. Рабах и С.Х. Ким, " Обнаружение и отслеживание объектов на основе конволюционной нейронной сети в реальном времени для Parrot AR Drone 2", IEEE Access, vol. 7, pp. 69575-69584, 2019, doi: 10.1109/ACCESS.2019.2919332.
3. Ли, И. Сан, and Д. Кай, " Интеллектуальная система мобильного беспилотника на основе обнаружения объектов в реальном времени", J. Artif. Intell., vol. 1, no. 1, pp. 1-8, 2019, doi: 10.32604/jai.2019.06064.
4. Хуанг, П. Чен, Х. Янг, К. Т. Т. Ченг, "Визуально-инерциальная беспилотная система для обнаружения движущихся объектов в реальном времени", IEEE Int. Conf. Intell. Robot. Syst., vol. 2017-Septe, pp. 1725-1731, 2017, doi: 10.1109/IROS.2017.8205985.
5. Рамтула, А. Какавале, Г. Белтраме и М. Швагер, " MSL-RAPTOR: 6DoF трекер относительной позы для бортового восприятия роботов," Springer Proc. Adv. Robot., vol. 19, pp. 520-532, 2021, doi: 10.1007/978-3-030-71151-1_46.

TRACKING OF OBJECTS BY DRONE: SYSTEM ANALYSIS

Associate Professor A.S. Ishkov, stud. Shilkin D.G., stud. Radikov E.A.

Penza State University

Computer vision has been developing rapidly in recent years due to its wide range of applications: surveillance systems, robots, drones, and more. Computer vision has several tasks: object detection in images, video object detection, single object tracking and multi-object tracking. In recent years, computer vision applications have been used in unmanned aerial vehicles to achieve their objectives. These include cargo delivery, obstacle avoidance, multi-aircraft control, mapping, forest image analysis, agriculture and others. One of the applications of visual computing used in drones is object tracking. Tracking is a big challenge in computer vision. Some high-level applications such as video surveillance require tracking some objects specified in the first frame to the corresponding objects in the next frame. Such tracking algorithms are used to achieve semi-autonomous motion of drones depending on the motion of a pre-defined target.

This paper investigates the possibility of using unmanned aerial vehicles (UAVs) to monitor objects over long distances. The authors analyse existing drone control systems and investigate how different technologies and sensors can be used to improve the efficiency and accuracy of drones. The paper proposes two methods for tracking objects using drones.

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 3.

ПЕРЕДАЧА И РАСПОЗНАВАНИЕ СИГНАЛОВ В ШУМАХ ЛЮБОЙ ФИЗИЧЕСКОЙ ПРИРОДЫ. КОДИРОВАНИЕ.

АНАЛИЗ И ВЫБОР НАИБОЛЕЕ ПРИЕМЛЕМЫХ МЕТОДОВ БИОМЕТРИЧЕСКОЙ АУТЕНТИФИКАЦИИ ОПЕРАТОРОВ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ

студ. Кирин А.С., асп. Гужова С.А., д.т.н. Малыгина Е.А.

Пензенский государственный университет

Рассмотрено значение аутентификации операторов систем управления. Приведет сравнительный обзор и анализ статических и динамических параметров для биометрической аутентификации личности, в частности по отпечатку пальца, по сетчатке или радужной оболочки глаза, по рукописному слову-паролю, по голосу. Рассмотрены и проанализированы, «нечетные экстракторы», применяемые на Западе, и нейросетевые преобразователи биометрия-код, применяемые в России. Было предложено, что нейронные сети, обученные по ГОСТ Р 52633.5 являются более превосходящем решением.

Система управления является одной из самых значимых систем, так как благодаря ей осуществляется координирование различных структур, передаётся важная, а иногда и секретная информация. В связи с этим встаёт необходимый вопрос о защите данной системы от злоумышленников (людей или программ, не являющихся доверенными лицами) и их несанкционированных входах, тем самым предотвращая утечку подлинной информации или фальсифицирование каких-либо данных. Один из вариантов распознавания операторов может представлять собой биометрическую аутентификацию. Это метод распознавания личности, использующий его уникальные биологические характеристики [1]. Благодаря научно-техническому прогрессу виды данных характеристик постоянно увеличиваются. На данный момент уже доступна аутентификация по таким параметрам как ДНК, химический состав пота, сердечный ритм и так далее, что не является пределом для научно-технического прогресса. Однако зарождением данной отрасти исследований была дактилоскопия, использующая отпечатки пальцев – параметр отличающейся своей особой уникальностью, которая заключается в неповторимости рисунка у различных людей, даже у однояйцевых близнецов. В начале двадцатого века эта область изучения найдет своё широкое применение в органах охраны правопорядка, особенно в криминалистике, которая будет использовать эту индивидуальную особенность для поимки преступников и подтверждения личности человека [2].

На данным момент всё типы биометрических параметров можно разделить на два больших класса - статические и динамические. Давайте рассмотрим каждый из них отдельно и проведем сравнительный анализ, в ходе которого выявим достоинства и недостатки обоих.

Статические параметры – это бес переменчивые, то есть не изменяемые во времени, характеристики человека, используемые для его биометрической аутентификации. Они основаны на показателях индивидуума, которые присутствуют у него с момента его рождения, что бес спорно является одним из их достоинств, так как эти параметры не могут быть потеряны или забыты. Давайте рассмотрим их на конкретных примерах аутентификации.

По отпечатку пальца: Этот метод является одним из самых распространённых, поэтому предлагается обсудить его подробнее. Происходит считывание папиллярных узоров (рельефных линий), которых образуют дуговые, петлевые, завитковые рисунки, их строение обусловлено рядами гребешковых выступов кожи, разделенных бороздками. Им свойственна индивидуальность, относительная устойчивость, восстанавливаемость. На сегодняшний день есть много отличных друг от друга алгоритмов распознавания отпечатка пальца. Наиболее распространенным является извлечение деталей. Выделяется от 60 до 70 мелких сегментов, каждый из которых имеет свои координаты, тип (разветвление, окончание, триангуляция) и направление. Существует несколько методов их считывания: Оптический (FTIR, оптоволоконные, электрооптические, оптические протяжные, роликовые, бесконтактные сканеры), емкостной, нажимной, ультразвуковой, температурный методы [3].

По сетчатке или радужной оболочки глаза: Сложность устройства человеческого глаза нашла своё применение в отдельном виде аутентификации. Способ распознавание по данному виду характеристик представляет собой одни из самых точных методов идентификации благодаря уникальному строению глаза, что позволяет выделять до 200 мелких сегментов для считывания. Приведем некоторые способы используемые в этом виде

распознавания индивидуума. Алгоритм Канни и метод Даугмана часто применяемы для установления размера и границ зрачка. Метод Хоу и метод Хаара – для обозначения границ радужной оболочки. Также при определенных условиях они могут быть использованы совместно. Фильтр Гобара применяется для обнаружения ключевых точек, так как в нем присутствует простота и точность исполнения. Еще одним методом нахождения ключевых точек является симбиоз фильтра Гаусса и оператора Лапласа. Независимо от того, что технология имеет недостатки, в виде дорогой цены системы и сложности ее использования, она является достаточно перспективной благодаря показателю ошибок 1-го и 2-го рода [4, 5].

Динамические параметры – это переменчивые, то есть изменяемые со временем, характеристики человека, используемые для его биометрической аутентификации. Они основаны на поведенческих чертах и особенностях, физиологических реакциях личности. Данные свойства труднее подделать, что делает их более приватными и является одним из достоинств. Давайте также рассмотрим их на конкретных примерах.

По рукописному слову-паролю: Технология основана на динамике движения руки и особенностях подчерка доверительного лица. Если аппаратура имеет возможность считывания силы давления при написании определенных слов, словосочетаний или предложений, то учитывается и этот фактор. Метод получения контролируемых параметров зависит от производителя каждой конкретной аппаратуры, программы считывания биометрических данных. В среде моделирования «БиоНейроАвтораф» [6] используются коэффициенты двухмерного преобразования Фурье. Происходит учет шестнадцати синусоидальных и косинусоидальных гармонических составляющих колебаний, которые появляются при написании слова-пароля. Исходя из того, что образ является двухмерным, то происходит вычисление только верхней части матрицы (416 коэффициентов) двухмерного преобразования Фурье [7].

По голосу: Данных вид динамических параметров широко применяется в биометрической аутентификации и зарекомендовал себя как общедоступный и простой в эксплуатации и реализации, что нельзя не выделить в его достоинства. Однако он также не лишен и недостатков. В результате действия различных факторов, таких как простуда, срыв голосовых связок, влияние внешних шумов, происходит видоизменение звука произносящего лица, что бес спорно повлияет на качество аутентификации. Всю операцию по обработке голоса можно разделить на предобработку сообщения, выделение контролируемых параметров, идентификация [8].

Распознавание статических биометрических образов проще с точки зрения их обработки, сбор баз образов осуществляется легче, относительно высокая точность и надежность. Для обработки динамических параметров требуется больше времени и более высокая вычислительная мощность, однако они имеют более высокую точность и удобство применения. Выбор между использованием статических и динамических параметров сугубо индивидуален для каждой ситуации. Каждый из них имеет ряд своих преимуществ и недостатков.

На сегодняшний день по всему земному шару широко ведутся исследования и разработки в области технологий биометрической аутентификации. Специалисты стран Запада выбрали путь «нечётных экстракторов» (Fuzzy Extractor). Они видоизменяют образы статистических параметров в криптографических код доступа путем объединения биометрических данных и хэширующий конструкций, которые гарантируют защиту самих параметров человека от чужого. Дискретизация относительно определённой границе множества биометрических данных – в этом заключается основной смысл «нечетных экстракторов». Одним из главных их недостатков являются «короткие ключи». Новая кодовая последовательность возникает при каждом новом образе. Появляется до 20% ошибок, они устраняются БЧХ кодом с 20 кратной избыточностью, однако после избыточная часть убирается и выходной код становится коротким. Его вполне хватает для обработки рисунка радужной оболочки глаза, но не для рукописного слова-пароля [9].

В России выбрали путь нейросетевых преобразователей биометрия-код, у которых полностью отсутствует проблема «коротких ключей». Обученные по ГОСТ Р 52633.5 [10] они не имеют на данным момент времени аналогов. Данная технология обладает более высокими биометрическими показателями качества за счет квантования континуумов входных данных после их обогащения. В этом и заключается принципиальная разница в сравнении с «нечетными экстракторами». Квантование состояний «Свой» / «Чужой» происходит практически без ошибок, когда, во время настройки, входной сумматор нейрона обогащает входные данные. Это подтверждается примером, когда данные, содержащие больше половины процентов ошибок в битах кода, исправляются нейронными сетями при условии, что входов у нейрона в три раза больше, чем выходов, то есть избыточность как минимум в три раза выше. Классические самокорректирующиеся коды, применяемые в «нечетных экстракторах», этого не могут. Следует отметить, что при обучении крупномасштабных нейронных сетей можно учитывать истинное распределение многомерных вероятностей биометрических данных, чего не сделать у традиционных кодов обнаружения и исправления ошибок [11].

Можно сделать вывод о том, что нейронные преобразователи биометрия-код по всем результатам превосходят «нечетные экстракторы».

Литература

1. Болл Р., Коннел Д., Панканти Ш., Ратха Н., Сеньор Э. Руководство по биометрии. М. : Техносфера, 2007. 368 с.
2. URL: https://club.dns-shop.ru/blog/t-57-tehnologii/39831-biometricheskaya-autentifikatsiya-vozmojnosti-primenenie-tehnolog/?ysclid=ln7f3gma8w301787269
3. Задорожный В. Идентификация по отпечаткам пальцев // PC Magazine/Russian Edition. 2004. № 1
4. Давлетханов М. Идентификация по радужке глаза. Часть 1. http://www.bre. ru/security/24514.html
5. Давлетханов М. Идентификация по радужке глаза. Часть 2. http://www.bre. ru/security/24531.html
6. Иванов А.И., Захаров О.С. Среда моделирования «БиоНейроАвтограф». Программный продукт создан лабораторией биометрических и нейросетевых технологий, размещен с 2009 г. на сайте АО «ПНИЭИ» http://пниэи.рф/activity/science/noc.htm для свободного использования университетами России, Белоруссии, Казахстана.
7. Иванов, А. И. Многомерная нейросетевая обработка биометрических данных с программным воспроизведением эффектов квантовой суперпозиции : монография / А. И. Иванов. – Пенза : ПНИЭИ. – 2016. –133
8. Тассов К. Л. Метод идентификации человека по голосу / К. Л. Тассов, Р. А. Дятлов // Инженерный журнал: наука и инновации. 2013. Вып. 6 // URL: http://engjournal.ru/catalog/it/biometric/1103.html.
9. Иванов А.И. Нечеткие экстракторы: проблема использования в биометрии и криптографии. // Первая миля. № 1, 2015 г. с. 40-47.
10. ГОСТ Р 52633.5-2011 «Защита информации. Техника защиты информации. Автоматическое обучение нейросетевых преобразователей биометрия-код доступа».
11. Нейросетевое преобразование биометрического образа человека в код его личного криптографического ключа: монография/ В.И. Волчихин, А.И. Иванов, В.А. Фунтиков, А.Ю. Малыгин и др. – М.: Радиотехника, 2008, книга №29 научной серии «Нейрокомпьютеры и их применение». – 87 с.

ANALYSIS AND SELECTION OF THE MOST ACCEPTABLE METHODS OF BIOMETRIC AUTHENTICATION OF CONTROL SYSTEM OPERATORS

student. Kirin A.S., asp. Guzhova S.A.,
Doctor of Technical Sciences Malygina E.A.

Penza State University

The value of authentication of control system operators is considered. Will provide a comparative review and analysis of static and dynamic parameters for biometric identity authentication, in particular by fingerprint, retina or iris, by handwritten word-password, by voice. The "odd extractors" used in the West and the biometrics-code neural network converters used in Russia are considered and analyzed. It has been suggested that neural networks trained according to GOST R 52633.5 are a more superior solution.

ПРОГРАММА ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА СЛУЧАЙНЫХ ЧИСЛОВЫХ ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ, ПОЛУЧЕННЫХ ИЗ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ДАННЫХ

доц. Иванов А.П., студ. Мишин Д.В.,
студ. Холопов Д.А., преп. Юнин А.П.

Пензенский государственный университет

В данном проекте рассматривается создание программного обеспечения, которое позволит оценивать качество случайных последовательностей. В частности, исследуется возможность использования нейронных сетей в области информационной безопасности, а именно для оценки качества случайных последовательностей, полученных из биометрических данных на основе статистических параметров, вычисленных с помощью свёрток Хэмминга. Одним из перспективных сценариев применения этой системы является ее интеграция в небольшие вычислительные устройства с ограниченными ресурсами, такие как низкое энергопотребление, ограниченный объем оперативной и постоянной памяти.

Случайные последовательности играют ключевую роль в криптографии. Они применяются для создания ключевых и исходных параметров криптографических алгоритмов, а также для формирования последовательностей, используемых для шифрования данных в поточных криптосистемах.

Связь между случайностью и криптографией тесна: главная цель криптографических систем заключается в преобразовании осмысленных открытых текстов, которые не обладают случайным характером, в такие зашифрованные последовательности символов, которые кажутся случайными. Это свойство криптосистем используется для генерации псевдослучайных последовательностей (ПСП), которые служат важным элементом в обеспечении криптографической безопасности [1].

Существуют два основных подхода к анализу псевдослучайных последовательностей:

– криптографический анализ: Эта методика нацелена на выявление закономерностей в исследуемой последовательности, которые позволяют восстановить всю последовательность, исходя из её части. Главная цель - обнаружение уязвимостей в криптографических системах, использующих такие последовательности;

– статистический анализ: Этот подход направлен на выявление статистических аномалий в псевдослучайных последовательностях. Он позволяет предсказывать следующие или предыдущие значения элементов последовательности с вероятностью, превышающей 0,5. Этот анализ помогает выявлять недостаточную случайность в последовательностях, что может быть критично в криптографии и безопасности.

Для программной реализации был выбран статистический подход, а именно вычисление расстояния Хэмминга. Расстояние Хэмминга, также известное как кодовое расстояние, представляет собой количество позиций, на которых отличаются символы двух одинаково длинных слов. В более общем смысле, оно может быть применено к строкам одинаковой длины, состоящим из символов из любого q-ичного алфавита. Эта метрика используется для измерения различий между объектами одинаковой размерности в метрическом пространстве.

Изначально метрика была сформулирована Ричардом Хэммингом во время его работы в Bell Labs для измерения различий между кодовыми комбинациями, представленными двоичными векторами, в векторном пространстве кодовых последовательностей. В данном контексте, расстояние Хэмминга $d(x, y)$ между двумя двоичными последовательностями (векторами) x и y длины n определяется как количество позиций, в которых они различаются [2]. Стоит отметить, что расстояние Хэмминга является частным случаем метрики Минковского, используя соответствующее определение для вычитания:

$$d_{ij} = \sum_{k=1}^{p} |x_{ik} - x_{jk}|$$

Два слова, расстояние Хэмминга между которыми равно 1, называют соседними.

В некоторых системах счисления, например, в коде Грея, целые кодированные числа, различающиеся на 1, имеют расстояние Хэмминга равное 1. Такие числа называют "соседними". Соседнее кодирование важно при проектировании логических устройств, где необходимо исключить логические гонки. Это позволяет эффективно управлять переключением состояний и сигналов в устройствах, минимизируя вероятность возникновения конфликтов и неправильного функционирования.

На основе данного метода была разработана программа для вычисления расстояния свёрток Хэмминга.

Программное обеспечение написано на языке программирования C# на платформе Windows Presentation Foundation (WPF). WPF представляет обширный, масштабируемый и гибкий набор возможностей для взаимодействия с базами данных, машинным обучением и системными функциями операционной системы.

Были спроектированы и реализованы три варианта ввода исходной последовательности:

– строка. Данный вариант преобразуют текстовую строку в двоичную последовательность;

– чтение файла. Данный вариант предполагает чтение файла из файлов системы и преобразования его в двоичную последовательность;

– биометрия. Данный вариант реализуется с помощью переведение координат биометрической подписи в двоичную последовательность.

Вариант ввода в интерфейсе выбирается с помощью комбинированного списка.

Для проведения исследования задаются общие параметры:

– эталонная последовательность. Предназначена для сложения вводимой последовательности с эталонной последовательностью по модулю сложения. В качестве эталонной последовательности может быть выбран один из семи доступных вариантов: случайная сгенерирования последовательность, текстовый фрагмент классической литературы на русском или английском языках, текстовый фрагмент современной литературы на русском или английском языках и тексты научных технических статей на русском или английском языках;

– модуль сложения. Предназначен для обработки вводимой и эталонной последовательности. Параметр варьируются от 2 до 65536.

Вариант настройки параметров исследования представлен на рисунке 1.

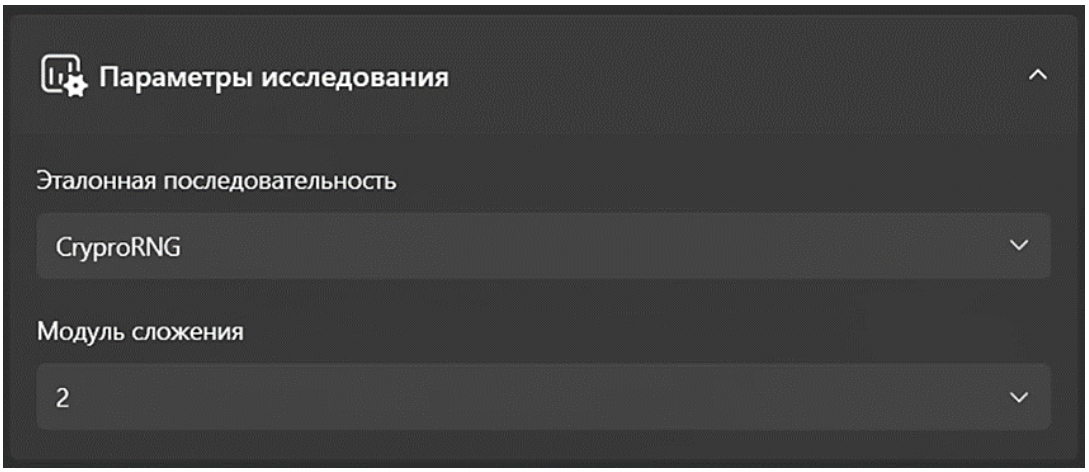


Рисунок 1 – Вариант настройки параметров исследования

Принцип работы программного обеспечения заключается в следующем: на вход поступает преобразованная двоичная последовательность и складывается по выбранному в программе модулю с эталонной последовательностью, которая состоит из 10000 бит. Каждый фрагмент данной последовательности накрывается гаммой из проверяемой последовательности в пространстве сверток Хэмминга по выбранному модулю. По окончанию вычислений строиться график распределения свёрток Хэмминга и выводятся его статистические характеристики. Пример построенного графика представлен на рисунке2.

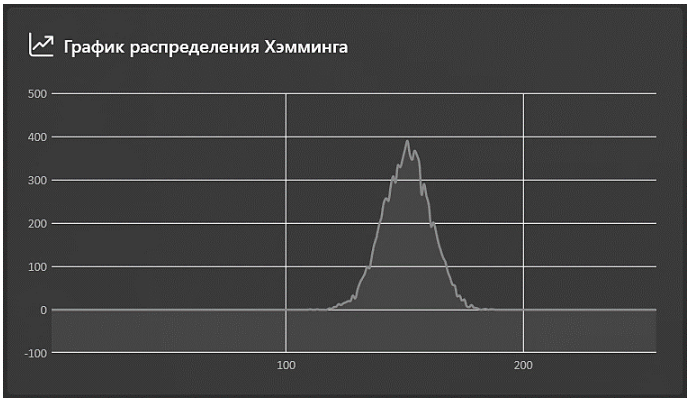


Рисунок 2 – Панель «График распределения Хэмминга»

Статистические характеристики отображаются в панели «Результаты». На данной панели выводится общее математического ожидание, среднеквадратическое отклонение и оценка нейронной сети. Строиться диаграмма математического ожидания по сегментам (диапазонам), а также отображается график диапазонов снятия статистических характеристик. Пример результата представлен на рисунке 3.

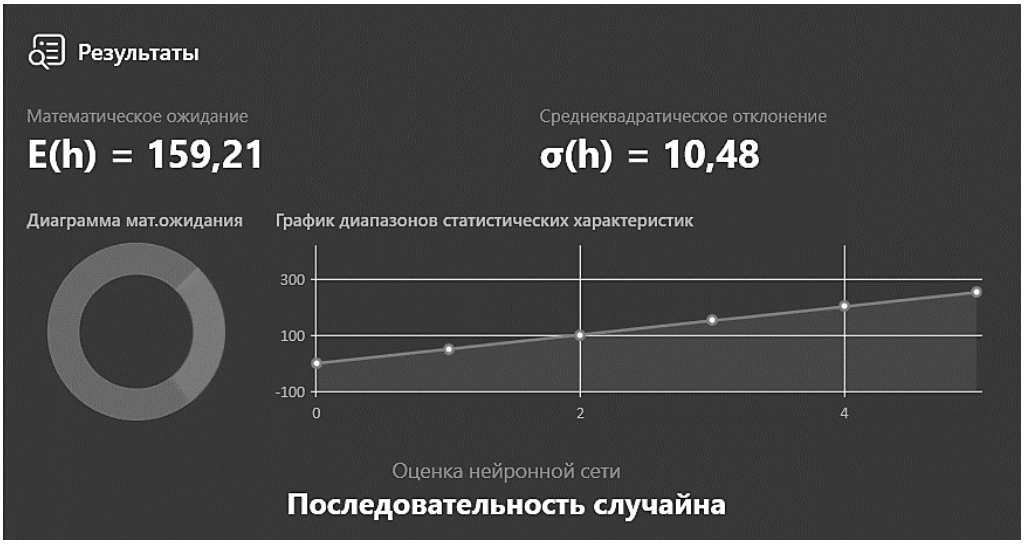


Рисунок 3 – «Результаты»

Нейронная сеть выполняет оценку на основе вычисленных статистических данных. Пример собранных статических характеристик пространства свёрток Хэмминга представлен в таблице 1.

Таблица 1

Пример обучающего набора данных на основе свёрток Хэмминга

Проверяемая последовательность	Модуль сложения	*E1(h)*	*E2(h)*	*E3(h)*	*E4(h)*	*E5(h)*	*σ(h)*	*E(h)*
Случайна	2	0	0	18.4036	6.64047	1.55	7.45082	127.584
Случайна	2	0	0	19.4112	6.87114	1.625	6.95875	127.717
Случайна	2	0	0	18.9503	7.05437	1.16667	7.11411	128.002
Не случайна	2	21.3333	14.4806	13.4526	10.798	2.70053	17.1581	120.871
Не случайна	2	22	14.1768	14.8063	11.9441	3.54983	18.1063	124.852
Не случайна	2	20.9231	13.1977	14.7957	11.581	4.35302	19.3396	125.43

Сценарий нейронной сети: классификация на малых данных и выходные данные нейронной сети формируются на основе представления категориального распределения по меткам классов [3-5]. Используются два классификатора: проверяемая последовательность является случайной, проверяемая последовательность не является случайной.

На вход нейронной сети подаётся 8 статистических характеристик: модуль сложения, математическое ожидание 1-го до 5-го интервала, математическое ожидание и среднее квадратическое отклонение для всего интервала.

Далее, в качестве первого скрытого слоя была использована функция активации ReLU, которая позволяет на начальных этапах обучения отсечь ненужные связи нейронов при отрицательном выходе.

В качестве второго скрытого слоя была использована sigmoid, способствующая более точно производить расчёт весовых коэффициентов, благодаря усилению слабых и не насыщению сильных сигналов.

Для повышения производительности и стабилизирования работы нейронной сети был использован метод пакетной нормализация (англ. batch-normalization). Суть данного метода заключается в том, что некоторым слоям нейронной сети на вход подаются данные, предварительно обработанные и имеющие нулевое математическое ожидание и единичную дисперсию.

Слой softmax является итоговым, который преобразует значения в относительную вероятность, и сумма всех вероятностей будет равна 1.

Структура нейронной сети представлена на рисунке 4.

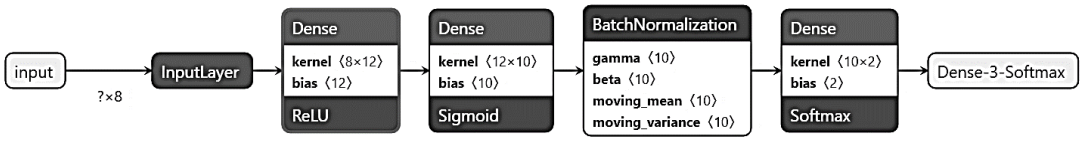


Рисунок 4 – Структура нейронной сети

Точность модели на основе валидационных данных достигла 100%, а потери при обучении составляли $9.9779 \cdot 10^{-4}$.

Интерфейс разработанного программного обеспечения представлен на рисунке 5.

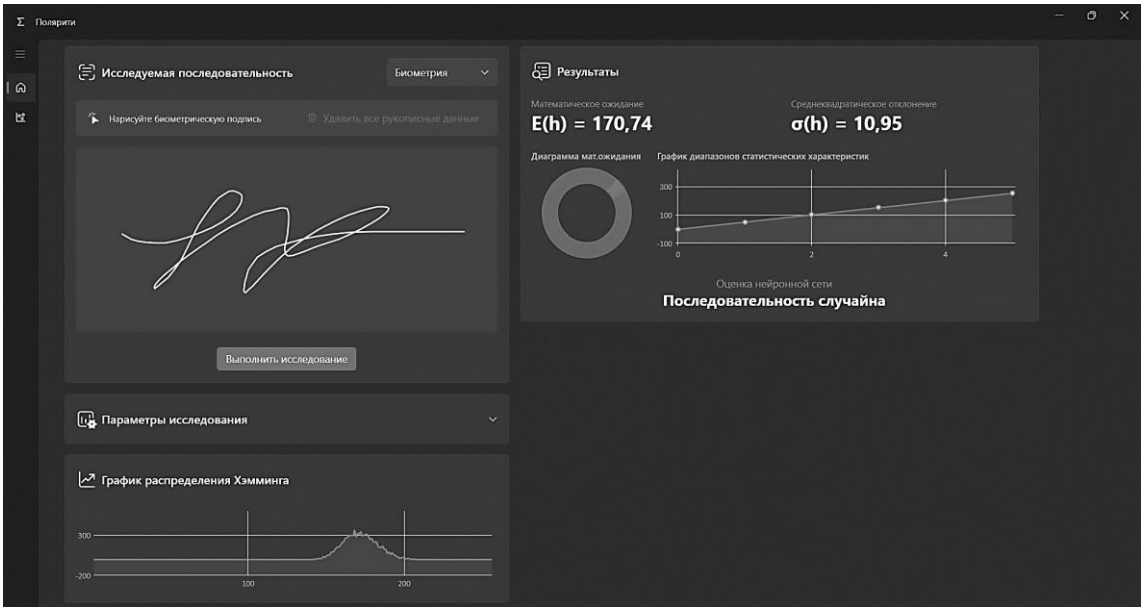


Рисунок 5 – Интерфейс программного обеспечения

С помощью разработанного программного обеспечения [6] были выполнены исследования последовательностей. Результаты представлены в таблице 2.

Таблица 2

Исследование последовательностей с помощью нейронной сети

№	Описание	Последовательность	Оценка нейронной сети
Символьная последовательность			
1	Кириллический алфавит (без «ё») – в верхнем регистре	АБВГДЕЖЗИЙКЛМНОПРСТУФХЦЧШЩЪЫЬЭЮЯ	Неслучайна
2	Латинский алфавит – в верхнем регистре	ABCDEFGHIJKLMNOPQRSTUVWXYZ	Неслучайна
3	Случайная последовательность (32 буквы) (кириллический алфавит)	ЯБзЯбЫХзЕФПМЫФОзАзКЬвЭНеНбГЖЩЧгТ	Случайна
4	Случайная последовательность (32 буквы) (латинский алфавит)	GXPdMxxuqaUyAHEpEKvnYboMKHIDArtl	Случайна
5	Осмысленный текст (кириллический алфавит)	Привет, мир!	Неслучайна
6	Осмысленный текст (латинский алфавит)	Hello,world!	Неслучайна
Биометрические данные			
7	Геометрическая фигура	Треугольник	Неслучайна
8	Подпись на основе имени и фамилии	Максим Глебов	Случайна
9	Хаотичная роспись		Случайна

Таким образом использование данной нейронной сети позволяет с достаточно высокой точностью отличать случайную последовательность от неслучайной.

Перспектива программно-технического обеспечения заключается в том, что данная система легко интегрируется, как в доверенную вычислительную среду, так и в информационные системы ограниченного доступа, за счёт линейной сложности. Большие вычислительные ресурсы затрачиваются единожды – при обучение искусственно созданной нейронной сети (нахождение весовых коэффициентов).

Литература

1. Будько М.Б., Будько М.Ю., Гирик А.В., Грозов В.А. Методы генерации и тестирования случайных последовательностей. - СПб.: Университет ИТМО, 2019. - 70 с.
2. Волчихин, В. И. Многомерный портрет цифровых последовательностей идеального «белого шума» в свертках Хэмминга / В. И. Волчихин, А. И. Иванов, А. П. Юнин, Е. А. Малыгина // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2017. – № 4 (44). – С. 4–13. DOI 10.21685/2072-3059-2017-4-1
3. Николенко С., Кадурин А., Архангельская Е. Глубокое обучение. – СПб.: Питер, 2022. – 480 с.
4. Andrew L. Maas, Awni Y. Hannun, Andrew Y. Ng: Rectifier Nonlinearities Improve Neural Network Acoustic Models. 2014.
5. Charles D., Yoshua B., François B., Claude N., René G.: Incorporating Second-Order Functional Knowledge for Better Option Pricing. NIPS 2000: 472-478
6. Холопов Д.А., Мишин Д.В., Иванов А.П., Юнин А.П. Программа проверки качества случайных числовых последовательностей, полученных их биометрических данных. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2023663453, 22.06.2023. Заявка № 2023661578 от 05.06.2023.

PROGRAM TO CHECK THE QUALITY OF RANDOM NUMERICAL SEQUENCES OBTAINED FROM BIOMETRIC DATA

Ph.D. Ivanov A.P., stud. Mishin D.V., stud. Holopov D.A.

Penza State University

This project deals with the creation of software that will allow estimating the quality of random sequences. In particular, it explores the possibility of using neural networks in the field of information security, namely to estimate the quality of random sequences based on statistical parameters derived from biometric data obtained using Hamming convolutions. One of the promising application scenarios of this system is its integration into small computing devices with limited resources, such as low power consumption, limited amount of RAM and permanent memory.

ДВЕ ФОРМЫ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ФРАКТАЛЬНОГО ПОКАЗАТЕЛЯ ХЁРСТА НА МАЛЫХ ВЫБОРКАХ

проф., д.т.н. Иванов А.И.[1], доц., к.т.н. Тарасов Д.В.[2], асс. Герасин В.Ю.[3]

[1]АО «Пензенский научно-исследовательский электротехнический институт»
[2]Пензенский государственный университет
[3]Финансовый университет при Правительстве Российской Федерации

Рассматривается две логарифмические формы возможного представления показателя Хёрста и средства программного моделирования их возможных выходных состояний. Показано, что обе формы имеют методическую погрешность, обусловленную малым объемом выборки. Показана возможность, корректировки вычислительных формул для устранения, наблюдаемых методических погрешностей. Выполнено связывание входных данных вычислительной формулы. Показано, что вычислительные формы противоположно реагирую на персистентное связывание обрабатываемых данных.

В прошлом веке Хёрст предложил один из первых эффективных инструментов фрактального анализа разливов рек, длин береговой линии островов, горных ландшафтов [1, 2, 3]. При этом фрактальных инструментов анализа реальных объектов должно быть достаточно много. По крайней мере, эти новые, создаваемые сегодня инструменты, должны быть приспособлены к решению биометрических задач высокой размерности [4].

Каким образом, необходимо оценить реальные положительные и отрицательные стороны хорошо исследованного функционала Хёрста на малых выборках. На рисунке 1 приведены результаты моделирования классического показателя Хёрста для независимых входных данных.

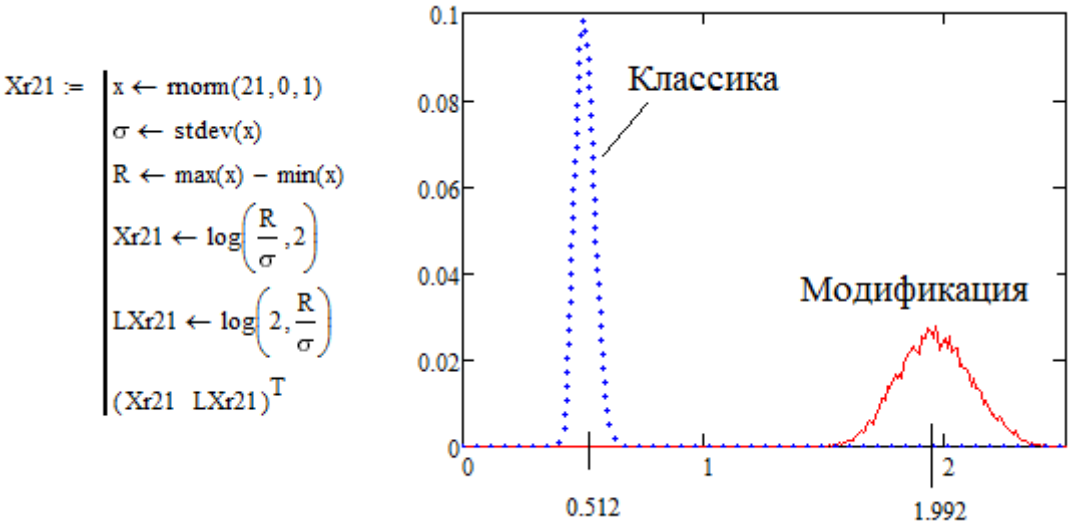


Рисунок 1. Два варианта представления показателя Хёрста для независимых данных объемом 21 опыт

Как видно из рисунка 1 математическое ожидания откликов классического функционала составляет значение -0.512. Это хорошо совпадает с теорией хаоса случайного броуновского движения [5, 6]. Численное моделирование хорошо совпадает с теорией, предсказывающей значение математического ожидания -0.5 для белого шума. Мы наблюдаем для малых выборок в 21 опыт методическая ошибка мала - 0.012.

Одним из самых простых способов модификации классического критерия Хёрста является перестановка переменных при вычислении логарифмов. В этом случае математическое ожидание существенно сдвигается в право до величины – 1.992. Для подобной модификации наблюдается многократное увеличение методической ошибки.

Если поставить задачу устранения методических ошибок двух функционалов, то она легко решается. В левой части рисунка 2 приведена программная реализация двух фрактальных конструкций, где выполнена компенсация методических ошибок.

$$
\begin{aligned}
Xr21 := \;& x \leftarrow \mathrm{morm}(21,0,1) \\
& \sigma \leftarrow \mathrm{stdev}(x) \\
& R \leftarrow \max(x) - \min(x) \\
& Xr21 \leftarrow \log\left(\frac{R}{\sigma},2\right) - 1.46 \\
& LXr21 \leftarrow \log\left(2,\frac{R}{\sigma}\right) - 0.012 \\
& (Xr21 \;\; LXr21)^{T}
\end{aligned}
$$

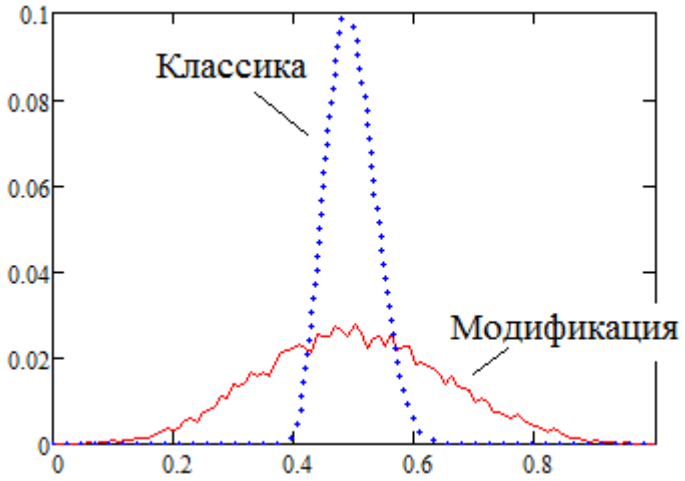


Рисунок 2. Два варианта представления показателя Хёрста после устранения методической ошибки

Казалось бы, что устранение методических ошибок, должно дать улучшение приближения к теоретическим постулатам теории броуновского движения [5, 6]. Проверить это достаточно легко, воспроизводя данные персистентно сцеплены. На рисунке 3 приведена программная реализация сцепления между собой полностью случайных данных малых выборок в 21 опыт. Связывание выполнено скользящим окном усреднения в 5 рядом расположенных случайных отсчетов. Результаты численного моделирования приведены в правой части рисунка 3.

Из рисунка 3 видно, что персистентное связывание данных влияет по-разному на отклики двух фрактальных функционалов Хёрста. Классический функционал дает сдвиг математического ожидания в левую сторону, что противоречит теории броуновского движения [5, 6]. Напротив, модифицированный функционал Хёрста ведет себя точно, как предсказывает теория случайного броуновского движения [5, 6].

$$
\begin{aligned}
Xr21 := \;& x \leftarrow \mathrm{morm}(21,0,1) \\
& y \leftarrow x \\
& \text{for } i \in 0..16 \\
& \quad y_i \leftarrow \sum_{j=0}^{4} \frac{y_{i+j}}{5} \\
& \sigma \leftarrow \mathrm{stdev}(y) \\
& R \leftarrow \max(y) - \min(y) \\
& Xr21 \leftarrow \log\left(\frac{R}{\sigma},2\right) - 1.46 \\
& LXr21 \leftarrow \log\left(2,\frac{R}{\sigma}\right) - 0.012 \\
& (Xr21 \;\; LXr21)^{T}
\end{aligned}
$$

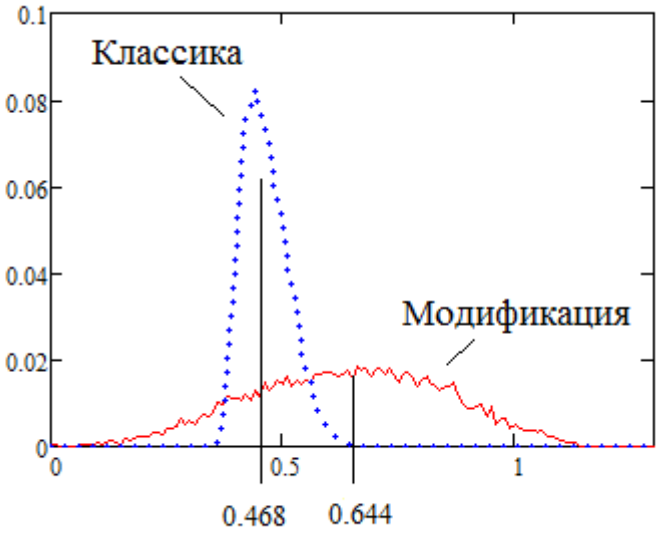


Рисунок 3. Моделирование вариантов показателя Хёрста персистентным связыванием, обрабатываемых данных

Таким образом, рассмотренные выше фрактальные функционалы следует рассматривать как хороший генетический материал для новых математических конструкций, которые должны хорошо совпадать с предсказаниями теории случайного броуновского движения [5, 6]. Новые конструкции должны обеспечивать отклики перспективного показателя Хёрста в интервале от 0.0 (антиперсистентный рынок) до 0.5 (полностью случайный рынок) и далее до 1.0 (полностью планируемый и полностью управляемый рынок) [2, 3, 5, 6].

Литература

1. Калуш Ю. А., Логинов В. М. Показатель Хёрста и его скрытые свойства // Сибирский журнал индустриальной математики — 2002. — Т. 5, вып. 4. — С. 29-37
2. Петерс. Э. Хаос и порядок на рынках капитала. Новый аналитический взгляд на циклы, цены и изменчивость рынка. М.: «МИР», 2000 г. 333 с., (перевод с английского В.И. Гусевой). ISBN 5-03-003356-4 (рус.), ISBN0-471-13938-6 (англ.)
3. Мандельброт Б., Хадсон З.Л. (НЕ)послушные рынки. Фрактальная революция в финансах. Москва, Санкт-Петербург, Киев: Из-во «Вильямс» 2006 г. 408 с., ISBN: 5-8459-0922-8, 0-1300-9717-9
4. Иванов А.И. Высокоразмерная коллективная биометрия подсознательного поведения людей на рынке и производстве: препринт // Пенза: Из-во ПГУ, 2021-60 с. ISBN 978-5-907456-44-0
5. Федер Е. Фракталы. М.: Мир, 1991. 254 с.
6. Найман Э. Как покупать дешево и продавать дорого: Пособие для разумного инвестора - М.: «Альпина Паблишерз», 2011. – 552 с.

TWO FORMS OF REPRESENTATION OF THE HEARST FRACTAL INDICATOR ON SMALL SAMPLES

Professor, Doctor of Technical Sciences Ivanov A.I.[1],
Associate Professor, Candidate of Technical Sciences Tarasov D.V.[2],
ass. Gerasin V.Yu.[3]

[1]Penza Scientific Research Electrotechnical Institute JSC
[2]Penza State University
[3]Financial University under the Government of the Russian Federation

Two logarithmic forms of a possible representation of the Hurst exponent and a means of software modeling of their possible output states are considered. It is shown that both forms have a methodological error due to the small sample size. The possibility of adjusting computational formulas to eliminate observed methodological errors is shown. The input data of the computational formula has been linked. It is shown that computational forms react in the opposite way to persistent binding of processed data.

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 4.

ТЕОРИЯ И ПРАКТИКА ФОРМИРОВАНИЯ ЗАЩИЩЁННЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ.

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ ТЕХНОЛОГИИ ОРТОГОНАЛЬНОГО ЧАСТОТНОГО МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЯ OFDM

асп., Гапочкин А.В.

Московский политехнический университет

В статье рассматривается вид модуляции цифровых сигналов - мультиплексирование с ортогональным частотным разделением каналов (OFDM), широко применяющийся на практике. Рассмотрены достоинства и недостатки указанного вида модуляции. Для проведения исследований предлагается улучшить данный метод вейвлет-преобразованиями Хаара.

На сегодняшний день большое развитие в области передачи данных получили беспроводные сети — сети радиосвязи. Это связано с удобством их использования, экономичностью и приемлемой пропускной способностью. Исходя из текущей динамики развития инфокоммуникационных систем, следует, что по количеству и распространенности беспроводные сети в скором времени превзойдут проводные сети. Эта динамика непосредственным образом влияет на требования к защите информации в беспроводных сетях. Одним из наиболее перспективных методов построения надежных и высокоскоростных систем связи является использование сигналов OFDM (Orthogonal frequency division multiplexing — ортогональное частотное разделение подканалов).

Главное преимущество OFDM заключается в том, что продолжительность символа в поднесущей значительно больше в сравнении с задержкой распространения, чем в традиционных схемах модуляции. Это делает OFDM гораздо устойчивее к межсимвольной интерференции (ISI, intersymbol interference – Межсимвольная интерференция)[1].

Ключевым принципом OFDM является использование охранного интервала. Это возможно благодаря тому, что продолжительность каждого символа достаточно велика.

Главным преимуществом является устойчивость к частотно-зависимому затуханию. Такой тип затухания может оказывать очень негативное влияние при многолучевом распространении сигнала, особенно если источник и приемник не находятся в прямой видимости. При OFDM модуляции данные распределяются между множеством вспомогательных несущих, поэтому информация пострадавшая в нескольких субканалах может быть восстановлена с помощью корректирующих кодов.

OFDM-системы передачи используются в: ADSL (проводная передача данных), DVB-T, WiMAX, LTE [2].

Технической реализации OFDM не было долгое время, поскольку решение задачи аналоговыми методами весьма проблематично. С появлением быстрых вычислительных систем задача была реализована с помощью цифровых методов обработки сигналов. В основе подхода лежит преобразование Фурье, а точнее алгоритм быстрого преобразования Фурье. Синтетическим методом создаётся спектр сигнала, из которого обратным быстрым преобразованием Фурье (IFFT) получается аналоговый сигнал. Спектр такого сигнала уже состоит из ортогональных поднесущих, этот факт получается по определению преобразования Фурье. Об этом также упоминалось выше. На рисунке 1 схематично показана архитектура типового приёмника и передатчика OFDM [5,6].

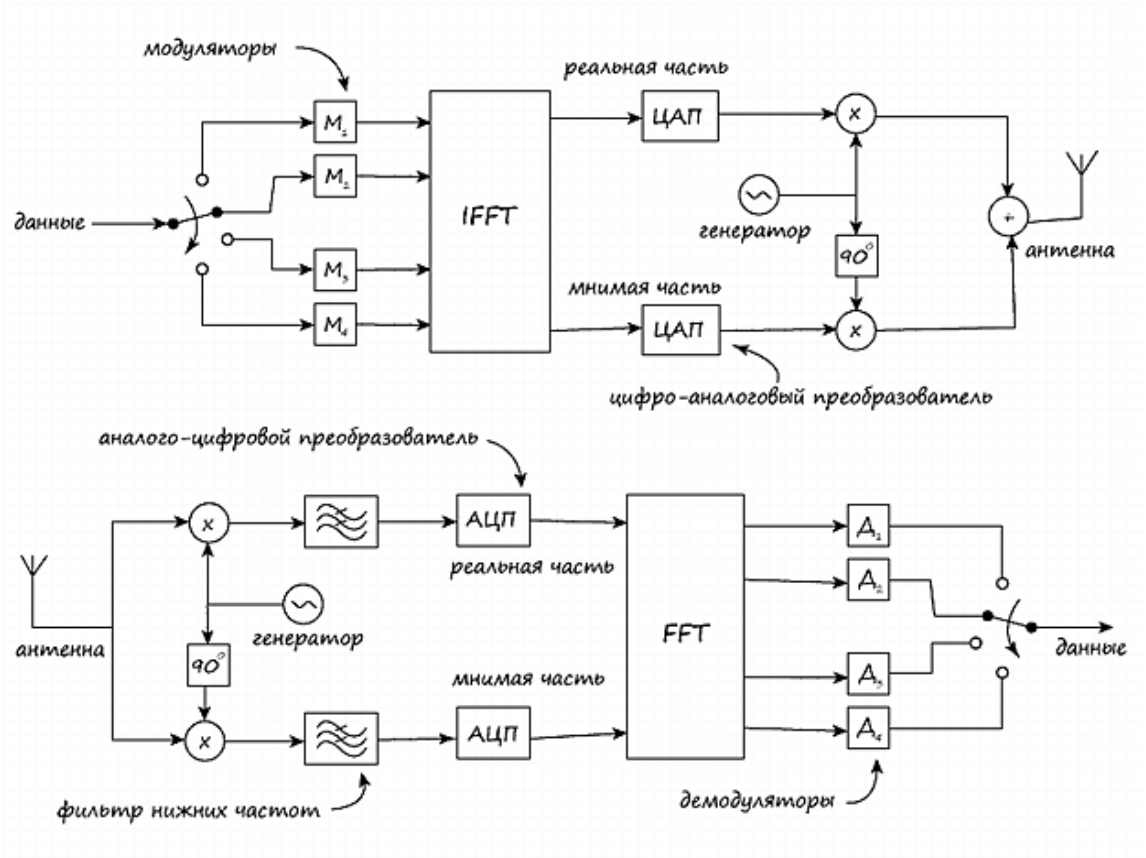


Рисунок 1. Структурная схема OFDM-системы

Непосредственное формирование сигнала после цифрового синтеза, который затем передаётся в антенну для излучения, происходит аналогично схеме QAM модуляции. В отдельности формируются квадратурные сигналы как мнимая и реальная часть синтезируемого сложного сигнала, а затем происходит его «сборка» и передача в антенну.

Преобразование сигнала покажем на примере простейшей OFDM-системы передачи с двумя QPSK-модуляторами, в которых модуляция цифрового сигнала сводиться к преобразованию:

00 → –1–1j; 01 → –1+1j; 10 → +1–1j; 11 → +1+1j.

Пусть на вход системы поступает сигнал: a = [11 01] (рисунок 2)

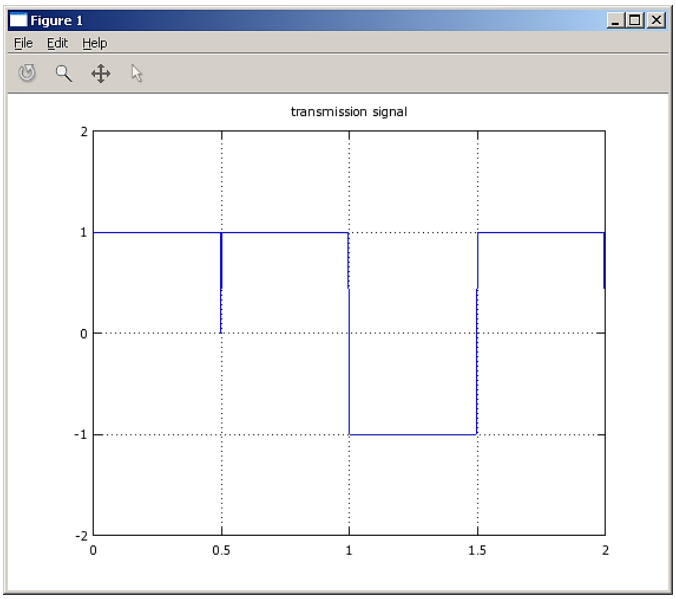


Рис. 2. Информационный сигнал

Сигнал разбивается на 2 параллельных потока (так как модулятора в системе 2):
11 → +1+1j и 01 → –1+1j;

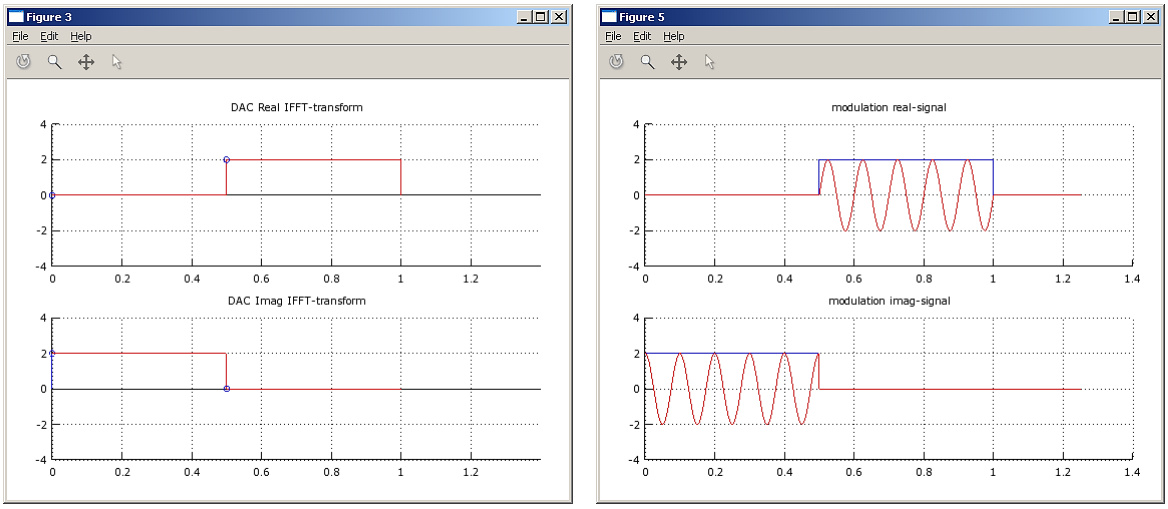
Для дальнейшего преобразования необходимы формулы прямого и обратного преобразования Фурье (рисунок 3):

Прямое:

$$\dot{C}_n = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} x(k)\cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right)$$

Обратное:

$$x(k) = \sum_{n=0}^{N-1} \dot{C}_n \cdot \exp\left(-\frac{j2\pi kn}{N}\right)$$



а б

Рис. 3. Сигнал после ОДПФ и АЦП:

Суммарный сигнал колебаний представляет собой OFDM-сигнал, который поступает на антенну и излучается в открытое пространство. Обозначим

$f_{Re}(t) = f_{АЦП}[Re(x(0)\ \ x(1))_]\cdot \sin(2\pi ft)$,

$f_{Im}(t) = f_{АЦП}[Im(x(0)\ \ x(1))_]\cdot \cos(2\pi ft)$.

Тогда *OFDM*-сигнал: $f_{OFDM}(t) = f_{Re}(t) + f_{Im}(t)$.

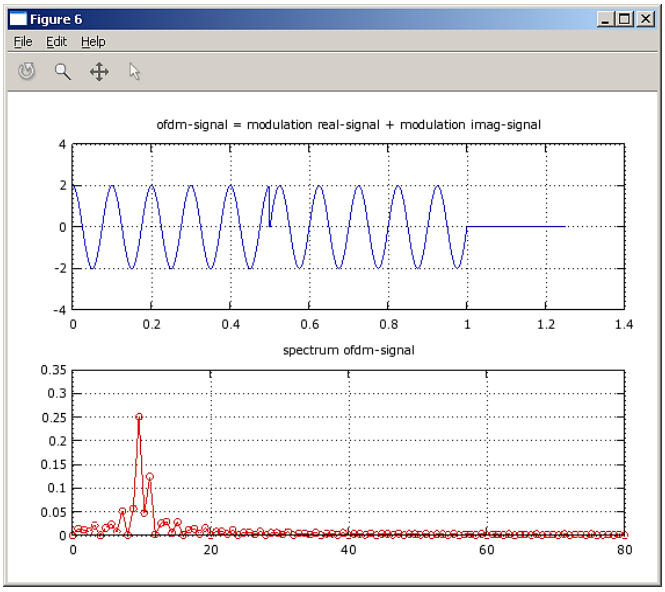
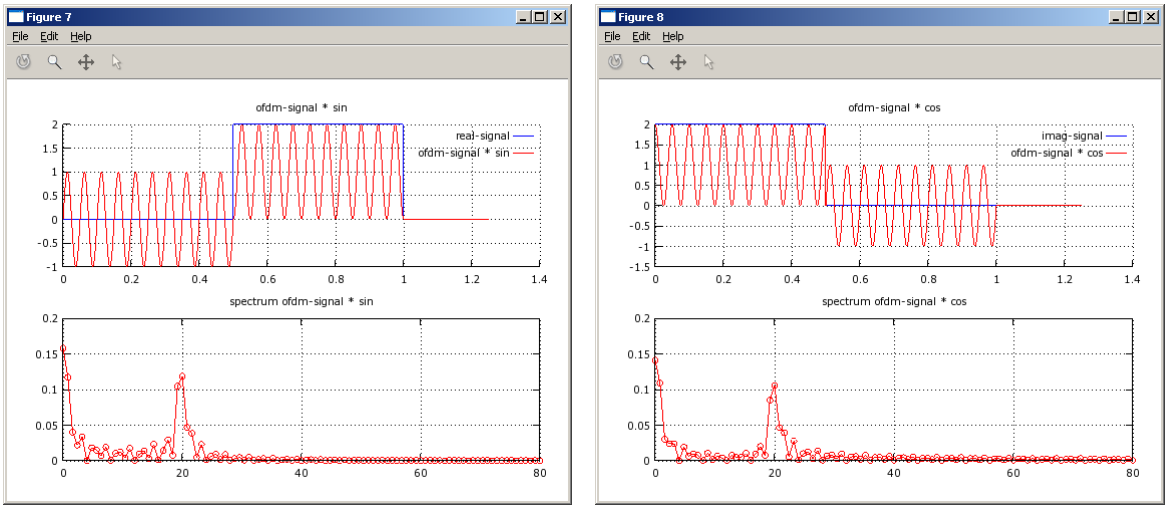


Рис. 4. OFDM-сигнал и его спектр

Принятый OFDM-сигнал поступает параллельно на блоки перемножителей с гармоническими функциями $\sin(2\pi ft)$, $\cos(2\pi ft)$ (рисунок 4), после чего поступают на блоки ФНЧ, которые играют роль интеграторов, выделяя исходный низкочастотный сигнал (рисунок 5) [3,4].



а б

Рис. 5. Сигналы и их спектры на выходе перемножителей: $f_{OFDM}(t)\sin(2\pi ft)$ (а), $f_{OFDM}(t)\cos(2\pi ft)$ (б)

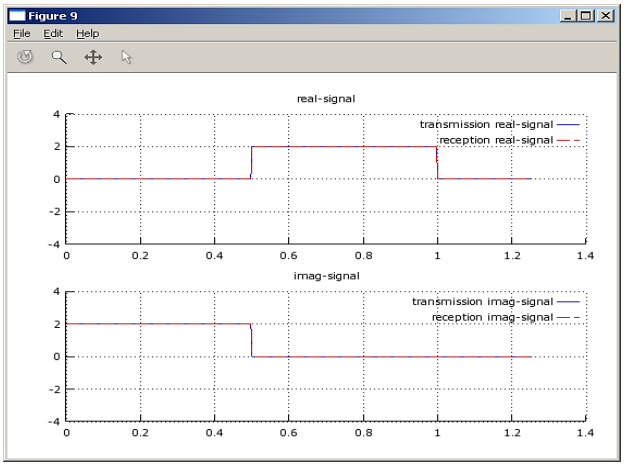


Рис. 6. Сигналы после ФНЧ

Как можно видеть OFDM-сигнал после перемножения и прохождения через ФНЧ вдвое уменьшается, поэтому перед тем как проводить дискретизацию, амплитуду сигнала повышают в два раза (рисунок 6).

Полученные сигналы, поступают на ЦАП (рисунок 7), формируя дискретные последовательности

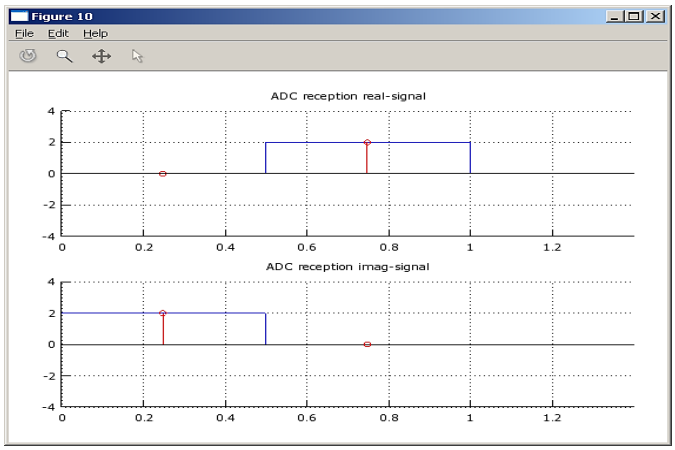


Рис. 7 Формирование дискретных последовательностей (после АЦП)

Находим прямое преобразование Фурье:

Последовательность $\dot{C}_0 = 1+1j$ соответствует сигналу [11]

Последовательность $\dot{C}_1 = -1+1j$ соответствует сигналу [01]

Таким образом, после объединения получаем: [11 01], который совпадает с передаваемым сигналом (рисунок 8)

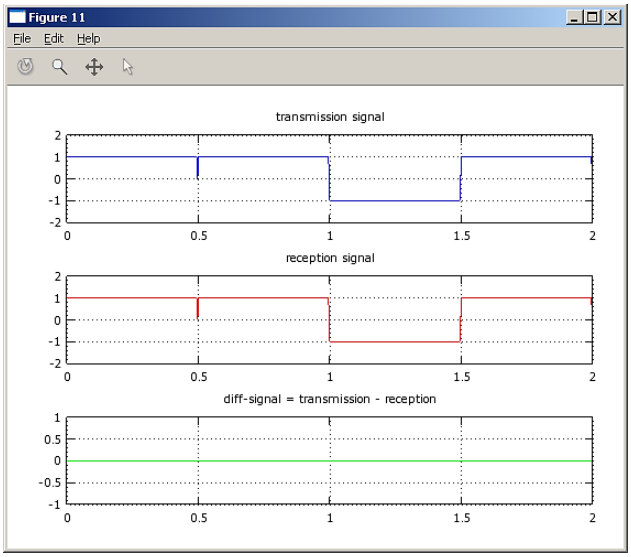


Рис. 8. Передаваемый сигнал (сверху), принятый сигнал (в центре), разность между сигналами (снизу)

В перспективе предлагается заменить процедуры БПФ И ОБПФ на вейвлет- преобразование Хаара, выполняемые в поле Галуа [7], что должно позволить уменьшить уровень боковых лепестков, а также в перспективе повысить скорость обработки сигналов за счет использования LUT-таблиц при вычислениях. Предметом дальнейших исследований является разработка на основе предложенной модели алгоритма приёма с обратной связью по решению, обеспечивающего повышение точности оценивания в условиях заданного ограничения на вычислительную сложность.

Литература

1. Бакулин М.Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы / М.Г. Бакулин, Л.А. Варукина, В.Б. Крейнделин – М.: Горячая линия – Телеком, 2014. – 242 с.Попов Д.И, Гапочкин А.В. Повышение точности вейвлет-анализа звуковых сигналов // В сборнике: Информационно-телекоммуникационные системы и технологии. Всероссийская научно-практическая конференция. 2015. С. 224.

2. Бакулин, М.Г. 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.
3. Вишневский, В.М. Энциклопедия WiMAX. Путь к 4G / В.М. Вишневский, С.Л. Портной, И.В. Шахнович. – М.: Техносфера, 2009.
4. Джиган, В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы / В.И. Джиган. М.: Техносфера, 2013. – 528 с.
5. Качала, В.В. Общая теория систем и системный анализ / В.В. Качала. – М.: Горячая линия – Телеком, 2017. – 432 с.
6. Основные принципы построения систем, использующих технологию ортогонального частотного мультиплексирования OFDM // Гапочкин А.В. // В сборнике: Цифровая обработка сигналов и её применение (DSPA-2022). 24-я Международная конференция. Москва, 2022. С. 114-117.
7. Метод кратномасштабного анализа сигналов в конечном поле Галуа // И.А. Калмыков, Т.А. Гиш, А.В. Дунин, М.И. Калмыков, О.В Вельц // Вестник Северо-Кавказского федерального университета. – 2015. – № 2. – С. 34-4

PROSPECTS FOR THE DEVELOPMENT OF ORTHOGONAL FREQUENCY MULTIPLEXING TECHNOLOGY OFDM

graduate Gapochkin A.V.

Moscow Polytechnic University

The article considers a type of digital signal modulation - multiplexing with orthogonal frequency division of channels (OFDM), which is widely used in practice. The advantages and disadvantages of this type of modulation are considered.
To conduct research, it is proposed to improve this method by Haar wavelet transformations.

АНАЛИЗ МОДЕЛЕЙ ПРОГНОЗИРОВАНИЯ РАЗВИТИЯ КОМПЬЮТЕРНЫХ ИНЦИДЕНТОВ

к.т.н., доц., Ерохин С.Д.,
к.т.н., доц., Борисенко Б.Б.,
н.с. Мартишин И.Д.

Московский технический университет связи и информатики

Данная работа посвящена анализу моделей прогнозирования компьютерных инцидентов (КИ), рассмотрены их достоинства и недостатки. Определены направления для дальнейших научных исследований. В настоящий момент важно не только классифицировать компьютерные атаки, но и в случае компьютерных инцидентов, необходимо четко понимать, как будет развиваться инцидент. Оценивая риски и прогнозируя вектора атак на защищаемую инфраструктуру, можно предотвращать ее дальнейшее развитие.

Определения КИ и компьютерной атаки (КА) даны в ст. 2 ФЗ-187 от 26.07.2017 (в ред. от 10.07.2023) «О безопасности критической информационной инфраструктуры Российской Федерации» [1]. В соответствии с «Методикой определения угроз безопасности информации», разработанной ФСТЭК России [2], оценка угроз ИБ осуществляется с помощью метода экспертных оценок. Однако метод экспертных оценок имеет ряд недостатков и ограничений, таких как субъективность и отсутствие полноты, что очевидно не обеспечивает исчерпывающих мер для предотвращения КИ. Так же, данная методика не позволяет прогнозировать развитие инцидентов в дельнейшем, а предназначена только для конкретного момента времени и не учитывает человеческий фактор. В связи с этим необходима разработка метода прогнозирования развития КИ.

Методы и модели прогнозирования

Метод прогнозирования представляет собой последовательность действий, которые нужно совершить для получения модели прогнозирования. Модель прогнозирования – функциональное представление, описывающее исследуемый процесс и являющееся основой для получения его будущих значений. Совокупность метода и модели образуют системный подход к выбору оптимального решения. Согласно [3], в настоящее время насчитывается свыше 100 классов моделей прогнозирования. Большинство методов, приведённых в исследовании, являются традиционными и представляют собой прогнозирование стационарных временных рядов. Ряд представляется в виде суммы некоторой детерминированной последовательности составляющей и остатка, причем с тем, чтобы автокорреляционная функция остатка с достаточной точностью была близка к нулю, что в свою очередь свидетельствует о близости остатка к белому шуму. Далее моделирование остатка производится за счет нахождения наиболее близкой статистики с помощью различных методов прогнозирования. Такие методы нуждаются в проведении предварительной проверки на стационарность. В [4] все методы прогнозирования делятся на две группы: интуитивные и формализованные. Кроме того, в настоящее время широко распространено применение экспертных систем, в том числе с использованием нечеткой логики [5]. Формализованные методы рассматривают модели прогнозирования. В [6] модели прогнозирования разделяются на статистические модели и структурные модели, представленные в таблице 1.

Таблица 1.

Модели прогнозирования

Статистические	Структурные
Регрессионные модели	Нейросетевые модели
Авторегрессионные модели	Модели на базе цепей Маркова
Модели экспоненциального сглаживания	Модели на базе классификационно-регрессионных деревьев

В большинстве российских научных исследований по прогнозированию развития КА авторы используют методологию оценки угроз (рисков) ИБ законодательства РФ и международного стандарта ISO 27005, предлагая использовать на этапе оценки различные математические методы.

Авторегрессионная модель скользящего среднего

В области анализа временных рядов модель авторегрессии (autoregressive, AR) и модель скользящего среднего (moving average, MA) являются одними из наиболее используемых методологических подходов для однофакторного прогнозирования временных рядов [7].

В компьютерной безопасности примером использования MA-модели может быть анализ временных рядов, связанных с кибербезопасностью, таких как: логи сетевой активности, данные о вредоносных атаках или

обнаружении аномалий. Согласно [8], для достижения большей гибкости в подгонке модели часто целесообразно объединить в одной модели авторегрессию и скользящее среднее.

ARIMA – это модель, комбинирующая модели авторегрессии и скользящего среднего. ARIMA позволяет моделировать данные, не являющиеся стационарными. ARIMA включает три параметра: параметр авторегрессии p, параметр скользящего среднего q и параметр интегрирования d. В данной модели предполагается, что будущее значение переменной является линейной функцией нескольких предыдущих наблюдений и случайных ошибок.

Общее уравнение модели ARIMA (p, d, q) выглядит следующим образом:

$$\left(\Delta^d X_t\right) = \sum_{i=1}^{p} \varphi_i \left(\Delta^d X_{t-1}\right) + \varepsilon_t + \sum_{j=0}^{q} \theta_j \left(\Delta^d \varepsilon_{t-j}\right), \varepsilon_t \sim N(0, \sigma_t^2),$$

где Δ^d – оператор разности порядка d (последовательное взятие d раз разностей первого порядка – сначала от самого ряда, затем от полученных разностей первого порядка, затем от второго порядка и т. д.), φ_i – коэффициенты авторегрессионной части модели, ε_t – значения ошибки (полагаются независимыми одинаково распределёнными случайными величинами из нормального распределения с нулевым средним), ε_t – коэффициенты скользящего среднего.

В [9] предлагается использовать модель ARIMA для прогнозирования загрузки сетевого канала, с возможностью динамического управления выделенной пропускной способностью линии связи. Авторами [10] было отмечено, что настоящая модель лучше всего подходит для прогнозирования переполнения буфера при анализе уязвимостей программного обеспечения (ПО).

Модели экспоненциального сглаживания

Модель экспоненциального сглаживания (exponential smoothing, ES) присваивает экспоненциально убывающие веса наблюдениям с течением времени. Таким образом, последние доступные наблюдения имеют большее влияние на прогнозное значение, чем ранние наблюдения. Функция модели ES имеет вид:

$$Z(t) = S(t) + \varepsilon_t, S(t) = \alpha \cdot Z(t-1) + (1-\alpha) \cdot S(t-1),$$

где α – коэффициент сглаживания, 0< α<1; начальные условия определяются как S (1) =Z (0). В данной модели каждое последующее сглаженное значение S (t) является взвешенным средним между предыдущим значением временного ряда Z(t) и предыдущим сглаженным значением S(t−1).

Настоящая модель применялась для прогнозирования уязвимостей безопасности ПО [11]. Результаты данного исследования показывают, что оптимальная методология прогнозирования зависит от ПО или ОС.

Модели на базе цепей Маркова

Модели прогнозирования на основе цепей Маркова (Markov chain model) предполагают, что будущее состояние процесса зависит только от его текущего состояния и не зависит от предыдущих. В связи с этим процессы, моделируемые цепями Маркова, должны относиться к процессам с краткосрочной памятью. Примером цепи Маркова, имеющей три состояния представлены на рисунке 1.

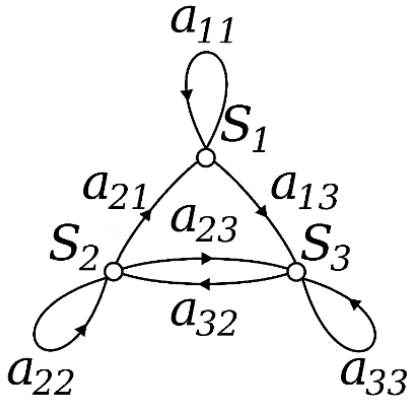


Рисунок 1 – Цепь Маркова с тремя состояниями

$S_1, \ldots, S_3$ – состояния процесса Z(t); α_{13} – вероятность перехода из состояния S_1 в состояние S_3, α_{32} – вероятность перехода из состояния S_3 в состояние S_2 и т.д. При построении цепей Маркова определяется множество состояний и вероятность перехода. Если изначально текущее состояние процесса S_i, то в качестве будущего состояния процесса выбирается состояние S_j, вероятность α_{ij} перехода в которое максимальная. В [12] был предложен метод оценки риска конфиденциальности для мобильных устройств на основе энтропии и цепей Маркова.

Модели на базе деревьев решений

Модели CART (classification and regression trees) – методика обучения, основанная на деревьях решений, которая возвращает деревья для решения задач классификации и регрессии [13]. Структурные модели CART

разработаны для моделирования процессов, на которые оказывают влияние как непрерывные внешние факторы, так и категориальные. Если внешние факторы, влияющие на процесс Z(t), непрерывны, то используются регрессионные деревья, а если факторы категориальные, то – деревья классификации. В случае, если необходимо учитывать факторы обоих типов, то используются смешанные деревья. В машинном обучении иногда применяется сразу несколько видов деревьев решений [14]. Это позволяет наиболее точно предсказать результат и выявить оптимальный алгоритм для достижения желаемого итога. В качестве комбинированного подхода используются следующие методы:

– Бэггинг. Включает в себя создание нескольких деревьев решений для анализа повторной выборки исходных данных. На основе полученных результатов формулируется единое решение заданного вопроса;

– Метод случайного леса. В данном случае несколько деревьев используются для увеличения количества успешно классифицированных объектов;

– Бустинг. Используется в отношении регрессионных и классификационных деревьев;

– Ротационный лес. Деревья решений выстраиваются на основе метода анализа главных компонентов (PCA) на случайной выборке данных.

Сравнение моделей прогнозирования

Основываясь на анализе моделей прогнозирования, а также появлении большого количества новых, распределенных по времени методов и техник осуществления компьютерных атак, можно выделить общие недостатки:

− узкая применимость моделей;
− отсутствие единообразия анализа и проектирования;
− недостаточная гибкость;
− недостоверность прогноза при низкой статистической совокупности исходных данных.

В таблице 2 представлены достоинства и недостатки приведенных моделей.

Таблица 2.

Сравнение моделей прогнозирования

Модель	Достоинства	Недостатки
Авторегрессионные модели	быстрота получения результата, доступность промежуточных вычислений, простота моделей, прозрачность моделирования, единообразие анализа и проектирования, множество примеров применения	трудоемкость и ресурсоемкость идентификации моделей, невозможность моделирования нелинейных процессов, низкая адаптивность
Модели экспоненциального сглаживания	простота моделирования, единообразие анализа и проектирования, быстрота получения результата, решение задач долгосрочного прогнозирования	недостаточная гибкость, узкая применимость моделей
Нейросетевые модели	нелинейность моделей, масштабируемость, высокая адаптивность, единообразие анализа и проектирования, множество примеров применения	отсутствие прозрачности, сложность выбора архитектуры, строгие требования к обучающим данным сложность выбора алгоритма обучения, ресурсоемкость процесса обучения
Модели на базе цепей Маркова	простота моделирования, единообразие анализа и проектирования	невозможность моделирования процессов с долгосрочной памятью, узкая применимость моделей
Модели на базе деревьев	масштабируемость, быстрота и простота процесса обучения, возможность учитывать категориальные переменные	неоднозначность алгоритма построения дерева, сложность вопроса останова

Другие модели прогнозирования развития компьютерных атак

Кроме классов моделей прогнозирования, рассмотренных выше, существуют менее распространенные модели и методы прогнозирования на основе: генетических алгоритмов [15], метода опорных векторов (SVM) [16], передаточных функций [17]. Главным недостатком моделей и методов, упомянутых в настоящем разделе, является недостаточная методологическая база, т. е. недостаточно подробное описание возможностей как моделей, так и путей определения их параметров. Так же отечественными авторами была предложена модель принятия решения нарушителем о проведении КА [18]. Ключевыми особенностями данной математической модели, снимающими ограничения существующих методологий по формированию модели угроз и оценки рисков ИБ, являются:

− возможность учета динамики вероятных изменений векторов КА при расчете вероятности реализации КА;
− рассмотрение объекта КА и угрозы/риска ИБ с точки зрения нарушителя;

– возможность вычисления оценок ожидаемой выгоды от КА и вероятности возможности успешной реализации КА.

Также эффективным может быть использование применение цепей Маркова в SVM в качестве ядра или для формирования графов атак для дальнейшего их анализа. Используя модель оценки рисков сетевой безопасности, можно периодически собирать информацию об изменениях в топологии защищаемой сети. Сочетая с универсальной системой оценки уязвимостей CVSS (Common Vulnerability Scoring System) и оценкой вероятности маршрута атаки, можно определить уровень риска, а также развития атаки в защищаемой сети [19].

Заключение

Исходя из проведенного анализа можно выделить два подхода к прогнозированию развития компьютерных атак: прогнозирование на уровне одного хоста и на уровне всей сети. Для прогнозирования развития инцидента в системе может производится мониторинг системных вызовов. При этом в любой момент времени определение возможных последующих системных вызовов осуществляется с использованием цепей Маркова, после чего полученные (предсказанные) кортежи системных вызовов должны быть проанализированы одним из методов выявления аномалий. При применении такого подхода, развитие компьютерного инцидента на уровне хоста может быть предсказано на его начальном этапе. Для прогнозирования инцидента на объекте КИИ, необходимо строить модель нарушителя, включая действия самих пользователей системы. Далее при прогнозировании развития инцидента на уровне сети целесообразно построить взвешенный граф атаки на основе архитектуры сети, а также стандарта CVSS. Затем полученный граф целесообразно интерпретировать как марковский процесс, что позволяет прогнозировать развитие атаки с использованием подсчитанных условных вероятностей.

В качестве альтернативы можно взять байесовское прогнозирование, а за основу метода для построения байесовской сети целесообразно использовать матрицу MITRE ATT&CK, в которой описываются тактики и техники, которыми злоумышленники пользуются в своих атаках на корпоративную инфраструктуру.

Таким образом, при комбинировании описанных выше подходов возможно осуществлять комплексное прогнозирование развития компьютерных инцидентов: на каждом отдельном хосте производится анализ и прогнозирование системных вызовов. При появлении информации о том, что на каком-либо хосте обнаружены признаки развития компьютерного инцидента, применяется метод прогнозирования на уровне сети, начальной точкой для него является узел, на котором обнаружены признаки аномальной активности.

Литература

1. Федеральный закон от 26.07.2017 № 187-ФЗ (ред. от 10.07.2023) "О безопасности критической информационной инфраструктуры Российской Федерации". – Доступ из справ.-правовой системы Гарант. – Текст: электронный.
2. Методический документ: Методика оценки угроз безопасности информации: [утвержден ФСТЭК России 5 февраля 2021 г.]. – Доступ из справ.-правовой системы Гарант. – Текст: электронный.
3. Чучуева И.А. Модель прогнозирования временных рядов по выборке максимального подобия: Дис. канд. техн. наук / Московский гос. техн. ун-т им. Н.Э. Баумана. М., 2012.
4. Тихонов Э.Е. Прогнозирование в условиях рынка. Невинномысск, 2006. 221 с.
5. Леоненков А. Нечеткое моделирование в среде MATLAB и fuzzyTECH. СПб: БХВ-Петербург, 2005. 736 с.
6. Jingfei Yang M. Sc. Power System Short-term Load Forecasting: Thesis for Ph.d degree. Germany, Darmstadt, Elektrotechnik und Informationstechnik der Technischen Universität, 2006.
7. Пестров И.Е. Методика автоматизированного противодействия несанкционированным воздействиям на инстансы облачной инфраструктуры с использованием безагентного метода сбора метрик: Дис. канд. техн. наук / Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций им. проф. М.А. Бонч-Бруевича, 2022.
8. Бокс Дж., Дженкинс Г.М. Анализ временных рядов, прогноз и управление. М.: Мир, 1974. 406 с.
9. Крюков, Ю. А. Arima – модель прогнозирования значений трафика / Ю. А. Крюков, Д. В. Чернягин // Информационные технологии и вычислительные системы. – 2011.
10. Феба Б. A Review on Cybersecurity Threats and Statistical Models / Б. Феба, С. Кишор // IOP Conf. Series: Materials and Science Engineering. – 2018. – № 369. – DOI: https://doi.org/10.1088/1757-899X/396/1/012029. – Текст: электронный (дата обращения: 09.10.2023)
11. Ясасин Э. Forecasting IT Security Vulnerabilities - An Empirical Analysis / Э.Ясасин, Д. Престер, Г. Вагнер [и др.] // Computers & Security. – 2020. – № 88.– С. 1–24. – DOI: https://doi.org/10.1016/j.cose.2019.101610. (дата обращения 10.10.2023)

12. Чжан Т. Research on Privacy Security Risk Assessment Method of Mobile Commerce Based on Information Entropy and Markov // Hindawi magazine. – 2020. – DOI: https://doi.org/10.1155/2020/8888296. (дата обращения: 08.10.2023).
13. Мониторинг инцидентов в дорожно-транспортной инфраструктуре на основе анализа временных рядов / А. А. Финогеев, М. В. Деев, И. Н. Колесников, А. Г. Финогеев // Инновационные, информационные и коммуникационные технологии : сборник трудов XVII Международной научно-практической конференции, Сочи, 01–10 октября 2020 /– С. 296-301. – EDN UOZANE/
14. B. B. Borisenko, S. D. Erokhin and I. D. Martishin, "Analysis of Machine Learning Methods for Detecting Computer Attacks," 2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, Pskov, Russian Federation, 2023, pp. 1-4, DOI: 10.1109/SYNCHROINFO57872.2023.10178565.
15. Mahfoud S., Mani G. Financial Forecasting Using Genetic Algorithms // Applied Artificial Intelligence. 1996, Vol. 10, No.6. P. 543 – 565.
16. Support vector machine // [электронный ресурс]. URL: https://scikit-learn.ru/1-4-support-vector-machines (дата обращения 10.10.2023)
17. Nogales F.J., Conejo A.J. Electricity price forecasting through transferfunction models // Journal of the Operational Research Society. 2006, Vol. 57, No. 4. P. 350 – 356.
18. Макарова О. С. Разработка методики прогнозирования динамики изменения вектора компьютерной атаки с точки зрения нарушителя: диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: 2.3.6 / О. С. Макарова; [Место защиты: Уральский федеральный университет им. первого Президента России Б.Н. Ельцина]. – Екатеринбург, 2021. – 218 с.
19. Sun, Fuxiong & Juntao, Pi & Lv, Jin & Cao, Tian. (2017). Network Security Risk Assessment System Based on Attack Graph and Markov Chain. Journal of Physics: Conference Series. 910. 012005. 10.1088/1742-6596/910/1/012005.

ANALYSIS OF MODELS FOR PREDICTING THE DEVELOPMENT OF COMPUTER INCIDENTS

PhD, Associate Professor, Erokhin S.D.,
PhD, Associate Professor, Borisenko B.B.,
Researcher, Martishin I.D. ,

Moscow Technical University of Communications and Informatics

This paper focuses to the analysis methods for predicting computer incidents (CI), their advantages and disadvantages are considered. Directions for further scientific research have been identified. At the moment, it is important not only to classify computer attacks, but also in the case of computer incidents, it is necessary to clearly understand how the incident will develop. By assessing the risks and predicting the attack vectors on the protected infrastructure, it is possible to prevent its further development.

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ КЛАССОВ ВЫЧЕТОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ MIXCOLUMNS-ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ

асп. Проворнов И. А., д.т.н., проф. Калмыков И. А.

Северо-Кавказский федеральный университет

В статье рассматривается возможность применения корректирующих кодов в полиноминальной системе классов вычетов для повышения отказоустойчивости MixColumns-преобразователя, функционирующего в составе SPN-шифратора. Обоснован выбор полиномов, используемых в качестве оснований предлагаемой системы. Приведены результаты вычислительного эксперимента по выявлению корреляции синдромов ошибок с местоположением и глубиной ошибки. Рассмотрены результаты моделирования предлагаемой системы, доказана её способность гарантированно устранять однократные ошибки, вызванные сбоями в работе SPN-шифратора.

В настоящее время широкое распространение получил криптоалгоритм AES, который используется для криптографической защиты информации в процессе её передачи и обработки в различных информационно-телекоммуникационных системах. Криптоалгорим AES предполагает выполнение с входной последовательностью данных следующих операций: SubBytes (замена байтов), ShiftRows (сдвиг), MixColumns (перемешение разных байтов одного столбца), AddRoundKey (сложение с раундовым ключом).

С точки зрения отказоустойчивости рассматриваемой системы, наиболее уязвимыми являются блоки выполнения процедур SubBytes и MixColumns так они требуют более сложной аппаратной реализации, что приводит к увеличению вероятности возникновения сбоев в процессе функционирования.

Настоящая статья посвящена вопросу повышения отказоустойчивости процедуры MixColumns.

Математическое описание преобразования MixColumns можно представить в виде:

$$\begin{bmatrix} S'_{0c} \\ S'_{1c} \\ S'_{2c} \\ S'_{3c} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 02 & 03 & 01 & 01 \\ 01 & 02 & 03 & 01 \\ 01 & 01 & 02 & 03 \\ 03 & 01 & 01 & 02 \end{bmatrix} \bullet \begin{bmatrix} S_{0c} \\ S_{1c} \\ S_{2c} \\ S_{3c} \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где S_{0c}, S_{1c}, S_{2c} S_{3c} – байты входного столбца,

S'_{0c}, S'_{1c}, S'_{2c} S'_{3c} – байты выходного столбца.

Вместе с тем, такая реализация процедуры MixColumns из-за необходимости выполнения операций умножения на константы 2_{16} и 3_{16} в модулярных кодах требует значительных аппаратных ресурсов и повышает вероятность вычислительной ошибки.

Для повышения надежности таких преобразователей предлагается за счет внесения избыточности в обрабатываемые данные реализовать обнаружение и исправление возникающих ошибок.

В настоящее время, для решения подобных задач используются полиномиальные системы классов вычетов, в которых число А представляется в виде совокупности остатков от его деления на основания p_i [1]:

$$A = (\alpha_1(x),\ \alpha_2(x) \ldots \alpha_i(x) \ldots \alpha_n(x)), \quad (4)$$

где $i = 1,\ 2, \ldots n-1,\ n$,

$a_i = A \bmod p_i$.

Т.к. минимальный размер блока данных, обрабатываемого при реализации преобразования MixColumns, составляет 1 байт, то целесообразно использовать следующую полиномиальную систему классов вычетов:

$$A = (\alpha_1(x),\ \alpha_2(x), \alpha_3(x), \alpha_4(x)), \quad (5)$$

где $\alpha_1(x) = A \bmod p_1$, $p_1 = x^4 + x + 1$,

$\alpha_2(x) = A \bmod p_2$, $p_2 = x^4 + x^3 + 1$

$\alpha_3(x) = \alpha_1(x) \oplus \alpha_2(x)$,

$\alpha_4(x) = (\alpha_1 \oplus x \cdot \alpha_2(x)) \bmod p_1(x)$.

Обнаружение и исправление ошибок при использование данной системы достигается за счет вычисления синдромов ошибок:

$$\delta_1(x) = \alpha_3(x) \oplus \alpha_{3_к}(x), \quad (6)$$

$$\delta_2(x) = \alpha_4(x) \oplus \alpha_{4_к}(x), \quad (7)$$

где $\alpha_{3_к}(x)$ – проверочное значение третьего контрольного остатка,

$\alpha_{4_к}(x)$ – проверочное значение четвертого контрольного остатка.

Проверочные значения $\alpha_{3_к}(x)$ и $\alpha_{4_к}(x)$ рассчитываются после вычисления (приёма) двух информационных остатков [2].

В свою очередь синдромы ошибок однозначно указывают на место возникновения ошибки (таблица 1).

Таблица 1.

Взаимосвязь ошибок и синдромов ошибки

Местоположение ошибки	$\delta_1(x)$	$\delta_2(x)$	Вектор коррекции $\Delta S = (\Delta s(\mathrm{x}_1), \Delta \mathrm{s}_2(\mathrm{x}))$	
			$\Delta s_1(x)$	$\Delta s_2(x)$
$\alpha_1(\mathrm{x})(3\,разряд)$	x^3	x^3	x^3	0
$\alpha_1(\mathrm{x})(2\,разряд)$	x^2	x^2	x^2	0
$\alpha_1(\mathrm{x})(1\,разряд)$	x	x	x	0
$\alpha_1(\mathrm{x})(0\,разряд)$	1	1	1	0
$\alpha_2(\mathrm{x})(3\,разряд)$	x^3	$x+1$	0	x^3
$\alpha_2(\mathrm{x})(2\,разряд)$	x^2	x^3	0	x^2
$\alpha_2(\mathrm{x})(1\,разряд)$	x	x^2	0	x
$\alpha_2(\mathrm{x})(0\,разряд)$	1	x	0	1

Коррекция ошибки производится за счет суммирования обрабатываемого значению с вектором ошибки, который определяется на основе значений синдромов ошибки:

$$S_{вых_{корр.}} = S_{вых} + \Delta S_{вых}, \quad (8)$$

где $\Delta S_{вых} = f(\delta_1(\mathrm{x}), \delta_2(\mathrm{x}))$.

Для повышения надежности реализации предлагается:

1) Операции умножения на константы 2_{16} и 3_{16} выполнять в рассматриваемой полиномиальной системе классов вычетов;

2) Операции умножения на константы 2_{16} и 3_{16} выполнять полностью в табличном виде;

3) Операцию умножения на константу 1_{16} выполнять частично в табличном виде (только расчет контрольных остатков);

4) Выполнять корректирующие кодирование только при вычислении итого значения каждого байта формируемого столбца $S_{вых}$.

Рассмотрим пример такой реализации преобразования MixColumns. Пусть на вход MixColumns-преобразователя поступает входной столбец $S_{вх} = [\mathrm{DF}_{16}, 45_{16}, 21_{16}, F1_{16}]$

Представление байтов этого столбца в рассматриваемой ПСКВ: $\mathrm{DF}_{16} = B_{16}, E_{16}$, $45_{16} = 9_{16}, A_{16}$, $21_{16} = 7_{16}, A_{16}$, $F1_{16} = 3_{16}, 6_{16}$.

Для реализации в табличном виде операций умножения на используемые константы безызбыточное представление байтов входного столбца будет использоваться при работе соответствующих таблиц замены:

$$f_1(7_{16}, A_{16}) = D_{16},\ f_2(7_{16}, A_{16}) = 0_{16},\ f_1(3_{16}, 6_{16}) = 5_{16},\ f_2(3_{16}, 6_{16}) = F_{16},$$
$$f_3(\mathrm{B}_{16}, E_{16}) = 8_{16},\ f_4(\mathrm{B}_{16}, E_{16}) = 9_{16},\ f_5(\mathrm{B}_{16}, E_{16}) = 1_{16},\ f_6(\mathrm{B}_{16}, E_{16}) = 9_{16}, \quad (9)$$
$$f_7(9_{16}, A_{16}) = 8_{16},\ f_8(9_{16}, A_{16}) = 7_{16},\ f_9(9_{16}, A_{16}) = A_{16},\ f_{10}(9_{16}, A_{16}) = F_{16}.$$

где f_1 – функция нахождения первого контрольного остатка результата умножения на константу 1_{16}.

f_2 – функция нахождения второго контрольного остатка результата умножения на константу 1_{16}.

f_3 – функция нахождения первого информационного остатка результата умножения на константу 2_{16}.

f_4 – функция нахождения второго информационного остатка результата умножения на константу 2_{16}.

f_5 – функция нахождения первого контрольного остатка результата умножения на константу 2_{16}.

f_6 – функция нахождения второго контрольного остатка результата умножения на константу 2_{16}.

f_7 – функция нахождения первого информационного остатка результата умножения на константу 3_{16}.

f_8 – функция нахождения второго информационного остатка результата умножения на константу 3_{16}.

f_9 – функция нахождения первого контрольного остатка результата умножения на константу 3_{16}.

f_{10} – функция нахождения второго контрольного остатка результата умножения на константу 3_{16}.

Тогда значения остатков формируемого байта будут определяться выражениями:

$$s_{1_{вых}} = 7_{16} \oplus 3_{16} \oplus 8_{16} \oplus 8_{16} = 9_{16}, \quad (10)$$

$$s_{2_{вых}} = A_{16} \oplus 6_{16} \oplus 9_{16} \oplus 7_{16} = 5_{16}, \quad (11)$$

$$s_{3_{вых}} = D_{15} \oplus 5_{16} \oplus 1_{16} \oplus A_{16} = C_{16}, \quad (12)$$

$$s_{4_{вых}} = 0_{16} \oplus F_{16} \oplus 9_{16} \oplus F_{16} = 0_{16}. \quad (13)$$

Для проверки правильности нахождения байта $S_{вых}$ необходимо произвести вычисления проверочных остатков и синдромов ошибок:

$$\alpha_{3_к}(x) = 9_{16} \oplus 5_{16} = C_{16}, \quad (14)$$

$$\alpha_{4_к}(x) = (9_{16} \oplus (2_{16} \cdot 5_{16})) \bmod 13_{16} = 0_{16}, \quad (15)$$

$$\delta_1(x) = \alpha_3(x) \oplus \alpha_{3_к}(x) = \mathrm{C}_{16} \oplus C_{16} = 0_{16}, \quad (16)$$

$$\delta_2(x) = \alpha_4(x) \oplus \alpha_{4_к}(x) = 0_{16} \oplus 0_{16} = 0_{16}. \quad (17)$$

Равенство синдромов ошибки нулю свидетельствует об отсутствии ошибок в процессе формирования байта MixColumns. Допустим в ходе работы таблица замены, предназначенной для формирования первого информационного остатка результата умножения на константу 3_{16}, возникла следующая однократная ошибка:

$$f^*_7(7_{16}, A_{16}) = 8_{16}. \quad (18)$$

Тогда:

$$s_{1_{вых}} = 7_{16} \oplus 3_{16} \oplus 8_{16} \oplus 9_{16} = 8_{16}, \quad (19)$$

$$\alpha_{3_к}(x) = 8_{16} \oplus 5_{16} = D_{16}, \quad (20)$$

$$\alpha_{4_к}(x) = (8_{16} \oplus (2_{16} \cdot 5_{16})) \bmod 13_{16} = 1_{16}, \quad (21)$$

$$\delta_1(x) = \alpha_3(x) \oplus \alpha_{3_к}(x) = \mathrm{C}_{16} \oplus D_{16} = 1_{16}, \quad (22)$$

$$\delta_2(x) = \alpha_4(x) \oplus \alpha_{4_к}(x) = 1_{16} \oplus 0_{16} = 1_{16}. \quad (23)$$

По значениям синдромов ошибки по таблице 1 можно однозначно определить вектор ошибки, который необходимо использовать для её устранения в соответствии с выражением (6):

$$\Delta S_{вых} = f(\delta_1(\mathrm{x}), \delta_2(\mathrm{x})) = \mathrm{f}(1,1) = (1_{16}, 0_{16}), \quad (24)$$

$$S_{вых_{корр.}} = S_{вых} \oplus \Delta S_{вых} = (8_{16}, 5_{16}) \oplus (1_{16}, 0_{16}) = (9_{16}, 5_{16}). \quad (25)$$

Таким образом, предложенный способ реализация MixColumns-преобразователя позволяет сохранять его работоспособность при возникновения однократных ошибок в работе SPN-шифратора.

Литература

1). Калмыков И.А., Математические модели нейросетевых отказоустойчивых вычислительных средств, функционирующих в полиноминальной системе классов вычетов / Под ред. Н.И. Червякова. – М.: ФИЗМАТ-ЛИТ, 2005. – 276 с.

2). Калмыков И.А., Гахов В.Р. и др. Применение корректирующих кодов полиноминальной системы классов вычетов для построения спецпроцессоров цифровой обработки сигналов / Труды международного Форума по проблемам науки, техники и образования. Том 1./ Под ред.: В.П. Савиных, В.В. Вишневского. – М.: Академия наук, 2004. – С. 133-135.

APPLICATION OF A POLYNOMIAL SYSTEM OF RESIDUE CLASSES TO INCREASE THE FAULT TOLERANCE OF THE MIXCOLUMNS CONVERTER

Provornov I.A., Kalmykov I.A.

North-Caucasus Federal University

The article considers the possibility of using correction codes in a polynomial system of residue classes to increase the fault tolerance of a MixColumns converter functioning as part of an SPN encoder. The choice of polynomials used as the bases of the proposed system is justified. The results of a computational experiment to identify the correlation of error syndromes with the location and depth of the error are presented. The results of modeling the proposed system are considered, its ability to reliably eliminate one-time errors caused by failures in the operation of the SPN encoder is proved.

ОБЗОР ТЕХНОЛОГИИ КОГНИТИВНОГО РАДИО И ЕЕ ПРИМЕНЕНИЯ В ГРАЖДАНСКОЙ АВИАЦИИ

к.т.н., доц. Ишков А.С., студ. Радиков Е.А., студ. Шилкин Д.Г.

Пензенский Государственный Университет

В данной статье авторами представлен обзор технологии когнитивного радио и ее применения в области гражданской авиации. Технология когнитивного радио является относительно новой и развивающейся областью, которая обеспечивает динамический доступ к спектру и эффективное использование ресурсов спектра. В статье авторы рассматривают текущее состояние технологии когнитивного радио, нормативные вопросы и потенциальные проблемы на пути широкого внедрения. Также изучаются потенциальные области её применения в гражданской авиации, включая улучшенное использование спектра, повышенную безопасность и повышенную ситуационную осведомленность.

Введение

В последние годы из-за растущей нехватки ресурсов радиочастотного спектра появилась на свет технология когнитивного радио **(КР).** Благодаря восприятию и анализу радиочастотного спектра, КР может получить доступ к неиспользуемым ресурсам спектра для передачи данных, улучшить использование спектра и сократить его потери. Таким образом, технология КР используется в военной, коммерческой и гражданской авиации, а также в других областях.

Использование технологии КР в гражданской авиации, которое рассматривается авторами в данной статье, повышает спектральную эффективность и надежность связи. КР может воспринимать и отслеживать использование спектра и определять свободные полосы частот или совместно используемые ресурсы спектра. Во-первых, доступным спектром можно эффективно управлять и планировать, гарантируя, что ресурсы спектра между различными системами связи не будут создавать помех друг другу. Во-вторых, доступный спектр может динамически распределяться между различными системами связи и пользователями в соответствии с требованиями реального времени. Также может быть достигнуто совместное использование спектра между несколькими системами связи, что повышает эффективность использования спектра и пропускную способность системы.

Можно сказать, что технология КР может сыграть решающую роль в области гражданской авиации, обеспечивая интеллектуальный мониторинг и управление радиосигналами. Это значительно повысит безопасность и эффективность выполнения полетов, обеспечивая надежную гарантию бесперебойных и безопасных полетов.

Основные характеристики и функции когнитивного радио

КР является важнейшей технологией, которая может позволить будущим коммуникациям и сетям гибко и эффективно использовать сетевые ресурсы. В отличие от традиционных подходов к связи, КР может адаптировать рабочие параметры, такие как мощность передачи, частота и тип модуляции, в соответствии с изменениями в окружающей радиосреде. Когнитивная способность - это уникальная характеристика, которая позволяет устройствам получать необходимую информацию из радиосреды, такую как форма передаваемого сигнала, радиочастотный спектр, тип сети связи, географическая информация и так далее. Как только устройства КР собирут необходимую информацию, они могут динамически корректировать параметры передачи на основе обнаруженных изменений окружающей среды для достижения оптимальной производительности.

КР работает по типичному рабочему циклу, который включает в себя обнаружение свободного пространства в спектре, выбор оптимальных частотных диапазонов, координацию доступа к спектру с другими пользователями и освобождение частоты при появлении основного пользователя. Для поддержки этого когнитивного цикла используются зондирование спектра, управление им и совместное использование.

Зондирование спектра позволяет обнаруживать свободное пространство спектра, которое представляет собой неиспользуемую полосу частот, которая может быть использована вторичными пользователями. Когда основной пользователь снова начнёт использовать лицензированный спектр, КР может обнаружить их активность с помощью датчиков и освободить частоту, чтобы избежать вредных помех.

После обнаружения свободного пространства спектра функция управления спектром позволяет вторичному пользователю выбирать наилучшую полосу частот и переключаться между несколькими полосами для удовлетворения различных требований к качеству обслуживания. Краткий процесс КР показан на рисунке 1.

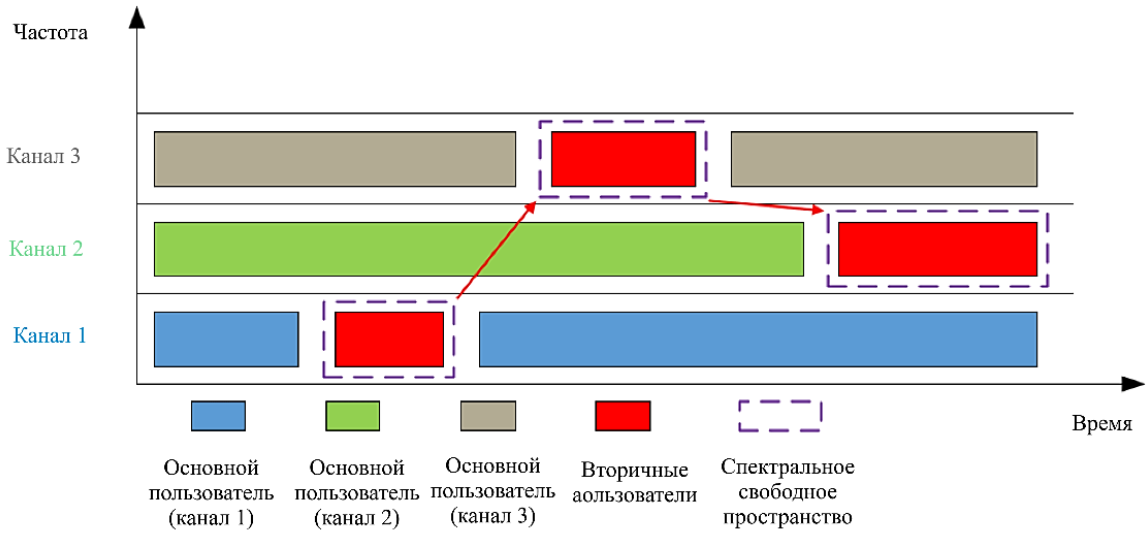


Рисунок 1. Функциональная схема процесса когнитивного радио

Проблемы, с которыми сталкивается технология когнитивного радио

Одной из основных проблем, с которыми сталкивается КР является сложность разработки технологии. Технология КР, также известная как когнитивная коммуникация, является междисциплинарной областью исследований, включающей радиотехнологии и технологии искусственного интеллекта. Разработка и широкое применение этой технологии привели к более глубокому пониманию методов связи и вычислений, а также к усложнению технологии радиосвязи. Развитие технологии КР неотделимо от поддержки технологии искусственного интеллекта. Применение технологии искусственного интеллекта делает обучение алгоритмов, структур данных и моделей более эффективными, а также усложняет процесс машинного обучения, применяемый к КР.

К основным проблемам технологии КР, также относят хранение и обработку данных. В технологии КР очень важны хранение и обработка данных. Традиционное хранение данных требует большого объема дискового пространства и поддержки профессионального оборудования, что нереально для приложений когнитивной радиосвязи с высокими требованиями к работе в режиме реального времени. Для хранения и обработки данных КР используются адаптивные алгоритмы и аппаратная поддержка, что делает хранение и обработку данных более эффективными.

Безопасность данных, передаваемых с помощью КР, также является недостатком данной технологии. Устройства КР могут принимать и передавать данные, которые могут быть повреждены или подделаны. Для защиты данных должны быть реализованы шифрование и проверка целостности. Это гарантирует, что только правильные устройства смогут получать доступ к данным и передавать их.

Применение технологии когнитивного радио в гражданской авиации

В области гражданской авиации технология КР широко используется для обеспечения безопасности и плавности полетов. Радиосистемы аэропортов гражданской авиации и авиакомпаний обычно обслуживаются и модернизируются профессиональными радиоинженерами, которым необходимо пройти обучение и сертификацию в области технологии КР, чтобы освоить новейшие технологии и инструменты и обеспечить надежность и безопасность радиосистемы.

Технология КР применяется для связи в полете, включая голосовую связь, передачу данных и видеосвязь. Например, в полете между капитаном и пассажирами обычно используются спутниковые телефоны для связи в режиме реального времени. Поскольку воздушное судно будет создавать шум в полете, шум будет мешать голосу капитана. Поэтому капитану необходимо использовать технологию КР для записи и подтверждения вызова, чтобы обеспечить качество и безопасность вызова.

Применение технологии КР в радиосистемах гражданской авиации и аэропортов может повысить надежность и защищенность связи, обеспечить безопасность и плавность полетов, а также обеспечить безопасность и интересы пассажиров и менеджеров аэропортов.

Применение технологии КР в навигации гражданской авиации может принести следующие преимущества:

1. Повышение точности навигации.

Традиционная GPS-навигация использует спутниковые сигналы, на которые влияют такие факторы, как кривизна Земли и ослабление спутникового сигнала, что приводит к ошибкам навигации. Технология КР использует алгоритмы когнитивных вычислений и машинного обучения для идентификации и коррекции спутниковых сигналов в режиме реального времени и повышения точности навигации.

2. Снижение помех в беспроводных каналах.

Беспроводные каналы являются важной частью систем связи, но на них часто влияют помехи от других сигналов связи, что создает угрозу целостности и точности сигнала. Технология КР может автоматически определять помехи и избегать их, а также повышать стабильность и точность радиоканалов, обеспечивая тем самым точность навигации.

3. Повышение безопасности полёта воздушных судов.

Во время полета воздушного судна навигационное оборудование должно обеспечивать безопасность полета. Традиционные методы навигации требуют ручного подтверждения сигнала и управления, которые подвержены ошибкам человека и усталости. Технология КР может использоваться экипажем для подтверждения радиосигнала с помощью простого управления, чтобы уменьшить количество человеческих ошибок и повысить безопасность полетов.

4. Улучшение авиационной связи.

Традиционная система связи воздушного судна в основном состоит из механической навигационной системы и радионавигационной системы. Механическая навигационная система уязвима к плохой погоде и механическим отказам. Связь радионавигационной системы уязвима к помехам сигнала, что приводит к снижению надежности навигационной информации. Технология КР может улучшить связь между механической навигационной системой самолета и системой радионавигации при сохранении стабильности радиосигналов.

Применение технологии КР в навигации гражданской авиации может повысить точность навигации, уменьшить помехи в радиоканалах, повысить безопасность полетов и улучшить авиационную связь, а также заложить прочную основу для точного, безопасного и надёжного полета.

Заключение

В будущем развитии КР существует множество тенденций и перспектив. Исследования в области КР будут направлены на поиск более совершенных комбинаций технологий для улучшения использования и эффективности ее радиочастотного спектра. Кроме того, будущее направление развития технологии КР также будет включать ее применение в области гражданской авиации. Отрасль гражданской авиации, являющаяся важнейшей областью обеспечения безопасности воздушного движения, предъявляет высокие требования к безопасности и надежности использования радиосвязи. Будущее направление развития когнитивной радиосвязи будет тесно связано со сферой гражданской авиации для повышения надежности и уровня безопасности ее связи и навигации.

КР будет продолжать сталкиваться с различными проблемами, такими как недостаточные ресурсы спектра, помехи и т.д. Поэтому при дальнейшем развитии технологии КР необходимо постоянно усиливать технические исследования и повышать технический уровень для решения этих задач.

Литература

1. Кузнецов Л. Л. Когнитивное радио // Наука XXI века. – 2019. – №6.
2. Михалёв О. А., Аванесов М. Ю., Сорокин К. Н. Управление радиочастотным спектром в когнитивной сети радиосвязи // Информация и космос. – 2017. – №1.
3. Samala, S.; Mishra, S.; Singh, S.S. Spectrum Sensing Techniques in Cognitive Radio Technology: A Review Paper. J. Commun. 2020. – С. 577-582.
4. Lee, W.; Jung, B.-C.; Ban, T. Cooperative Spectrum Sensing for Cognitive Radio Technology Considering Heterogeneous Primary User. J. Korean Inst. Inf. Commun. Eng. 2015. – С. 1546–1553.
5. Rohde, J.; Toftegaard, T.S. Adapting Cognitive Radio Technology for Low-Power Wireless Personal Area Network Devices. Wirel. Pers. Commun. 2011. – С. 111–123.
6. URL: https://habr.com/ru/news/512666/ (дата обращения: 8.08.2023)

REVIEW OF COGNITIVE RADIO TECHNOLOGIES AND THEIR APPLICATION IN CIVIL AVIATION

Candidate of Technical Sciences, Ishkov A.S., student Radikov E.A., student Shilkin D.G.

Penza State University

In this article, the authors provide an overview of cognitive radio technology and its application in the field of civil aviation. Cognitive radio technology is a relatively new and emerging field that enables dynamic spectrum access and efficient use of spectrum resources. In the article, the authors examine the current state of cognitive radio technology, regulatory issues, and potential challenges to widespread adoption. Potential applications in civil aviation are also being explored, including improved spectrum utilization, enhanced safety and enhanced situational awareness.

РАЗРАБОТКА ТЕОРЕТИКО-ИГРОВОЙ МОДЕЛИ ПРОТИВОДЕЙСТВИЯ УГРОЗАМ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ КРИТИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИОННОЙ ИНФРАСТРУКТУРЫ

доц., к.т.н., Ерохин С.Д.,
доц., к.т.н., Борисенко Б.Б.,
науч. сотр. Фадеев А.С.

Московский технический университет связи и информатики

В работе проведен анализ существующих теоретико-игровых моделей, применяемых в контексте противодействия угрозам информационной безопасности критической информационной инфраструктуры. Освещены как плюсы, так и минусы этих моделей, а также их ограничения в применении к реальным задачам обеспечения безопасности.

Авторами работы предложена новая теоретико-игровая модель, учитывающая специфику критической информационной инфраструктуры. Эта модель представляет собой эффективный инструмент для анализа и принятия решений в ситуациях конфликта между защитниками и потенциальными злоумышленниками.

Статья выделяется тем, что помимо теоретического анализа моделей, она предоставляет конкретные рекомендации по их практическому применению в области информационной безопасности. Полученные результаты позволяют улучшить защиту критической информационной инфраструктуры и сделать ее более устойчивой к современным угрозам.

Ключевые слова: системы защиты, критическая информационная инфраструктура (КИИ), теория игр, теоретико-игровые модели, информационная безопасность (ИБ).

Специфика теоретико-игровых моделей

Современное общество сталкивается с растущей угрозой потери конфиденциальности, целостности и доступности критических информационных ресурсов. Критическая информационная инфраструктура (КИИ), являясь основой функционирования государства и частного сектора, становится приоритетным объектом воздействия виртуальных атак и компьютерных инцидентов.

Для эффективного противодействия этим угрозам необходимы современные и адаптивные инструменты и методики, способные учитывать динамичность и сложность современных сценариев атак. В этом контексте, разработка теоретико-игровой модели представляет собой важный этап в поиске эффективных стратегий защиты объектов КИИ.

Перед авторами статьи стоит задача выявления как плюсов, так и минусов существующих теоретико-игровых моделей информационной безопасности (ИБ), а также ограничений их применения к реальным задачам обеспечения безопасности. На основе выявленных недостатков предлагается новая теоретико-игровая модель, учитывающая специфику КИИ. Основной целью этой модели является предоставление эффективного инструмента для анализа и принятия решений в ситуациях конфликта между защитниками и потенциальными злоумышленниками в контексте критической информационной инфраструктуры.

Большинство моделей ИБ различаются в способах использования входных параметров и в том, какие выходные данные они предоставляют после вычислений. В настоящее время, методы моделирования, основанные на неформальной теории систем, такие как методы структурирования, оценки и поиска оптимальных решений, становятся все более распространенными [1].

Математические модели в ИБ должны обладать масштабируемостью, наглядностью, практической направленностью, универсальностью, комплексностью, простотой использования, способностью работать в условиях неопределенности и учитывать различные воздействующие факторы. [2].

Результатами моделирования в области ИБ могут быть:

- оценка вероятности различных угроз для информационных систем и потенциальных атак на них;
- количественная оценка эффективности работы системы защиты;
- оценка экономической целесообразности применения средств защиты информации;
- разработка структуры системы защиты информационной системы.

Анализ на основе статистики позволяет создавать статистические профили для каждого элемента анализируемой системы, учитывая различные характеристики, такие как объем передаваемых данных, количество отказов в обслуживании, соотношение входящего и исходящего трафика и многое другое. Отклонение от эталонного профиля может служить признаком нарушения безопасности. Тем не менее, данному методу свойственны некоторые ограничения, такие как отсутствие учета последовательности событий и сложности в установлении пороговых значений для выявления аномалий.

Важно также учитывать, что злоумышленники могут использовать индивидуальные подходы для каждой системы защиты, что может снизить эффективность статистических методов. Учитывая это, более предпочтительным подходом может быть определение параметров мониторинга динамически.

Для выявления несанкционированного доступа и других угроз ИБ используются различные средства и технологии, например, системы обнаружения вторжений (СОВ), играющие важную роль в выявлении и предотвращении многих типов угроз, включая внутренние и внешние атаки. СОВ включают: сенсоры для сбора событий, подсистему анализа для выявления подозрительной активности, хранилище данных и подсистему управления результатами анализа [3]. Анализ – ключевая часть, требующая применения разнообразных математических методов.

Для точного прогнозирования атак, системы собирают и анализируют данные о работе защищаемой системы. Однако фильтрация данных может повлиять на производительность. Важно оптимизировать расходы при ограниченных ресурсах.

Для максимальной эффективности, можно использовать метод динамической адаптации, который позволяет оперативно реагировать на активность атакующей стороны с минимальным использованием ресурсов.

Современные исследования в области обнаружения вторжений включают разнообразные математические подходы, такие как: методы математической статистики, сети Петри, теория случайных процессов, методы теории автоматов, нечеткие множества, нейронные сети, экспертные системы и математическая теория игр [4].

Анализ существующих теоретико-игровых моделей в области ИБ

Теория игр находит свое применение в разрешении конфликтов, где участвуют осмысленные стороны, которые способны просчитывать влияние своих решений на действия оппонента. Это позволяет оценивать ситуацию и принимать решения, опираясь на различные варианты развития событий и возможные ответные действия противника [5, 6].

В сфере ИБ активно используются методы теории игр, которые позволяют эффективно решать конфликты с участием рациональных сторон, способных учитывать воздействие своих действий на ход событий и действия противника. Существует два основных подхода, которые могут быть применены для анализа и решения задач ИБ.

Первый подход (обозначим его *A*) фокусируется на исследовании взаимодействия между атакой и защитой [7]. Он предполагает предсказание действий злоумышленника и уточнение возможных ответных действий защиты. В рамках этого подхода можно выделить два класса игр: *A1* и *A2*. Класс *A1* рассматривает общие случаи взаимодействия "атака-защита" с базовыми действиями для каждой стороны. В классе *A2* учитываются более сложные сценарии атаки и защиты, адаптированные к конкретным параметрам ситуации. *A1*-игры часто являются статическими или Байесовскими играми, результаты которых относительно легко получить. *A2*-игры более реалистично описывают динамику "атака-защита", но их анализ требует больших вычислительных ресурсов.

Второй подход (обозначим его *B*) направлен на получение количественных оценок уровня защищенности информационной системы. Этот подход сочетает идеи оценки рисков с теоретико-игровыми методами. Применение *B*-подхода позволяет оценить влияние стратегий атаки и защиты на уровень риска. Такие модели могут быть использованы для анализа влияния инвестиций в безопасность одной подсистемы/сегмента на безопасность других, особенно в сетевой среде. В контексте риска можно утверждать, что усиление безопасности одного сегмента способствует повышению безопасности других сегментов, имеющих общую сеть, или, наоборот, может снизить интерес злоумышленников и увеличить уязвимость других сегментов.

Противоборство злоумышленника и системы защиты сети в ходе направленной атаки на сеть – это конфликтная ситуация, в которой участвуют две стороны. В качестве злоумышленника можно рассматривать всю совокупность угроз безопасности: действия отдельных лиц, преследующих различные цели, крупномасштабные спланированные атаки, а также случайные воздействия на систему. Для теории игр типичны подобные модели, когда имеются две или более противоборствующие стороны. Если известны варианты действий (стратегии) каждой из сторон, а также выигрыш (или проигрыш) от каждого из вариантов действий, то появляется возможность смоделировать ситуацию в виде модели бескоалиционной антагонистической игры (например, матричной). На основе сформулированной модели можно получить оптимальные стратегии атакующей стороны и стороны защиты, дающие максимальный выигрыш или минимальный проигрыш, например, требующие минимума ресурсов при организации действий защиты или позволяющие достичь максимальной вероятности предотвращения атак.

В целом, теория игр широко применяется в анализе и решении задач ИБ, предоставляя инструменты для понимания взаимодействия между злоумышленником и защитой, а также для количественной оценки уровня безопасности и риска.

Обзор теоретико-игровых моделей в контексте противодействия угрозам информационной безопасности критической информационной инфраструктуры позволяет оценить существующие подходы, выявить их достоинства и недостатки, а также определить необходимость разработки новой теоретико-игровой модели,

учитывающей особенности защищаемой системы. В работах [5, 173-10] рассмотрены наиболее часто используемые теоретико-игровые модели (таблица 1), подробно приведены в работах авторов [5,8].

Таблица 1.

Достоинства и недостатки теоретико-игровых моделей ИБ

Наименование модели	Достоинства	Недостатки
Байесовская игра	учитывает неопределенность в принятии решений; позволяет анализировать различные стратегические сценарии; позволяет учитывать вероятности различных исходов.	требует точной оценки априорных вероятностей; не всегда применима в ситуациях с динамически изменяющимися параметрами; может требовать сложного анализа статистических данных для корректной оценки вероятностей.
Игра Штакельберга	учитывает разные интересы и цели участников; позволяет моделировать сценарий «лидер-последователь».	опирается на предположение о превосходстве лидера; не всегда применима к ситуациям, где игроки имеют схожие цели и ограниченные возможности влияния друг на друга.
Игра "дилемма заключенного"	учитывает взаимозависимость решений игроков; моделирует конфликт с выигрышем для каждого игрока.	риски коллективной стратегии при отсутствии доверия; могут возникнуть сложности при выборе оптимальной стратегии из-за противоречивости интересов
Игра с сигналами	выделяет реальные угрозы среди ложных срабатываний; позволяет снизить количество ложных срабатываний.	зависит от качества и точности обучающих данных; требует постоянного обновления и адаптации к новым видам угроз.
Модель стохастической игры	учитывает случайные факторы и вероятности в принятии решений; позволяет учитывать неопределенность в среде	может быть менее точной при оценке вероятностей; могут возникнуть сложности с определением точных вероятностей и распределений
Эволюционная игра	моделирует эволюцию стратегий с течением времени; учитывает адаптацию к изменяющейся среде.	требует предположений о динамике эволюции стратегий; сложно применить к ситуациям с быстрыми и неожиданными изменениями в среде.
Статическая игра	моделирует ситуацию с фиксированными стратегиями; позволяет анализировать стратегии в изолированной среде.	не учитывает изменения во времени и динамические аспекты; могут возникнуть сложности при применении к динамическим ситуациям с частыми изменениями.
Динамическая игра	учитывает изменения стратегий во времени; позволяет адаптироваться к новым угрозам и изменениям в среде	требует анализа эволюции и адаптации к динамическим изменениям; может быть более сложной в реализации и требовать более сложных алгоритмов анализа и адаптации
Арбитражная теоретико-игровая модель	позволяет разрешать конфликты и управлять ресурсами; учитывает интересы всех участников и обеспечивает справедливость в разрешении конфликтов	требует нейтрального и объективного арбитра; могут возникнуть сложности при определении справедливости и адекватности решений арбитра в сложных сценариях.

Указанные теоретико-игровые модели в обеспечении информационной безопасности предоставляют математический каркас для анализа стратегий атак и защиты. Они учитывают вероятности сценариев, анализируют стратегии и оптимизируют распределение ресурсов. Эти модели гибки и адаптивны к новым угрозам. Учитывая воздействие сторонних агентов, они интегрируются с техническими решениями. Модели также позволяют обучаться на архивных данных и тестировать сценарии безопасности. Однако выбор модели зависит от конкретных потребностей и особенностей ситуации.

К недостаткам рассмотренных теоретико-игровых моделей в информационной безопасности можно отнести сложность адаптации, зависимость от качества данных, ограничения предположений, сложность интерпретации результатов, параметров неопределенности, ограниченность области применения, требования к ресурсам и невозможность учета всех аспектов безопасности.

Разработка теоретико-игровой модели противодействия угрозам ИБ КИИ

В связи с указанными недостатками, требуется разработать новую теоретико-игровую модель, которая может помочь преодолеть некоторые из недостатков представленных моделей. Назовем ее "моделью противодействия угрозам ИБ КИИ" (МПУ ИБ КИИ).

Новая модель МПУ ИБ КИИ предполагает комбинацию теоретических и практических методов, а также интеграцию современных технологий анализа данных. Это позволит более гибко реагировать на динамично меняющуюся среду и уменьшить негативное воздействие некоторых недостатков предыдущих моделей.

Пусть S – множество стратегий атакующей стороны, D – множество стратегий защитника (системы безопасности), P – пространство распределений вероятностных событий, O – множество возможных событий, U – множество выигрышей и потерь.

Тогда функция выигрыша может быть определена следующим образом:

$$W(s,d,p) = \sum_{o \in O} U(o) \cdot P(o|s,d,p),$$

где $W(s,d,p)$ – выигрыш системы безопасности при стратегии атаки s, стратегии защиты d и вероятностном распределении событий p, $U(o)$ – выигрыш (потеря) системы безопасности при наступлении события o, $P(o|s,d,p)$ – вероятность наступления события o при заданных стратегиях s и d и распределении вероятностей p.

Эта формула представляет собой обобщенную математическую модель, учитывающую вероятностные аспекты и стратегии атаки и защиты в контексте обеспечения информационной безопасности.

Решение этой модели включает в себя следующие этапы:

1. Оптимизация стратегий.

Находятся оптимальные стратегии s^* и d^*, которые максимизируют выигрыш системы безопасности:

$$s^* = arg \max_{s \in S} \sum_{d \in D} \sum_{o \in O} U(o) \cdot P(o|s,d) \cdot P(d),$$

$$d^* = arg \max_{d \in D} \sum_{s \in S} \sum_{o \in O} U(o) \cdot P(o|s,d) \cdot P(s).$$

2. Применение оптимальных стратегий.

Выполняются атака с использованием стратегии s^* и реализуются защитные меры с использованием стратегии d^*.

3. Мониторинг и анализ результатов.

Проводится анализ текущих событий в системе безопасности и реакций на применение выбранных стратегий. Оцениваются выигрыши и потери, анализируются исходные данные.

4. Адаптация и обновление стратегий.

Если ситуация требует, атакующая и защитная стороны могут адаптировать свои стратегии в соответствии с новой информацией. Это может включать в себя пересмотр вероятностных распределений, пересмотр выбора стратегий и т.д.

5. Управление рисками и ресурсами.

Осуществляется управление рисками, а также оптимизация распределения ресурсов в соответствии с изменяющейся ситуацией.

6. Адаптация к новым угрозам.

Производится анализ новых угроз, а также адаптация стратегий и вероятностных распределений. Это позволяет системе эффективно реагировать на появление новых и неожиданных угроз.

7. Мониторинг влияния внешних участников.

Учитывается влияние других субъектов или сторон на ситуацию или события в системе безопасности.

Разработанная МПУ ИБ КИИ объединяет теорию и практику, адаптируя стратегии к изменяющимся условиям. Она использует методы машинного обучения для анализа данных и вероятностей развития сценариев. Моделирует адаптивные стратегии атаки и защиты. Управляет рисками, распределяет ресурсы и обновляет

стратегии в реальном времени. Адаптируется под характеристики системы безопасности и учитывает воздействие сторонних агентов.

Предложенная модель МПУ ИБ КИИ преодолевает ограничения предположений о стратегиях и сценариях, адаптируется к изменяющейся среде. Она учитывает вероятности, анализирует новые угрозы, интегрируется с техническими решениями и позволяет безопасно тестировать сценарии. Это значительно улучшает уровень безопасности по сравнению с другими теоретико-игровыми моделями.

Заключение

В данной работе был приведен анализ существующих теоретико-игровых моделей в области информационной безопасности. Были выявлены как их достоинства, так и слабые стороны. Основываясь на выявленных недостатках, была представлена новая модель противодействия угрозам ИБ КИИ, её математическое описание. Предложенная модель интегрирует теоретические (анализ игровых ситуаций, моделирование вероятностей и рисков) и практические аспекты (системы мониторинга и обнаружения инцидентов, средства аутентификации и авторизации, средства криптографической защиты, антивирусные программы, системы мониторинга угроз и защиты от DDoS-атак, межсетевые экраны и средства контроля сетевого доступа, инструменты анализа безопасности, системы резервного копирования и восстановления данных, инструменты мониторинга целостности файлов), а также предоставляет механизмы адаптации к изменяющимся условиям. Это делает данную модель перспективным и эффективным инструментом противодействия угрозам информационной безопасности КИИ. В дальнейшем планируется провести практическую проверку модели для подтверждения её эффективности в реальных условиях.

Литература

1. Курилов Ф.М. Моделирование систем защиты информации. Приложение теории графов // Технические науки: теория и практика: материалы III Международ. науч. конф. (г. Чита, апрель 2016 г.). Чита: Изд-во «Молодой ученый», 2016. С. 6-9.
2. Вавичкин Н.А. Математические модели в информационной безопасности // Безопасность информационного пространства – 2017: XVI Всероссийская научно-практическая конференция студентов, аспирантов, молодых ученых. Екатеринбург, 12 декабря 2017 года. – Екатеринбург: Изд-во Урал. Ун-та, 2018. – с. 148-150.
3. Басалова Г.В. Применение методов теории игр в системах обнаружения вторжений. // Известия ТулГУ. Технические науки, 2017, вып. 10, с. 207-216.
4. Басалова Г.В., Сычугов А.А. Применение методов теории игр для оптимизации выбора средств защиты информации. Известия ТулГУ. Технические науки, 2016, вып. 11, ч.1, с. 122-129.
5. Ерохин С. Д., Пилюгин П. Л., Борисенко Б.Б., Фадеев А.С. Анализ и построение теоретико-игровых моделей противодействия угрозам информационной безопасности // Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий ("РЭУС-ИТ 2023"). Доклады Всероссийской конференции (с международным участием), Москва, 07–09 июня 2023 года. Выпуск: LXXVIII. – Москва: Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова, 2023, с. 318-322.
6. Лаврентьев А.В., Зязин В.П. О применении методов теории игр для решения задач компьютерной безопасности. Безопасность информационных технологий, 2013, т.20, №3, стр.19-24.
7. Sengupta, S., Chowdhary, A., Huang, D., Kambhampati, S. 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 (дата обращения: 17.09.2023).
8. Erokhin S. D., Borisenko B. B., Fadeev A. S. Analysis and Development of Game-Theoretic Models for Combating Threats to Information Security in Critical Information Infrastructure," 2023 Systems of Signal Synchronization, Generating and Processing in Telecommunications (SYNCHROINFO, Pskov, Russian Federation, 2023, pp. 1-7, doi: 10.1109/SYNCHROINFO57872.2023.10178500 (дата обращения: 17.09.2023).
9. Cuong D., Tran N., Hong C. S., Kamhoua C., Kwiat K., Blasch E., Ren S., Pissinou N., Iyengar S. (2017). Game Theory for Cyber Security and Privacy. ACM Computing Surveys. 50. 1-37. 10.1145/3057268 (дата обращения: 17.09.2023).
10. Ho E, Rajagopalan A, Skvortsov A, Arulampalam S, Piraveenan M. Game Theory in Defence Applications: A Review. Sensors. 2022; 22(3):1032. https://doi.org/10.3390/s22031032 (дата обращения: 17.09.2023).

DEVELOPMENT OF A GAME-THEORETIC MODEL OF COUNTERACTION TO THREATS TO INFORMATION SECURITY OF CRITICAL INFRASTRUCTURE

ass. Prof., Ph. D., Erokhin S. D.
ass. Prof., Ph. D., Borisenko B. B.
researcher Fadeev A. S.

Moscow Technical University of Communications and Informatics

The paper analyses the existing game-theoretic models used in the context of countering threats to information security of critical infrastructure. These models' advantages and disadvantages are highlighted, as well as their limitations in their application to real security tasks.

The authors of the paper propose a new game-theoretic model that takes into account the specifics of critical infrastructure. This model is an effective tool for analyzing and making decisions in situations of conflict between defenders and potential attackers.

The paper stands out because, in addition to theoretical analysis of the models, it provides specific recommendations for their practical application in the field of information security. The results obtained allow improving the protection of critical infrastructure and making it more resilient to modern threats.

ОСОБЕННОСТИ ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ В «НЕЧЕТКИХ ЭКСТРАКТОРАХ»

преп. Филипов И.А.[1], к.т.н. Безяев А.В.[1],
проф., д.т.н. Иванов А.И.[2], проф., д.т.н. Малыгин А.Ю.[1]

[1]Пензенский государственный университет
[2]АО «Пензенский научно-исследовательский электротехнический институт»

Рассмотрен порядок и особенности обработки биометрической информации в «Нечетких экстракторах». Отмечены недостатки и указаны пути их устранения. Показана высокая избыточность классического самокорректирующего кода. Предложено запоминать хэш-функцию для ее использования как эталон при контроле выходных данных нейросетевого преобразователя, как мега синдром обнаружения ошибок в коде. Показаны варианты решения проблем, если хэш-функция совпадает с эталоном или не совпадает. Сделан вывод о том, что имеется экспоненциальный рост вычислительной сложности перебора хэш-функций с ростом числа корректируемых ошибок.

В странах Евросоюза, США и Канаде активно развивается направление биометрии – «нечеткие экстракторы» [1], построенные на квантовании «сырых» биометрических данных и исправлении ошибок классическими избыточными кодами [2]. Ключ защиты данных «нечеткого экстрактора» является информационной частью самокорректирующихся кодов, изменяется избыточной частью самокорректирующихся кодов до числа контролируемых биометрических параметров. Для данных среды «БиоНейроАвтограф» [3] длина ключа (информационная часть кода) должна дополняться избыточной частью до длины 416. При этом нечеткий контейнер формируется сложением по модулю два $\oplus$ дополненного кода ключа с кодом 416 квантованных биометрических параметров. При использовании нечетких контейнеров его данные складываются по модулю два $\oplus$ с квантованным биометрическим образом. При этом защита данных не требует процедуры гаммирования, а самокорректирующийся код сжимает избыточность до кода ключа «нечеткого экстрактора» [4].

Отметим, что избыточность классического самокорректирующегося кода должна скорректировать от 20% до 30% ошибок в коде, полученном квантованием 416-ти биометрических параметров.

К сожалению, создать классический самокорректирующийся код, способный исправлять до 30% ошибок практически невозможно. Рассмотрим эту проблему, для чего воспользуемся простейшим самокорректирующимся кодом. Пусть информационная часть кода 7x7=49 бит, а избыточная часть 7+7=14 бит, как это показано в левой части рисунка 1. Избыточная часть кода строится контролем четности строки или столбца информационной части кода. При этом наш код будет однозначно исправлять одну ошибку при уровне избыточности 14/49≈0.286 или 29%.

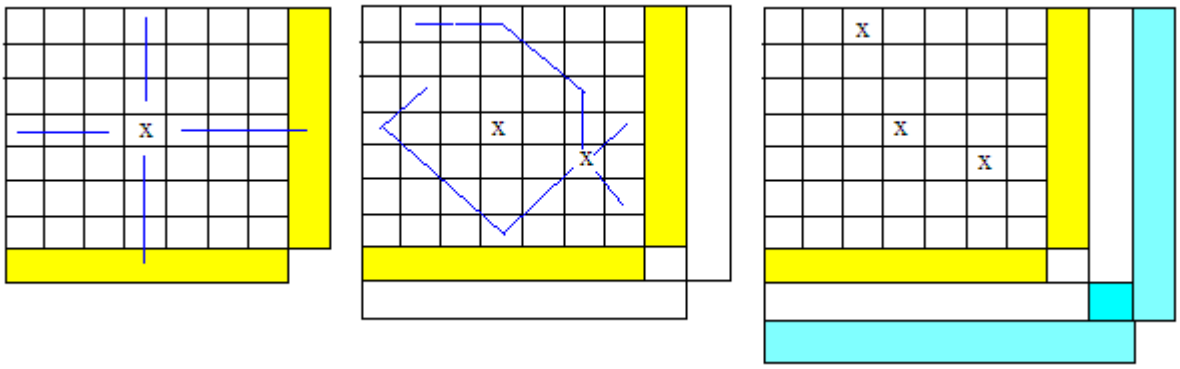


Рисунок 1. Рост размера избыточной части всегда больше, чем рост числа исправляемых ошибок.

Возможность однозначного исправления одиночных ошибок при 29% избыточности иллюстрируется левой частью рисунка 1. Если появляется 2 ошибки в таком блочном коде, то они обнаруживаются по наличию 4 синдромов четности, но однозначно скорректировать две ошибки уже нельзя. Для коррекции 2 ошибок блочного кода нужно увеличивать более чем в 2 раза уровень избыточности до 63.3%, как это показано в центральной части рисунка 1. При этом желательно увеличивать число элементов блочного кода, по которым ведется контроль четности. Также приходится усложнять траекторию обхода элементов контроля четности.

Самокорректирующиеся блочные коды такого типа интересны тем, что являются хорошей иллюстрацией быстрого роста размеров поля синдромов ошибок, по сравнению с числом ошибок, исправляемых с высокой вероятностью. На практике вместо увеличения числа элементов блока, по которым вычисляются синдромы

четности, используются коды Рида-Соломона [5], БЧХ коды [6], свёрточные коды Витерби [7]. Все эти системы кодирования с ростом их избыточности обнаруживают и правят все больше и больше ошибок.

Основным недостатком всех классических самокорректирующихся кодов является быстрая деградация длины ключа при росте числа обнаруживаемых и корректируемых ошибок. При попытках корректировки до 25% ошибок приходится использовать коды с 25-ти кратной избыточностью. При квантовании 416-ти биоданных, длина информативной части (длина ключа) составит 416/25≈16.6 бит, что эквивалентно длине обычного пароля, состоящего из 2-х знаков при 8-ми битной кодировке знаков.

Основной проблемой «нечетких экстракторов» является вырождение длины ключа биометрической аутентификации при выборе самокорректирующегося кода с высокой избыточностью.

Эта проблема почти полностью снимается при переходе от «нечетких экстракторов» к российским нейросетевым преобразователям биометрия-код [8]. При этом корректировку малого числа ошибок в БиоКоде можно выполнять вообще без накладных расходов на избыточность [4].

Для корректировки следует запомнить хэш-функцию от криптографического ключа «Свой»:

$$"xhc" = hesh("c_1, c_2, \dots, c_{256}"). \qquad (1)$$

Это значение следует использовать как эталон при контроле выходных данных нейросетевого преобразователя, как мега синдром обнаружения ошибок в коде.

Если текущая хэш-функция совпадает с эталоном:

$$hesh("x_1,x_2,\dots,x_{256}") = "xhc", \qquad (2)$$

то ошибок в коде нет, а выходной код нейросетевого преобразователя может быть использован протоколом криптографической аутентификации.

Если текущая хэш-функция не совпадает с эталоном:

$$hesh("x_1,x_2,\dots,x_{256}") \neq "xhc", \qquad (3)$$

то в коде обнаружены ошибки, выходной код нейросетевого преобразователя должен корректироваться до выполнения условия (3).

Проще всего корректировку выполнять в рамках гипотезы о наличии одной ошибки в проверяемом коде. В этом случае необходимо проверить 256 значений хэш-функций, инвертируя по одному i-му разряду кода:

$$hesh("x_1,x_2,\dots, \neg x_i, \dots, x_{256}") \neq "xhc". \qquad (4)$$

Перебор (4) следует выполнять до совпадения хэш-функции с эталоном (1). Наличие одиночных ошибок в коде – это наиболее вероятная ситуация. Гораздо реже возникают две ошибки в корректируемом коде. В этом случае приходится перебирать 256x256=2^{16} состояний, инвертируя уже два разряда корректируемого кода

$$hesh\big("x_1,x_2,\dots, \neg x_i, x_{i+1,} \dots, \neg x_j,\dots,x_{256}"\big) \neq "xhc". \qquad (5)$$

Очевидно, что имеется экспоненциальный рост вычислительной сложности перебора хэш-функций с ростом числа корректируемых ошибок. С одной стороны это является гарантией стойкости рассматриваемых процедур к атакам перебора, а с другой стороны это не позволяет корректировать более трех ошибок в коде.

Литература

1. Y. Dodis, L. Reyzin, A. Smith Fuzzy Extractors: How to Generate Strong Keys from Biometrics and Other Noisy, Data April 13, In EUROCRYPT, pages 523-540, 2004.
2. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. //М.: Техносфера, 2006 г., 320 с.
3. Иванов А.И., Захаров О.С. Среда моделирования «БиоНейроАвтограф». Программный продукт создан лабораторией биометрических и нейросетевых технологий, размещен с 2009 г. на сайте АО «ПНИЭИ» для свободного доступа http://пниэи.рф/activity/science/noc/bioneuroautograph.zip
4. Биометрико-нейросетевая аутентификация: обнаружение и исправление ошибок в длинных кодах без накладных расходов на избыточность. Пенза: ПГУ, 2020, 56 с.
5. URL: https://ru.wikipedia.org/wiki/Код_Рида_-_Соломона
6. URL:https://ru.wikipedia.org/wiki/Код_Боуза_-_Чоудхури_-_Хоквингема
7. URL:https://ru.wikipedia.org/wiki/Алгоритм_сверточного_декодирования_Витерби
8. ГОСТ Р 52633.5-2011 «Защита информации. Техника защиты информации. Автоматическое обучение нейросетевых преобразователей биометрия-код доступа».

FEATURES OF INFORMATION PROCESSING IN «FUZZY EXTRACTORS»

Rev. Filipov I.A.[1], Candidate of Technical Sciences Bezyaev A.V.[1],
Professor, Doctor of Technical Sciences Ivanov A.I.[2],
Professor, Doctor of Technical Sciences Malygin A.Yu.[1]

[1]Penza State University
[2]Penza Scientific Research Electrotechnical Institute JSC

The order and features of processing biometric information in "Fuzzy extractors" are considered. Shortcomings are noted and ways of their elimination are indicated. The high redundancy of the classical self-correcting code is shown. It is proposed to memorize the hash function for its use as a reference when monitoring the output data of a neural network converter, as a mega error detection syndrome in the code. Solutions to problems are shown if the hash function matches the reference or does not match. It is concluded that there is an exponential increase in the computational complexity of iterating hash functions with an increase in the number of corrected errors.

ВОПРОСЫ РАЗРАБОТКИ АРХИТЕКТУРНЫХ И СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ВЫСОКОТЕМПЕРАТУРНЫХ АНАЛОГОВЫХ МИКРОСХЕМ, РАБОТАЮЩИХ В НЕФТЕГАЗОВОЙ И АВИАЦИОННО–КОСМИЧЕСКОЙ ОТРАСЛЯХ В ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

асп. Джуров (Зеленский) А.А., асп. Ляшенко К.А.,
доц. Ревякина Е.А., проф. Черкесова Л.В.

Донской государственный технический университет

Современная геополитическая ситуация и задачи импортозамещения, стоящие перед отечественной электронной промышленностью, требует создания устройств для экстремальной условий. При разработке устройств высокотемпературного диапазона используется *охлаждение,* активное или пассивное, однако возможны ситуации, когда оно нецелесообразно или невозможно. Функционирование устройства в высокотемпературном диапазоне имеет смысл, если это уменьшает его стоимость или увеличивает надёжность. Проблема требует решения сложных задач: модификации технологий полупроводникового производства, методики проектирования и проведения испытаний. В статье исследуются вопросы создания высокотемпературных компонентов электроники для перспективного развития отечественной нефтегазовой, авиационной и ракетно–космической промышленности. Импортозамещающие технологии существенно снижают стоимость оборудования. Стоимость «западных» устройств, например, для применения в космосе, достигает полумиллиона евро. В условиях санкций покупка невозможна, тогда как аналогичное отечественное устройство может быть дешевле до 10 раз. Полеты в ближний и дальний космос требуют высокой радиационной стойкости и надёжности всех систем космического аппарата в широком диапазоне температур. В статье приведены технические характеристики аналоговых микросхем, предназначенных для работы при температурах до +150 ºС. Показана принципиальная возможность увеличения температурного диапазона до +200 ºС.

Высокотемпературной считается электроника, работающая в экстремальном температурном диапазоне, превышающем +150 ºС. Подобные устройства находят применение в нефтегазовой сфере, в производственном оборудовании, в авиационной и ракетно–космической отрасли [1].

Проектированием и производством компонентов высокотемпературной электроники занимаются многие зарубежные производители, в том числе: компания Texas Instruments [2], производящая микропроцессоры SM320F28335-HT (32-разрядный сигнальный микроконтроллер, работающий в температурном диапазоне от –55 до +210 ºС), SM320F2812-HT (32-разрядный микроконтроллер, диапазон температур от –55 до +220 ºС); компания Atmel [3], выпускающая высокотемпературные драйверы, работающие при переходных температурах до +200 °С в окружающей среде до +150 °С; компания CISSOID [4], специализирующаяся на проектировании высокотемпературных электронных компонентов, среди которых АЦП, операционные усилители, регуляторы напряжения, транзисторы, генераторы импульсов, драйверы ключей, микросхемы источников питания и пр. Эти компоненты работоспособны при экстремальных температурах от –55 до +225 °С, при мощных внешних воздействиях вибраций и механических ударов, перепадов температур почти в 300 градусов, и др. Некоторые компоненты прошли испытания NASA при экстремальных температурах ближнего космоса от –195 до +400 °С, для применения в составе ракетно-космических устройств.

Высокотемпературные компоненты для нефтегазовых скважин. Создание высокотехнологичной системы *умных скважин* (Intelligent Well, IW) [5] является актуальной задачей, предполагающей дистанционное управление скважинным потоком и оптимизацию производительности нефтегазовой добычи, а также контроль параметров скважины в реальном масштабе времени. Условия работы электронных компонентов внутри скважины являются экстремальными: рабочая температура, превышающая +150°С, огромное давление, агрессивная внешняя среда, и др.

Технология становится всё более успешной, особенно в морской подводной нефтегазовой добыче (рисунок 1). Высокая эффективность этих систем возможна, когда система достигнет требуемых показателей надёжности и безопасности эксплуатации, в отсутствии аварий. Для её достижения рассматриваются различные параметры – капитальные затраты на оборудование и технологии, и последствия, вызванные отказом системы, что зависит от конкретных условий [6, 7].

Составляющей частью системы умных скважин является их *телеметрическая аппаратура*, включающая как наземный, так и подземный блоки. Назначением телеметрических устройств является управление функционированием электродвигателя погружного типа, отслеживание параметров внешней окружающей среды в забое скважины; диагностика инцидентов различных сбоев и неполадок в работе, профилактика аварий и поломок оборудования, и др. Очевидно, что для реализации IW следует использовать *высокотемпературную электронику* – микропроцессоры со встроенными датчиками и сенсорами, а также микроконтроллерами сетевого и системного типа.

Для реализации интеллектуальных электронных систем требуется создание отдельных микросхем памяти. Повышение температуры (градиент) в нефтегазовых скважинах достигает величины +25 °С при погружении вглубь Земли на один километр. Это означает, что при средней температуре земной поверхности более 0 °С и глубине, к примеру, 7 км, температура внешней среды в скважине может превышать +175 °С. Это далеко не

предел, так как в настоящее время проводится экспериментальная разработка полезных ископаемых (включая нефть и газ) на сверхбольших глубинах, в скважинах, где температура достигает значений более +200 °С (при глубине более 8 км), а давление – более 25 кП/дюйм. Но сегодня глубины превышают 10 км.

В научной литературе сверхглубокие скважины высокого давления и высоких температур подразделяются на три класса: 1) от +150 до +205 °С, 2) от +205 до +260 °С, и 3) свыше +260 °С [6, 7]. На рисунке 2 показан корпус электронного устройства, используемого для проведения телеметрических операций при бурении скважин подобной глубины. Стоимость одной задвижки зарубежного производства близка к $500 000. Необходима разработки отечественных аналогов.

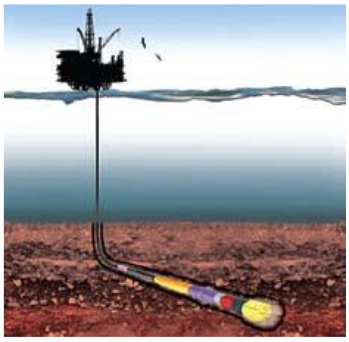


Рисунок 1. Процесс бурения скважин

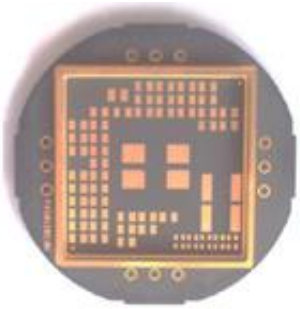


Рисунок 2. Корпус электронных компонентов, устанавливаемых в буровую установку

Высокотемпературные компоненты авиационно-космической электроники. Интегральные микросхемы для высокотемпературной эксплуатации, актуальны в авиационной электронике (авионике) и космонавтике [8]. В современных проектах программы *Электронный самолет* (More Electronic Aircraft, MEA) предпочтение отдаётся не центральному бортовому компьютеру, а множеству распределённых компонентов – микроконтроллеров и микропроцессоров. Это даёт возможность уменьшить количество и протяжённость медных кабелей, снизить их вес и повысить надёжность пилотирования самолёта, приблизив электронику ко всем исполнительным механизмам. Подобная замена минимизирует количество разъёмов и соединений, приводящих к отказам оборудования, и согласовать систему управления самолётом со стандартом MIL-HDBK-217F [9].

Однако техническое решение приближения архитектуры распределённых микроконтроллеров и микропроцессоров к двигателям самолёта, приводит к расширению температурного диапазона функционирования устройств от –55 до +200 °С. *Принудительное обязательное охлаждение* в таких системах только усложняет проблемы, поскольку существенно увеличивает как вес, так и себестоимость самолёта. Любая поломка системы охлаждения может спровоцировать отказ всей системы управления, что сделает катастрофу неизбежной. Поэтому программа MEA предполагает замену систем управления гидравлического типа на системы электронного типа, с целью повышения их отказоустойчивости и надёжности, при снижении стоимости летательного аппарата.

Наиболее актуальным и наукоёмким направлением высокотемпературной электроники, из-за высоких требований к радиационной стойкости и надёжности, является ракетно-космическое направление. Каждый спутник, изготавливаемый для научных или военных исследований, по-своему уникален, и для каждого эксперимента создаётся своя вычислительная система. Специфика ракетно-космической области не позволяет применять зарубежные микросхемы.

Требования к компонентам электроники ракетно-космического направления. Безотказное функционирование устройств микроэлектроники в условиях космоса выдвигает строгие требования к их параметрам: по *долговечности* функционирования – не ниже 200 тыс. часов; по стойкости к воздействию *накопленной дозы радиации* – не менее 200 кРад; по стойкости к воздействию *тяжёлых заряженных частиц* с *передачей энергии линейного типа* – не менее 100 МэВ×см^2/мг; по *сохранению* всех характеристик, влияющих на *работоспособность,* после 50 нс импульсного облучения – до 10^{12} рад/с; по стойкости к воздействию *потока нейтрино* – до 10^{13} нейтрино/см^2.

Практический опыт зарубежных производителей (Aeroflex, Atmel и др.) подтверждает необходимость импортозамещения подобных электронных компонентов.

Для построения бортовых космических систем применяются микропроцессоры компаний Aeroflex (с характеристиками: 66 МГц, технология изготовления – 0,25 мкм, 5 млн. транзисторов) и Atmel (100 МГц, с технологией изготовления 0,18 мкм, 8 млн. транзисторов).

Оба вида микропроцессоров имеют уровень стойкости к накопленной дозе радиации в 300 кРад, порог устойчивости к сбоям в 10–15 МэВ, уровень стойкости к «эффекту защёлки» в 100 МэВ×см^2/мг. Выпускаются микропроцессоры с тактовой частотой 150–200 МГц со 10 млн. транзисторов. Паритет России в космосе возможен лишь при наличии элементной базы такого же уровня.

Температура функционирования интегральных микросхем на орбите и в условиях ближнего космоса варьируется в пределах от –250°С до +200°С, и под такие условия и строятся все земные спутники. Температурный диапазон зависит от локации космического аппарата: в тени Земли или на её солнечной части. Средняя космическая температура дальнего космоса, вдали от каких-либо звезд, находится вблизи абсолютного нуля: –270 °С. Так, для космического применения необходима импортозамещающая радиационно-стойкая элементная база широкого температурного диапазона.

Характеристики базовых микросхем. В таблице 1 показаны основные характеристики микропроцессоров радиационно–стойкого применения. Для создания многопроцессорных систем, в микросхемах применяются стандарты SpaceWire и RapidIO, имеющие различные скорости передачи данных. Стандарты дополняют друг друга. Каналы SpaceWire, фактически, представляют собой стандарт для космического применения, со скоростью передачи данных до 200 Мб/с. В каналах RapidIO скорость передачи данных достигает 6,25 Гбит/с на линию. Ниже показаны характеристики микросхем, предназначенных для систем управления [10].

Таблица 1

Сравнение характеристик микропроцессоров радиационно–стойкого применения

Параметр	Микропроцессор					
	5890ВЕ1	1900ВМ1Т	1907ВМ014	1907ВМ038	1907ВМ048	1907ВМ028
Частота, МГц	33	66	100	125	66	150
Архитектура	32 бита	32 бита	32 бита	32 бита	32 бита	64 бита
Конвейер, стадии	5	5	8	8	8	7
Встроенный системный контроллер	да	нет	да	да	да	да
Контроллер интерфейса ГОСТ Р 52070-2003	нет	нет	да	нет	да	нет
Дублирование / троирование	нет	да	нет	нет	да	нет
Температура среды, ºС	от – 60 до +85	от – 60 до +125	от – 60 до +125	от – 60 до +150	от – 60 до +150	от – 60 до +150
Нормы изготовления, мкм	0,5 КНИ	0,35 КНИ	0,25 КНИ	0,25 КНИ	0,25 КНИ	0,25 КНИ
Потребляемая мощность, Вт	2,4	3	5	6	7	5,5
Размер Л2 кэш–памяти	–	–	–	–	–	256 Кбайт
Сопроцессор DSP	нет	нет	нет	да	нет	нет
Число Serial RapidIO 4X	–	–	–	1	–	1
Число EtherNet	–	–	1	–	–	1
Число Manchester	–	–	2	–	1	–
Число SpaceWire	–	–	3	4	3	–

Система на кристалле (СнК) 1907ВМ038 считается интегральной микросхемой, перспективной для разработки систем бортового авиационного и ракетно-космического назначения. СнК изготовлена по технологии «кремний-на-изоляторе» КНИ 0,25 мкм. На рисунке 3 показана её структурная схема.

СнК состоит из: 32-разрядного ядра управления (CPU), 128-разрядного сопроцессора для арифметических операций (СР2 на рис. 3), контроллера системы с встроенными интерфейсами DDR2 и SPI, двух каналов Serial RapidIO, четырёх каналов SpaceWire, I2C и GPIO, а также двух контроллеров (UART). Тактовая частота – 100 МГц, пропускная способность ОЗУ – 512 Мбайт/с. Конструкция включает корпус *dumpled* BGA, выполненный из металлокерамики с 675 выводами.

Коммутатор последовательных каналов 1907КХ018. Микросхема выполняет функцию организации каналов связи между коммутаторами и СнК, по каналам передачи данных RapidIO с последовательным интерфейсом. Коммутатор считается перспективным устройством для работы в составе разрабатываемых высоко производительных бортовых систем космического назначения, выполненной по технологии «кремний-на-изоляторе» КНИ 0,25 мкм [11].

Коммутатор содержит 6 портов передачи данных RapidIO с последовательным интерфейсом. Среда передачи данных – LP-Serial 4X или 1X. По каждой линии связи, максимальная скорость передачи данных достигает 1,25 Гбит/с. На рисунке 4 показана структурная схема устройства.

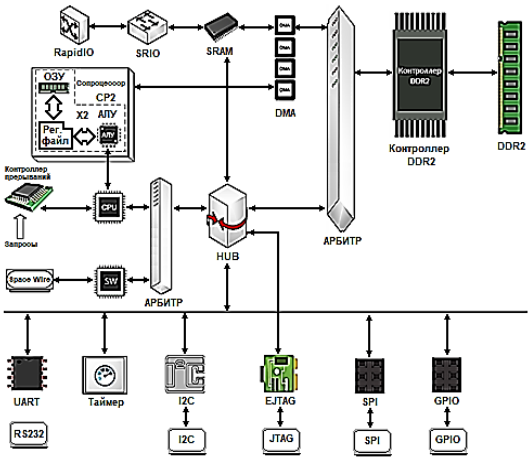


Рисунок 3. Структурная схема микросхемы микропроцессора 1907ВМ038

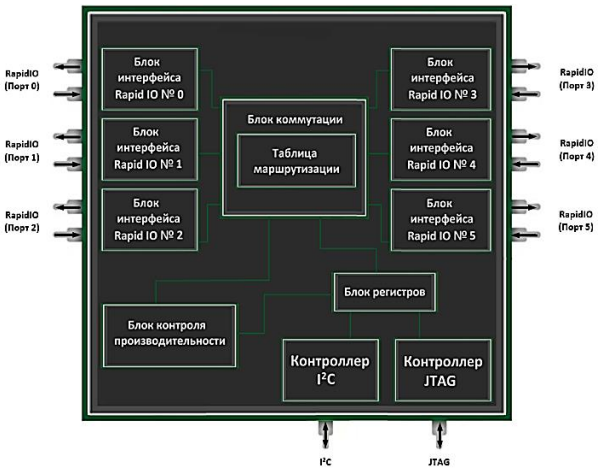


Рисунок 4. Структурная схема коммутатора RapidIO *1907КХ018*

Отличительные особенности коммутатора: таблицы коммутации, отдельные для каждого порта, система контроля производительности работы, встроенный блок контроля ошибок и управления сбоями и неисправностями. Коммутатор может соединять до 256 устройств (СнК, контроллеры ввода-вывода и др.), в единую систему. Индивидуальные таблицы коммутации позволяют гибкую настройку маршрута прохождения данных по сети. Система контроля производительности предназначена для мониторинга в канале связи характеристик потока данных, отслеживания перегрузок, возникающих в сети, определения локаций возможных блокировок. Причиной возникновения перегрузок в сети может оказаться ухудшение состояния канала, в результате сбоев. Заблаговременное оповещение о возникающих ошибках минимизирует время подключения резервного маршрута. В этом случае микросхема коммутатора должна определять, какие каналы связи заблокированы, по какой причине. В случае применения в режиме 4X всех шести портов, максимальное значение потребляемой мощности не превышает 6 Вт. Её снижение предусмотрено в режимах работы портов 1X, с помощью поэтапного отключения передатчиков, индивидуально для каждого порта. В микросхеме предусмотрено два канала питания: 2,5 В и 3,3 В. Конструкция предполагает наличие корпуса из керамики, типа dumpled BGA, с 399 выводами.

Микросхема коммутатора, с расширенными возможностями для проведения диагностического анализа её работоспособности, осуществляет доступ к состоянию диагностических регистров через интерфейс I2C. При получении сигналов системы о возможных сбоях и ошибках на порт выводятся дискретные сигналы для проведения их анализа, при поддержке системы контроля исправности, оптимизация которой увеличивает параметры надёжности её работы в целом.

Многопортовый коммутатор SpaceWire – микросхема со встроенным микропроцессором, выполненная по технологии «кремний-на-изоляторе» КНИ 0,24 мкм, показана на рисунке 5.

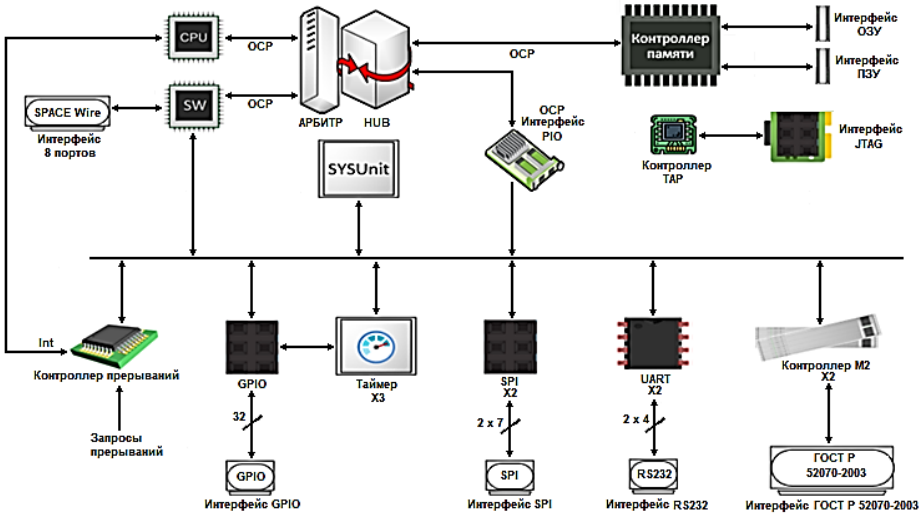


Рисунок 5. Структурная схема многопортового коммутатора SpaceWire

Тактовая частота многопортового коммутатора – 100 МГц, потребляемая мощность –6 Вт. Режимы отключения неиспользуемых функциональных блоков позволяют снизить потребляемую мощность. Для работоспособности устройства при выполнении функций коммутатора, требуется небольшое число элементов. При необходимости, микросхемы внешнего ОЗУ можно отключить [11].

Чтобы доказать возможность использования рассмотренных устройств в ракетно-космической технике, проведены экспериментальные исследования, в которых были измерены характеристики важных пороговых величин значений линейных потерь энергии *тяжелых заряженных частиц (ТЗЧ)*: по тиристорному эффекту – не превышают 80 МэВ×см^2/мг; по одиночным событиям – 6 МэВ×см^2/мг. При воздействии ТЗЧ, сечение насыщения по одиночным событиям не превышает 3×10–8 см^2/бит; уровень стойкости к накопленной дозе радиации находится в пределах 500 кРад.

Высокие значения стойкости можно объяснить созданием нового технологического процесса для производства микросхем с нормами «кремний-на-изоляторе» (КНИ) 0,25–0,35, а также разработкой специальных радиационно-стойких компонентов электроники. Диапазон температур для устойчивого функционирования описанных выше микросхем занимает от –60 до +150 ºС.

Для понимания потенциала применения микросхем в высокотемпературных устройствах, проводились натурные экспериментальные исследования при рабочей температуре +150 ºС. При высокой температуре, частота функционирования уменьшается на 10 %, а потребляемая мощность незначительно возрастает, что свидетельствует о запасе прочности в проектировании и технологии изготовления. Чтобы разработать полноценный технологический процесс производства микросхем высокотемпературного диапазона, нужна его модернизация: замена типа примеси, переход на комбинированные (алюминий с вольфрамом) или чисто вольфрамовые проводники, увеличение площади их сечения др., что приведёт к принципиальной возможности создания импортозамещающих высокотемпературных микросхем для применения в ракетно-космической области на основе отечественных проектов. Для уменьшения мощности, потребляемой микросхемами, и повышения показателей их надёжности, следует реализовать среду передачи данных в качестве иерархической среды. На верхнем уровне иерархии стоит коммутируемая среда RapidIO, имеющая скорость обмена данными до 1 Гбайт/с на канал; на более низком уровне иерархии – коммутируемая среда SpaceWire, имеющая скорость обмена данными до 200 Мбит/с, а на самом нижнем уровне –мультиплексные каналы связи с низкими скоростями, выполненные по ГОСТ Р 52070-2003 и RS232/RS485. Проведенные исследования и натурные эксперименты показали принципиальную возможность изготовления высокотемпературных микросхем при модернизации технологического процесса, а также модификации уже разработанных отечественных проектов, для достижения температур функционирования микросхем порядка +200 ºС и более.

Примечание:

Исследование выполнено за счет гранта Российского научного фонда (проект № 23-79-10069)

Литература

1. Watson J., Castro G. A Review of High-Temperature Electronics Technology and Applications. // Journal of Materials Science: Materials in Electronics. 2015. № 26. Pp. 9226–9235.DOI: https://doi.org/10.1007/s10854-015-3459-4

2. Texas Instruments. URL: http://www.ti.com/product/ (дата обращения: 15.09.2023).

3. Drivers / High-Temperature ICs. URL: http://www.atmel.com / products / automotive / drivers (дата обр: 15.09.2023).

4. CISSOID. URL: http://www.cissoid.com/ (дата обращения: 15.09.2023).

5. Huiyun M., Liangliang D., Chenggang Y. Yukun F., etc. Review of Intelligent Well Technologies.// 2019. Petroleum, № 6 (V. 3). DOI: 10.1016/j.petlm.2019.11.003

6. Sarkodie K., Nkrumah K. Intelligent well Technology – Dealing with Gas Coning Problems in Production Wells. // Engineering. 2014. URL: https://api.semanticscholar.org

7. Скупов А.Н. Технологические материалы для высокотемпературных микросхем. // Вектор высоких технологий. 2017. № 6 (35). С. 28 – 33.

8. Shepherd P., Smith S.C., Holmes J., etc. Robust, Wide–Temperature Data Transmission System for Space Environments. // 2013 IEEE Aerospace Conf. Pp. 1–13. DOI: 10.1109/AERO.2013.6497376.

9. Willet M., Ward M., Behbahani A. Using High Temperature Electronics for Distributed Controls of Turbine Engines. // 46th AIAA/ASME/SAE Join Propulsion Conf. & Exhibit, 2020. Pp.1–13. DOI: 20.2514/6.2010-6834

10. Sharif A. Harsh Environment Electronics: Interconnect Materials and Performance Assessment. // 2019. E-Book. 400 p. ISBN: 978-3-527-81397-1 DOI: 10.1002/9783527813964

11. Khanna V. K. Extreme-Temperature and Harsh-Environment Electronics: Physics, Technology and Applications. // IOP Publishing Ltd. 2021. 791 p. DOI:10.1088/978-0-7503-1155-7. ISBN: 978-0-7503-1156-4

ISSUES OF ARCHITECTURAL AND CIRCUIT SOLUTIONS DEVELOPMENT FOR HIGH–TEMPERATURE ANALOG MICROCIRCUITS OPERATING IN THE OIL-AND-GAS AND AEROSPACE INDUSTRIES IN THE EXTREME ENVIRONMENTAL CONDITIONS

Postgr. st. Dzhurov (Zelenskiy) A.A., postgr. st. Lyashenko K.A.,
ass. prof. Revyakina E.A., prof. Cherckesova L.V.

Don State Technical University

The current geopolitical situation and import–substitution tasks and challenges facing the domestic electronics industry require the creation of electronic devices for extreme conditions. When developing devices of the high-temperature range, active or passive cooling is used; however, there may be situations when it is impractical or impossible. Operation of the device in high temperature range makes sense if it reduces its cost or increases reliability. The problem requires solving complex tasks: modification of semiconductor manufacturing technologies, design methods and testing. The article investigates the issues of creating high–temperature electronics components for the prospective development of domestic oil–and–gas, aviation, rocket and aerospace industry. Import–substituting technologies reduce the cost of equipment significantly. The cost of "western" devices for use in space, for example, reaches half million euros. Under the conditions of sanctions, the purchase is impossible, whereas the similar domestic device can be up to 10 times cheaper. Flights to near and far space require high radiation resistance and reliability of all spacecraft systems in the wide temperature range. The article presents the technical characteristics of analog microcircuits (chips) designed to operate at temperatures up to +150 ° C. The principal possibility of increasing the temperature range to +200 ° C is shown.

Вернуться к содержанию. ↑

СЕКЦИЯ № 5.

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ НЕОПРЕДЕЛЁННОСТИ И С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ.

ПРЕИМУЩЕСТВО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ КВАДРАТИЧНЫХ НЕЙРОНОВ В МОБИЛЬНЫХ СРЕДСТВАХ АУТЕНТИФИКАЦИИ

асп. Гужова С.А., асп. Папуша Н.А.,
студ. Кирин А.С., д.т.н. Малыгина Е.А.

Пензенский государственный университет

Рассмотрена важность и универсальность мобильного устройства в современном мире, а также какую опасность они представляют для личных данных пользователя. Проанализированы виды защиты конфиденциальной информации по средствам парольных систем. Рассмотрена нейросетевая биометрическая аутентификация как инновационное решение для защиты данных пользователя, также описаны ее преимущества в сравнении с другими парольными системами. Было предложено использование квадратичных нейронов вместо линейных. Проведен их сравнительный анализ и выявлены достоинства квадратичного нейрона над линейным.

Мобильные устройства стали неотъемлемой частью жизни людей. Благодаря обширному функционалу данные гаджеты заменили и объединили в одно средство множество оборудования, такие как фотоаппарат, устройство связи, навигатор, калькулятор и многое другое. За счет их компактности и универсальности они стали «сопровождать» нас практически везде. Этот фактор позволяет человеку выходить в глобальную информационную сеть практически из любой точки земной поверхности, то есть получать неограниченный доступ ко всем знаниям этого мира в любой момент времени, что бес спорно является огромным достоинством мобильных устройств. Также многие люди используют их в качестве записных книжек, ежедневников или скачивают туда литературу, которая необходима им в течении дня, например, обучающиеся в средних или высших профессиональных заведениях загружают учебные пособия, практикумы, задачники. Тем самым сильно упрощая учебный процесс с точки зрения ненадобности ношения с собой большого количества макулатуры и путаницы в ней. Использование мессенджеров и электронной почты позволяет всегда держать связь с коллегами по работе, друзьями и близкими нам людьми, как тестовыми сообщениями, так и видео связью. Были разработаны банковские приложения, которые пользователи активно эксплуатируют, внося данные своих кредитных карт, оплачивая через них различные счета и квитанции, также указывая их сведения. Всё это приводит к тому, что на устройстве хранится огромное множество конфиденциальной информации, недоступной для посторонних лиц. В связи с этим встал вопрос о защите этих данных по средствам парольных систем [1]. Были придуманы 4-х значные пароли, но со временем, с усовершенствованием технологий взлома, обход данной защитной системы не предоставляет особой сложности. Все четырех символьные пароли можно перебрать за 17 часов, используя соответствующие программы. Также их можно выяснить, поискав по социальным сетям, телефонным каталогам и другим сетевым ресурсам четырехзначные номера, имеющие значение для пользователя (дату и месяц, год рождения самого пользователя или его близких, памятную дату для него). Кроме того, есть возможность, что его кто-то подсмотрит и потом, когда вы не будите видеть, введет его и как следствие разблокирует устройство. Из-за это вопрос парольной системы для мобильных устройств оставался открытым. Поступило предложение о ее усложнении путём добавления количества символов и их разнообразия (стало возможным использовать как цифры, так и буквы различных алфавитов, знаки препинания) [2]. Однако не каждый рядовой пользователь соглашался применять данный вид пароля, так как каждый раз вводить сложную и долгую комбинацию по несколько раз на дню ради входа в систему не было целесообразным в повседневной жизни. Эта идея пришлась не по душе и администраторам из-за сложности запоминания комбинаций. Но, к сожалению, и данная система со временем стала уязвимой. Пароли могут быть перехвачены вредоносными программами, а подмена IP-адресов в локальных сетях не является сегодня большой проблемой. Исходя из параметра политики защищенности при пароле, составляющем 8 символов, возможно 159 238 157 238 528 комбинации, что является не малым значением [3]. Это весомо усложняет метод подбора, но при современном компьютерном оборудовании вероятность успеха нельзя исключать.

В настоящее время отрасль защиты данных пользователя по средствам парольных систем активно развивается. Одно из инновационных решений представляет собой использование нейросетевой биометрической аутентификации, обученной по ГОСТ Р 52633.5–2011 [4]. В ней применяются непосредственно биологические данные самого владельца устройства. Этот метод лишен всех недостатков предыдущих систем, а именно не надо запоминать сложные и длинные комбинации символов и цифр, нельзя угадать пароль методом подбора. Достоинствами биометрической аутентификации является то, что второго такого пароля просто не существует, так как биологические образы у каждого человека индивидуальны, а также значительно затруднена передача и подделка самих характеристик. В нейросетевой биометрической аутентификации применяемые методы разделяются на два класса: статические и динамические [5, 6]. Разница в подходах используемых образов заключается в специфике самих данных. Статические методы характеризуются неизменяемостью во времени и относительной простотой их распознавания, в отличие от динамических.

Рисунок 1. Биометрические методы аутентификации

Одним из главных недостатков нейросетевой биометрической аутентификации в мобильных средствах является высокая требуемая вычислительная мощность. Это происходит из-за применения внутри нейрона линейного элемента, называемого входным сумматоров, для предварительного обогащения проступающих на вход данных перед их квантованием. Их использование вытекает из абсолютной устойчивости и относительной простоты применения алгоритма их обучения [7]. Решением данной проблемы может являться использование квадратичных нейронов вместо линейных. Квадратичные функционалы повышения качества данных также имеют простые и устойчивые алгоритмы обучения. Переход от линейных к квадратичным нейронам позволит увеличить мощность нейронной сети за счёт реализации обогащения входных данных как в линейном, так и в квадратичном пространствах [8].

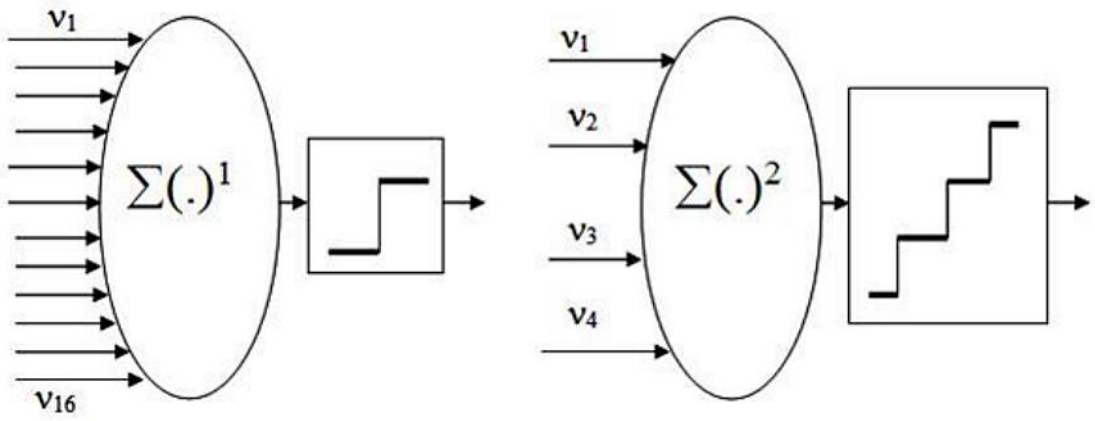


Рисунок 2. Структурная схема близких по вероятностям ошибок 1-го и 2-го рода линейного (слева) и квадратичного (справа) нейронов

Низкая относительная мощность линейных нейронов подтверждается их заменой квадратичными в соотношении ≈ 1/4. Как следствие этому данный переход сопровождается снижением числа необходимых для преобразователя нейронов или числа входов у квадратичных нейронов при сохранении их численности, то есть

один вход квадратичного нейрона эквивалентен четырем входам линейного нейрона [9]. 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. Недостаток низкой энтропии входного кода у квадратичных нейронов устраняется применением квантователя на выходе сумматоров нейронов с тремя и более выходными состояниями.

Литература

1. Михайлов Д.М., Жуков И.Ю. Защита мобильных телефонов от атак./Под ред. А.М. Ивашко. – М.: Фойлис, 2011. – 192 с.
2. Книга. Панасенко С. П. Алгоритмы шифрования. Специальный справочник СПб.:БХВ-Петербург, 2009. – 576 стр.
3. URL:https://learn.microsoft.com/ru-ru/windows/security/threat-protection/security-policy-settings/password-must-meet-complexity-equirements
4. ГОСТ Р 52633.5–2011. Защита информации. Техника защиты информации. Автоматическое обучение нейросетевых преобразователей биометрия-код доступа. – Москва : Стандартинформ, 2011. – 20 с
5. Ахметов Б.С., Иванов А.И., Фунтиков В.А., Малыгин А.Ю. Основы биометрической идентификации личности. Учебное пособие. КазНТУ им. К.И. Сатпаева, Алматы, 2014 г., 151 с. ISBN 978-601-228-689-2
6. Иванов А.И. Биометрическая идентификация личности по динамике подсознательных движений. //Монография. Пенза. Изд-во ПГУ, 2000 г., 178 с.
7. Волчихин, В. И. Сопоставление мощностей двух типов искусственных нейронов, осуществляющих обогащение биометрических данных в линейном и квадратичном пространствах / В. И. Волчихин, А. И. Иванов, Е. А. Малыгина, Ю. И. Серикова // Известия высших учебных заведений. Поволжский регион. Технические науки. – 2018. – № 3 (47). – С. 47–57.
8. 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.
9. Малыгина, Е.А. Биометрико-нейросетевая аутентификация: перспективы применения сетей квадратичных нейронов с многоуровневым квантованием биометрических данных: препринт монографии/Е.А. Малыгина. – Пенза: Изд-во ПГУ, 2020. – 114 с. ISBN 978-5-907262-88-1.

THE ADVANTAGE OF USING QUADRATIC NEURONS IN MOBILE AUTHENTICATION TOOLS

asp. Guzhova S.A., asp. Papusha N.A.,
student. Kirin A.S., Doctor of Technical Sciences Malygina E.A.

Penza State University

The importance and versatility of a mobile device in the modern world is considered, as well as the danger they pose to the user's personal data. The types of protection of confidential information by means of password systems are analyzed. Neural network biometric authentication is considered as an innovative solution for protecting user data, and its advantages in comparison with other password systems are also described. The use of quadratic neurons instead of linear ones has been proposed. Their comparative analysis was carried out and the advantages of a quadratic neuron over a linear one were revealed.

АЛГОРИТМ ВЫДЕЛЕНИЯ ФАЗОВОГО ПУСКА АППАРАТУРЫ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ИСКУССТВЕННОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ

доц. к.т.н. Иванов А.П., студ. Антонов А.А., преп. Ерёменко Р.В.

Пензенский государственный университет

В статье представлено описание алгоритма обучения нейронной сети с целью выделения сигнала фазового пуска в условиях дестабилизирующих факторов. За счёт автомата обучения нейронов, сеть позволяет увеличить вероятность установки состояния логической единицы при поступлении на вход образом «Свой» и с равной вероятностью устанавливать состояния логических нуля и единицы при поступлении случайного образа «Чужой».

Аппаратура передачи данных (АПД) предназначена для автоматизированного обмена сообщениями по различным каналам передачи данных. АПД является составной частью автоматизированных систем управления (АСУ). На эффективность работы АСУ напрямую влияет помехозащищенность АПД, заключающаяся в её способности сохранять устойчивость работы при воздействии различного рода помех и иных дестабилизирующих факторов [1].

Для осуществления обмена информационными сообщениями между оконечными устройствами АПД необходимо точным образом выделить каждый цикл и каждую посылку из потока сообщений с учётом воздействия дестабилизирующих факторов. Для выделения цикла передачи в свою очередь необходимо использовать так называемые устройства фазового пуска, предназначенные для обеспечения синфазной работы передатчика и приёмника АПД.

На сегодняшний день для передачи данных с созданием радиоканалов преимущественно используется передача датаграмм, т.е. пакетов информации, имеющих определенную структуру, которые в свою очередь передаются протоколом по сети связи, не устанавливая предварительное соединение, и, не создавая виртуальный канал. Передача датаграмм зачастую осуществляется методом мгновенной установки фазы.

Суть метода мгновенной установки фазы заключается в том, что передающее устройство посылает особый сигнал, который называется комбинацией фазового пуска (ФП) или маркером. После приема данной комбинации на выходе устройства выделения сигнала ФП (рисунок 1) возникает реакция в виде сигнала, запускающего приемный распределитель.

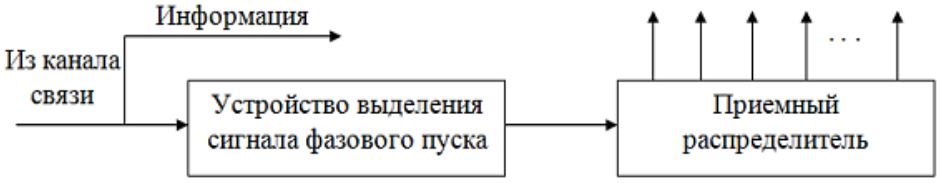


Рисунок 1

Используемые в АПД методы выделения ФП в условиях воздействия преднамеренных дестабилизирующих факторов обладают низкой помехоустойчивостью, т.к. искажение ФП может привести к незапуску или ложному запуску приемного распределителя и, следовательно, к неверному приему рабочих циклов.

Для повышения помехоустойчивости выделения ФП предлагается использовать искусственную нейронную сеть, настраиваемую с использованием информации о текущей помеховой обстановки в канале связи. В рамках данной работы рассматривается разработка алгоритма обучения искусственной нейронной сети в составе устройства выделения сигналов ФП.

Принцип алгоритма, осуществляющего выделение комбинации ФП из помех с помощью нейронной сети, отражён на рисунке 2.

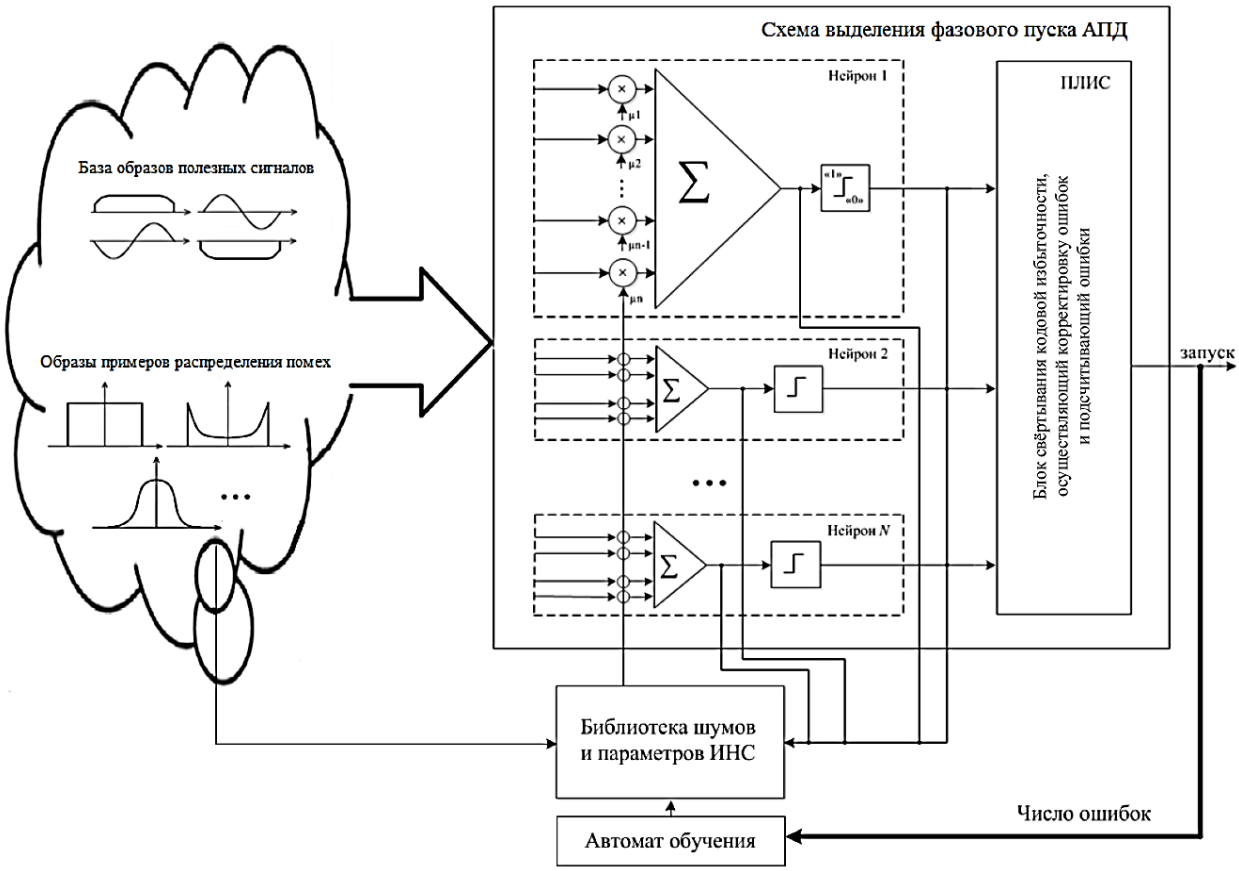


Рисунок 2. Обобщённая схема выделения ФП АПД

В данном алгоритме искусственная нейронная сеть является однослойной структурой соединённых и взаимодействующих между собой линейных двоичных нейронов. Нейрон – сумматор взвешенных отсчетов входного сигнала, имеющий на своём выходе пороговую функцию с двумя устойчивыми состояниями «0» и «1». В данной нейронной сети предполагается осуществление независимого обучения каждого нейрона. Обучение нейрона заключается расчёте и последующем подборе масштабных (весовых) коэффициентов, которые в свою очередь осуществят повышение вероятность в установлении заранее известного выходного состояния нейрона («0» или «1») при подаче на его вход примеров образа «Свой» (сигнала ФП) и обеспечат равную вероятность выходных состояний («0» и «1») при подаче на вход нейрона случайных примеров образов «Чужой». Автомату обучения необходимо принимать данные на входе каждого нейрона, относящиеся к примерам образа «Свой» и случайным образам «Чужие». Автомат обучения так же должен фиксировать реакцию на выходе сумматора нейрона.

Данный алгоритм обучения нейронов проводится аналогично алгоритму ГОСТ 52633.5 [2]. Алгоритм обучения нейронов в обобщённом виде представлен на рисунке 3.

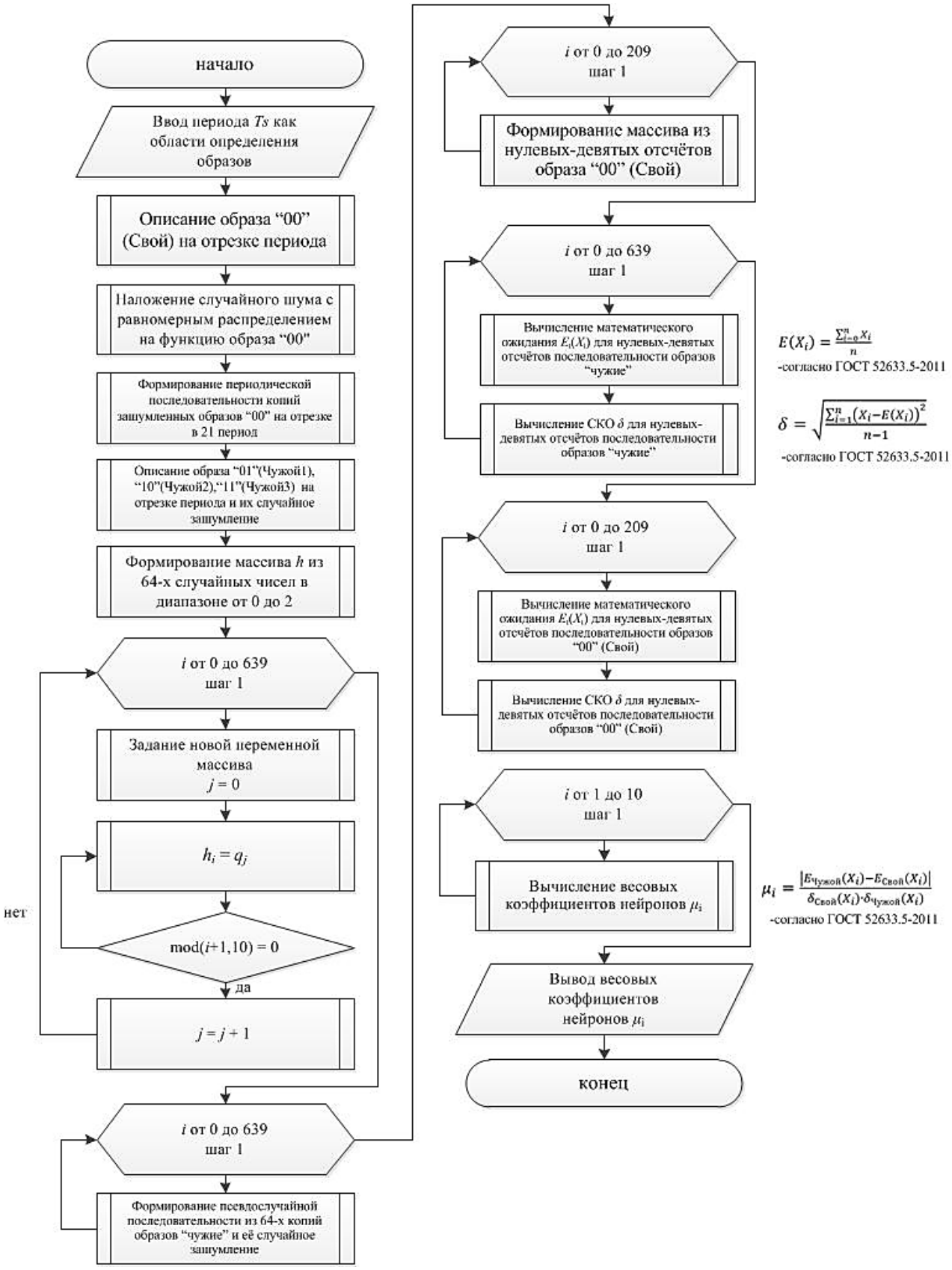


Рисунок 3. Обобщённый алгоритм обучения нейронов

Опишем представленный выше алгоритм, цель которого - подбор (вычисление) масштабных коэффициентов, осуществляющих смещение распределения и математического ожидания входных данных нейрона в сторону заранее заданного извне состояния его пороговой нелинейности («0» или «1»). Оцифрованный сигнал после аналогово-цифрового преобразователя поступает на вход устройства выделения сигналов ФП, представляющее нейронную сеть. Пусть X_1, X_2, …, X_n – отсчёты входных данных нейронов или выборка.

Для начала вычисляется среднее значение (математическое ожидание) выборки по формуле:

$$E(X_i) = \frac{\sum_{i=0}^{n} X_i}{n}, \quad (1)$$

где n — количество входов одного нейрона, предназначенного для обработки данных.

Стандартное (среднеквадратичное) отклонение оценивается по формуле:

$$\delta = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{n} (X_i - E(X_i))^2}{n-1}}, \quad (2)$$

где $\overline{X}$– среднее значение выборки.

Затем считаются весовые коэффициенты для каждого нейрона – такие числа, масштабирующие (взвешивающие)входные данные, которые в свою очередь поступают на входы сумматора нейрона. Коэффициенты нейронов вычисляются по формуле:

$$\mu_i = \frac{|E_{\text{Чужой}}(X_i) - E_{\text{Свой}}(X_i)|}{\delta_{\text{Свой}}(X_i) \cdot \delta_{\text{Чужой}}(X_i)}, \quad (3)$$

где $E_{\text{Чужой}}(X_i)$ — математическое ожидание i-го отсчёта случайных образов «Чужой»;

$E_{\text{Свой}}(X_i)$ — математическое ожидание i-го отсчёта образов «Свой».

После вычисления весового коэффициента нейрона по формуле (3) и суммирования всех параметров нейрона происходит смещение математического ожидания отклика сумматора на примеры образа «Свой» в сторону более глубокого состояния «1» пороговой нелинейности обучаемого нейрона. Однако для того, чтобы обучаемый нейрон на примеры образа «Свой» с высокой вероятностью давал отклик «1», необходимо задать знаки весовых коэффициентов обучаемого нейрона, это эквивалентно смене знака всех отрицательных математических ожиданий входных данных.

Распределения значений образов "00" (Свой), "01" (Чужой1), "10" (Чужой2) и "11" (Чужой3) на входе нелинейного элемента нейрона при трёх уровнях помехи приведены на рисунке 4.

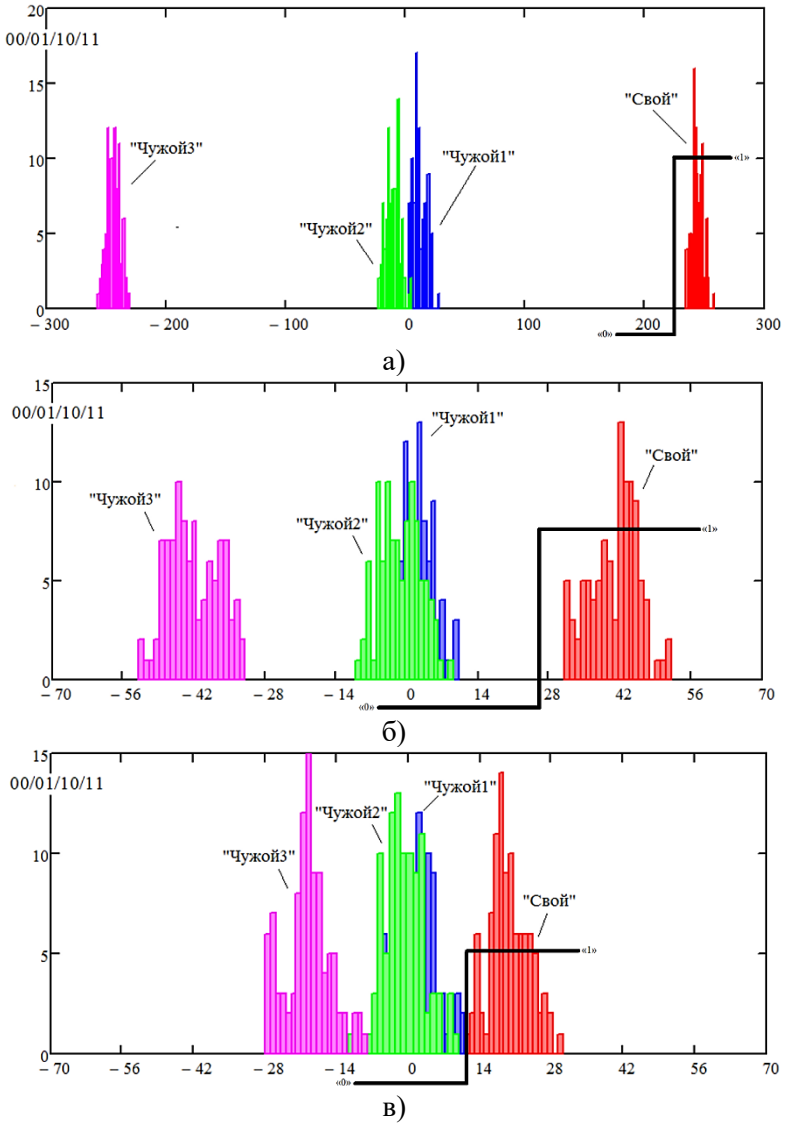


Рисунок 4. Распределение дискретных отсчётов образа «Свой» и образов «Чужие» на входе нелинейного элемента обученного нейрона при низком (а), среднем (б) и высоком (в) уровнях помехи

По данным рисунка 4 можно сделать вывод о том, что при низком и среднем уровнях дестабилизирующих факторов, искажающих комбинацию ФП, вероятности ошибочного принятия решения обученным нейроном равны нулю, что свидетельствует об увеличении помехозащищённости выделения ФП аппаратурой передачи данных с использованием искусственной нейросети. При высоком уровне помехи вероятность ошибочного принятия решения отлична от нуля вследствие критических искажений комбинации ФП на входе АПД.

Для исследования разработанной нейронной сети было разработано соответствующее программное обеспечение [3]. Для осуществления распределения данных на выходе нейронной сети и выделения сигнала ФП из помех, получения высокой вероятности реакции логической единицы на входную посылку в виде образа «Свой» и установки с равной вероятностью состояний нуля и единицы при подаче случайными образами «Чужие» разработан алгоритм раздельного обучения каждого нейрона. Нейронная сеть работает согласно разработанному авторами алгоритму по расчёту таких весовых коэффициентов нейрона, которые смещают распределение отсчётов входной комбинации и её математическое ожидание на выходе сумматора нейрона в заранее известное состояние его пороговой выходной нелинейности («0» или «1»).

Литература

1. Защищенные радиосистемы цифровой передачи информации / П.Н. Сердюков, А.В. Бельчиков, А.Е. Дронов и др. - М.: АСТ, 2006. - 403 с.
2. ГОСТ Р 52633.5-2011. Защита информации. Техника защиты информации. Автоматическое обучение нейросетевых преобразователей биометрия-код доступа. – М.: Стандартинформ, 2012. – 20 с.
3. Ерёменко Р.В., Иванов А.И., Иванов А.П., Ермакова А.И., Антонов А.А., Птицын Н.Ю. Программа настройки искусственной нейронной сети для выделения фазовой посылки аппаратуры передачи данных. Свидетельство о регистрации программы для ЭВМ 2022661160, 16.06.2022. Заявка № 2022660451 от 09.06.2022.

ALGORITHM FOR IDENTIFYING THE PHASE START OF DATA TRANSMISSION EQUIPMENT USING AN ARTIFICIAL NEURAL NETWORK

assoc. c.t.s. Ivanov A.P., stud. Antonov A.A., lec. Eremenko R.V.

Penza State University

The article presents a description of the algorithm for training a neural network in order to isolate the phase start signal under conditions of destabilizing factors. Due to the neural learning machine, the network allows you to increase the probability of setting the state of a logical one when a “Friend” image arrives at the input, and with equal probability to set the states of a logical zero and one when a random “Alien” image arrives.

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ ПРИЗНАКОВ ВРЕДОНОСНОГО КОДА С ПРИМЕНЕНИЕМ НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

доц. Иванов А.П., студ. Мишин Д.В., студ. Богомолов Д.П., преп. Ерёменко Р.В.

Пензенский государственный университет

В данной работе была разработана программа для обнаружения признаков вредоносного кода с использованием обученной нейронной сети. Представлен метод обнаружения вредоносных программ, основанный на глубоком обучении и работающий с последовательностями бинарного кода как входными данными. Соотнесения вредоносного кода к категориям вредоносного программного обеспечения и присвоение уровня угрозы. Разработанная модель не только значительно улучшает производительность в обнаружении вредоносного трафика, но также предоставляет новый подход к исследованию для повышения эффективности обнаружения вредоносного кода в реальном времени.

В современном мире, с увеличением частоты атак вредоносных программ, необходимо активно исследовать методы обнаружения таких угроз, которые могли бы обеспечить высокую вероятность правильного выявления признаков вредоносного кода. Совершенствование технологий и развитие киберугроз делают задачу обнаружения более сложной, поскольку вредоносные программы становятся более изощренными и утонченными.

На данный момент используются обширные базы данных, содержащих информацию о существующих вирусных кодах, представляющие собой сигнатуры и матрицу MITRE ATT&CK. Однако это решение ограничено, поскольку развивающиеся технологии и изменяющиеся тактики киберпреступников могут обойти существующие методы.

В этом контексте, исследования в области информационной безопасности все чаще прибегают к применению искусственного интеллекта, в частности, машинного обучения. Эти технологии позволяют разрабатывать новые методы обнаружения вредоносных программ, основанные на анализе больших объемов данных и выявлении неочевидных закономерностей. Это открывает новые перспективы для повышения уровня информационной безопасности и защиты как обычных пользователей, так и критически важных корпоративных и государственных систем от киберугроз.

Традиционные методы не всегда способны выявить вредоносные программы нулевого дня. Машинное обучение может решить данную проблему, выявляя вредоносные критерии, на основе ранее обученных данных [1, 2].

Для решение данной проблемы было написано программное обеспечение на языке программирования C# на платформе Windows Presentation Foundation (WPF). WPF представляет обширный, масштабируемый и гибкий набор возможностей для взаимодействия с базами данных, машинным обучением и системными функциями операционной системы.

Интерфейс разработанного программного обеспечения представлен на рисунке 1.

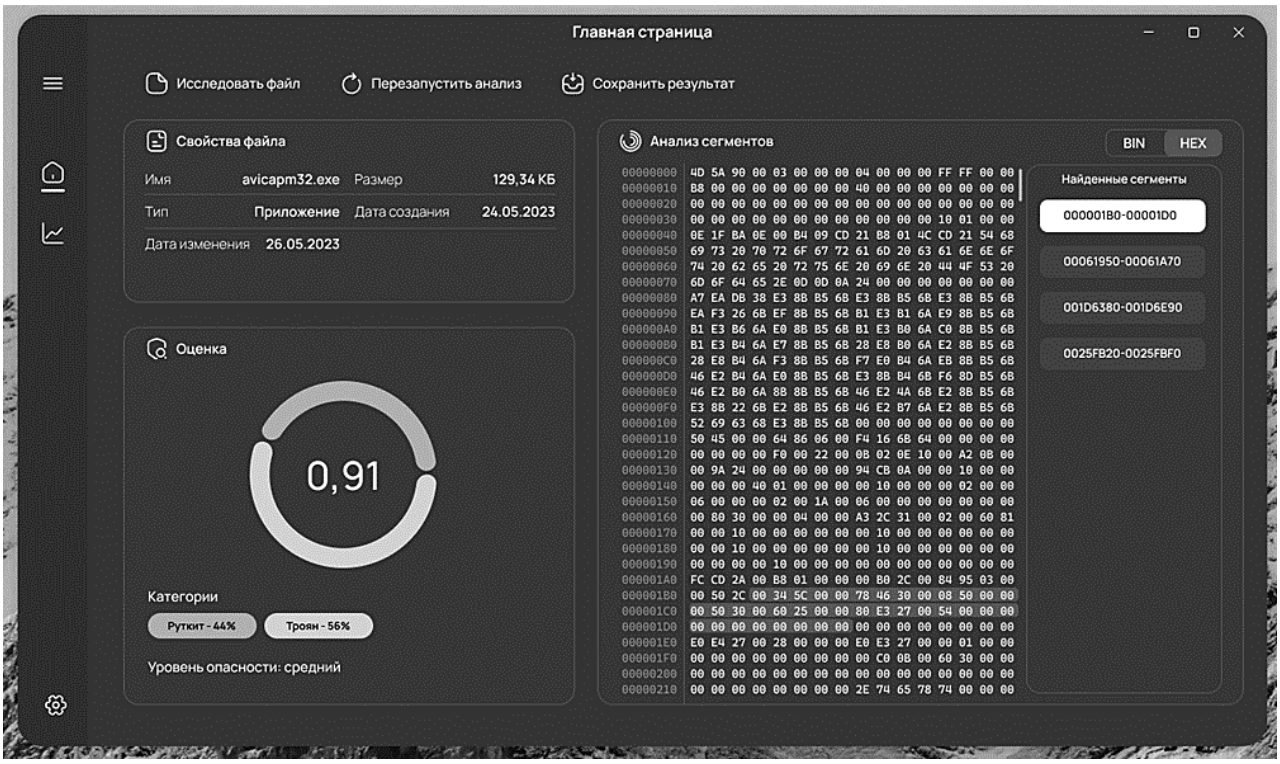


Рисунок 1 – Интерфейс программного обеспечения

Анализ кода проводиться изолированно от основной системы, специально разработанном режиме «Песочница». Реализовано это с помощью создания собственного домена приложений и ведения постоянного контроля за ним. Аномальное поведение приложение записываются в метрики, которые так же позволяют более подробно анализировать файл в дальнейшем.

На вход анализирующей нейронной сети подаётся двоичная последовательность исследуемого файла и метрики поведения с режима «Песочницы». Внутренняя структура нейронной сети представляет собой длинную цепь элементов краткосрочной памяти (LSTM) [3]. Данная структура позволяет более точно определить признаки вредоносного кода, а также получить дополнительную информацию. Выходными слоями нейронной сети являются: вероятность присутствия признаков вредоносного кода, подозреваемые сегменты кода, категория вредоносного ПО, уровень опасности.

Вероятность присутствия признаков вредоносного кода измеряется от 0 (файл безопасен) до 1 (файл небезопасен).

Подозреваемые сегменты кода подаются в виде списка диапазонов сегментов, которые нейронная сеть оценивает как небезопасные.

Категория вредоносного ПО определяется в соответствие разработанным древом классификации ВПО, представленном на рисунке 2.

Рисунок 2 – Древо классификации ВПО

Программное обеспечение регулярно отслеживает работу модели и системы обнаружения, это сказывается на поддержание актуальности модели, регулярно обновляя данные для обучения и тестируя её на новых угрозах.

Разработанная модель имеет возможность переобучаться с использованием новых данных. Это влияет на изменение гиперпараметров и частичной модернизации внутренней архитектуры модели, с помощью анализа инцидентов. Инструктируется система защиты для более эффективной реакции на вредоносные атаки [4].

Важно понимать, что киберугрозы постоянно развиваются, и эффективная система защиты должна быть гибкой, постоянно обновляться и адаптироваться к новым вызовам.

Подводя итоги исследования, можно сказать, что разработанная нейронная сеть обнаруживает признаки вредоносного кода на обучающихся и тестовых наборах. При дальнейшем развитии машинного обучения в сфере информационной безопасности, будут эффективно решаться задачи, которые невозможно было решать традиционными методами. Нейронные сети прогрессируют и в будущем будет повсеместно использовать для обнаружения, анализа и предотвращения угроз.

Литература

1. Hongyi C., Jinshu S., Linbo Q., Qin X.: Malware Collusion Attack against SVM: Issues and Countermeasures. Applied Sciences, 2018.
2. Edward R., Jon B., Jared S., Robert B., Bryan C., Charles N.: Malware Detection by Eating a Whole EXE. The Workshops of the Thirty-Second AAAI Conference on Artificial Intelligence, 2018.
3. Николенко, С. Глубокое обучение. / С. Николенко, А. Кадурин, Е. Архангельская - СПб.: Питер, 2022. — 480 с.
4. Элбон К. Машинное обучение с использованием Python. Сборник рецептов: Пер. с англ. — СПб.: БХВ-Петербург, 2019. — 384 с.

SOFTWARE FOR DETECTING SIGNS OF MALICIOUS CODE USING NEURAL NETWORK TECHNOLOGIES

Ph.D. Ivanov A.P., stud. Mishin D.V., stud. Bogomolov D.P., prep. Eryomenko R.V.

Penza State University

In this paper, a program has been developed to detect malicious code features using a trained neural network. A method for malware detection based on deep learning and working with binary code sequences as input is presented. Correlating malicious code to malware categories and assigning a threat level. The developed model not only significantly improves the performance in malicious traffic detection, but also provides a new research approach to improve the real-time malware detection performance.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА АКТИВНОГО НЕЙРОСЛЭМА

студ. Спешилов И.О., преп. Кирнос В.П.,
студ. Булгакова А.А., инж., к.т.н. Антипов В.А.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

В данной статье рассматривается применение искусственных нейронных сетей в контексте визуальной одометрии и одометрии на основе метода одновременной локализации и картографии (SLAM). В рамках этого исследования, мы углубились в процесс сбора и подготовки данных для обучения нейронной сети, а также провели настройку и обучение алгоритма, основанного на методе You Only Look Once версии 8 (YOLOv8), предназначенного для обнаружения и классификации объектов на изображениях. Важной частью нашей работы было изучение влияния различных параметров нейронной сети на ее способность обнаруживать объекты на изображениях. Мы провели систематические исследования, чтобы определить оптимальные настройки сети, которые обеспечивают наивысшую точность обнаружения объектов в разнообразных условиях и с различными характеристиками данных. Данный подход представляет собой важный шаг в развитии технологий компьютерного зрения и автономных систем, так как он улучшает способность роботов и автономных транспортных средств определять и взаимодействовать с окружающей средой. Результаты нашего исследования могут быть полезными для различных областей, включая автономную навигацию, робототехнику и многие другие приложения

Ключевые слова: Нейронная сеть, визуальная одометрия, SLAM, YOLOv8.

Представленная нейронная сеть разрабатывается с целью обнаружения объектов на изображениях и их классификации. Это критически важно для роботов, которые должны не только распознавать объекты, но и понимать, являются ли они частью прямой линии или угловой структуры. В данном контексте проводится классификация объектов на два класса: "Прямая" и "Угол".

YOLOv8 отличается от предыдущих версий YOLO более высокой точностью и скоростью работы. Его архитектура включает в себя следующие ключевые характеристики:

1. Backbone Network: В качестве основы архитектуры используется сверточная нейронная сеть, такая как ResNet-50 или DarkNet-53. Эта сеть отвечает за выявление характерных признаков на изображении, что важно для точного обнаружения объектов.

2. SPP Layer: YOLOv8 также использует Spatial Pyramid Pooling (SPP) слой, который позволяет модели получать информацию из различных областей изображения, что содействует более точным прогнозам.[1-3]

3. PANet Layer: Для повышения точности детектирования объектов YOLOv8 применяет Pyramid Attention Network (PANet), который объединяет признаки с разных уровней свертки в одном слое.

4. Prediction Head: Prediction Head - это последний этап модели, ответственный за окончательные прогнозы. В YOLOv8 этот элемент состоит из нескольких сверточных и полносвязанных слоев, которые преобразуют признаки в конечные предсказания.[4]

При работе с YOLOv8 необходимо также учесть выбор оптимального размера сети. Слишком маленькие сети могут иметь недостаточную точность, в то время как слишком большие сети могут потреблять много ресурсов и работать медленно, что негативно сказывается на результативности.

Архитектура YOLOv8 обладает множеством дополнительных возможностей, что делает ее более мощной и удобной в использовании. Эта архитектура может обнаруживать несколько объектов на одном изображении, что делает ее идеальным инструментом для задачи сегментации объектов. Она также поддерживает разнообразные форматы данных, что упрощает работу с различными типами входных данных.

YOLOv8 представляет собой сложную, но мощную архитектуру, которая обеспечивает высокую точность при обнаружении объектов и высокую скорость работы, в сравнении с альтернативными методами обнаружения объектов. В ходе эксперимента было выявлено, что точность обнаружения объектов на изображениях увеличивается при увеличении количества изображений в базе данных. Это объясняется тем, что с увеличением количества изображений, нейронная сеть получает больше примеров для обучения и лучше обобщает информацию об объектах.

Выбрана открытая база данных, сделанная лабораторией интеллектуальных цифровых систем, под названием Indoor Navigation UAV Dataset. В ней содержатся изображения, сделанные с беспилотного летательного аппарата для внутренней навигации. Пример изображения, содержащегося в наборе данных, представлен на рисунке 1.

Рис. 1. Пример изображения из набора данных.

Далее было необходимо разметить изображение. Это было сделано с помощью открытой аннотационной платформы CVAT. Пример размеченного изображения представлен на рисунке 2.

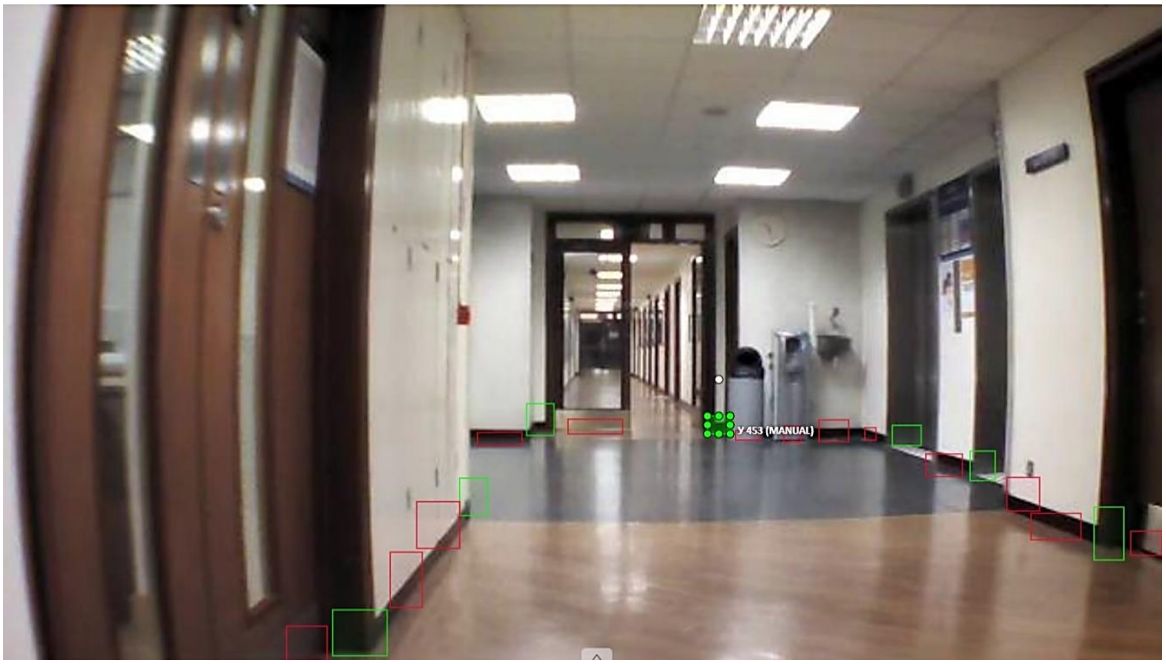


Рис. 2. Пример размеченного изображения

За красные прямоугольники обозначали прямую линию, а за зелёные квадраты обозначали углы. Затем необходимо сохранить все размеченные изображения в формате YOLO 1.1. Благодаря этому мы получим текстовый документ, который и будет содержать информацию об аннотации. В нём за обозначение «1» принимают угол, а за обозначение «0» прямую.

Далее необходимо загрузить исходные изображения и файлы аннотации на Google диск, а также создать блокнот в облачной среде для работы с кодом на языке Python-Google Colab. В данном сервисе мы и будем работать с нейронной сетью на алгоритме YOLOv8.

Для работы нейронной сети потребуется создать 4 папки:
1. data-в ней содержатся исходные изображения и файлы аннотаций.
2. output-в неё будут сохраняться итоговые изображения.
3. test_images-сюда необходимо загрузить изображения для проверки работы нашей сети.
4. training_results-здесь будут сохранены результаты обучения нейронной сети.

Для начала обучения задаются следующие параметры сети:
- количество эпох;
- количество пикселей;
- количество батчей.

Были заданы 10 эпох, 640 пикселей и 8 батчей.

Исходя из полученного результата, можно сделать вывод, что нейронная сеть успешно обучилась, так как все классы («Угол» и «Прямая») были обнаружены.

Далее необходимо найти лучшие веса, которые были получены в ходе обучения. Кроме того, необходимо задать доверительный порог, с которым сеть будет проводить обнаружение [5]. После этого получили результаты, представленные на рисунке 3.

Рис. 3. Результат работы сети.

На полученном изображении видно, что все классы были успешно обнаружены, а также рядом с меткой класса показана точность обнаружения каждого из объектов.

После этого была протестирована работа нейронной сети на изображениях, сделанных с помощью камеры телефона. Результат работы представлен на рисунке 4.

Рис. 4. Примеры результата работы программы.

Основываясь на полученных результатах работы нейронной сети, можно сделать вывод, что все классы (прямые и углы) были успешно обнаружены. Это свидетельство того, что нейронная сеть работает корректно.

Было загружено от 50 до 100 изображений с шагом 5, и зафиксирована точность обнаружения. Исходя из полученных данных, было выявлено, что на отметке в 90 изображений, скорость роста точности обнаружения снижается. Таким образом, результаты данного исследования подтвердили, что количество изображений в базе данных служит важным фактором при обучении нейронных сетей, и для достижения максимальной точности обнаружения объектов на изображениях необходимо использовать большое количество изображений в базе данных.

Результаты исследования представлены на рисунке 5:

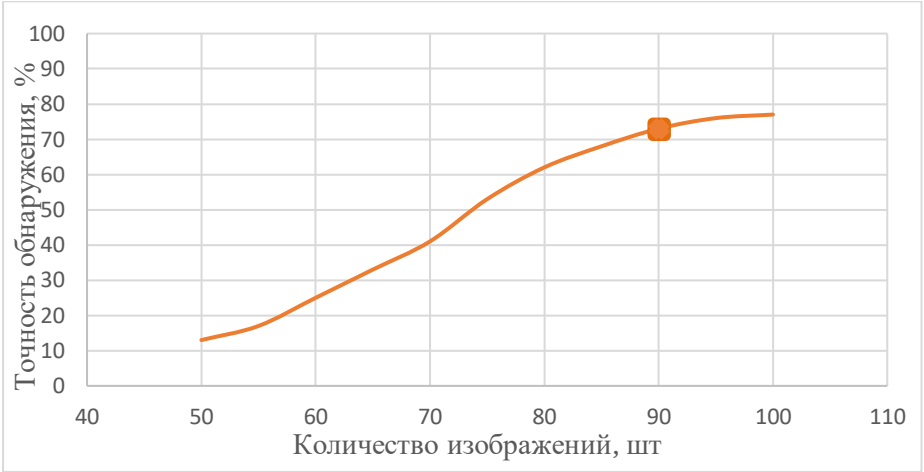


Рис. 5. Зависимость точности обнаружения от количества изображений

Для исследования того, как количество эпох в процессе обучения влияет на точность обнаружения объектов на изображениях, применили алгоритм глубокого обучения к нейронной сети. В ходе обучения, использовали тренировочный набор изображений. Проверяли точность обнаружения на тестовых наборах.

В ходе эксперимента варьировали количество эпох в диапазоне от 10 до 100. Полученные результаты показали, что увеличение количества эпох ведет к увеличению точности обнаружения объектов. Однако, когда количество эпох достигает отметки 80, скорость роста точности начинает замедляться. Таким образом, результаты исследование подтвердило, что количество эпох представляет собой важный параметр при обучении нейронных сетей. Оптимальное количество эпох следует подбирать экспериментально, чтобы достичь максимальной точности обнаружения объектов на изображениях.

Важно учитывать, что при слишком большом количестве эпох существует риск «переобучения» модели. Это может привести к ухудшению точности. при слишком большом количестве эпох, модель может «переобучиться», что приведет к снижению точности. Результаты исследования представлены на рисунке 6:

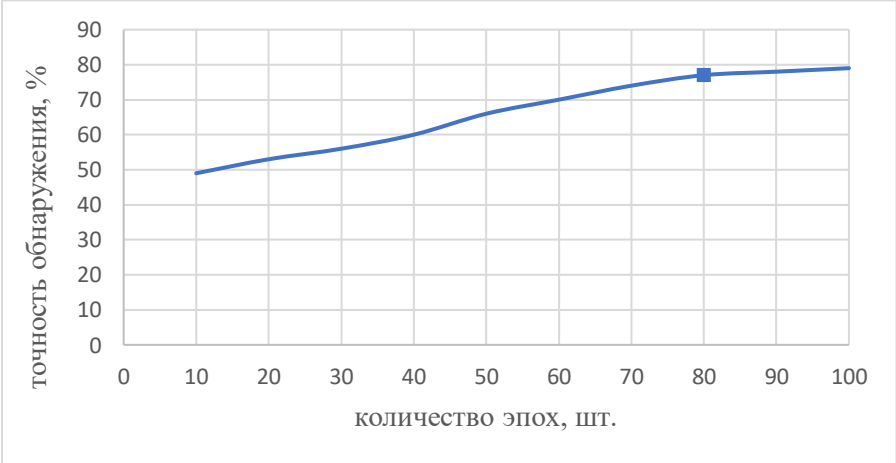


Рис. 6. Зависимость точности обнаружения от количества эпох.

Для решения задач визуальной одометрии и SLAM были предложены алгоритм нейронной сети YOLOv8 и открытый набор данных Indoor Navigation UAV Dataset. Благодаря этой связки, получилось достичь точности обнаружения около 80%.

В ходе работы были решены следующие задачи:

- подбор подходящей базы данных;
- подготовка базы данных, которая будет имитировать данные с LIDAR-датчика;
- разметка базы данных;
- подготовка программного обеспечения и настройка алгоритма нейронной сети;
- проведение экспериментов с различными параметрами сети;
- анализ полученных результатов и выбор оптимальных параметров сети.

В дальнейшем планируется доработка алгоритма нейронной сети, расширение базы данных и установка программного обеспечения на роботизированную платформу.

Литература

1. ImageNet classification with deep convolutional neural networks / A. Krizhevsky, I. Sutskever and G. Hinton, // Communications of the ACM, 2017, vol. 60, no. 6, pp. 84-90,.
2. Speed/Accuracy Trade-Offs for Modern Convolutional Object Detectors / J. Huang, V. Rathod, C. Sun, M. Zhu, A. Korattikara, A. Fathi, I. Fischer, Z. Wojna, Y. Song, S. Guadarrama, and K. Murphy, // IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR), 2017.
3. Анисимов Б.В., Курганов В.Д., Злобин В.К. Распознавание и цифровая обработка изображений: моногр. // - М.: 2016. - 968 с.
4. Бутаков Е.А., Островский В.И., Фадеев И.Л. Обработка изображений на ЭВМ // - М.: 2007. - 791 с.
5. Павлидис Т., Алгоритмы машинной графики и обработки изображений // - М.: 2013. - 150 с.

DEVELOPMENT OF AN ACTIVE NEURAL NETWORK ALGORITHM

Speshilov I.O, Kirnos V.P.,
Bulgakova A.A., Antipov V.A.

P.G. Demidov Yaroslavl State University, Yaroslavl, Russia

This article discusses the use of artificial neural networks in the context of visual odometry and odometry based on the method of simultaneous localization and cartography (SLAM). As part of this research, we delved into the process of collecting and preparing data for training a neural network, and also set up and trained an algorithm based on the You Only Look Once method version 8 (YOLOv8), designed to detect and classify objects in images. An important part of our work was to study the influence of various parameters of a neural network on its ability to detect objects in images. We have conducted systematic research to determine the optimal network settings that provide the highest accuracy of object detection in a variety of conditions and with different data characteristics. This approach represents an important step in the development of computer vision technologies and autonomous systems, as it improves the ability of robots and autonomous vehicles to identify and interact with the environment. The results of our research can be useful for various fields, including autonomous navigation, robotics and many other applications.

Keywords: Neural network, visual odometry, SLAM, YOLOv8.

РАЗРАБОТКА И ТЕСТИРОВАНИЕ АЛГОРИТМА ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ОБЛАСТИ КУПОЛА СЛЕПОЙ КИШКИ НА ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЯХ КОЛОНОСКОПИЧЕСКОГО ИССЛЕДОВАНИЯ

асп. Котов Н.В., к.т.н., доц. Хрящёв В.В.

Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова

Рассматривается задача контроля качества колоноскопических исследований на основе анализа видеоданных. Для ее решения предлагается обнаруживать на видеопотоке кадры, содержащие изображения купола слепой кишки. Данный фрагмент в видеопотоке является поворотной точкой для колоноскопического исследования. Для решения задачи используются методы глубокого машинного обучения. Предлагается алгоритм обнаружения купола слепой кишки на основе сверточной нейронной сети архитектуры Yolov8n. Получены оценки качества работы предложенного алгоритма на базе изображений, содержащей 4618 фрагмент области купола слепой кишки. Проведены эксперименты по обучению сети с использованием ложноположительных срабатываний предобученной сети. Рассмотренный нейросетевой алгоритм показывает устойчивую работу и превосходит аналоги по метрике mAP. Исследования послужат базой для построения на основе разработанного алгоритма модуля анализа видеопотока в реальной эндоскопической системе.

На данном этапе развития технологии анализа видеоизображений одной из важнейших областей приложения разрабатываемых алгоритмов остается сфера медицины. Растущей областью подобных исследований является эндоскопия, в частности, исследования желудка и кишечника с целью ранней диагностики онкологических заболеваний [1-3]. Процедура колоноскопии позволяет выявить доброкачественные и злокачественные образования в толстой кишке на ранней стадии их развития. О полноте такого исследования свидетельствует доведение эндоскопа до области слепой кишки пациента. Наличие такой области на записанном видеофайле свидетельствует о соблюдении проведённого исследования соответствующему регламенту [4-6]. Целью работы является автоматическое обнаружение области купола червеобразного отростка слепой кишки при проведении колоноскопического исследования. Решение такой задачи позволит построить важный элемент в системе контроля качества соответствующей медицинской процедуры [7-8].

Для построения алгоритмов анализа видеопотока выбран подход на основе методов глубокого машинного обучения, показывающий свою эффективность в различных задачах анализа эндоскопических видеоизображений. В рамках исследования выбрана последняя версия нейросетевых детекторов объектов архитектуры YOLOv8 [9].

Рассмотрим общую архитектуру такой нейронной сети на примере YOLOv8. Процесс обработки эндоскопического изображения на основе алгоритма, использующего архитектуру YOLOv8, представлен на рисунке 1.

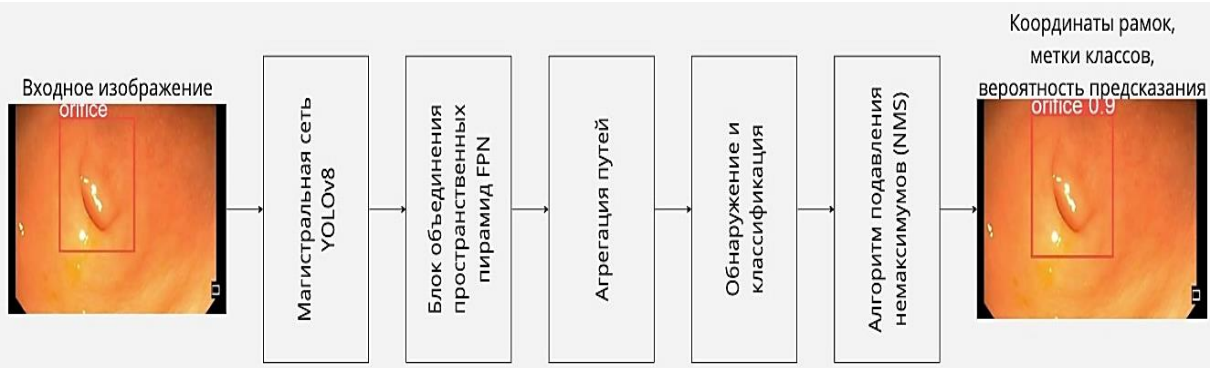


Рисунок 1 – Алгоритм анализа изображения на основе нейронной сети YOLOv8

Нейронная сеть семейства YOLO состоит из трех частей – магистральная часть, часть объединения пространственных пирамид и часть предсказания. В части сети, служащей для извлечения признаков объектов на входном изображении, используется CHC с использованием блоков E-ELAN (Extended Efficient Layer Aggregation Network). Соответствующий блок контролирует кратчайший и самый длинный градиентный путь для лучшей сходимости модели, используя операции расширения, перетасовки и слияния. Входные данные в нем подаются непосредственно через блок свертки 1x1, в то время как два других подключения к блоку получены путем свертки входных данных двумя блоками свертки 3x3 с тем же канальным множителем. Далее все функции объединены и для получения полной информации также применяется свертка 1x1.

К магистральной части добавляется часть объединения пространственных пирамид, выделяющая наиболее важные характерные особенности с разных уровней магистрали через сверточные слои блоков CBS (Convolution,

BatchNormalization and SiLU) и SPPFCSPC (Spatial Pyramid Pooling Fast and Cross-Stage Partial Channel). Блок CBS служит комбинацией сверточного слоя с разным размером ядра (1x1, 3x1 и 3x2), слоя BatchNormalization (BN) и слоя активации с функциями типа SiLU (Sigmoid Linear Units). В конечных блоках пирамиды признаков свертки заменены блоками RepConv, необходимых для обновления параметров модели. Слои SPPFCSPC и RepConv представляют собой комбинацию слоев CBS с разным размером ядра для слияния признаков на разных масштабах. Вместе с тем, слой SPPFCSPC собирает признаки и изображения, а слой RepConv производит их слияние в части формирования предсказания сети. Далее следуют слои обнаружения и классификации, дающие итоговое предсказание модели. Тем самым на этапе обучения используются признаки в промежуточных слоях, улучшающие итоговую предсказательную способность модели. На выходе алгоритма традиционно выдаются координаты прямоугольной рамки, ограничивающей область интереса, метки соответствующих классов и вероятность предсказания, как показано на рисунке 1.

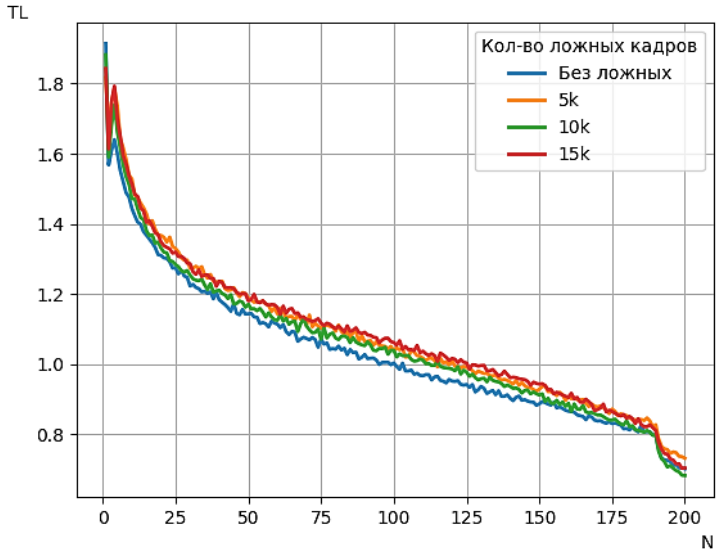
В данном исследовании сформирована база изображений, содержащих купол слепой кишки на основе размеченных видеоданных колоноскопических исследований, проведенных в эндоскопическом отделении ГБУЗ «Ярославская областная клиническая онкологическая больница». Использовались видеопотоки с эндоскопических систем OLYMPUS и PENTAX.

Записаны и обработаны видеоданные 43 исследований, длительность которых составляла до 2:06:23 часов. Всего собрано 4618 пар изображений с разрешением 720x576 пикселей, обрезанных до 640x640 пикселей. При этом длительность нахождения устья на записи составляла от 0:06 до 4:52 минут (1:19 минут в среднем). Пару составляют исходное изображение без разметки и изображение с ее наличием. Традиционно, база разделяется случайным образом на обучающий (тренировочный), тестовый и валидационный наборы в процентном соотношении 80/10/10. Валидационный набор используется для настройки, оптимизации и проверки точности процесса обучения СНС. Соответственно пары изображений распределены между указанными наборами следующим образом: обучающий – 3694; тестовый – 462; валидационный – 462.

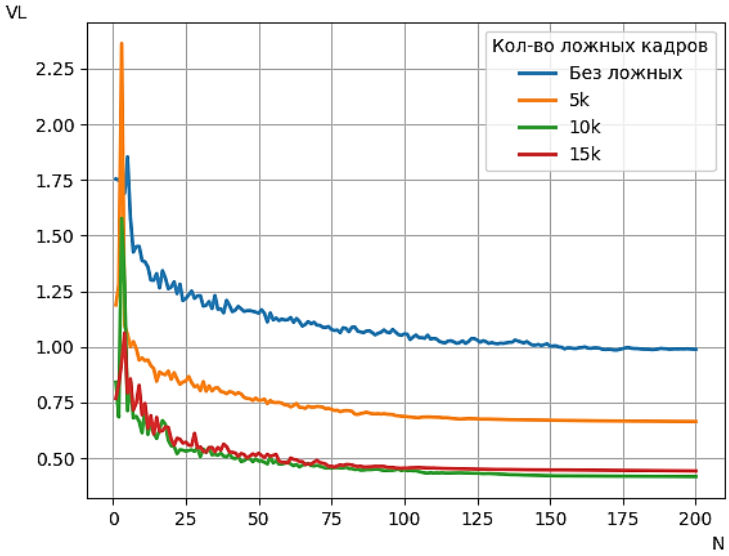
Функция потерь на этапе обучения (TL) и на этапе валидации (VL) для соответствующих процедур обучения и валидации в зависимости от номера эпохи приведена на рисунке 2. Анализ этих зависимостей показывает, что процесс обучения СНС архитектуры YOLOv8 происходит устойчиво, сходясь в среднем на 150-200 итерациях.

Для обучения алгоритмов на основе архитектур YOLO использовалась последовательность (батч) из 16 изображений. В качестве оптимизационного алгоритма выбран алгоритм Adam (Adaptive Moment Estimation), сочетающий в себе как идею накопления движения, так и идею более слабого обновления весов для типичных признаков. Начальная скорость обучения выбрана равной – 10^{-3}, максимальное число эпох обучения до останова алгоритма – 200. Другие параметры алгоритма Adam составляли: $\beta_1 = 0{,}9$; $\beta_2 = 0{,}999$; $\varepsilon = 10^{-8}$. На этапе обучения использовались функции потерь BBox (IoU) для сети YOLOv8.

Для сравнения качества работы обученных нейросетевых алгоритмов обнаружения купола слепой кишки использовались стандартные метрики mAP50 и mAP50-95. Вторая из них рассчитывается как среднее из 10-ти значений mAP при 10 различных порогах IoU в интервале от 0,50 до 0,95 с шагом 0,05 [4].



а)



б)

Рисунок 2 – Зависимость ошибки для процедур обучения и валидации от номера эпохи N:
а) функция потерь на этапе тренировки б) функция потерь на этапе валидации

Далее в обучающую и валидационную выборки добавлялись ложные изображения - изображения (false positive), на которых нет устья, но которые предобученный алгоритм yolov8n распознал. Изображения в базу ложных срабатываний получены из временных интервалов, вне диапазонов, выделенных врачами.

Таким образом проведено несколько экспериментов:

- обучение на базе 4618;
- обучение с ложными срабатываниями на 4071 паре;
- обучение с ложными срабатываниями на 10300 паре;
- обучение с ложными срабатываниями на 15184 паре;
- тестирование на 400 изображениях с устьями и 400 изображениями фона с разными порогами вероятности детектирования (0,1, 0,25, 0,5, 0,75, 0,8, 0,85, 0,9).

В таблице 1 приведены результаты тестирования алгоритмов на 400 изображениях с устьями и 400 изображениями фона с разными порогами детектирования.

Таблица 1.

Тестирование нейросетевого алгоритма детектирования

Кол-во ложных срабатываний	Порог срабатывания	mAP50	mAP50-95
0	0.1	0,479	0,287
	0.25	0,485	0,303
	0.5	0,501	0,324
	0.75	0,550	0,382
	0.8	0,571	0,408
	0.85	0,582	0,427
	0.9	0,476	0,348
5000	0.1	0,586	0,383
	0.25	0,582	0,407
	0.5	0,590	0,432
	0.75	0,608	0,452
	0.8	0,612	0,457
	0.85	0,601	0,450
	0.9	0,501	0,451
10000	0.1	0,584	0,394
	0.25	0,598	0,418
	0.5	**0,616**	0,444
	0.75	0,611	**0,459**
	0.8	0,611	**0,459**
	0.85	0,590	0,450
	0.9	**0,000**	**0,000**

15000	0.1	0,524	0,360
	0.25	0,559	0,403
	0.5	0,582	0,430
	0.75	0,608	0,454
	0.8	0,610	0,455
	0.85	0,596	0,450
	0.9	0,506	0,405

По результатам из таблицы 1 наилучший результат достигнут при обучении на 10000 ложных срабатываний, с использованием сети yolov8n, соответствующие результаты: map 0.5 - 0,616, map0,5-0,95 – 0,459 при порогах 0,5 и 0,75 соответственно. Можно заметить, что при увеличении количества ложных срабатываний увеличивается map, наилучшая точность достигается при 10000 ложных экземпляров, но дальнейшее увеличение количества ложных срабатываний (>10000) не приводит к увеличению точности, что говорит о том, что достигнут баланс между ложными примерами и размеченными истинными примерами (1/3) и дальнейшее его уменьшение приводит к снижению способности сети к селекции истинных результатов. Также, при увеличении порога срабатывания результаты тестирования также улучшаются. Метрики map 0.5 и map0,5-0,95 постепенно растут при увеличении порога срабатывания от 0,1 до 0,85, после чего начинают снижаться. Таким образом, обучение на 10000 ложных срабатываний показало лучшие результаты по сравнению с обучением на 5000 и 15000 ложных срабатываний, а также большую точность по сравнению с результатами без использования ложных срабатываний, что говорит о том, что обучение на большем количестве ложных срабатываний позволяет нейросети лучше различать реальные объекты от ложных.

Исследования, проведенные в работе, послужат базой для построения на основе разработанного нейросетевого алгоритма обнаружения купола слепой кишки модуля анализа видеопотока в реальной эндоскопической системе.

Литература

1. Zhou S.K., Greenspan H., and Shen D. Deep Learning for Medical Image Analysis. Elsevier Science (2017).
2. Лебедев А.А., Хрящев В.В., Казина Е.М., Среднякова А.С., Журавлева А.С. Распознавание устья червеобразного отростка на эндоскопических изображениях прямой кишки на основе сверточной нейронной сети // Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2020): докл. 22-й междунар. конф. М.: 2020. С. 638-642.
3. 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.
4. Cho M., Kim J.H., Hong K.S., Kim J.S., Kong H.-J., Kim S. 2019. Identification of cecum time-location in a colonoscopy video by deep learning analysis of colonoscope movement. PeerJ 7:e7256 http://doi.org/10.7717/peerj.7256.
5. Хрящев В.В., Завьялов Д.В., Андержанова А.С. Классификация эндоскопических изображений устья червеобразного отростка на основе методов глубокого машинного обучения // Цифровая обработка сигналов. 2023. № 1. С. 35-38.
6. Akbar M., Shima R., Soroushmehr S.M.R., Karimi N., Samavi S., and Najarian K. Classification of Informative Frames in Colonoscopy Videos Using Convolutional Neural Networks with Binarized Weights // Conference Paper in Conference proceedings: Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. 2018. pp. 65-68.
7. Bisschops R., Areia M., Coron E., Dobru D., Kaskas B., et al. Performance measures for upper gastrointestinal endoscopy: a European Society of Gastrointestinal Endoscopy (ESGE) Quality Improvement Initiative // Endoscopy. 2016. 48(9). pp. 843-864.
8. Leiman D.A., Metz D.C., Ginsberg G.G., Howell J.T., Mehta S.J., Ahmad N.A. 2016. A novel electronic medical record – based workflow to measure and report colonoscopy quality measures. Clinical Gastroenterology and Hepatology 14(3):333337 DOI 10.1016/j.cgh.2015.12.001.
9. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение // ДМК-Пресс. 2017. 652 с.
10. Liu W., Anguelov D., Erhan D., Szegedy C., Reed S., Fu C.-Y., Berg A. SSD: Single Shot MultiBox Detector // European conference on computer vision. Springer. 2016. pp. 21–37.
11. Russakovsky O., Deng J., Su H., Krause J., Satheesh S., et al. ImageNet Large Scale Visual Recognition Challenge // Computer Vision and Pattern Recognition (cs.CV). 2015. arXiv:1409.0575v3.

CECUM AREA DETECTION ON VIDEO IMAGES IN COLONOSCOPY

Kotov N.V., Khryashchev V.V.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The problem of quality control of colonoscopic examinations based on video data analysis is considered. To solve this problem, it is proposed to detect frames on the video stream containing images of the dome of the cecum. This fragment in the video stream is the turning point for the colonoscopy examination. To solve the problem, deep machine learning methods are used. An algorithm for detecting the dome of the cecum is proposed based on a convolutional neural network of the Yolov8n architecture. Assessments of the performance quality of the proposed algorithm were obtained based on images containing 4618 fragments of the dome region of the cecum. Experiments were carried out on network training using false positives from a pre-trained network. The considered neural network algorithm shows stable operation and is superior to its analogues in terms of the mAP metric. The research will serve as the basis for building a video stream analysis module in a real endoscopic system based on the developed algorithm.

МЕТОДЫ ОБРАБОТКИ ЕСТЕСТВЕННОГО ЯЗЫКА ДЛЯ АВТОМАТИЧЕСКОЙ ГЕНЕРАЦИИ HDL КОДА ПРОГРАММИРУЕМЫХ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕМ ВЕНТИЛЬНЫХ МАТРИЦ

адъюнкт Попов В.А., адъюнкт Изотов В.В., курсант Ганжа А.А.

Военная академия Ракетных войск стратегического назначения имени Петра Великого

Задача генерации текста является одной из задач обработки естественного языка. В настоящее время уровень развития больших языковых моделей позволяет создавать осмысленные связные тексты как на естественных, так и на формализованных языках, включая языки программирования. Генерация кода на языке проектирования цифровой аппаратуры (HDL) заключается в генерации программы на языке Verilog либо VHDL по текстовому запросу на естественном языке. Это помогает повысить производительность разработчиков цифровой аппаратуры, позволяя автоматизировать решение самых простых и повторяющихся задач. Генерация HDL кода – сложная задача. Сложность обусловлена жесткими синтаксическими правилами и необходимостью глубокого понимания семантики языка HDL. Для решения этой задачи используются рекуррентные нейронные сети и трансформеры. В этой статье приведен анализ моделей глубокого обучения для решения задачи обработки естественного языка и генерирования кода Verilog, приведены наиболее важные методы, их достоинства и ограничения, описаны метрики для оценки качества генерации, а также сформулированы направления будущих исследований.

Введение.

В последние годы исследователи в области обработки естественного языка (NLP) проявляют огромный интерес к автоматизации разработки программного, математического, информационного и лингвистического обеспечения для повышения производительности программистов и разработчиков [1]. Задача генерации кода (или задача синтеза программы) помогает значительно снизить рабочую нагрузку разработчиков, ускоряя реализацию простых функций и позволяя им сосредоточиться только на самых сложных задачах.

В задаче генерации кода Verilog, как и во многих других, внимание уделяется как архитектуре используемой модели, так и набору данных для ее обучения. Последние являются ключевыми ингредиентами для разработки эффективной системы автоматической генерации текста программ. Большинство наборов данных для обучения моделей генерации кода создаются из исходного кода соответствующего языка программирования (PL) и документации на естественном языке (NL). Эти наборы данных собираются с таких веб-сайтов, как github.com, stackoverflow.com, accellera.com, doulos.com и сайтов производителей. Документация на язык Verilog представлена стандартом IEEE 1364-2001 [2]. Который представляет собой документ, описывающий все лексические единицы, типы данных, выражения, семантику, типы источников и так далее. Первые модели, используемые для генерации кода основаны на рекуррентных нейронных сетях. Это такие модели как LPN и Seq2Seq. Однако наибольшего успеха в генерации текстов как на естественных языках, так и на формализованных языках программирования добились предварительно обученные языковых моделей на основе трансформеров. Это такие модели, как BERT, GPT и T5. В дальнейшем такие модели еще больше усложнялись, получали больше параметров и использовали больше данных для обучения. Так появились современные большие языковые модели и программные продукты, такие как ChatGPT (чат бот, основанный на большой языковой модели GPT-4 от OpenAI), LLaMA, BARD. В настоящее время внимание широкого круга исследователей в области генерации текстов направлено не на разработку и обучение собственных моделей, а на использование существующих больших языковых моделей, их дообучение на специфичных наборах данных и адаптацию для решения задач в прикладных областях [3].

Генерация текста на формализованном языке представляет больше проблем, чем стандартная генерация текста на естественном языке:

- модель должна быть способна правильно понимать инструкции на естественном языке, чтобы генерировать соответствующий исходный код;
- код программы имеет существенные лексические, грамматические и семантические ограничения, которые следует принимать во внимание;
- высокая чувствительность к ошибкам. Одна пропущенная точка или двоеточие может полностью изменить семантику кода и сделать его неверным.

В этой статье приведен обзор современных методов генерации программного кода из естественного языка.

Постановка задачи.

Задача автоматической генерации кода программы состоит в том, чтобы взять на вход фразу на естественном языке и создать на выходе эквивалентный Verilog-код (рисунок 1).

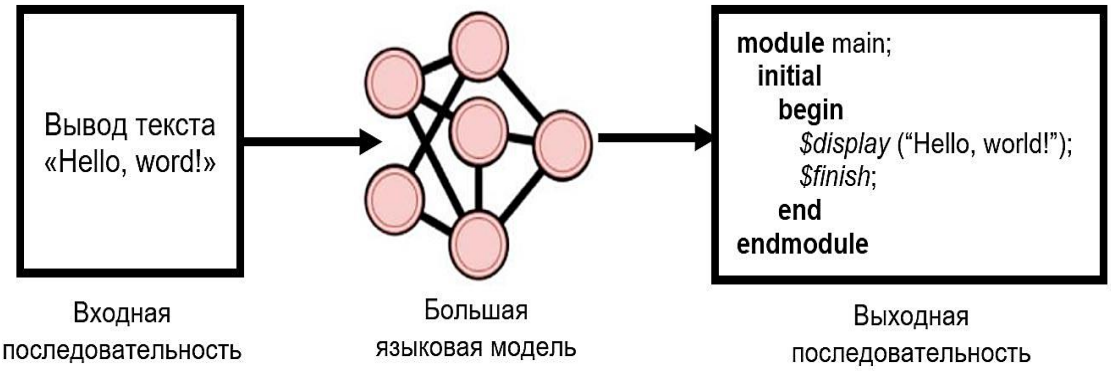


Рисунок 1. Генерация исходного кода Verilog из запроса на естественном языке

Обозначим входной текст на естественном языке $w = \{w_0, w_1, \dots, w_{n-1}\}$ размерностью $|w| = n$. Генерируемый программный код Verilog обозначим $c = \{c_0, c_1, \dots, c_{l-1}\}$ размерностью $|c| = l$. w_i и c_i входные и выходные (целевые) токены соответственно. Модель обучается на пакетах данных размерностью B с использованием функции потерь $L(\theta)$, где θ – параметры модели. Функция потерь – это математическая мера определения ошибки прогнозирования. В общем случае задача обучения сводится к ее минимизации. $L(\theta)$ варьируется в зависимости от используемого метода генерации кода и сильно зависит от выбранной архитектуры нейронной сети.

Для обучения модели используются унимодальные или бимодальные данные. Унимодальные данные содержат либо текст на естественном языке, либо код на языке проектирования цифровой аппаратуры. Бимодальные данные состоят из пар текстов на естественном языке и языке проектирования цифровой аппаратуры Verilog NL - PL. Бимодальные данные повышают эффективность обучения предобученных мультимодальных моделей.

Методы генерации Verilog-HDL кода на основе трансформеров.

Модели, основанные на трансформерах, показали выдающиеся результаты в различных задачах обработки естественного языка, таких как машинный перевод, автоматическое реферирование и ответы на вопросы [4]. Все эти модели обучаются в два этапа: предварительное обучение и точная настройка. Предварительное обучение состоит из обучения на основе неразмеченных данных, а точная настройка – это этап, на котором модель обучается на размеченных данных связанных с конкретной задачей. Разметкой данных называют процесс добавления меток (тегов) в исходную сырую обучающую выборку, чтобы показать модели целевые атрибуты (ответы), которые она должна предсказывать. Таким образом, одним из основных факторов успеха этих моделей является использование контролируемого обучения. Современные модели трансформеров для генерации кода делятся их на три основные категории:

модели состоящие только из кодировщика;

модели состоящие только из декодировщика;

модели кодер-декодер.

На Рисунке 2 представлена упрощенная иллюстрация основного различия в архитектуре трех типов моделей трансформеров.

Модели только с кодировщиком.

Эти модели используют в своей архитектуре только слой кодировщика (Рисунок 2(a)). Для обучения моделей данного типа применяются бимодальные данные $x = \{w, c\}$, состоящие из текста на естественном языке w и соответствующему ему Verilog-HDL кода c.

MLM – маскированная языковая модель [5]. Для обучения данной модели из входных данных случайным образом выбираются токены, которые затем маскируются путем замены его специальным токеном [MASK]. Цель обучения заключается в предсказании замаскированного токена. Токены выбираются из словаря. Функция потерь $L(\theta)$ для данной модели рассчитывается в соответствии с (1).

$$L_{MLM}(\theta) = -\sum_{i \in m^w \cup m^c} log P_\theta^{D_1}\left(x_i \middle| w^{masked}, c^{masked}\right), \quad (1)$$

где θ- параметры модели, w – входные данные на естественном языке, c - выходной текст, $P_\theta^{D_1}$ - дискриминатор, предсказывающий токен из словаря, m^w и m^c случайный набор маскированных позиции из w и c соответственно.

RTD – модель с обнаружением замененных токенов. Случайные токены из входной последовательности заменяются (искажаются) похожими токенами предложенными генеративной нейронной сетью. Далее нейронная сеть – дискриминатор определяет, является ли каждый токен во входной последовательности оригинальным или замененным (искаженным). Функция потерь $L(\theta)$ для данной модели рассчитывается в соответствии с (2).

$$L_{RTD}(\theta) = \sum_{i=0}^{n+l-1} \left(\delta(i) log P_\theta^{D_2}(x^{corrupt}, i) + \left(1 - \delta(i)\right) \left(1 - log P_\theta^{D_2}(x^{corrupt}, i)\right) \right), \quad (2)$$

где $P_\theta^{D_2}$ – дискриминатор предсказывающий вероятность того, что *i-е* слово является оригинальным (не искаженным), $\delta(i)$ - индикаторная функция, определяемая как (3).

$$\delta(i) = \begin{cases} 1 & \text{если} x_i^{corrupt} \equiv x_i, \\ 0 & \text{в остальных случаях} \end{cases} \quad (3)$$

DOBF – модели деобфускации. В данной в тексте на языке программирования используемом для обучения классы, имена функций и переменных заменяются на неинформативные. Затем заменяются на неинформативные все их экземпляры. Модель обучают восстанавливать исходные имена и значения путем деобфускации кода. Это первый подход в генеративных моделях, использующий структуру языка программирования.

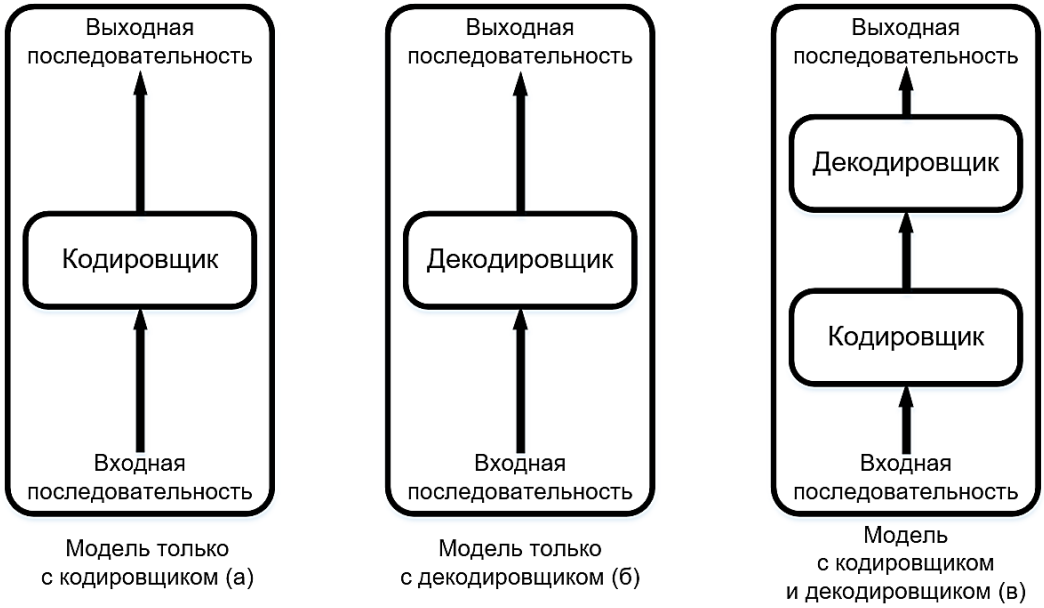


Рисунок 2. Упрощенная иллюстрация типов архитектуры нейронных сетей – трансформеров

Модели только с декодировщиком.

Эти модели используют в своей архитектуре только слой декодировщика (Рисунок 2(б)).

ULM – однонаправленные языковые модели[6]. Целью данных моделей является предсказание следующих токенов с учетом предыдущих токенов. Функция потерь $L(\theta)$ для данной модели рассчитывается в соответствии с (4).

$$L_{ULM}(\theta) = \sum_{i=0}^{l-1} logP_\theta(x_i|x_{<i}), \quad (4)$$

где $x_{<i}$ – токены стоящие перед *i-м* токеном.

LLM – большие языковые модели. Появление GPT-3 (предобученный генеративный трансформер) ознаменовало начало эры больших языковых моделей. Такие модели показали, что за счет увеличения количества параметров возможно добиться выдающихся результатов машинном переводе, генерации текстов и программного кода, понимании запросов пользователей. Главная особенности таких моделей – это их использование без каких либо дополнительных настроек и дообучения. Обновление данной модели до GPT-3,5 привело к появления чат бота ChatGPT – впечатляющей языковой модели, вызвавшей дискуссию о влиянии искусственного интеллекта на нашу повседневную жизнь. В настоящее время в ChatGPT используется более мощная и сложная языковая модель GPT-4.

Хотя GPT-4 – это наиболее совершенная на сегодняшний день языковая модель, превосходящая по производительности всех своих предшественников, она по-прежнему имеет ограничения и недостатки аналогичные более ранним своим аналогам. Генерирование ложной информации, вредные и деструктивные рекомендации, ограниченное восприятие контекста, и самый серьезные недостаток – отсутствие способности обучаться на опыте взаимодействия с пользователями.

Модели с кодировщиком и декодировщиком.

MSP- прогнозирование маскированного интервала. Обучение данные моделей заключается в следующем. В начале маскируются фрагменты текста произвольной длины. Затем модель прогнозирует и восстанавливает маскированные участки. Функция потерь $L(\theta)$ для данной модели рассчитывается в соответствии с (5).

$$L_{MSP}(\theta) = \sum_{i=0}^{k-1} -logP_\theta\left(x_i{}^{masked} \middle| x^{\setminus masked}, x_{<i}^{masked}\right), \quad (5)$$

где $x_i{}^{masked}$ – маскированный фрагмент входных данных длинной k, $x^{\setminus masked}$ – маскированная последовательность, спрогнозированная декодером, $x_{<i}^{masked}$ – промежуточная последовательность.

IT – маскировка идентификатора. Цель данной модели – определить, является определенный входной токен идентификатором языка программирования (имя функции, переменной и т.д.). Для этого необходимо определить соответствующую вероятность для каждого выходного токена. Предварительно, входная последовательность нормализуется и преобразуется в последовательность AST (абстрактное синтаксическое дерево). Функция потерь $L(\theta_e)$ для данной модели рассчитывается используя двоичную перекрестную энтропию, где метка $y_i = 1$ означает что токен является идентификатором, а $y_i = 0$ означает, что токен не является идентификатором (6).

$$L_{IT}(\theta_e) = \sum_{i=0}^{l-1} -[y_i log p_i + (1 - y_i) log(1 - p_i)], \quad (6)$$

где θ_e – параметры декодировщика, p_i – того, что входной токен является идентификатором.

Показатели эффективности моделей.

Для оценки эффективности генерации Verilog HDL кода используются показатели, описанные ниже [7]. Их краткая характеристика представлена в Таблице 1.

Точное совпадение (exact match, EM). Оценивается точное совпадение предсказания модели с истинным значением. Несмотря на то, что этот показатель просто и быстро рассчитывается и обеспечивает непосредственное понимание точности работы модели, это показатель не очень информативен, так как не учитывает семантическое сходство между эталоном и сгенерированным текстом. Данный показатель штрафует модель даже если неправильно спрогнозированы количество пробелов или имена переменных. Естественно это самый строгий и сложный для моделей показатель.

Таблица 1

Краткая характеристика показателей оценки эффективности

Показатель	**Применимость**	**Достоинства**	**Недостатки**
Точное совпадение (exact match, EM)	проверка итогового кода; реферирование программного кода	простота вычисления; интерпретируемость.	самый строгий; не учитывает семантику; штрафует за несоответствие количества пробелов
BLEU	машинный перевод	менее строгий чем EM; простота вычисления; допускает наличие нескольких правильных вариантов;	учитывает словосочетания; не учитывает семантику; наименее строгий
CodeBleu	генерация программного кода	наиболее точный; учитывает особенности семантики языка программирования	сложность вычисления

BLEU. Изначально при помощи этого показателя оценивались модели предназначенные для решения задач машинного перевода. Этим показателем измеряется процент перекрытия словосочетаний (n-грамм) между истинным значением и предсказанным моделью. Он учитывает различные показатели входных данных, например длину предложения. В целом этот показатель менее строгий, чем EM, и его величина не сильно отличается для нескольких предсказанных текстов. Однако поскольку этот показатель не учитывает порядок слов в словосочетаниях, игнорируется семантика сгенерированного кода, что может привести к завышению оценки эффективности модели.

CodeBleu. Данные показатель качества основан на предыдущем показателе с учетом синтаксиса и семантики языка программирования. То есть учитывается порядок слов в словосочетаниях. Для этого модель сравнивает AST (абстрактное синтаксическое дерево) и DFG (диаграмма потока данных) соответствующего языка программирования. Этот показатель является наиболее объективным на данный момент для оценки моделей предназначенных для генерации программного кода, но в отличии от BLEU может быть слишком строгим и занижать оценку модели.

Заключение.

За последние годы появилось множество методов генерации текстов. В зависимости от архитектуры их можно классифицировать на методы на основе рекуррентных нейронных сетей и методы на основе трансформеров. В свою очередь последние разделены на три подкатегории: методы на основе кодировщика, методы на основе декодировщика и методы на основе кодера-декодера.

В данной статье проведен анализ моделей глубокого обучения для решения задачи обработки естественного языка и генерирования кода Verilog, приведены наиболее важные методы, их достоинства и ограничения, описаны метрики (показатели) для оценки качества генерации.

Литература

1. Ahmad, W., Chakraborty, S., Ray, B., Chang, K.W., 2021. Unified pre-training for program understanding and generation. In: Proceedings of the 2021 Conference of the North American Chapter of the Association for Computational Linguistics: Human Language Technologies.
2. IEEE Standard Verilog Hardware Description Language. IEEE Std 1364-2001.

3. Ling, W., Blunsom, P., Grefenstette, E., Hermann, K.M., Kočiský, T., Wang, F., Senior, A., 2016. Latent predictor networks for code generation. In: Proceedings of the 54th Annual Meeting of the Association for Computational Linguistics (Volume 1: Long Papers). pp. 599–609.
4. А.Д.Обухов Модифицированный метод оценки качества генеративно-состязательных нейронных сетей.//Вестник ВГУ. Серия Системный анализ и информационные технологии. 2020, №3. С. 97-107
5. Vaswani, A., Shazeer, N., Parmar, N., Uszkoreit, J., Jones, L., Gomez, A.N., Kaiser, Ł., Polosukhin, I., 2017. Attention is all you need. In: Advances in Neural Information Processing Systems. pp. 5998–6008.
6. Feng, Z., Guo, D., Tang, D., Duan, N., Feng, X., Gong, M., Shou, L., Qin, B., Liu, T., Jiang, D., Zhou, M., 2020. CodeBERT: A pre-trained model for programming and natural languages. p. 12, cite arxiv:2002.08155 Comment: Accepted to Findings of EMNLP 2020.
7. К.И.Абросимов, Т.В.Львутина, А.С.Суркова. Метрики качества генеративных моделей. //Сборник докладов конференции «Графические технологии информационной поддержки жизненного цикла продукта. GrafiCon 2021». С. 124-130

NATURAL LANGUAGE PROCESSING METHODS FOR AUTOMATIC GENERATION OF HDL CODE OF USER PROGRAMMABLE GATE MATRIXES

adjunct Popov V.A., adjunct Izotov V.V., cadet Ganzha A.A.

The Military Academy of Strategic Rocet Troops after Peter the Great

The text generation task is one of the natural language processing tasks. Currently, the level of development of large language models makes it possible to create meaningful, coherent texts in both natural and formalized languages, including programming languages. Code generation in the digital hardware design language (HDL) involves generating a program in Verilog or VHDL based on a text query in natural language. This helps improve the productivity of digital designers by automating the simplest and most repetitive tasks. Generating HDL code is a difficult task. The complexity is due to strict syntactic rules and the need for a deep understanding of the semantics of the HDL language. To solve this problem, recurrent neural networks and transformers are used. This article provides an analysis of deep learning models for solving the problem of natural language processing and generating Verilog code, presents the most important methods, their advantages and limitations, describes metrics for assessing the quality of generation, and also formulates directions for future research.

СНИЖЕНИЕ ТРЕБОВАНИЙ К ЗАЩИТЕ ОТ АТАК МАРШАЛКО ПУТЁМ ПЕРЕХОДА В НЕЙРОННЫХ СЕТЯХ К НЕЙРОНАМ С ТРЕМЯ СОСТОЯНИЯМИ

доц. Савинов К.Н.

Пензенский государственный университет

В работе были рассмотрены проблемы обучения и применения нейросетевого искусственного интеллекта с двоичными нейронами в контексте уязвимости к атакам Маршалко. Были рассмотрены перспективы перехода применения двоичных нейронов при построении нейросетей к сетям с нейронами с тремя состояниями. Разработан и проверен алгоритм обучения таких нейросетей, проведена оценка качественного улучшения результатов обучения нейросетей с нейронами с тремя состояниями относительно нейросетей с двоичными нейронами.

Введение

В современном мире развитие **искусственного интеллекта (ИИ)** стало ключевой задачей для многих стран, включая Россию. Президент Российской Федерации В.В. Путин в своем указе № 480 от 10 октября 2019 года поставил амбициозную цель: к 2030 году сделать Россию лидером в области ИИ.

Тем не менее, несмотря на быстрый технологический прогресс и потенциал ИИ, существуют технические и криптографические аспекты, которые требуют внимания, особенно в контексте обеспечения безопасности и доверия приложениям ИИ.

В России активно создаются национальные стандарты в области "доверенной" нейросетевой биометрии. Технический комитет по стандартизации (ТК 362 "Техника защиты информации") разработал 7 национальных стандартов России.

Мировое сообщество также признало необходимость стандартизации ИИ. Международный технический комитет ISO/IEC JTC 1/SC 47 (Искусственный интеллект) был создан в 2017 году, а в России появился национальный технический комитет (ТК 164 Искусственный интеллект) в 2019 году. К концу 2024 года ТК 164 планирует разработать более 200 национальных стандартов России, охватывающих широкий спектр аспектов искусственного интеллекта.

Все это подчеркивает важность и актуальность исследований и разработок в области "доверенного ИИ" и его криптографической защиты, а также роль России в этом процессе.

Анализ проблем обучения и применения нейросетевого ИИ

В первую очередь необходимо рассмотреть недостатки алгоритма быстрого автоматического обучения нейросетевого ИИ по ГОСТ Р 52633.5-2011 на малых выборках. Для получения надежной информации о стандартизованной нейросетевой технологии биометрической аутентификации рекомендуется использовать программную среду моделирования "БиоНейроАвтограф" [1], основанная на анализе динамики воспроизведения рукописных парольных слов. Нейросеть-преобразователь состоит из 512 нейронов, каждый из которых имеет 16/24 входа. Эти входы случайным образом связаны с вектором из 416 биометрических параметров.

Среда моделирования "БиоНейроАвтограф" предназначена для обучения студентов нейросетевым технологиям. Пример распределения математических ожиданий 416 биометрических параметров для рукописного пароля "Пенза" представлен на рисунке 1.

Следует уделить внимание тому, что распределение математических ожиданий 416 биометрических параметров состоит из равномерно распределенных данных (примерно 20%) и нормально распределенных данных (примерно 80%). Эти данные подвергаются центрированию, что означает приближение математических ожиданий образов "Все Чужие" к нулю. До обучения нейросети, центры математических ожиданий "Свой" близки к центру "Все Чужие".

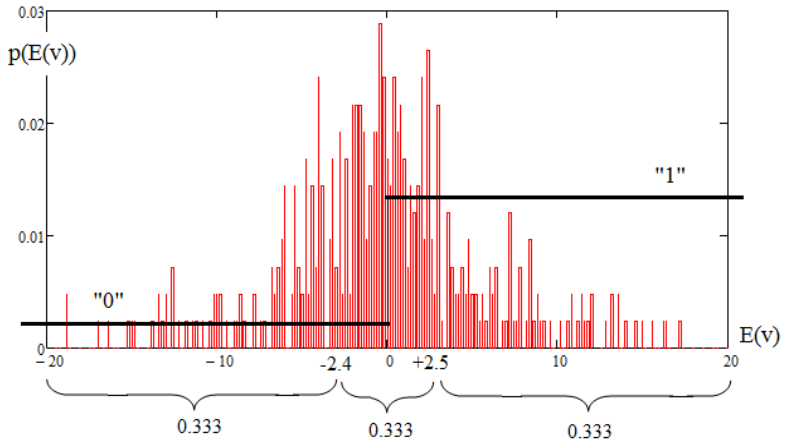


Рисунок 1 - Распределение значений 416 математических ожиданий биометрических параметров E(v) динамики воспроизведения рукописного пароля «Пенза»

Согласно ГОСТ Р 52633.5, весовые коэффициенты искусственных нейронов вычисляются с использованием математических ожиданий биометрических параметров и стандартного отклонения. Если математические ожидания стремятся к нулю, то весовые коэффициенты нейронов также стремятся к нулю. Таким образом, приблизительно 33% биометрических данных практически не влияют на решения нейросети, обученной по ГОСТ Р 52633.5-2011. Только 66% биометрических параметров оказывают эффективное воздействие на персептроны, обученные по этому стандарту, что снижает качество принимаемых решений нейронной сетью.

Также немаловажной проблемой остаётся размещение больших сетей искусственных нейронов в доверенных контроллерах SIM-карт и идентификационных смарт-карт. Стоимость аппаратно-программной защиты нейросетевых приложений ИИ зависит от стоимости доверенного контроллера и тиража микросхемы. Основной метод защиты - SIM-карты. Контроллер SIM-карты ограничен 384 КБ FLASH-памяти. Рассмотрим объем памяти для эмулятора сети (512 бинарных персептронов с 16/24 входами) - 12,288 байт. Для весовых коэффициентов нейронов нужно еще 24,6 КБ. Итого для нейросети 37,2 КБ, ≈6,4% FLASH-памяти. Добавление нейросетевого преобразователя биометрии потребует оптимизации криптографических вычислений, учитывая занятость памяти контроллера SIM-карты.

Если нейросетевой преобразователь не размещен в доверенной среде и данные обученной нейросети не зашифрованы в соответствии с технической спецификацией ТК 26 [3], возникает угроза атаки Маршалко [4].

Атака Маршалко основана на особенности подбора знаков весовых коэффициентов нейронов согласно алгоритму ГОСТ Р 52633.5-2011. Этот выбор зависит от состояния разряда ключа, обучаемого нейрона, и выполняется ступенчатой функцией квантования. Все 256 нейронов используют одну и ту же функцию квантования.

Простота этого алгоритма позволяет сортировать нейроны по их ожидаемым выходным состояниям, что демонстрируется на рисунке 2.

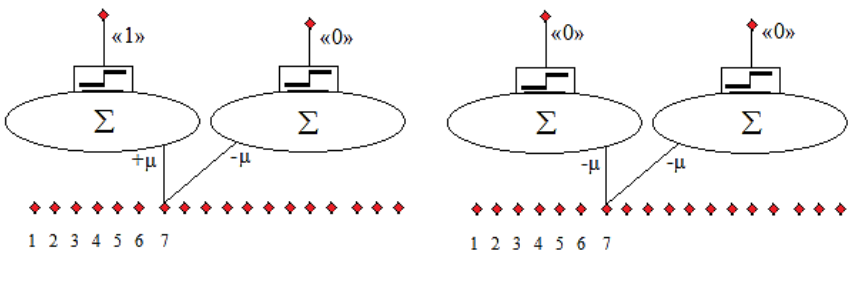


Рисунок 2 - Сортировка нейронов при реализации атаки Маршалко через обнаружение общих связей в группах нейронов

На левой части рисунка 2 изображена ситуация, когда два нейрона имеют одну общую связь и разные знаки весовых коэффициентов, что соответствует нейронам, реагирующим на "Свой" образ с разными кодовыми состояниями. На правой части рисунка 2 показан случай, когда обнаруженные нейроны с одной общей связью должны иметь одинаковые реакции на "Свой" образ.

Сегодня важно проводить анализ устойчивости нейронных сетей к атакам Маршалко, и потому перспективные нейросетевые преобразователи должны быть изучены в этом аспекте.

Перспектива перехода от бинарных нейронов к нейронам с троичным выходным квантованием

Переход от двоичных к троичным искусственным нейронам приносит несколько технических преимуществ [2]. Это легко сделать, заменив бинарный квантователь (как на рисунке 1) на троичный квантователь (как на рисунке 3).

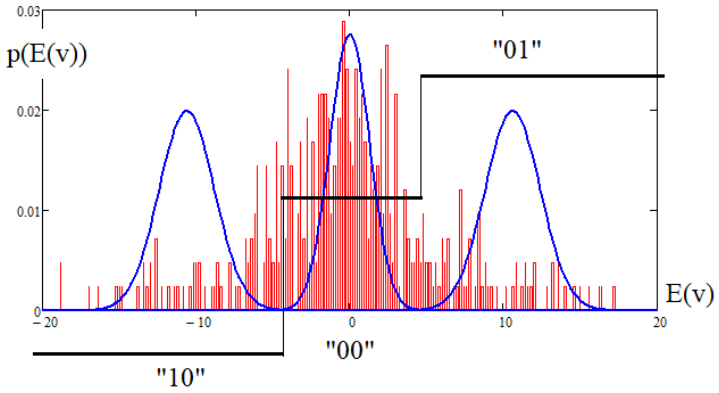


Рисунок 3 - Распределения данных, на входе и выходе персептронов с троичным выходным квантованием

На рисунке 3 показано, что для идеального обучения троичных нейронов, реагирующих состоянием "10" на образ "Свой", выходные данные сумматора должны иметь нормальное распределение с E=-11.0 и σ=1.43. Для нейронов, выдающих "00" для образа "Свой", выходные данные должны иметь E=0.0 и σ=0.8. Для нейронов, дающих "01" на образ "Свой", выходные данные должны иметь E=11.0 и σ=1.43.

При такой "идеальной" настройке образы "Свой" равновероятно попадают на любую из трех площадок троичного квантователя для любого из 256 троичных нейронов. Точно так же и образы "Все Чужие" часто попадают на все три площадки троичных квантователей искусственных нейронов.

На основе статистики "идеального" обучения троичных нейронов был разработан алгоритм реального обучения и был использован в среде "БиоНейроАвтограф_III", в которой можно загружать и сохранять файлы в режиме обучения. После загрузки файла "Юрист.txt" и выбора образа "Юрист" выполняется обучение нейросети, за которым следует тестирование. При тестировании выявляется качество обучения путем сравнения рукописного образа с кодом ключа. Расстояния Хэмминга для разных образов приведены в таблице 1.

Математическое ожидание расстояний Хэмминга составляет E(h) ≈ 107 бит, а стандартное отклонение - σ(h) ≈ 39.2. В соответствии с ГОСТ Р 52633.3-2011 получена оценка вероятности ошибок второго рода нейросетевого преобразователя pnorm(1,107,39.2) = 0.0034. Однако, ГОСТ Р 52633.3-2011 может давать некорректные оценки из-за различий в расчетах для бинарных и троичных данных.

Таблица 1

Расстояния Хэмминга

n	Вася	совет	залог	крест	n	Вася	совет	залог	крест
0	79	112	156	151	10	109	152	146	47
1	125	141	157	60	11	108	157	140	51
2	76	76	111	55	12	69	163	144	61
3	108	114	155	66	13	73	129	171	56
4	81	132	170	54	14	83	136	157	67
5	90	147	128	67	15	108	129	129	71
6	66	130	151	85	16	75	148	125	32
7	92	123	129	35	17	104	133	117	59
8	55	141	151	29	18	102	140	128	58
9	115	106	179	60	19	115	126	150	39
10	109	152	146	47	20	85	155	135	56

Сравнение качества работы сетей искусственных нейронов с бинарными и троичными квантователями

В троичных нейронах каждый нейрон представляет два бита, поэтому расстояния Хэмминга вычисляются в троичной системе:

"00" - 0
"10" - (-1)
"01" - (+1)

Тем не менее, необходимо учесть конвертацию между бинарной и троичной системами, что должно быть регламентировано в национальных стандартах.

Также троичные нейроны имеют преимущества перед бинарными нейронами в предотвращении атак Маршалко (рисунок 4).

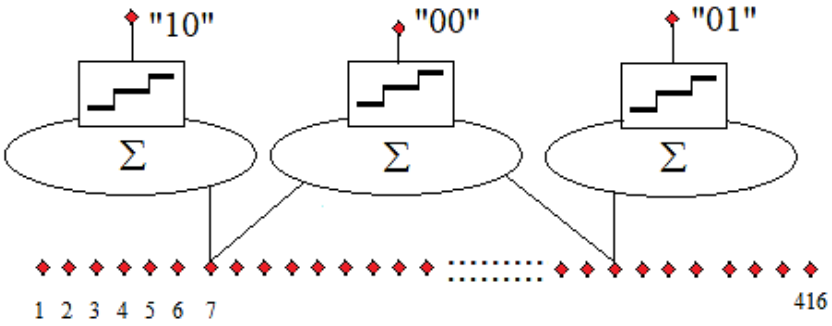


Рисунок 4 – Пример ситуации, когда нельзя различить (верно группировать) нейроны, имеющие одинаковые связи, но совершенно разные отклики.

Более того, троичные нейроны не имеют весовых коэффициентов (μ=1), что снижает потребление памяти с 6.8% до 3.4%, и весовые коэффициенты не требуют хранения.

Заключение

Исследование применения троичных искусственных нейронных сетей в контексте оценки качества обучения привело к следующим важным выводам:

1. Троичные нейроны и расстояния Хэмминга: использование троичных нейронов с троичными кодами для вычисления расстояний Хэмминга демонстрирует эффективность в сравнении с бинарными кодами, что позволяет более точно оценить качество обучения нейросетей.
2. Преимущества троичных нейронов: троичные нейроны выгодно отличаются от бинарных нейронов в защищенности от атак Маршалко, что является значимым фактором в области безопасности.
3. Экономия памяти: внедрение троичных нейронов позволяет существенно снизить потребление памяти благодаря отсутствию необходимости хранения весовых коэффициентов, что делает их привлекательным вариантом для реализации нейросетей.

В целом, результаты данного исследования свидетельствуют о потенциале перехода к использованию троичных искусственных нейронов в различных областях применения нейросетей, включая оценку качества обучения и обеспечение безопасности систем. В целях распространения более эффективных методов построения высоконадёжных и доверенных систем необходимо уделить внимание обновлению стандартов в области защиты информации и применения нейронных сетей.

Литература

1. Иванов А.И., Захаров О.С. Среда моделирования «БиоНейроАвтограф». Программный продукт создан лабораторией биометрических и нейросетевых технологий АО «Пензенский научно-исследовательский электротехнический институт». 2009 г. Доступен для скачивания https://github.com/NomaDrive/bioneuroautograph/raw/main/Neurotest_1.3_2014.zip
2. Иванов А. И., Савинов К. Н., Еременко Р. В. Эффект перехода от применения бинарных искусственных нейронов к троичным нейронам при совместном использовании пяти классических статистических

критериев проверки гипотез нормальности или равномерности распределений малых выборок // Вестник Пермского университета. Математика. Механика. Информатика. 2022. Вып. 3(58). С. 59-67. DOI: 10.17072/1993-0550-2022-3-59-67.
3. Техническая спецификация ТС 26.2.002-2020 «Системы обработки информации. Криптографическая защита информации. Защита нейросетевых биометрических контейнеров с использованием криптографических алгоритмов» URL: https://tc26.ru
4. Marshalko G. B. On the security of a neural network-based biometric authentication scheme //Математические вопросы криптографии, 2014, том 5:2, 87–98

REDUCING THE REQUIREMENTS FOR PROTECTION AGAINST MARSHALKO ATTACKS BY SWITCHING FROM BINARY NEURONS IN NEURAL NETWORKS TO NEURONS WITH THREE STATES

Associate Professor Savinov K.N.

Penza State University

The paper considered the problems of training and application of neural network artificial intelligence with binary neurons in the context of vulnerability to Marshalko attacks. The prospects of transition from binary neurons to networks with neurons with three states were considered. A training algorithm for the proposed neural network was developed and tested, and the qualitative improvement of training results of neural networks with neurons with three states relative to networks with binary neurons was evaluated.

ПРИМЕНЕНИЕ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ В РАДИОЭЛЕКТРОНИКЕ

студ. Тюньков Е.А., преп. Гурьянова Л.С.

Пензенский государственных университет

Искусственные нейронные сети пользуются успехом и широко применяются в различных областях. В работе рассмотрено использование свёрточных нейросетей в радиолокации. Проанализированы преимущества сетей в задачах детектирования объектов по их радиолокационным спектрам, распознавания радиолокационных изображений, а также эффективность нейронных сетей для решения радиолокационных задач в условиях преднамеренных шумовых помех. Приведены результаты сравнительного анализа применения различных типов архитектур сверточных нейронных сетей для решения задачи распознавания радиолокационных изображений.

В настоящее время наблюдается рост популярности применения искусственных нейронных сетей в решении задач радиоэлектроники. Сегодня искусственные нейронные сети способны справляться с различными задачами, от классификации дефектов электронных устройств [1] до радиолокации, что в этой работе будет рассмотрено поподробнее. Радиолокация – область науки и техники, объединяющая методы и средства локации и определения свойств различных объектов с помощью радиоволн. Она играет важную роль во многих сферах, таких как авиация, морская навигация и оборонная промышленность. В задачи радиолокации входит обнаружение целей, измерение их координат и параметров движения. Для решения подобных задач могут использоваться разные способы, например, метод импульсной радиолокации, при котором радиолокационное устройство излучает короткие мощные импульсы, а между ними принимает эхо-сигналы [2]. Однако, процесс обработки радиолокационных данных может быть сложным и требовательным к вычислительным ресурсам. По результатам ряда работ применение сверточных нейронных сетей обеспечивает улучшение точности и эффективности радиолокационных систем. Свёрточные нейронные сети (CNNs) – специальное семейство нейронных сетей, содержащих свёрточные слои и фильтры (рисунок 1). Применение CNN – один из способов распознавания объектов на изображениях и с помощью отраженного спектра. Преимущество CNN в том, что для классификации объекта она берет во внимание все изображение в целом [3].

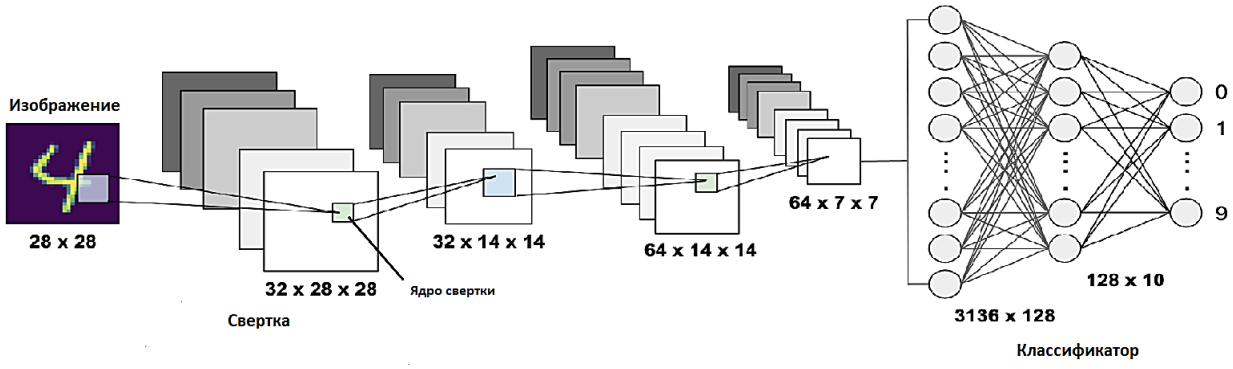


Рисунок 1. Структура свертывающейся нейронной сети

В работе [4] был проведен исследовательский анализ применения нейронных сетей для распознавания объектов по их радиолокационным спектрам. Авторы предложили новый подход, основанный на CNNs, который позволяют снизить ошибку классификации и повысить точность распознавания объектов.

Благодаря тому, что каждому объекту соответствует присущая только ему спектральная картина, нейронная сеть способна классифицировать объекты после обучения. В качестве входных данных для сети выступали радиолокационные частотные спектрограммы, отраженные от метеообразований. После обработки, данные спектрограммы представляют собой матрицы данных, имеющие три измерения: дальность, гармоника по скорости и амплитуда сигнала.

Для того, чтобы улучшить контрастность изображения, выделение границ и яркость изображения к CNN были добавлены слои, выполняющие функции шумоподавления и повышения вероятности распознавания. В сети реализована свертка изображения, с бинаризацией и выделением границ. Затем происходит сегментации объектов на изображении для классификации.

Структура нейронной сети для обработки спектрограмм приведена на рисунке 2.

Рисунок 2. Структурная схема алгоритма обработки радиолокационных спектрограмм сигналов, отражённых от объектов.

Данная архитектура позволяет эффективно решать задачи выделения спектральных образов и классифицировать их.

Радиолокационные изображения (РЛИ) имеют ряд преимуществ для детектирования объектов. Они более информативны, передают больше деталей и способны увидеть «невидимые» объекты. В работе [5] был проведен сравнительный анализ методов распознавания объектов на РЛИ с использованием сверточных нейронных сетей. Сравнились такие архитектуры нейронных сетей как: YOLOv2, Faster-R-CNN, SSD, RetinaNet и YOLOv3. В качестве объектов детектирования выступали морские суда. Для обучения сети использовали две базы данных: SSDD и DSSDD с изображениями кораблей.

Из анализа, проведенного авторами статьи [5], следует, что наименьшего результата добилась архитектура Faster-R-CNN с 78,8% при времени 178 мс. Наибольшего результата достигла архитектура YOLOv3 с точностью 91,1% при времени 24 мс. Также стоит отметить RetinaNet с точностью 94,3%, выше чем у YOLOv3, но со временем, составляющее 175 мс.

Даже не смотря на разность в показателях каждой архитектуры, методы, построенные на основе CNNs для распознавания объектов на РЛИ, обладают довольно хорошими результатами.

Безусловно, CNNs хороши в детектировании объектов, но какова их эффективность и точность в условиях преднамеренных шумовых помех, что очень важно для решения задач радиолокации? В работе [6] подробно рассмотрен этот вопрос. В качестве объектов детектирования выступала военная техника. Обучение разработанной глубокой сверточной нейронной сети (C-CNN) проводилось с использованием библиотеки Keras и фреймворка TensorFlow. На выходном слое данная сеть имела 2 выхода по числу классов («объект» и «фон»).

Сам процесс детектирования проводился с учётом обнаружения областей интересов при помощи алгоритма CFAR и последующей их подачи на вход сети, обученной на соответствующем отношении помеха/сигнал.

C-CNN в ходе работы продемонстрировала высокую точность, но на неоднородном изображении при присутствии деревьев, искусственных сооружений, были зафиксированы ложные срабатывания.

Архитектура данной сети представлена на рисунке 3.

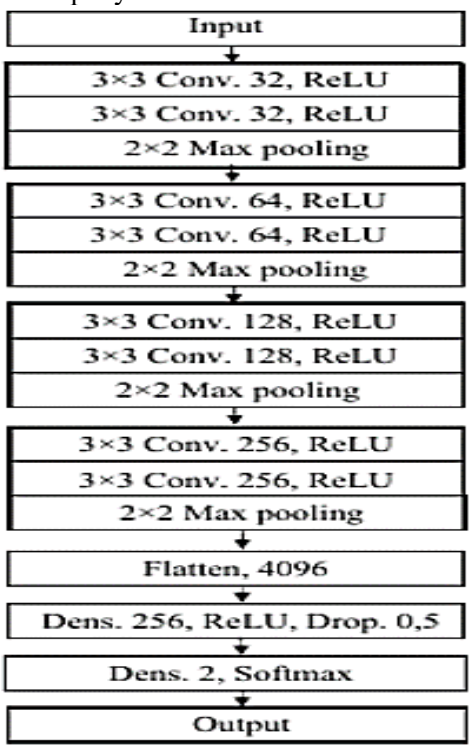


Рисунок 3. Архитектура C-CNN

Проанализировав результаты работ, связанные с применением нейросетей для решения задач радиолокации, можно заключить, что использование сверточных нейронных сетей в радиолокации является активно развивающейся областью и имеет большой потенциал для улучшения точности и эффективности систем детектирования и классификации.

Дальнейшие исследования и разработки в этой области могут привести к новым инновационным подходам и решениям.

Литература

1. Фам Л. К. Х., Бушмелева К. И., Увайсова А. С., Увайсов С. У. Искусственные нейронные сети в задаче классификации дефектов электронных устройств. // Радиотехника и электроника, 2021. Том 66, № 9.
2. Гофуров Ё. К. Классификация, принцип действия и основные методы радиолокации// Oriental Renaissance: Innovative, educational? Natural and social sciences – 3(1/2), Jan.,2023
3. Скрипачев В.О., Гуйда М.В., Гуйда Н.В., Жуков А.О. Особенности работы сверточных нейронных сетей // International Journal of Open Information Technologies ISSN. –2022.
4. Шестаков Н.В. Применение нейросетей для распознавания объектов по их радиолокационным спектрам // Известия ТулГУ. Технические науки. 2022. Вып. 2.
5. Чорбаа Н.А., Ле Ань Ту, Толстой И.М. Сравнительный анализ методов детектирования объектов на радиолокационных изображениях при помощи нейронных сетей // Научный результат. Информационные технологии. – Т.5, №4, 2020.
6. Купряшкин И. Ф. Детектирование объектов военной техники с использованием свёрточной нейронной сети на радиолокационных изображениях, сформированных в условиях шумовых помех // Журнал радиоэлектроники. ISSN 168-1719. №6, 2022.

APPLICATION OF CONVOLUTIONAL NEURAL NETWORKS IN RADAR LOCATION

stud. Tyunkov E.A., lect. Guryanova L.S.,

Penza State University

Artificial neural networks are successful and widely used in various fields. The paper discusses the use of convolutional neural networks in radar. The advantages of networks in the problems of detecting objects by their radar spectra, recognizing radar images, as well as the effectiveness of neural networks for solving radar problems in conditions of intentional noise interference are analyzed. The results of a comparative analysis of the use of various types of convolutional neural network architectures for solving the problem of radar image recognition are presented.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДОВ ИСКУССТВЕННОГО ИНТЕЛЛЕКТА ДЛЯ ДЕТЕКТИРОВАНИЯ ЛЕСНЫХ МАССИВОВ НА СПУТНИКОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ

студ. Сенников А.В., асп. Ларионов Р.В., к.т.н , доц. Хрящев В.В.

Ярославский государственный университет им. П. Г. Демидова

В работе рассматривается алгоритм сегментирования лесных участков с использованием спутниковых изображений. Для проведения эксперимента был использован набор из 105 изображений с Sentinel-2. В качестве нейросетевых моделей в работе используются три модели с архитектурами U-ResNet34, SegFormer_b5 и SegNeXt_l. Алгоритм принимает на вход патчи с 4 каналами - красного, зеленого, синего и ближнего инфракрасного, а на выходе выдает бинарную маску сегментации. Для оценки работы моделей использовались такие метрики, как коэффициент Серенсена, F-мера, точность и полнота. Наилучшим алгоритмом по метрике Dice со значением 0,75 оказалась нейронная сеть на основе трансформеров Segformer_b5, а по метрике F1 со значением 0,26 полностью сверточная сеть U-ResNet34.

Введение

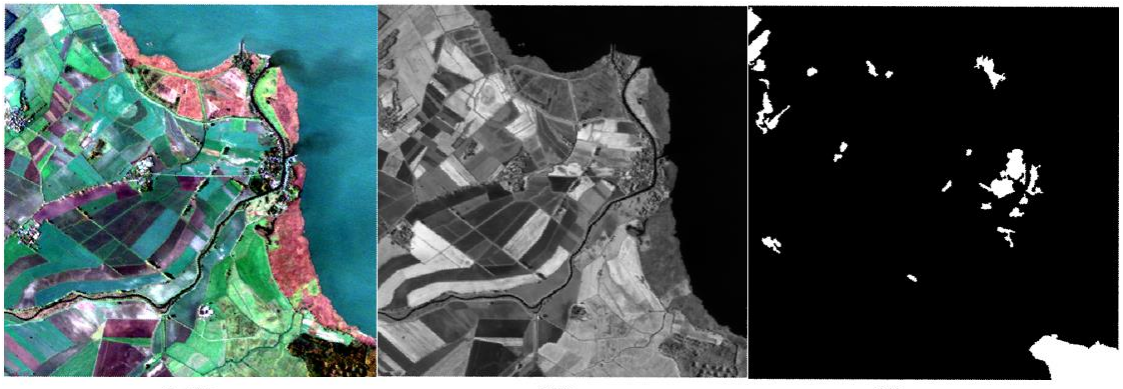
В настоящее время использование данных дистанционного зондирования земли нашло широкий спектр применения, например, оценка лесной биомассы, управление сельскохозяйственными и природными ресурсами, геология, предупреждение стихийных бедствий [1]. Для решения подобных задачи используются алгоритмы сегментации, обрабатывающие изображения со спутника с помощью нейронных сетей.

В данной работе рассматривается задача определения участков леса на спутниковых изображениях. Она относится к группе задач мониторинга земной поверхности, к которой относится также мониторинг водоемов, сельскохозяйственных полей, детектирование изменений лесного покрова таких как вырубки, гари, ветровалы и прочее [2]. В последнее время данная группа задач становится все более популярной в силу развития технологий ДЗЗ и нейронных сетей.

Целью данной работы является разработка алгоритма сегментации участков леса на изображениях со спутника Sentinel-2 с использованием сетей глубокого обучения.

Описание набора изображений.

Для проведения эксперимента был собран набор 16-битных изображений, полученных с использованием ресурса Copernicus [3]. Данные снимки не подвергались никакой предобработке, кроме орторектификации и атмосферной коррекции. Пространственный размер изображений составлял 100x100 километров, а пространственное разрешение – 10 метров на пиксель. Каждый снимок представляет из себя многоканальный растр, состоящий из 4 каналов – красного, зеленого, синего и ближнего инфракрасного. Изображения из набора были сняты в период с 2019 по 2022 год. Каждому изображению была экспертно проставлена бинарная маска, соответствующая участкам леса. Фрагменты из набора с соответствующей маской представлены на рисунке 1.



RGB NIR Маска леса

Рисунок 1. Пример изображений из обучающей выборки

Таблица 1.

Количество полученных патчей размером 256×256 пикселей

	Обучающая выборка	**Тестовая выборка**
Количество изображений	101	4
Всего патчей	177801	7377
Патчей с полями	101907	5535
Патчей без полей	75894	1842

Для обучения из исходных больших изображений с шагом 256 пикселей были сформированы патчи размером 512x512 пикселей. Затем все изображения были перенормированы с 16 бит в диапазон [-1,1] для осуществления трансферного обучения. Полученный набор данных был поделен на обучающую и тестовую выборку в соотношении 101 к 4. Полная статистика по данному набору представлена в таблице 1.

Описание архитектур используемых моделей.

Для решения задачи сегментации лесных покровов было использовано 3 модели. В качестве первой модели была использована широко используемая в различных задачах сегментации данных ДЗЗ полностью сверточная нейронная сеть U-Net [4], на входе которой стоит базовая сеть с архитектурой ResNet-34 [5]. Архитектура данной сети описана в предыдущей работе [6].

Двумя другими алгоритмами выбраны нейронные сети на базе трансформеров, в основе которых лежит наличие механизма внимания [7]. В рамках текущего исследования выбраны две архитектуры на основе трансформеров: SegFormer [8] и SegNeXt [9]. Segformer относится к типу нейронных сетей, полностью работающих с использованием трансформеров. Трансформеры набирают все большую популярность в задачах машинного обучения. Их главной особенностью является наличия механизма внимания, позволяющего ускорить обучение и связать все вводимые данные между собой. Эта особенность дает возможность выполнять параллельную обработку данных и учитывать контекст. SegFormer состоит из кодировщика и декодировщика. Кодировщик выполняет роль извлечения грубых и точных признаков из входного изображения и состоит из блока разбиения на патчи и 4 блоков-трансформеров. Блок разбиения на патчи дробит входное изображение на патчи размером 4×4 пикселей, которые поступают на вход блока-трансформера. Данный блок включает в себя повторенные N раз слои внимания и слои Mix-FFN, которые смешивают свертку размером 3x3 и сеть прямого распространения. На выходе блока-трансформера стоит блок слияния, который объединяет признаки, полученные на предыдущем этапе, и понижает размерность, получая более высокоуровневое представление. Декодер в SegFormer объединяет многоуровневые признаки, выработанные кодировщиком, для прогнозирования маски сегментации.

В качестве третьей модели в данной работе использовалась модель с архитектурой SegNeXt. Она также относится к типу трансформеров и является улучшением архитектуры SegFormer. В кодировщике SegNeXt вместо блока внимания из SegFormer используется многомасштабный модуль сверточного внимания – MSCA. Данный модуль содержит свертку 5x5 для объединения локальной информации, 3 ветки сверток по глубине для захвата контекста и свертку 1x1 для моделирования взаимосвязи между различными каналами. Совместно с 2 слоями нормализации батча и сетью прямого распространения, модуль MSCA образует блок MSCAN, являющийся основным структурным элементом кодера в SegNeXt, аналогичный трансформерному блоку в SegFormer. MSCAN также повторен 4 раза. Декодировщик в SegNeXt отличается тем, что объединяет признаки, полученные только с 3 последних этапов, а не со всех 4, как в SegFormer, что повышает производительность и отбрасывает низкоуровневую информацию с первого этапа, а также наличием операции разложения матриц извлеченных признаков.

Описание эксперимента.

Рассмотрим результаты обучения и тестирования представленных моделей. Все представленные модели перед обучением имели веса, полученные при их обучении на наборах изображений ImageNet и DeepGlobe Land Cover. Обучение на наборе ImageNet дало способность решать задачу поиска низкоуровневых признаков, а на наборе DeepGlobe – способность решать задачу сегментации на спутниковых снимках. Обучение происходило с размером батча 4.

Также был использован подход, позволяющий повысить инвариантность моделей относительно различных аугментаций входного изображения. Специфика спутниковых изображений заключается в том, что они не привязаны к определенным углам поворота, а также могут подвергаться достаточно серьезным фотометрическим искажениям из-за угла наклона камеры. Поэтому стандартные методы обучения могут хуже применяться в задачах сегментации спутниковых изображений. Для этого мы разнесли аугментации на две группы: в первую группу попали случайные повороты на кратные 90 градусам углы, случайная обрезка изображений, случайные

смещения и случайные зеркальные отражения по горизонтали и вертикали, во вторую группу отнесены яркостные искажения и случайные повроты на малые углы в диапазоне [-45, 45] градусов. Одно и то же изображение в процессе обучения пропускается через нейронную сеть дважды с каждым из типов аугментации, на выходе между полученными предсказаниями считается среднеквадратичная ошибка, которая добавляется в общую функцию потреь. Подход повышения инвариантности к таким преобразованиям заключается в том, что предсказания по исходному изображению должны совпадать с предсказаниями по аугментированному изображению после их обратного преобразования [10].

Все обучаемые модели принимают на вход 4-канальный патч размером 512x512 пикселей. На выходе нейронные сети выдают одноканальную бинарную маску с тем же размером, что и патч на входе.

Все представленные алгоритмы реализованы с использованием языка программирования python, фреймворка PyTorch и библиотеки с открытым исходным кодом mmsegmentation [11]. Запуск производился на одной видеокарте Nvidia RTX A5000 с 24 ГБ видеопамяти. Обучение проведено на протяжении 500 тыс итераций с батчом 4, в качестве функции потерь использована бинарная кросс-энтропия плюс коэффициент Серенсена плюс среднеквадратичное отклонение, алгоритмом оптимизации выступил AdamW с L2 нормализацией 0,04, коэффициент обучения линейно изменялся с 0,006 до программного нуля.

Для объективной оценки качества работы нейросетевых моделей использовались такие метрики, как точность (presicion, P), полнота (recall, R), F-мера (F1) и коэффициент Серенсена (Dice). В таблице 2 приведены результаты тестирования трех моделей. Из результатов видно, что все модели достаточно хорошо определяют границы найденных объектов, на что указывает высокое значение коэффициента Серенсена. Наибольшее значение коэффициента Серенсена у модели SegFormer_b5, которое равно 0,75, в то время как наилучшее значение по метрике F1 показала U-ResNet34. При этом все модели отличаются большим количеством ложных срабатываний и пропусков. Это можно объяснить небольшой площадью лесных участков относительно изображений в наборе данных. Больше всего ложных срабатываний у моделей-трансформеров.

Таблица 2.

Результаты тестирование моделей

Метрика	U-ResNet34	SegFormer_b5	SegNeXt_l
Dice	0,68	0,75	0,71
F1	0,26	0,20	0,22
Precision	0,22	0,16	0,17
Recall	0,33	0,28	0,31
TP	50794	43525	47962
FP	183535	226342	232913
FN	102654	109923	105486

На рисунке 2 на примере модели Segformer_b5 представлен результат обработки двух изображений и приведено наглядное сравнение эталонной и предсказанных масок, которое подтверждает значения полученных выше метрик. На первом изображении видно большое количество ложных срабатываний, а на втором – ложных пропусков. Данные ошибки хорошо согласуются с полученными значениями метрик. Однако можно заметить, что такого рода ошибки совершаются моделью в тех случаях, когда площадь детектируемых лесных участков крайне мала по сравнению с исходным изображением. При этом участки леса с большим размером сегментируются лучше.

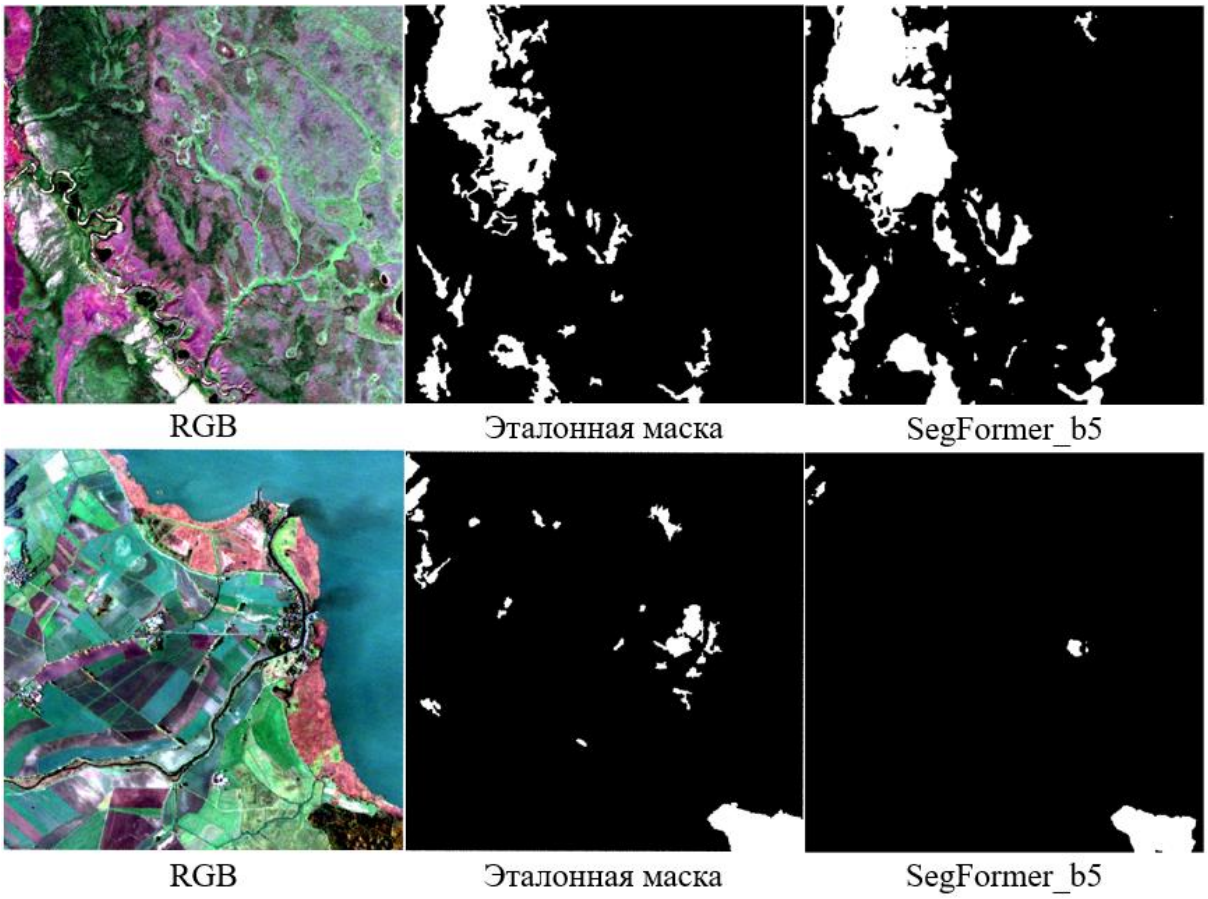


Рисунок 2. Пример работы алгоритма

Заключение

В рамках данного исследования был разработан алгоритм сегментации лесных участков с использованием изображений со спутника Sentinel-2. В работе рассматривались 3 реализации данного алгоритма, основанных на 3 моделях глубокого обучения – полностью сверточной сети U-ResNet34, нейронной сети на основе трансформеров Segformer_b5 и сверточной сети с механизмами внимания SegNeXt_l. Для их обучения был подготовлен набор из 105 спутниковых изображений, которые были поделены на патчи размером 512x512 пикселей. Оценка качества работы обученных моделей происходила с помощью таких метрик как точность, полнота, f-мера и коэффициент Серенсена. Исследование показало, что все 3 модели на хорошем уровне определяют границы найденных участков, что отражается в высоком значении коэффициента Серенсена. Наибольшим значением коэффициента Серенсена, равным 0,75, обладает модель Segformer_b5. Однако все модели плохо справляются с мелкими деталями на изображении, что выражается в большом количестве ложных пропусков и срабатываний в рамках небольших лесных участках. При этом заметные лесные участки они сегментируют достаточно хорошо. Дальнейшим направлением исследования будет служить уменьшение количества подобных ошибок.

Литература

1. Котов Н. В., Ларионов Р. В., Ганин А. Н. Разработка алгоритма сегментации облаков и теней на спутниковых изображениях земной поверхности //проблемы информатики в образовании, управлении, экономике и технике. – 2021. – С. 45-49.
2. Ларионов Р.В., Сенников А.В., Хрящев В.В. Разработка алгоритма определения изменений лесного покрова на изображениях со спутника Sentinel-2 // 33-я Международная конференция по компьютерной графике и машинному зрению «ГрафиКон2023», Москва, ИПУ РАН, 2023. С.721-726.
3. Copernicus [Электронный ресурс]. URL: https://www.copernicus.eu/en (дата обращения 12.11.2023).
4. Ronneberger O., Fischer P., Brox T. U-Net: Convolutional Networks for Biomedical Image Segmentation // Medical Image Computing and Computer-Assisted Intervention – MICCAI 2015. Lecture Notes in Computer Science. Springer. 2015. Vol 9351. Pp. 234–241.

5. He. K., Zhang X., Ren S., Sun J. Deep Residual Learning for Image Recognition // 2016 IEEE Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). 2016. Pp. 770-778.
6. Khryashchev V., Larionov R. Wildfire Segmentation on Satellite Images using Deep Learning, 2020 Moscow Workshop on Electronic and Networking Technologies (MWENT), 2020, pp. 1–5, doi: 10.1109/MWENT47943.2020.9067475
7. Vaswani A., Shazeer N., Parmar N., Uszkoreit J. Attention is All you Need // Neural Information Processing Systems (NeurIPS). 2017. Pp. 6000-6010
8. Xie E., Wang. W., Yu Z., Anandkumar A. SegFormer: Simple and efficient design for semantic segmentation with transformers // Advances in Neural Information Processing Systems (NeurIPS). 2021. Pp. 1-14..
9. Guo M., Lu C., Hou Q., Liu Z. SegNeXt: Rethinking Convolutional Attention Design for Semantic Segmentation // Advances in Neural Information Processing Systems (NeurIPS). 2022. Pp. 1-17.
10. Tavera A., Arnaudo E., Masone C., Caputo B. Augmentation Invariance and Adaptive Sampling in Semantic Segmentation of Agricultural Aerial Images // 2022 Conference on Computer Vision and Pattern Recognition (CVPR). 2022. Pp. 1655-1664.
11. MMSegmentation - OpenMMLab Semantic Segmentation Toolbox and Benchmark [Электронный ресурс]. URL: https://github.com/open-mmlab/mmsegmentation (дата обращения 12.11.2023).

ARTIFICIAL INTELLIGENCE FOR FOREST DETECTION IN SATELLITE IMAGING

Sennikov A.V., Larionov R.V., Khryashchev V.V.

P.G. Demidov Yaroslavl State University

The paper presents a forest segmentation algorithm in satellite images. 105 images from Sentinel-2 satellite were collected for research. We trained three deep learning models: fully convolutional U-ResNet34, fully transformer SegFormer_b5 and convolutional SegNeXt_l with attention. The developed algorithms have 4-band inputs of red, green, blue and near-infrared channels, and its output is a binary segmentation mask. To evaluate the quality of methods Dice coefficient, F1-score, precision and recall were used. The best value of Dice was equal 0.75 by Segformer_b5 and best value of F1 was 0.26 by U-ResNet34.

НЕЙРОСЕТЕВОЙ ПОДХОД С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЭНТРОПИИ К ДЕТЕКТИРОВАНИЮ ВЫБРОСОВ В ЗАДАЧЕ ПАССИВНОЙ ПЕЛЕНГАЦИИ

д.ф.-м.н., в.н.с. Морозов О.А., инж. Чуманкин Ю.Е.

Научно-исследовательский физико-технический институт
Нижегородского государственного университета им. Н.И. Лобачевского

При решении задачи пеленгации источника радиоизлучения излучения моноимпульсным методом могут возникать статистически редкие пеленги с аномально большой погрешностью (выбросы). Предполагается, что пеленгация ведется с использованием многолучевой спутниковой антенны. Входными данными для задачи пеленгации является набор измерений амплитуд принятого излучения. Одному лучу соответствует одно значение амплитуды. В работе предлагается способ оценки вероятности того, что результат пеленгации, соответствующий конкретным входным данным, окажется выбросом. Оценка основана на применении нейронной сети для предсказания оригинальной целевой функции по амплитудам сигналов, зарегистрированных в лучах антенны и их энтропии. Выполнено сравнение предложенного метода с существующими аналогами.

В спутниковых системах связи актуальна задача пассивного определения местоположения абонентов в труднодоступных регионах. Задача позиционирования может решаться с использованием глобальных навигационных систем, однако, их область покрытия ограничена. Поэтому спутниковым системам связи требуется альтернативный способ позиционирования абонентов, область покрытия которого, совпадала бы с областью покрытия спутниковой системы связи. Для определения местоположения абонента могут применяться методы пассивной моноимпульсной пеленгации [1]. Подобные методы предполагают использование одной многолучевой принимающей антенны с несколькими каналами приема. Каждому каналу приема соответствует один луч диаграммы направленности (ДН) антенны. Главные направления лучей ориентированы по-разному.

Описание ДН и положения источника излучения ведется в системе координат азимутальный угол *az* - угол места *el*. ДН дискретизуется на сетке в указанной системе координат. В работе принята следующая модель определения амплитуды сигнала в луче антенны [2]:

$$A_i = A_0 d_i(az_0, el_0) + \zeta_i, \qquad (1)$$

где A_i – зарегистрированная амплитуда излучения в i-ом луче, A_0 – амплитуда излучения источника, d_i – ДН i-го луча антенны, (az_0, el_0) – направление на источник излучения (пеленг), ζ_i – амплитуда шума в i-ом луче.

Для определения az_0 и el_0 использован подход, предложенный в [3]. Который заключается в минимизации штрафной функции L:

$$L = -\frac{\sum_{i=1}^{N} A_i \left(d_i(az, el) + \mu \right)}{\sqrt{\sum_{j=1}^{N} A_j^{\,2}} \sqrt{\sum_{j=1}^{N} \left(d_i(az, el) + \mu \right)^2}}, \qquad (2)$$

по параметрам *az*, *el* и μ, где μ – среднее значение ζ_i по всем лучам.

Для реальных ДН характерно наличие боковых лепестков, что приводит к неоднозначности решения задачи пеленгации. В работе использована ДН длиннофокусной многолучевой офсетной параболической антенны с параметрами: диаметр раскрыва рефлектора D = 10 м, фокальное расстояние F = 8 м, офсетный угол χ = 35°, частота настройки f = 1,6 ГГц. Нормированная амплитудная ДН рассчитана методом физической оптики [4] и представлена в виде тепловой карты на рисунке 1.

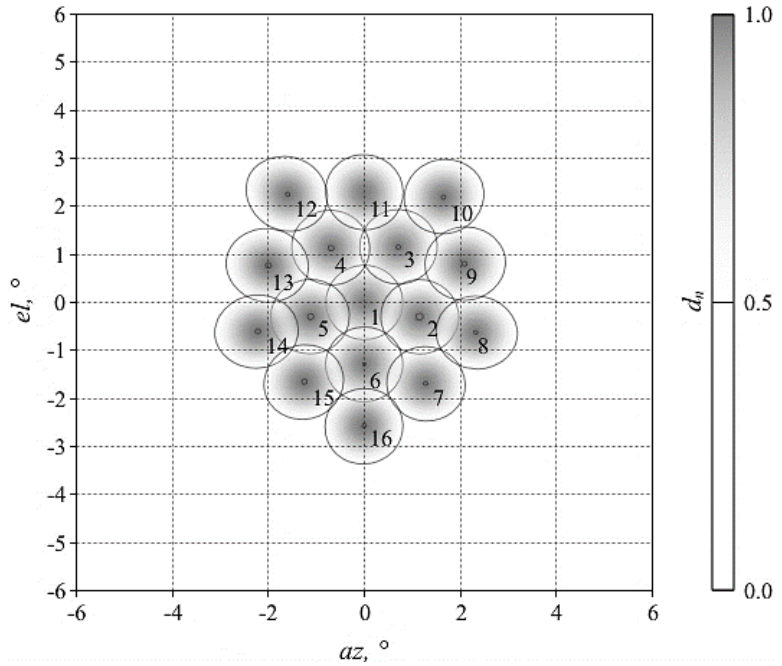


Рисунок 1. Нормированная амплитудная ДН рассматриваемой антенны

Известно, что средняя погрешность пеленгации δ возрастает с удалением направления пеленга от области пересечения минимум двух лучей ДН [5]. Будем называть эту область рабочей. Для рассматриваемой ДН рабочую область можно аппроксимировать кругом в координатах (*az*, *el*) с центром в начале координат и радиусом r_0 ~2,5°.

Распространённым является подход к детектированию выбросов (статистически редкий результат пеленгации, с аномально большой погрешностью), основанный на использовании нейронных сетей [5,6]. Далее будем считать погрешность аномально большой, если её значение превышает δ_0 = 0,15°. Перед каждым вычислением пеленга входные данные подвергаются классификации (классы выброс/не выброс) с использованием многослойного персептрона, целевая функция которого при обучении учитывает только попадание пеленга в рабочую область. Применение подобного подхода позволяет добиться вероятности верной классификации ~0,95. При этом вероятность статистической ошибки первого рода P_1 (пеленг с допустимой погрешностью классифицируется как выброс) составляет ~0,1. Как правило, входные данные, классифицированные как приводящие к выбросу не обрабатываются. В настоящей работе предложена методика, позволяющая снизить вероятность возникновения статистической ошибки первого рода. Для этого нейронная сеть используется не в качестве жесткого классификатора, а для оценки параметра доверия входным данным P_{FN}, который предлагается задать следующим образом:

$$P_{FN}\left(az_0, el_0, \delta\right) = P_{FN}\left(A_i\right) = \frac{1}{1+\exp\left(\alpha_r\left[\sqrt{az_0{}^2 + el_0{}^2} - r_0\right]\right)} \cdot \frac{1}{1+\exp\left(\alpha_\delta\left[\delta - (\delta_0 + \varepsilon)\right]\right)}, \qquad (3)$$

где параметры α_r и α_δ отвечают за крутизну параметра доверия возле пороговых значений r_0 и δ_0 и выбраны равными 10 и 100 соответственно, а параметр ε отвечает за доверие при превышении порогового значения δ_0 и выбран 0,05°.

Выражение (3) обеспечивает снижение уровня доверия с удалением от рабочей области и с возрастанием погрешности пеленга. Следует отметить, что в отличии от существующего подхода [5,6], за счёт второго сомножителя учитывается не только попадание пеленга в рабочую область, но и его погрешность.

Известно, что набору нормируемых неотрицательных чисел, в рассматриваемом случае – A_i, можно сопоставить значение информационной энтропии [7] H (5), которая характеризует неравномерность набора A_i.

$$H\left(A_i\right) = -\frac{\sum_{i=1}^{16} A_i\left[\log_2 A_i - \log_2 \sum_{k=1}^{16} A_k\right]}{\sum_{k=1}^{16} A_k}. \qquad (4)$$

Значение энтропии вне рабочей области оказывается выше за счёт отсутствия там максимумов ДН лучей антенны и увеличения равномерности наборов A_i. Этот факт можно использовать при детектировании выбросов. Как правило на вход нейронной сети для классификации выбросов подаётся только набор A_i, в работе же предлагается к исходным данным для работы сети добавить нормированное значение энтропии.

Таким образом в работе использован многослойный персептрон, который принимает на вход набор A_i и H, и оценивает по ним $P_{FN}(A_i)$:

$$P_{FN}(A_i) \approx \psi(\omega_k, A_i, H), \quad (5)$$

где ψ – значение выхода многослойного персептрона, а ω_k – набор весов многослойного персептрона [8].

Использование оценки P_{FN} позволяет применить критерий Неймана-Пирсона для подбора удовлетворительной вероятности статистической ошибки первого рода P_1. Удовлетворительной будем считать $P_1 \le 0{,}01$. Соответствующими выбросам будем считать такие наборы A_i, для которых:

$$P_{FN}(A_i) \approx \psi(\omega_k, A_i, H) < t_\psi(P_-), \quad (6)$$

где t_ψ – пороговое значение, определяемое с использованием критерия Неймана-Пирсона.

Следует отметить, что в выражении (3) используются значения az_0, el_0 и δ, неизвестные во время детектирования выбросов. Выражение (3) используется лишь на этапе обучения, который представляет из себя определение параметров ω_k с использованием обучающей выборки, для которой az_0, el_0 и δ известны. На этапе применения классификатора используется аппроксимация выражения (3) выражением (5).

Как правило снижение вероятности статистической ошибки первого рода приводит к повышению вероятности статистической ошибки второго рода. В рассматриваемой ситуации это не является критичным, если ошибки второго рода (выбросы, допущенные до пеленгации) не будут значительно повышать среднюю погрешность пеленгации. Для контроля этого критерия помимо вероятности P_1 выполняется оценка погрешности пеленга Δ, которая не будет превышена с вероятностью 0,95.

Для выполнения численных экспериментов сгенерирован набор данных: по 5000 записей для каждого состояния канала передачи. При регистрации амплитуд фиксируется отношение сигнал / шум (ОСШ, *SNR*) от 0 до 20 дБ. На регистрируемые амплитуды накладываются шумовые отсчёты, распределение которых является рэлеевским. Регистрация амплитуд описывается выражением (1). Каждой записи соответствует: случайное положение ИРИ, которое подчиняется равномерному распределению по области моделирования $az^2 + el^2 < (6°)^2$. Оценка направления пеленга и её погрешность определяются минимизацией функции (2) по параметрам az и el. Сгенерированный набор данных разделён на две половины, первая используется для определения весов ω_k, а вторая для оценки точностных характеристик предложенной методики.

Для сравнения предложенной методики с существующей выполнено обучение методом обратного распространения ошибки [8] многослойных персептронов, используемых в соответствующих методиках. В архитектуре персептронов использовано по три скрытых слоя с количеством нейронов в слоях (64, 32, 16).

Выполненное компьютерное моделирование показывает, что в соответствии с критерием Неймана-Пирсона для фиксации $P_1 = 0{,}01$ следует использовать $t_\psi = 0{,}06$. Пороговое значение t_ψ определено по выборке, ОСШ для которой, равно 0 дБ. Наименьшее из рассматриваемых ОСШ использовано для определения t_ψ для наибольшей устойчивости алгоритма к шумам.

Зависимости погрешности пеленгации, которая не будет превышена с вероятностью 0,95, от ОСШ для предложенной и известной методик представлены на рисунке 2.

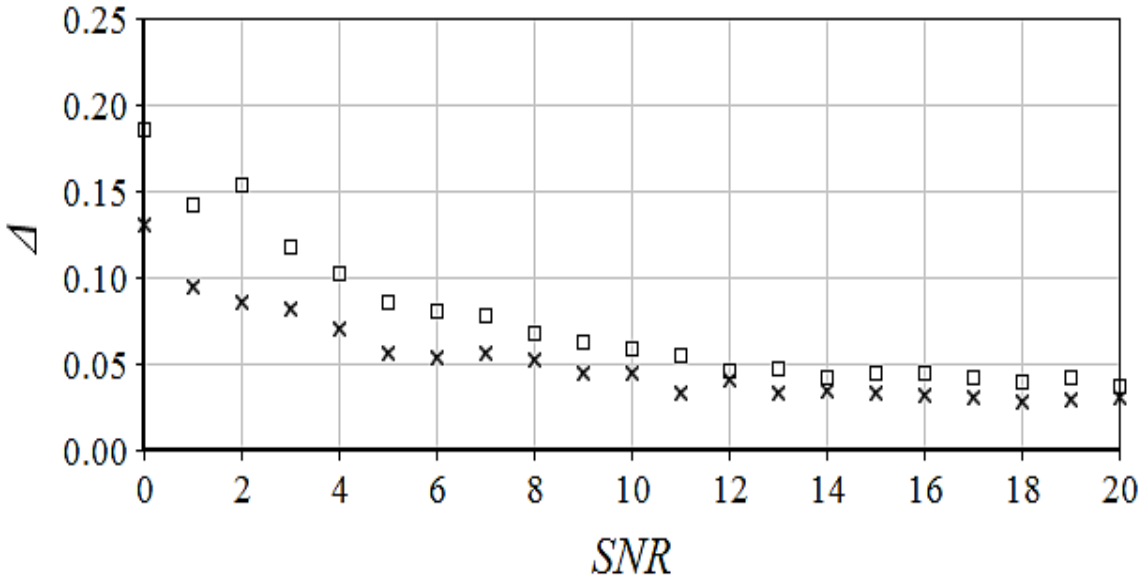


Рисунок 2. Зависимость погрешности пеленгации, которая не будет превышена с вероятностью 0,95 от ОСШ с использованием: × – известной методики, □ – предложенной методики.

Из результатов численного эксперимента следует, что предложенная методика позволяет снизить вероятность статистической ошибки первого рода P_1 (исключение из рассмотрения сигнала, для которого пеленг будет определён с погрешностью меньше 0,15°) в 10 раз по сравнению с известной методикой. Столь существенное снижение P_1 отрицательно влияет на погрешность пеленгации Δ, которая не будет превышена с вероятностью 0,95. Тем не менее, если P_1 снижается на порядок, то Δ возрастает менее, чем в 2 раза. Таким образом применение предложенной методики является целесообразным при необходимости не исключить из рассмотрения как можно больше сигналов, пеленгация которых будет выполнена с погрешностью меньше 0,15°.

Литература

1. Леонов А.И., Фомичев К.И. Моноимпульсная радиолокация. Москва: Радио и связь, 1984. – 312 С.
2. Драбкин А.Л, Зузенко В.Л, Кислов А.Г. Антенно-фидерные устройства. Москва: Сов. радио, 1974. – 536 с.
3. Морозов О.А., Фидельман В.Р., Чуманкин Ю.Е. Учёт среднего рэлеевского шума в задаче пассивной моноимпульсной пеленгации // Сборник научных трудов конференции «Информационные системы и технологии 2023». Самара. 2023. С. 99-102.
4. GRASP: [Электронный ресурс]: URL: http://www.ticra.com (дата обращения 21.10.2023).
5. Чуманкин Ю.Е., Морозов О.А., Фидельман В.Р. Пространственная фильтрация источников сигналов на основе принципа максимума энтропии в задаче пассивной пеленгации с использованием многолучевых антенн // Известия высших учебных заведений. Радиофизика. Т. 62. №2. 2019. С. 147-156.
6. Богословская М.А. Повышение достоверности и точности измерения угловых координат целей моноимпульсным пеленгатором: Дис. … канд. тех. наук: 11.11.2008 / М.А. Богословская – Москва, 2008. – 113 С.
7. Janes E.T. Information theory and statistical mechanics // The physical review, 1957, V. 106, № 4, P. 620 – 630.
8. Хайкин С. Нейронные сети. Полный курс. Москва, Санкт-Петербург, Киев: Вильямс, 2016 – 1104 с.

NEURAL NETWORK APPROACH USING ENTROPY TO DETECT OUTLIERS IN THE PASSIVE DIRECTION FINDING PROBLEM

Ph.D., lead researcher Morozov O.A., eng. Chumankin Y.E.

Scientific Research Institute of Physics and Technology
Nizhny Novgorod State University named after. N.I. Lobachevsky

Statistically rare bearings with an abnormally large error (outliers) may occur when solving the problem of direction finding of a radio emission source by the monopulse method. It is assumed that the direction finding is carried out using a multibeam satellite antenna. The input data for the direction finding problem is a set of amplitude measurements of the received signal. One beam corresponds to one amplitude value. The paper proposes a method for estimating the probability that the direction finding result corresponding to specific input data will be an outlier. The estimation is based on the use of a neural network to predict the original target function from the amplitudes of the signals recorded in the antenna beams and their entropy. The proposed method is compared with existing analogues.

Вернуться к содержанию. ↑

АВТОРСКИЙ УКАЗАТЕЛЬ.

Аветисян Т.В. 69
Антипов В.А. 195
Антонов А.А. 187, 73
Балтер Д.Б. 10
Безяев А.В. 175
Белоконь Д.А. 133
Белокуров В.А. 15
Богомолов Д.П. 192
Борисенко Б.Б. 157, 169
Булгакова А.А. 195
Волошин Е.А. 77
Воробьев Е.Н. 106
Ганжа А.А. 205
Гапочкин А.В. 151
Гвозд К.И. 125
Герасин В.Ю. 148
Гринев Е.М. 81
Гужова С.А. 116, 140, 184.
Гурьянов Е.Д. 19
Гурьянова Л.С. 215
Девятияров В.Б. 42
Джиган В.И. 5
Джуров (Зеленский) А.А. 178
Диптан П.А. 81
Егоров В.В. 10, 54
Ерёменко Р.В. 187, 192, 73.
Ерохин С.Д. 157, 169
Жукова Н.И. 86
Зубахин П.Н. 23
Иванов А.И. 148, 175
Иванов А.П. 73, 143, 187, 192.
Иванов И.Б. 27, 42
Идиатуллин А.В. 91
Изотов В.В. 48, 205
Ипатов В.П. 106
Ишков А.С. 136, 166
Казанков А.А. 121
Калганов Е.В. 96
Калмыков И.А. 77, 162
Карпенко Н.В. 32
Каштанов Н.В. 64
Киреев Д.А. 42
Кирин А.С. 140, 184
Кирнос В.П. 195
Клименко Ю.А. 69
Кожин А.А. 91
Кокошкин А.В. 101
Котов Н.В. 200
Котцов В.А. 10
Курганов В.В. 5
Кутузов В.М. 106
Ларионов Р.В. 218
Линец Г.И. 32
Львович Я.Е. 69
Ляшенко К.А. 178
Маврычев Е.А. 111
Майненгер К.А. 37
Малыгин А.Ю. 175
Малыгина Е.А. 116, 140, 184.
Мартишин И.Д. 157
Мельников С.В. 32
Мишин Д.В. 143, 192
Морозов О.А. 223
Москвин А.А. 96
Нгуен Ч.К. 15
Новичихин Е.П. 101
Панкратов Д.Ю. 23
Папуша Н.А. 116, 184
Пахомова А.В. 23
Пашинцев В.П. 133
Пехтерев А.П. 111
Попов В.А. 205
Попов М.Ю. 42
Преображенский А.П. 69
Преображенский Ю.П. 69
Приоров А.Л. 19, 86, 91.
Проворнов И.А. 162
Радаев О.А. 121
Радиков Е.А. 136, 166
Ревякина Е.А. 178
Романцов Д.А. 48
Савин К.Н. 48
Савинов К.Н. 210
Сарайкин А.А. 60
Сенников А.В. 218
Сергеев В.А. 121
Сорокин О.И. 125
Сотникова Н.В. 128
Спешилов И.О. 195
Стальная М.В. 10
Страхов С.Ю. 128
Тарасов Д.В. 148
Тоискин В.Е. 133
Тычков А.Ю. 51
Тюньков Е.А. 215
Ушакова А.М. 86
Фадеев А.С. 169
Филипов И.А. 116, 175
Флеров А.Н. 128
Фролов И.В. 121
Харитонов И.А. 42
Ходаковский В.А. 54
Холопов Д.А. 143
Хрящёв В.В. 200, 218
Цимбал В.А. 96
Чайковский В.М. 60
Черкесова Л.В. 178
Чернышов Д.С. 51
Черторийский А.А. 64
Чуманкин Ю.Е. 223
Шилкин Д.Г. 136, 166
Юнин А.П. 143
Юрданов Д.В. 77

Всероссийская конференция

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

Д О К Л А Д Ы К О Н Ф Е Р Е Н Ц И И

Серия: Научные всероссийские конференции.
Выпуск: IV

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	**Организационные вопросы.** **Самсонов Геннадий Андреевич** Исполнительный директор РНТОРЭС им. А.С. Попова	rntores@mail.ru
Сотовый: +7(915)092-96-33	**Приём докладов.** **Третьяков Геннадий Николаевич** Главный секретарь РНТОРЭС им А.С. Попова	doklad-rntores@mail.ru
Тел/Факс: +7(495)362-42-75 Сотовый: +7(985)733-91-91	**Заведующая финансовым отделом.** **Карпушкина Галина Ивановна** Распространение Сборников докладов РНТОРЭС им. А.С. Попова	vznos-rntores@mail.ru
Сайт РНТОРЭС им. А.С. Попова: http://www.rntores.ru/		