

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МЕЖДУНАРОДНАЯ АКАДЕМИЯ ИНФОРМАТИЗАЦИИ
СОЮЗ МАШИНОСТРОИТЕЛЕЙ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
МИНИСТЕРСТВО ПРОМЫШЛЕННОСТИ, ИННОВАЦИОННЫХ
И ИНФОРМАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ РЯЗАНСКОЙ ОБЛАСТИ
РЯЗАНСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ РАДИОТЕХНИЧЕСКИЙ УНИВЕРСИТЕТ
ИМЕНИ В.Ф. УТКИНА

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

СТНО-2022

**V МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО-
ТЕХНИЧЕСКИЙ ФОРУМ**

Сборник трудов

Том 1

Рязань
Book Jet
2022

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5
С 568

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2022 [текст]: сб. тр. V международн. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2022.

ISBN 978-5-7722-0301-9

Т.1: – 206 с.,: ил.

ISBN 978-5-7722-0301-9

Сборник включает труды участников V Международного научно-технического форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2022.

В сборнике освещаются вопросы математического моделирования, новых технологий в радиотехнике, телекоммуникациях, электротехнике и радиоэлектронике, вопросы полупроводниковой наноэлектроники, приборостроения, лазерной, микроволновой техники, силовой промышленной электроники, новые технологии в измерительной технике и системах, биомедицинских системах, алгоритмическое и программное обеспечение вычислительной техники, вычислительных сетей и комплексов, вопросы систем автоматизированного проектирования, обработки изображений и управления в технических системах, перспективные технологии в машиностроительном и нефтехимическом производствах, новые технологии и методики в высшем образовании, в т.ч. вопросы гуманитарной и физико-математической подготовки студентов, обучения их иностранным языкам, перспективные технологии электронного обучения, в том числе, дистанционного, вопросы экономики, управления предприятиями и персоналом, менеджмента, а также вопросы гуманитарной сферы.

Авторская позиция и стилистические особенности сохранены.

УДК 004 + 001.1 + 681.2+ 681.2+ 681.3+681.5

ISBN 978-5-7722-0301-9

ISBN 978-5-7722-0301-9

© Рязанский государственный
радиотехнический университет, 2022

ИНФОРМАЦИЯ О V МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2022

V Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2022 состоялся 02.03.2022-04.03.2022 в г. Рязань в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

В рамках форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2022 состоялась работа четырех Международных научно-технических конференций:

«Современные технологии в науке и образовании. Радиотехника и электроника», секции

- Радиотехнические системы и устройства;
- Телекоммуникационные системы и устройства;
- Цифровые информационные технологии реального времени;
- Промышленная силовая электроника, электроэнергетика и электроснабжение;
- Физика полупроводников, микро- и наноэлектроника;
- Микроволновая, оптическая и квантовая электроника;
- Актуальные задачи химических технологий;

«Современные технологии в науке и образовании. Вычислительная техника и автоматизированные системы», секции

- Алгоритмическое и программное обеспечение вычислительных систем и сетей;
- ЭВМ и системы;
- Системы автоматизированного проектирования;
- Информационные системы и защита информации;
- Математические методы в научных исследованиях;
- Обработка изображений и управление в технических системах;
- Геоинформационные и космические технологии;
- Автоматизация производственно-технологических процессов в приборо- и машиностроении;

- Информационно-измерительные устройства и системы в технике и медицине.

Стандартизация и управление качеством;

- Информационные системы и технологии;

«Современные технологии в науке и образовании. Экономика и управление», секции;

- Современные технологии государственного и муниципального управления;
- Экономика, менеджмент и организация производства;
- Управление персоналом;
- Бухгалтерский учет, анализ и аудит;
- Экономическая безопасность;
- Внешнеэкономическая деятельность;

«Современные технологии в науке и образовании. Новые технологии и методы в высшем образовании», секции

- Современные технологии электронного обучения;
- Иностранный язык в техническом вузе;
- Лингвистика и межкультурная коммуникация;
- Направления и формы гуманитаризации высшего образования и гуманитарная

подготовка студентов;

- Методы преподавания и организация учебного процесса в вузе;
- Физико-математическая подготовка студентов;
- Особенности военного образования на современном этапе.

Организационный комитет Форума:

Чиркин М.В., ректор, д.ф.-м.н., проф. – председатель

Гусев С.И., проректор по научной работе и инновациям, д.т.н., проф. – зам. председателя;

Бабаян П.В., проректор по учебной работе и информатизации, к.т.н., доц. – зам. председателя;

Миловзоров О.В., зам. начальника управления организации научных исследований, к.т.н, доц. – координатор;

Устинова Л.С., начальник отдела информационного обеспечения – отв. за информационную поддержку;

Трубицына С.Г., вед. инженер – секретарь оргкомитета;

Благодарова И.А., ведущий программист – секретарь оргкомитета;

члены оргкомитета:

Алпатов Б.А., профессор кафедры автоматике и информационных технологий в управлении, д.т.н., проф.;

Богачева О.А., доцент кафедры "Государственное, муниципальное и корпоративное управление", к.полит.н., доц.;

Бухенский К.В., зав. кафедрой высшей математики, к.ф.-м.н., доц.;

Витязев В.В., зав. кафедрой телекоммуникаций и основ радиотехники, д.т.н., проф.;

Дмитриев В.Т., зав. кафедрой радиоуправления и связи, д.т.н., проф.;

Евдокимова Е.Н., зав. кафедрой экономики, менеджмента и организации производства, д.э.н., проф.;

Еремеев В.В., директор НИИ «Фотон», д.т.н., проф.;

Есенина Н.Е., зав. кафедрой иностранных языков, к.п.н., доц.;

Жулев В.И., зав. кафедрой информационно-измерительной и биомедицинской техники, д.т.н., проф.;

Клейносова Н.П., директор центра дистанционного обучения, к.п.н., доц.;

Ключко В.К., профессор кафедры автоматике и информационных технологий в управлении, д.т.н., проф.;

Коваленко В.В., зав. кафедрой химической технологии, к.т.н., доц.;

Корячко В.П., зав. кафедрой систем автоматизированного проектирования вычислительных средств, д.т.н., проф.;

Костров Б.В., зав. кафедрой электронных вычислительных машин, д.т.н., проф.;

Кошелев В.И., зав. кафедрой радиотехнических систем, д.т.н., проф.;

Круглов С.А., зав. кафедрой промышленной электроники, д.т.н., доц.;

Куприна О.Г., доцент кафедры иностранных языков, к.филол.н., доц.;

Ленков М.В., зав. кафедрой автоматизации информационных и технологических процессов, к.т.н., доц.

Литвинов В.Г., зав. кафедрой микро- и наноэлектроники, д.ф.-м.н., доц.;

Лукьянова Г.С., доцент кафедры высшей математики, к.ф.-м.н., доц.;

Меркулов Юрий Аркадьевич, ст. преподаватель кафедры "Государственное, муниципальное и корпоративное управление";

Овечкин Г.В., зав. кафедрой вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Паршин Ю.Н., зав. кафедрой радиотехнических устройств, д.т.н., проф.;

Перфильев С.В., зав. кафедрой государственного, муниципального и корпоративного управления, д.э.н., проф.;

Пржегорлинский В.Н., зав. кафедрой информационной безопасности, к.т.н., доц.;

Пылькин А.Н., профессор кафедры вычислительной и прикладной математики, д.т.н., проф.;

Рохлина Т.А., доцент кафедры иностранных языков, к.филол.н., доц.;

Серебряков А.Е., зам. зав. кафедрой электронных приборов, к.т.н.;

Соколов А.С., зав. кафедрой истории, философии и права, д.и.н.;

Таганов А.И., профессор кафедры космических технологий, д.т.н., проф.;

Харитонов А.Ю., нач. военного учебного центра, полковник, к.т.н., доц.;

Холопов С.И., декан ф-та автоматике и информационных технологий в управлении, зав. кафедрой автоматизированных систем управления, к.т.н., доц.;

Чеглакова С.Г., зав. кафедрой экономической безопасности, анализа и учета, д.э.н., проф..

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 621.396.67; ГРНТИ 47.45.29

ОПЫТ МОДЕЛИРОВАНИЯ АНТЕНН ДЛЯ МАЛЫХ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ. АНИЗОТРОПНЫЙ ФРАКТАЛ ЖАНАБАЕВА

Н. Мейрамбекулы

*Казахский национальный университет имени аль-Фараби,
Республика Казахстан, Алматы, nurs.kaznu@gmail.com*

Аннотация. В работе рассматриваются опыт моделирования антенн для малых космических аппаратов стандарта CubeSat, на основе анизотропного фрактала Жанабаева (ZhF), в программной среде CST Microwave studio.

Ключевые слова: антенна, фрактал, УКВ, малые космические аппараты (МКА), CubeSat.

ANTENNA SIMULATION EXPERIENCE FOR SMALL SPACECRAFTS. ANISATROPIC FRACTAL OF ZHANABAEV

N. Meirambekuly

*Al-Farabi Kazakh National university,
Republic of Kazakhstan, Almaty, nurs.kaznu@gmail.com*

The summary. The paper discusses the experience of modeling antennas for small spacecrafts of the CubeSat standard, based on the anisotropic fractal of Zhanabaev (ZhF), in the CST Microwave studio software environment.

Keywords: antenna, fractal, UHF, small spacecraft (SSC), CubeSat.

Спутники формата CubeSat широко применяются в исполнении различных миссии, такие как космические исследования географических объектов, мониторинг чрезвычайных ситуаций и сельского хозяйства, наблюдение лесов и др. Базовый размер стандарта, называемый «1U», составляет 100 мм × 100 мм × 100 мм. Cubesat может состоять из 1.5, 2, 3, 6 или 12 кубов.

Проблема ограниченности размеров и энергетического бюджета МКА требует передовых решений в данной сфере. В МКА для передачи низкоскоростной информации (команды, телеметрия, цифровые данные и т.п.), нередко используются проволочные четвертьволновые монополи (или полуволновые диполи) [1]. Для УКВ диапазона четвертьволновая длина равняется 172 мм. Учитывая то что размер наноспутников 1U и 1.5U не превышают 100 и 150 мм соответственно, физический данную антенну трудно будет поместить в корпусе. В данном случае используются удлиняющие катушки согласования.

Использование фрактальной геометрии позволяет реализовать антенны в минимальных размерах с улучшением их характеристик. Существуют различные типы геометрии фрактальной антенны (кривые Коха, Серпинского, Минковского и др., а также их различные модификации).

В данной работе предложено модели антенн УКВ-диапазона для МКА на основе анизотропного фрактала Жанабаева (ZhF). Данная фрактальная геометрия была предложено профессором З.Ж. Жанабеваем [2]. Особенностью ZhF является то, что деформация элементов данной геометрии происходит только в одном направлении. То есть с увеличением номера иерархии n , «П»-образные части формируются только в одном направлении, а боковые звенья не деформируются (рис.1). Хаусдорфа размерность $D = \ln 5 / \ln 3 = 1.4649$.

Выбор данного фрактала обусловлено его структурой. При увеличении номера фрактальной иерархии n , геометрия ZhF, в отличие от других классических фрактальных геометрии, не терпит больших изменений. Данное свойство возможно лучше отразится на прием сигналов. В работе [3] изучены электродинамические характеристики проволочных диполь антенн на основе ZhF, отмечены особенности, показаны преимущества по сравнению с другими фрактальными антеннами.

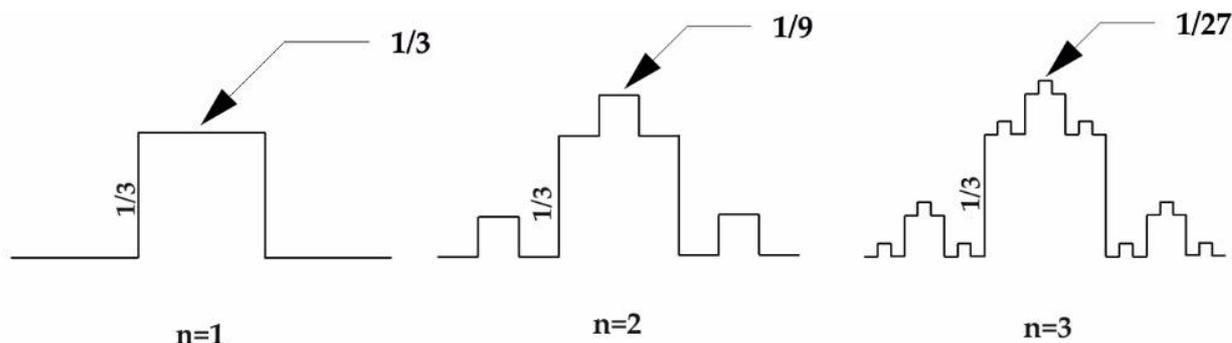


Рис. 1. Формирование фрактала Жанабаева

Моделирование антенн

В качестве излучателя использована трубка с диаметром 3 мм (внутренний диаметр 2 мм). Высота антенны 102 мм (рис. 2), фрактальная длина 170 мм для первой иерархии и 237,95 мм для второй иерархии ZhF.

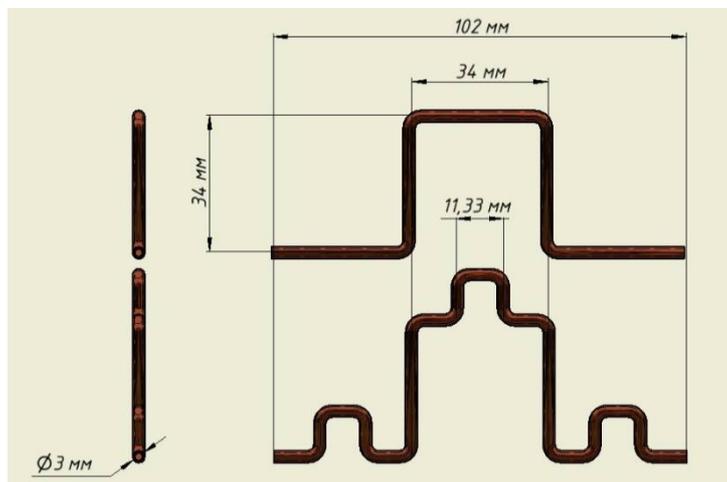


Рис. 2. Размеры проволочных антенн на основе ZhF

Антенная система состоит из четырех монополей, установленных, по углам, на пружинном механизме раскрытия (рис. 3). В собранном положении (рис. 3с) монополи крепятся к корпусу наноспутника. При раскрытии монополи устанавливаются под 45 градусов к плате антенны.

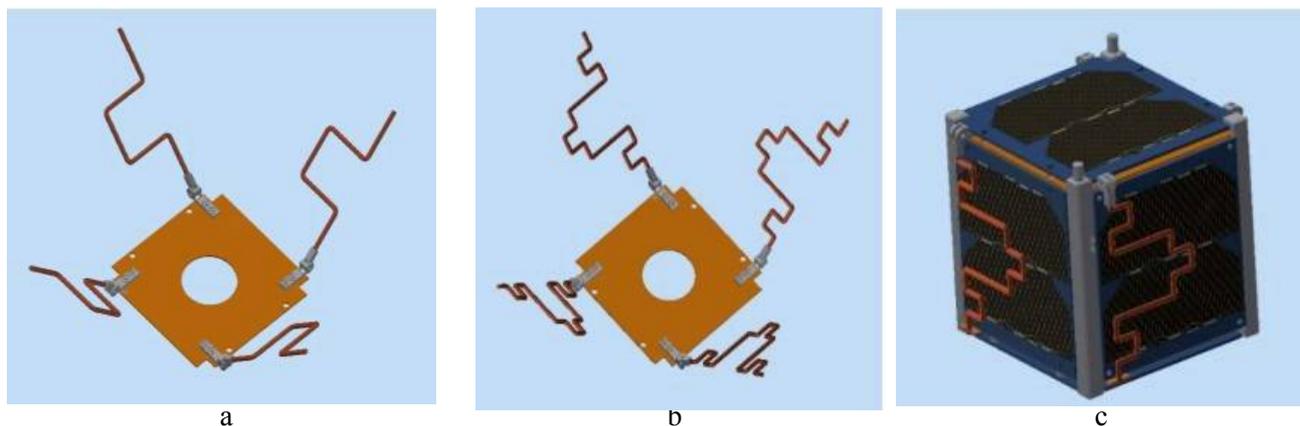


Рис. 3. Антенные системы на основе первой (а) и второй (б) иерархии ZhF и антенна, установленная на CubeSat (с).

Результаты

При исследовании антенн определены по две резонансных частот в диапазоне от 0 до 2 ГГц (рис. 4). Ширина полосы импеданса -10 dB антенны на основе первой иерархии ZhF ($n=1$) - 418-470 МГц, и 1190 – 1253 МГц. На частоте 433 МГц коэффициент обратных потерь -12 dB.

Для антенны на основе второй иерархии ZhF ($n=2$) - 387-420 МГц и 1080-1152 МГц.

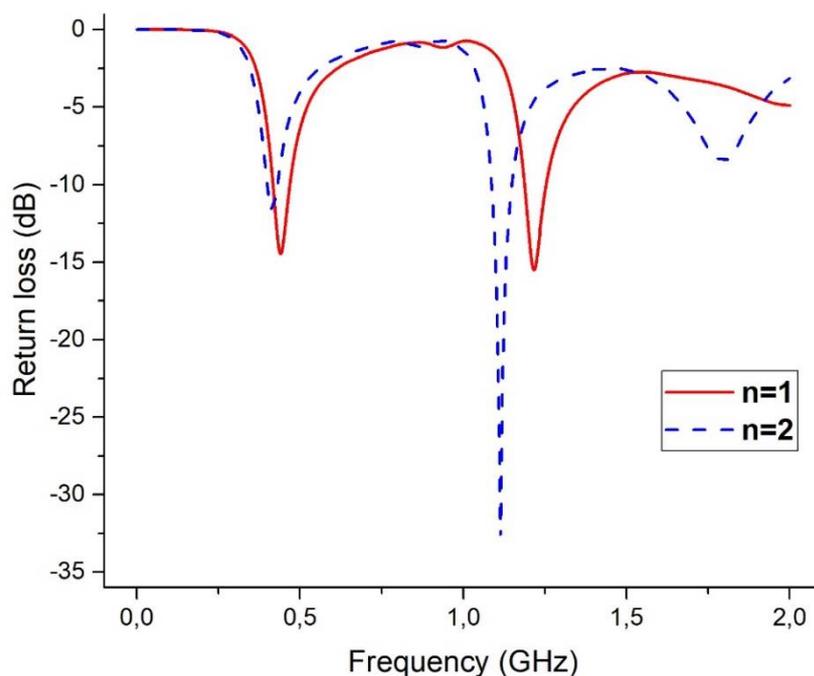


Рис. 4. Результаты моделирования S_{11} параметра антенн на базе ZhF

Резонансная частота антенны, основанная на первой иерархии ZhF, с высотой 102 мм, соответствует общей фрактальной длине излучателя 170 мм. При этом антенна, основанная на второй иерархии ZhF, имеет смещение резонансных частот сторону области низких частот.

Таким образом, анизотропный фрактал Жанабаева можно использовать в моделировании и производства антенных систем для МКА. Самым большим результатом данной ра-

боты является миниатюризация антенны. Удлинение антенны без использования специальных схем достигается с помощью сгиба антенны по фрактальной геометрии профессора Жанабаева.

Библиографический список

1. GomeSpace. 70 cm band Omnidirectional UHF CubeSat antenna / GomeSpace // [Электронный ресурс]. – 2020. – Режим доступа: <https://gomspace.com/UserFiles/Subsystems/datasheet/gs-ds-nanocom-ant430-41.pdf>. -Дата доступа: 2020.
2. Жанабаев З.Ж. Фрактальная модель турбулентности в струе / Жанабаев З.Ж. // Известия СО АН СССР, серия техн.-наук. – 1988. – Т.4, № 15. – С.57 – 60.
3. Zhanabaev, Z. Zh.; Karibayev, B. A.; Imanbayeva, A. K.; Namazbayev, T. A.; Akhtanov, S. N. Electrodynamic characteristics of wire dipole antennas based on fractal curves. //Journal of Engineering Science and Technology. 2019, 14, 305-320.

УДК 621.371; ГРНТИ 47.49

ВЛИЯНИЕ МОДЕЛЕЙ РАДИОВОЛНЫ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНОК ПОЛОЖЕНИЯ ДВИЖУЩИХСЯ ОБЪЕКТОВ

Ву Ба Хунг

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, Klochkovk@mail.ru, ronando2441996@gmail.com*

Аннотация. В работе рассматриваются альтернативные модели радиоволны и алгоритмы оценивания координат движущихся объектов на малой дальности. Исследуется влияние моделей и условий приема на точность оценок положения движущихся объектов.

Ключевые слова: модели радиоволны, движущиеся объекты, оценки положения.

EFFECT OF RADIO WAVE MODELS ON ACCURACY OF MOVING OBJECTS LOCATION ESTIMATES

Vu Ba Hung

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, Klochkovk@mail.ru, ronando2441996@gmail.com*

The summary. Alternative models of radio waves and algorithms for estimating coordinates of moving objects at short range are considered in the work. Effect of radio wave models and reception conditions on accuracy of location estimates of moving objects is investigated.

Keywords: radio wave models, moving objects, location estimates.

Введение

В настоящее время актуальна тема разработки методов и алгоритмов измерения координат движущихся объектов на малой дальности в интересах безопасности дорожного движения и охраны частных территорий. Такими объектами являются дроны, автомобили, катера. Для их обнаружения с одинаковым успехом применяется радиоаппаратура с линейно-частотной или фазово-частотной модуляцией квазинепрерывных сигналов и применением антенных решеток (АР). Представляет научный интерес изучить влияние на точность измерения пространственного положения объектов при обработке принимаемых квазинепрерывных радиосигналов фазовым методом таких факторов, как используемая математическая модель фронта волны, расстояние между элементами АР и дальность до объекта.

Цель работы – изучение влияния моделей радиоволны на точность оценок пространственного положения объектов при обработке квазинепрерывных радиосигналов.

Модель сигнала и постановка задачи

Объектом наблюдения являются воздушные объекты типа дронов, движущиеся с определенной скоростью по траекториям. Система наблюдения представляет собой наземный (или закрепленный на мачте) радиоприемник с пятью приемными элементами АР, принимающими квазинепрерывные сигналы в сантиметровом диапазоне длин волн с последующей обработкой сигналов в пяти независимых каналах.

Положение каждого объекта $M(\theta, \varphi, R)$ в антенной системе координат измеряется углом места θ , азимутом φ и дальностью R , при этом угол θ отсчитывается в вертикальной плоскости, угол φ – в горизонтальной так, как показано на рис. 1. Движение объекта моделируется в прямоугольной системе координат. Оценки пространственных координат находятся как в сферической, так и в прямоугольной системах.

Прямоугольные и сферические координаты связаны

$$x = R \cos \theta \sin \varphi, \quad y = R \sin \theta, \quad z = R \cos \theta \cos \varphi. \quad (1)$$

Приемные элементы АР расположены в плоскости OXY с прямоугольными координатами центров, $(x_0, y_0) = (0, 0)$, $(x_1, y_1) = (a, 0)$, $(x_2, y_2) = (0, a)$, $(x_3, y_3) = (-b, 0)$, $(x_4, y_4) = (0, -b)$, $a > 0$, $b > 0$, несимметрично (для учета неоднозначности измерения фазы), как показано на рис. 2.

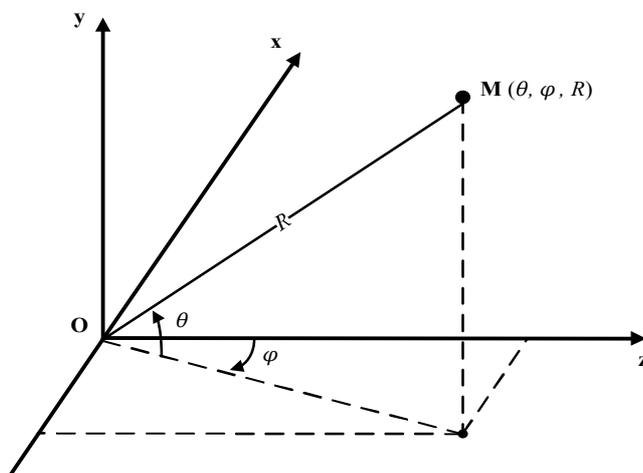


Рис. 1. Антенная система координат

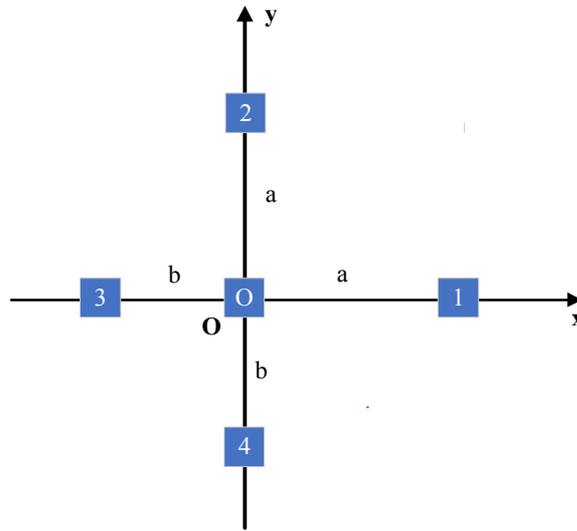


Рис. 2. Расположение элементов АР

Сигнал отражения от отдельного объекта, принятый в элементе разрешения дальности R в q -м приемном элементе АР ($q = \overline{1, Q}$, Q – число таких элементов) в момент времени t описывается моделью [1 – 4]

$$s_q(t) = \gamma U_0 G(\varphi, \theta) \exp[j(\omega_0(t - \tau_q) + \phi_0 + \eta)] + p_q, \quad (2)$$

где γ – мультипликативный шум с единичным средним;

U_0 – амплитуда;

$G(\varphi, \theta)$ – амплитудная характеристика диаграммы направленности (ДН) приемного элемента АР;

j – мнимая единица;

$\omega_0 = 2\pi c / \lambda$ – несущая круговая частота, зависящая от скорости света c и длины волны λ ;

τ_q – задержка сигнала: $\tau_q = D_q / c$, $D_q = 2R + \delta_q$ – расстояние, пройденное сигналом в случае неподвижного объекта;

δ_q – отклонение фронта волны, достигшей q -го элемента АР, относительно центра антенны; ϕ_0 – начальная фаза;

η – фазовый шум;

p_q – аддитивный шум с нулевым средним, действующий в q -м канале.

Радиальная дальность до движущегося объекта R , определяемая как расстояние между объектом и центром АР, меняется во времени: $R = R(t)$ и с точностью до второй производной может быть представлена зависимостью $R(t) = R_0 - v_R t - a_R t^2 / 2$, где R_0 – начальная дальность в элементе разрешения по дальности; v_R и a_R – радиальная скорость и ускорение объекта, взятые с определенным знаком (плюс при движении в сторону АР и минус при противоположном движении).

Тогда $\tau_q = (2R(t) + \delta_q) / c = (2R_0 - 2v_R t - a_R t^2 + \delta_q) / c$ и

$$\begin{aligned} \omega_0(t - \tau_q) &= \omega_0 t - (2\pi / \lambda)(2R(t) + \delta_q) = \omega_0 t - 2\pi(2R_0 - 2v_R t - a_R t^2 + \delta_q) / \lambda \\ &= \omega_0 t - 4\pi R_0 + \omega_0 t - (2\pi / \lambda)\delta_q, \end{aligned}$$

где $\omega_d = 2\pi(2v_R + a_R t) / \lambda$ – доплеровское изменение частоты за счет движения объекта, зависящее от t при наличии ускорения.

С учетом этого модель принятого в q -м элементе AP сигнала ($q = \overline{1, Q}$):

$$s_q(t) = \gamma U_0 G(\varphi, \theta) \exp[j(\omega_0 t - 4\pi R_0 / \lambda + \omega_d t - 2\pi\delta_q / \lambda + \xi)] + p_q(t), \quad (3)$$

где случайная величина $\xi = \phi_0 + \eta$.

Реально на входе q -го приемного элемента AP действует суммарный сигнал, модель которого представлена интегральным выражением

$$s_{q\Sigma}(t) = \iint_{D_{\varphi, \theta}} \gamma U_0(\varphi, \theta) G(\varphi, \theta) \exp[j(\omega_0 t - 4\pi R_0 / \lambda + \omega_d(\varphi, \theta)t - 2\pi\delta_q(\varphi(t), \theta(t)) / \lambda + \xi)] d\varphi d\theta + p_q(t),$$

где $D_{\varphi, \theta}$ – область интегрирования по угломерному пространству ДН AP;

$U_0(\varphi, \theta)$ – амплитуда отраженного сигнала с углового направления φ, θ ($U_0(\varphi, \theta) = 0$, если отражения нет);

$\delta_q(\varphi(t), \theta(t))$ – запаздывание или опережение сигнала в момент времени t при его наличии с углового направления φ, θ , при этом переотраженный сигнал от объекта приходит позже прямого сигнала;

$\omega_d(\varphi, \theta)$ – доплеровский сдвиг частоты при наличии сигнала от движущегося объекта в направлении φ, θ , причем в случае переотражения полезного сигнала дополнительно появляется малое случайное изменение частоты.

После прохождения режекторного фильтра, отсекающего частотные составляющие сигнала от неподвижных объектов, перехода на промежуточную частоту ω_n вместе с доплеровской частотой $\omega_{nd} = \omega_n + \omega_d$ и дискретизации по времени t_i в тракте первичной обработки модель сигнала принимает вид

$$s_{q\Sigma}(t_i) = \sum_{k=1}^m \gamma U_0(\varphi_k, \theta_k) G(\varphi_k, \theta_k) \exp[j(\omega_{nd} t_i - 4\pi R_0 / \lambda + \omega_{nd}(\varphi_k, \theta_k) t_i - 2\pi\delta_q(\varphi_k(t_i), \theta_k(t_i)) / \lambda + \xi)] + p_q(t), \quad i = \overline{1, n}, \quad (4)$$

где n – число элементов дискретизации в элементе разрешения дальности R ;

m – число k -х составляющих сигнала, принадлежащих m_0 движущимся объектам и приходящим в моменты t_{k0} в элементе разрешения дальности, и m_1 объектам переотражения, приходящим в моменты t_{k1} с некоторым опозданием: $t_{k1} > t_{k0}$ ($m = m_0 + m_1$).

Для объектов, движущихся m_0 -группой и попадающих в один элемент дальности, можно считать, что все сигналы переотражения приходят после полезных сигналов.

Для объектов, находящихся в разных элементах дальности, модель (4) упрощается и на промежутке времени $[t_0, t_1]$ прихода полезного сигнала принимает вид, подобный (3):

$$s_q(t_i) = \gamma U_0 G(\varphi, \theta) \exp[j(\omega_{nd} t_i - 4\pi R_0 / \lambda - 2\pi\delta_q / \lambda + \xi)] + p_q(t_i), \quad i = \overline{1, n}. \quad (5)$$

В составе модели (5) присутствует величина δ_q , которая содержит искомые пространственные координаты объекта x, y, z .

Задача в рамках модели (5) заключается в нахождении координат объекта x, y, z на промежутке времени $[t_0, t_1]$.

Подходы к определению координат

1. Метод проекции на основе плоского фронта волны

Для расчета δ_q примем следующие допущения. Представим сферический фронт отраженной от цели волны, достигшей центрального элемента антенны, касательной плоскостью (плоским фронтом) с нормальным вектором

$$\vec{n} = (x, y, z) = R(\cos\theta \sin\varphi, \sin\theta, \cos\theta \cos\varphi),$$

направленным к центру антенны, или ортом вектора нормали $\vec{n}^0 = (\cos\theta \sin\varphi, \sin\theta, \cos\theta \cos\varphi)$. Считаем, что плоский фронт волны с таким же нормальным вектором достигает центра остальных приемных элементов антенны. Тогда величина δ_q определится как отклонение центра q -го приемного элемента (точки с координатами $(x_q, y_q, 0)$) от плоскости, проходящей через начало координат с вектором нормали \vec{n}^0 , по формуле:

$$\delta_q = x_q \cos\theta \sin\varphi + y_q \sin\theta,$$

или с учетом $\cos\theta \sin\varphi = x/R$, $\sin\theta = y/R$ имеем:

$$\delta_q = (x_q x + y_q y) / R, \quad q = \overline{1, Q}. \quad (6)$$

По-другому величину δ_q можно вычислить как проекцию радиус-вектор центра приемного элемента антенны $\vec{m}_q = (x_q, y_q, 0)$ на вектор нормали к фронту волны с помощью скалярного произведения орта вектора нормали $\vec{n}^0 = (x/R, y/R, z/R)$ на \vec{m}_q : $\delta_q = \text{пр}_{\vec{n}^0} \vec{m}_q = \vec{n}^0 \cdot \vec{m}_q = (x_q x + y_q y) / R$.

Формула (6) дает линейную зависимость δ_q от R, x, y .

Вычисление δ_q и нахождение координат (x, y, z)

Для координат центров пяти ($Q = 5$) приемных элементов АР разности фаз измеренных в q -х приемных элементах на момент времени $t \in (t_0, t_1)$, принимают значения

$$\begin{aligned} \Delta\psi_1 = \psi_0 - \psi_1 = (2\pi/\lambda)\delta_1 = (2\pi/\lambda)ax/R, \quad \Delta\psi_2 = \psi_0 - \psi_2 = (2\pi/\lambda)\delta_2 = (2\pi/\lambda)ay/R, \quad (7) \\ \Delta\psi_3 = \psi_0 - \psi_3 = (2\pi/\lambda)\delta_3 = -(2\pi/\lambda)bx/R, \quad \Delta\psi_4 = \psi_0 - \psi_4 = (2\pi/\lambda)\delta_4 = -(2\pi/\lambda)by/R. \end{aligned}$$

Из (7) можно определить координат x с помощью элементы АР 1 и 3:

$$x_1 = \Delta\psi_1 R / ka, \quad x_2 = -\Delta\psi_3 R / kb, \quad \text{где } k = 2\pi/\lambda \text{ - волновое число.}$$

Разумно взять суммарную оценку координаты x с весами:

$$x = (ax_1 + bx_2) / (a + b).$$

Аналогично $y = (ay_1 + by_2)/(a + b)$, где $y_1 = \Delta\psi_2 R / ka$, $y_2 = -\Delta\psi_4 R / kb$.

Алгоритмически метод проекции на основе плоского фронта сводится к следующему.

1. Определения разности фаз $\Delta\hat{\psi}_1, \Delta\hat{\psi}_2, \Delta\hat{\psi}_3, \Delta\hat{\psi}_4$.

2. Нахождения координат x_1, x_2, y_1, y_2 по формулам

$$x_1 = \Delta\psi_1 R / ka, \quad x_2 = -\Delta\psi_3 R / kb, \quad y_1 = \Delta\psi_2 R / ka, \quad y_2 = -\Delta\psi_4 R / kb.$$

3. Усреднения координат x и y с весами и расчет z :

$$x = (ax_1 + bx_2)/(a + b), \quad y = (ay_1 + by_2)/(a + b), \quad z = \sqrt{R^2 - x^2 - y^2}.$$

2. Метод геометрического анализа на основе сферического фронта волны

На рисунке 3 представлена плоскость, на которой находятся центральный элемент AP – O, боковые элементы AP – 1, 3 и искомый объект M. Поиск $\delta_1 = R - R_1$ и $\delta_3 = R - R_3$ с помощью данного метода производится следующим образом. На основе теоремы Пифагора имеем

$$\begin{cases} x^2 = R^2 - H^2 \\ (x - a)^2 = R_1^2 - H^2 \\ (x + b)^2 = R_3^2 - H^2 \end{cases}$$

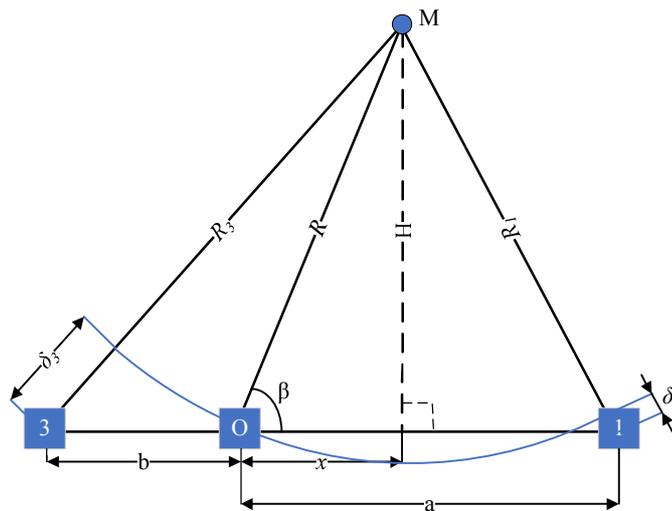


Рис. 3. К расчету для сферической волны

Следовательно, $(x - a)^2 - x^2 = R_1^2 - R^2 \Rightarrow a^2 - 2ax = (R_1 - R)(R_1 + R)$.

Однако $\delta_1 = R - R_1$, поэтому $a^2 - 2ax = -\delta_1(R_1 + R)$. Получаем

$$R_1 = \frac{-a^2 + 2ax}{\delta_1} - R \tag{8}$$

и аналогично

$$R_3 = \frac{-b^2 - 2bx}{\delta_3} - R. \tag{9}$$

С другой стороны, на основе теоремы косинусов для плоских треугольников $\Delta MO1$ и $\Delta MO3$ получаем

$$R_1^2 = a^2 + R^2 - 2aR \cos \beta, \quad R_3^2 = b^2 + R^2 - 2bR \cos(\pi - \beta). \tag{10}$$

Из (10) имеем

$$\begin{aligned} bR_1^2 + aR_3^2 &= b(a^2 + R^2 - 2aR \cos \beta) + a(b^2 + R^2 - 2bR \cos(\pi - \beta)) = \\ &= ba^2 + ab^2 + aR^2 + bR^2 - 2ab(\cos \beta + \cos(\pi - \beta)) = (ab + R^2)(a + b), \end{aligned} \quad (11)$$

где учтено $\cos \beta + \cos(\pi - \beta) = 0$.

Заменим в (11) R_1 и R_3 на выражения (8) и (9), получаем:

$$4\left(\frac{a^2b}{\delta_1} + \frac{ab^2}{\delta_3}\right)x^2 - 4ab\left(\frac{a^2}{\delta_1^2} - \frac{b^2}{\delta_3^2} + \frac{R}{\delta_1} - \frac{R}{\delta_3}\right)x + b\left(\frac{a^2}{\delta_1} + R\right)^2 + a\left(\frac{b^2}{\delta_3} + R\right)^2 - (ab + R^2)(a + b) = 0. \quad (12)$$

Это квадратное уравнение можно записать в виде $Ax^2 + 2Bx + C = 0$, решением которого являются координаты:

$$x_1 = \frac{-B + \sqrt{B^2 - AC}}{A}, \quad x_2 = \frac{-B - \sqrt{B^2 - AC}}{A}. \quad (13)$$

Выбор x_1 или x_2 подчинен следующим условиям.

1. При $\delta_1 \geq 0 \Rightarrow x \geq a/2$.
2. При $\delta_1 < 0, \delta_3 < 0 \Rightarrow (x + b/2)(x - a/2) < 0$.
3. При $\delta_3 \geq 0 \Rightarrow x \leq -b/2$.

Исходя $x_1 \geq x_2$ имеем:

$$\begin{aligned} \text{Если } x_2 \geq a/2 \text{ и } \begin{cases} \delta_1 \geq 0 \Rightarrow x = (x_1 + x_2)/2 \\ \delta_1 < 0 \Rightarrow \text{сбой} - \text{объект не обнаружен} \end{cases} \\ \text{Если } -b/2 \leq x_2 \leq a/2, x_1 \geq a/2 \text{ и } \begin{cases} \delta_1 \geq 0 \Rightarrow x = x_1 \\ \delta_1 < 0, \delta_3 < 0 \Rightarrow x = x_2 \\ \delta_1 < 0, \delta_3 \geq 0 \Rightarrow \text{сбой} - \text{объект не обнаружен} \end{cases} \\ \text{Если } x_2 \leq -b/2, -b/2 \leq x_1 \leq a/2 \text{ и } \begin{cases} \delta_1 \geq 0 \Rightarrow \text{сбой} - \text{объект не обнаружен} \\ \delta_1 < 0, \delta_3 < 0 \Rightarrow x = x_1 \\ \delta_1 < 0, \delta_3 \geq 0 \Rightarrow x = x_2 \end{cases} \\ \text{Если } x_1 \leq -b/2 \text{ и } \begin{cases} \delta_3 \geq 0 \Rightarrow x = (x_1 + x_2)/2 \\ \delta_3 < 0 \Rightarrow \text{сбой} - \text{объект не обнаружен} \end{cases} \end{aligned}$$

Для нахождения координат y_1 и y_2 рассматривается плоскость, в которой находятся центральный элемент $AP - O$, боковые элементы $AP - 2, 4$ и искомый объект M . Расчет координат y аналогично с расчетом координата x :

Алгоритмически метод геометрического анализа сводится к следующему.

1. Определение разности фаз $\Delta\hat{\psi}_1$ и $\Delta\hat{\psi}_3$.
2. Определение разности хода δ_1 и δ_3 : $\delta_1 = \frac{\Delta\hat{\psi}_1\lambda}{2\pi}$, $\delta_3 = \frac{\Delta\hat{\psi}_3\lambda}{2\pi}$.
3. Определение коэффициентов квадратного уравнения: A, B, C по формулам (12).
4. Нахождение корней уравнения x_1 и x_2 по формулам (13).
5. Нахождение координаты x из корней x_1 и x_2 соответственно условиям выше.

Одновременно выполняются такие же операции для нахождения оценки y .

1. Определение разности фаз $\Delta\hat{\psi}_2$ и $\Delta\hat{\psi}_4$.

2. Определение разности хода δ_2 и δ_4 : $\delta_2 = \frac{\Delta\hat{\psi}_2\lambda}{2\pi}$, $\delta_4 = \frac{\Delta\hat{\psi}_4\lambda}{2\pi}$.
3. Определение коэффициентов квадратного уравнения: А, В, С по формулам (12) (заменой δ_2 на δ_1 и δ_4 на δ_3).
4. Нахождение корней уравнения y_1 и y_2 по формулам (13) (заменой x_1 и x_2 на y_1 и y_2).
5. Нахождение координаты u из корней y_1 и y_2 , соответственно условиям выше.

Расчет координаты z осуществляется по формуле $z = \sqrt{R^2 - x^2 - y^2}$.

Моделирования системы оценивания координат объектов

Для моделирования работы разрабатывалась компьютерная модель тракта первичной обработки принимаемых сигналов в элементах дальности на множестве реализаций эксперимента. В каждой реализации имитировалось прямолинейное движение объекта с заданной начальной скоростью и ускорением.

Траектория движения задавалась случайным образом в зоне видимости ДН. Объект начинал движение на заданной дальности и двигался в сторону приемника. В зависимости от текущей радиальной скорости вычислялась доплеровская частота. Координаты траектории запоминались в текущем дискретном времени с частотой дискретизации АЦП в элементе дальности. Сигналы на выходе АЦП в пяти приемных каналах моделировались в соответствии с изложенным выше математическим описанием. На рис. 4 и 5 показаны зависимости средней ошибки d оценки положения объекта (по евклидовой норме) от расстояния между элементами АР и дальности до объекта.

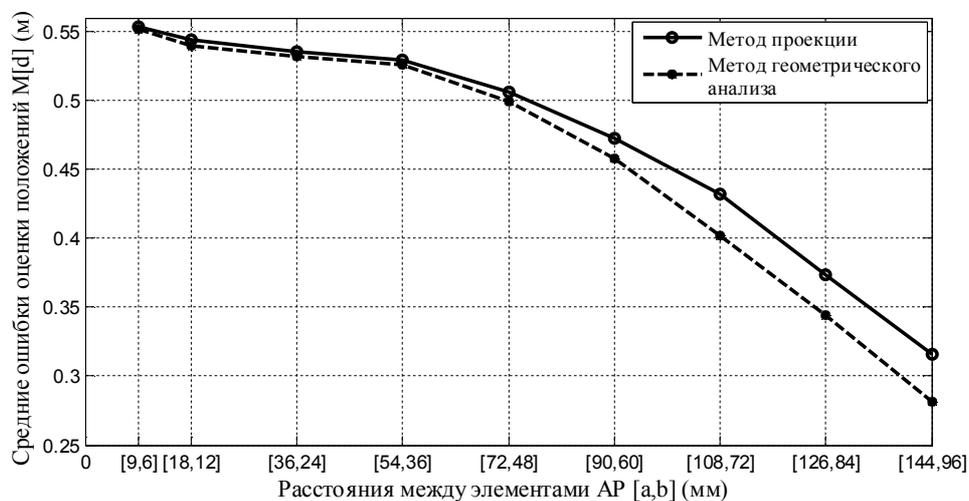


Рис. 4. Зависимости точности измерения от расстояния между элементами АР

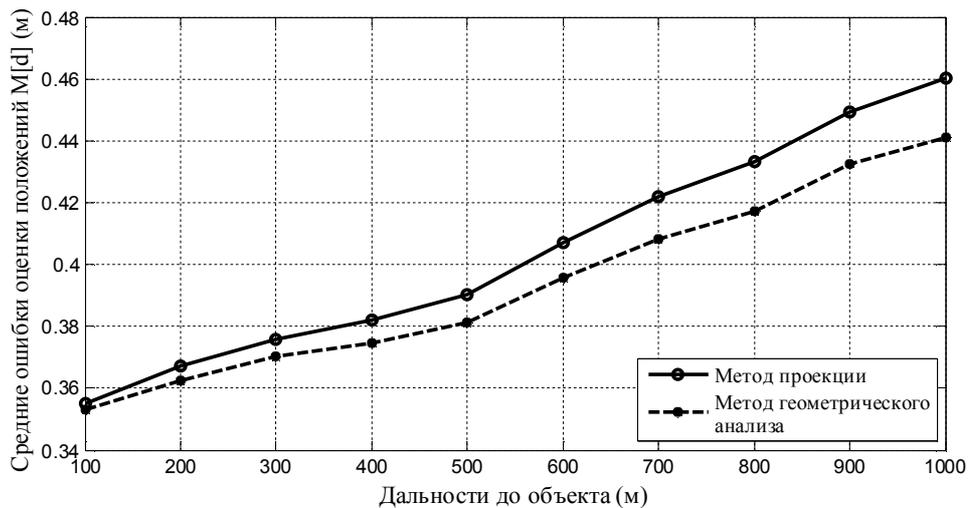


Рис. 5. Зависимости точности измерения от дальности до объекта

Выводы

Из рисунков 4 и 5 видно, что модель сферического фронта волны приводит к более точным оценкам положения пространственного объекта. Исследования будут продолжены в направлении разработки алгоритмов оценивания положения нескольких объектов в системе нескольких приемников.

Библиографический список

1. Бакулев П.А., Степин В.М. Методы и устройства селекции движущихся целей. М.: Радио и связь, 1986. 288 с.
2. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / Под ред. А.И.
3. Ключко В.К., Усачев А.Н. Математическая модель и методы оценивания угловых координат воздушных целей с помощью наземной доплеровской РЛС // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 47. С. 41 – 46.
4. Ключко В.К., Усачев А.Н., Нгуен Ч.Т. Алгоритм формирования изображений объектов на основе фазового метода измерения пространственных координат // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2014. № 49. С. 128 – 131.

УДК 535+620.3; ГРНТИ 47.49.02

ЭФФЕКТЫ СУБВОЛНОВОЙ ФОТОНИКИ (НАНОФОТОНИКИ) В ТЕХНОЛОГИЯХ ОПТИЧЕСКИХ 2D МЕТАМАТЕРИАЛОВ И НОВЫХ ТОПОЛОГИЧЕСКИХ УСТРОЙСТВ ОБРАБОТКИ МНОГОМЕРНЫХ СИГНАЛОВ

А.А. Потапов

*Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова Российской академии наук,
Совместная китайско-российская лаборатория информационных технологий и
фрактальной обработки сигналов, Университет Цзинань;
Российская Федерация, Москва; Китай, Гуанчжоу; potapov@cplire.ru*

*Аннотация. В работе представлены избранные результаты в области фотоники, радио-
фотоники и оптических метаповерхностей, полученные автором с китайскими учеными в
совместной лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов
в Китае.*

Ключевые слова: фотоника, радиофотоника, диэлектрические метаповерхности, обработка
сигналов, оптические аналоговые вычисления, нанодиски, дисперсия, фрактал.

EFFECTS OF SUBWAVE PHOTONICS (NANOPHOTONICS) IN TECHNOLOGIES OF OPTICAL 2D METAMATERIALS AND NEW TOPOLOGICAL DEVICES OF MULTI-DIMENSIONAL SIGNALS PROCESSING

A.A. Potapov

*Kotel'nikov Institute of Radio Engineering and Electronics (IREE) of Russian Academy of Sciences,
JNU-IREE RAS Joint Laboratory of Information Technology and Fractal Processing of Signals,
Jinan University; Russian Federation, Moscow; People's Republic of China, Guangzhou; potapov@cplire.ru*

Abstract. The paper presents selected results in the field of photonics, radiophotonics and optical
metasurfaces, obtained by the author with Chinese scientists in the joint laboratory of information
technologies and fractal signal processing in China.

Keywords: photonics, radiophotonics, dielectric metasurfaces, signal processing, optical analog
computing, nanodiscs, dispersion, fractal.

1. Непрерывное совершенствование впервые предложенных автором в ИРЭ АН СССР многочисленных методов топологической текстурно-фрактальной обработки (ТТФО) сигналов и полей в современной радиофизике и радиоэлектронике [1-6] подразумевает постоянное улучшение скорости обработки информации и поиск новых физических принципов для ее осуществления. Здесь, несомненно, будущее принадлежит фотонным и радиофотонным технологиям. Напомним три определения. *Фотоника* (photonics) - дисциплина, занимающаяся фундаментальными и прикладными аспектами работы с оптическими сигналами, а также созданием на их базе различных устройств; или еще так: *фотоника* – раздел науки, изучающий системы, в которых носителями информации являются фотоны. *Нанофотоника* (nanophotonics) – раздел фотоники, рассматривающий сложные взаимодействия между светом и веществом в субволновом масштабе. Фотонные системы (в сравнении с “электронными”) не подвержены внешним электромагнитным полям, более устойчивы к помехам, обладают также более высоким быстродействием и шириной полосы пропускания сигнала. *Радиофотоника* (microwave photonics) - комплекс областей науки и техники, связанных с передачей, приемом и преобразованием сигнала с помощью электромагнитных волн СВЧ диапазона и фотонных приборов и систем. Радиофотонные методы улучшат функциональное построение аппаратуры нового поколения, снимут многие проблемы электромагнитной совместимости, в тысячу и более раз поднимут скорость и объем передачи информации, на порядок снизят вес, габариты и энергопотребление.

2. В данной работе представлена лишь небольшая часть избранных результатов в области фотоники, радиофотоники и оптических 2D метаматериалов (ММ), которые получены автором с китайскими учеными в совместной лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов в Китае за период 2019–2021 гг., и опубликованы [7-14]. Наиболее распространенными являются ММ в которых структура элементов, размер и расстояние между элементами значительно меньше по сравнению с длиной волны возбуждающего поля. В этом случае результат взаимодействия отдельных элементов приводит к тому, что свойства ММ обусловлены не столько свойствами составляющих его элементов, сколько искусственно созданной периодической структурой. Двумерные (2D) диэлектрические ММ или метаповерхности (МП) в качестве типичного прототипа устройства состоят из искусственных субволновых структур над плоскими поверхностями диэлектрического материала, которые облегчают гибкое управление амплитудой, фазой и поляризацией электромагнитных волн. Можно сказать, что в МП *корень многих увлекательных топологических явлений в физике и экзотических манипуляций с волнами.*

3. Развитие оптических аналоговых вычислений на основе 2D ММ предоставило уникальные возможности для эффективного сбора информации о контурах изображения с преимуществами параллельной обработки, сверхбыстрой скорости вычислений и низкого или даже почти нулевого энергопотребления [8, 9, 12, 13]. Базовая конфигурация для оптических аналоговых вычислений пространственного дифференцирования с диэлектрической МП схематически показана на рисунке 1. Информация о границе между однородными областями с высокой контрастностью будет учитываться компонентами волнового вектора, отклоняющимися от нормального направления z вследствие дифракции. Если пространственная дисперсия МП должным образом спроектирована, такие компоненты волнового вектора могут проходить через МП с высокой эффективностью, в то время как при малых углах падения, учитывающих однородные области модулированного света, будут блокироваться МП, что приводит к реализации пространственного дифференцирования, а затем обнаружения края объекта.

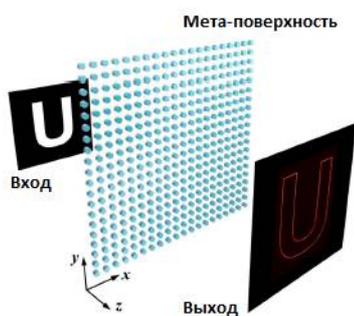


Рис. 1. Схема оптических аналоговых вычислений для пространственного 2D дифференцирования и обнаружения контура с помощью МП. 2D-изображение символа U является входной информацией, а падающий свет вдоль направления z будет модулироваться таким образом, чтобы он проходил через белую область, пока он заблокирован черной областью. При прохождении модулированного светового поля через МП, профиль контура символа U будет показан на выходном изображении.

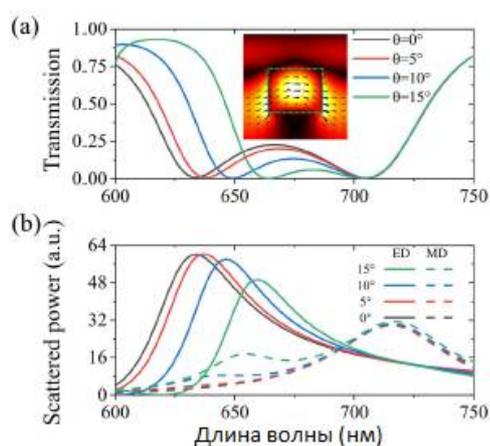


Рис. 2. (а) Спектр пропускания МП для s-волны и разных углов падения θ . Вставка: величина электрического поля на 630 нм для нормального падения. Стрелки обозначают направление поля. (б) Результаты мультипольного разложения, показывающие, что резонансы на более коротких волнах соответствуют резонансам электрического диполя (ED) (сплошные линии), в то время как более длинные волны соответствуют резонансам магнитного диполя (MD) (пунктирные линии). По оси ординат – рассеянная мощность.

В качестве примера рассмотрим МП, состоящую из кремниевых нанодисков с радиусом и высотой 92 нм и 150 нм соответственно. Такие нанодиски расположены в квадратной решетке с периодом 350 нм и внедрены в однородную среду с показателем преломления 1,45. Спектр пропускания нормально падающей плоской волны рассчитывается методом конечных элементов (COMSOL Multiphysics 5.3a) и показан на рисунке 2 (а). Видны два резонанса, соответствующих двум провалам пропускания около $\lambda=630$ нм и $\lambda=710$ нм соответственно. Чтобы выяснить природу резонансов, мы используем для анализа технологию мультипольного разложения. Результаты представлены на рисунке 2 (б) и показывают, что два резонанса являются электрическим дипольным резонансом на более короткой длине волны и магнитным дипольным резонансом на большей длине волны, соответственно. Чтобы исследовать пространственную дисперсию двух резонансов, мы рассчитали спектры пропускания для s -волны под разными углами падения вдоль направления x , которые также показаны на рисунке 2 (а). При увеличении угла падения провал на $\lambda=630$ нм смещается в сторону большей длины волны, а на $\lambda=710$ нм он практически не изменяется. Такие свойства также могут быть определены с помощью результатов мультипольного анализа - рисунке 2 (б).

[Примечание: В оптике и электродинамике s -поляризованная волна (нем. *senkrecht* - перпендикулярный) имеет вектор электрического поля E , перпендикулярный плоскости падения. s -поляризованную волну также называют σ -поляризованной, сагиттально поляризованной, волной E -типа, ТЕ-волной (*Transverse Electric*). p -поляризованная волна (лат. *parallel* - параллельный) имеет вектор электрического поля E , параллельный плоскости падения. p -поляризованную волну также называют π -поляризованной, поляризованной в плоскости падения, волной H -типа, ТМ-волной (*Transverse Magnetic*)].

Фактически, сдвиг электрического дипольного резонанса с увеличением угла падения θ обеспечивает основной механизм пространственного дифференцирования и обнаружения краев. Например, предполагая, что длина волны модулированного светового поля составляет 630 нм, более высокая пропускная способность может быть получена для большего угла падения, который содержит информацию о пространственных изменениях, которая может быть собрана после прохождения света через МП. Чтобы явным образом представить свойства, мы показали на рисунке 3 (а) пропускание в зависимости от угла падения, а именно оптическую передаточную функцию (ОПФ) $H(k_x)$ на длине волны 630 нм. Можно заметить, что это похоже на параболическую форму линии. Следует отметить, что угол падения может составлять до 15° , а соответствующая числовая апертура составляет около 0,37, что указывает на большую пространственную пропускную полосу по сравнению с большинством предыдущих работ. Такая полоса пропускания может обеспечить пространственное разрешение $1,93\lambda$. Между тем, максимальное пропускание составляет около 90% на $\theta = 15^\circ$, что может обеспечить хорошее соотношение сигнал/шум на выходе.

Для удобства сравнения мы также представили результаты для идеальной передаточной функции дифференцирования второго порядка $H_0(k_x) = -\alpha k_x^2$, где α - константа, гарантирующая, что передача равна единице при $\theta = 15^\circ$. Можно обнаружить, что оба результата находятся в хорошем согласии друг с другом. Кроме того, мы показали соответствующие фазы передачи на рисунке 3 (б), и есть только небольшие отклонения между ними. Следовательно, такая МП может обеспечить оптические аналоговые вычисления для производной второго порядка и обнаружения краев. Поскольку решетка обладает симметрией вращения четвертого порядка, ОПФ вдоль направления y такая же. Это означает, что возможно двумерное взятие производной второго порядка. Мы рассчитали двухмерную ОПФ $H(k_x, k_y)$ МП для волн s и p , которые показаны на рисунках 3 (с) и 3 (д). Можно обнаружить, что передачи для меньших углов падения близки к нулю, а для больших углов падения приближаются к единице для большинства волновых векторов. Хотя ОПФ МП не является идеально изотропной в плоскости xy , что обеспечило бы существование дифференциального оператора Лапласа, она

все же может практически выполнять обнаружение контура для 2D-изображений. Кроме того, поскольку ОПФ для волн s и p имеют одинаковую параболическую форму вдоль направлений с высокой симметрией, пространственное дифференцирование может быть выполнено как для поляризованных, так и для неполяризованных световых полей, что указывает на большой потенциал в практике.

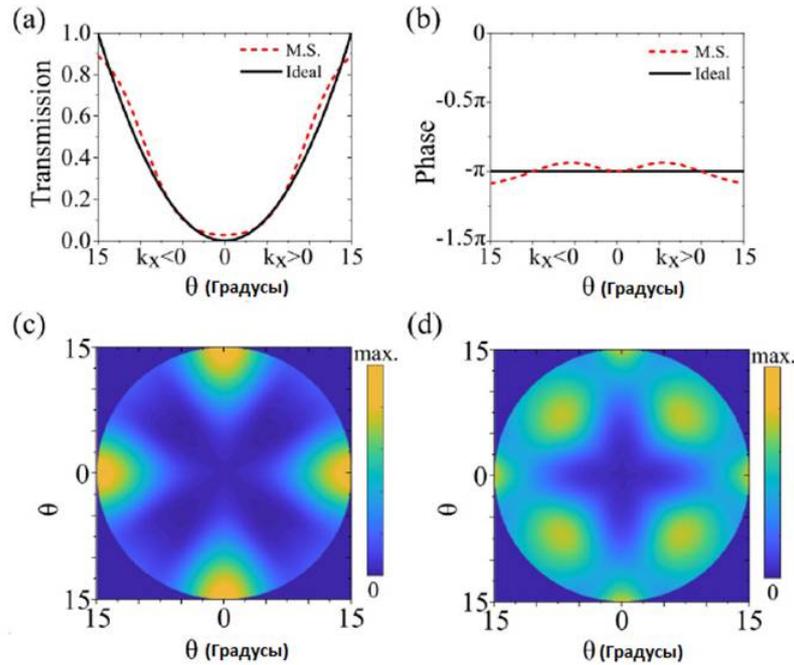


Рис. 3. (а) Оптические передаточные функции вдоль направления x как для МП (красная пунктирная линия, M.S.), так и для идеального (черная сплошная линия) случая на длине волны 630 нм. (б) Соответствующие фазы оптической передаточной функции. Плоскость отсчета намеренно выбрана так, чтобы фаза передачи составляла $-\pi$ при нормальном падении. (с) и (d) 2D оптические передаточные функции для волн s и p соответственно.

Чтобы явно продемонстрировать функциональность пространственного дифференцирования с помощью разработанной МП, мы сначала исследуем применение смоделированных на рисунках 3 (а) и 3 (б) результатов для одномерных пространственных функций. Два случая типичных для логической функции и синусоиды, показанные в верхнем ряду рисунков 4 (а) и 4 (б), были изучены, соответственно. Сначала мы рассчитали частотные спектры $\tilde{S}(k_x)$ пространственных функций с помощью преобразования Фурье (FT). Затем мы умножили его на ОПФ $H(k_x)$ и результаты были возвращены в пространственную область обратным FT.

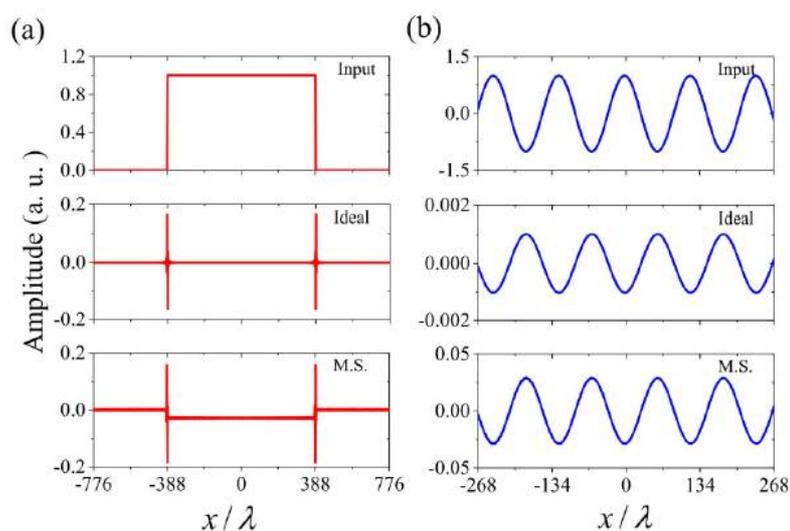


Рис. 4. (а) Результаты нахождения производной второго порядка 1D пространственной логической функции. Входные и выходные данные для идеального случая и предложенной МП показаны в верхнем, среднем и нижнем рядах соответственно. (б) Соответствующие результаты для одномерной синусоидальной пространственной функции. В обоих случаях размер пикселя на входе составляет $1,94 \lambda$.

В качестве стандартных выходных данных мы представили результаты, обработанные с помощью идеальной производной второго порядка - средний ряд рисунков 4 (а) и 4 (б). Нет сомнений в том, что отчетливые выходные данные появляются только в местах с быстрыми изменениями логической функции. Для синусоидальной функции выходной сигнал также является синусоидальным, но с противоположным знаком. Для случая предлагаемой нами МП мы показываем результаты на нижних рядах на рисунках 4 (а) и 4 (б). В случае логической функции выходные данные от МП также показывают очевидные сигналы в позициях изменения, хотя есть очень слабый сигнал вокруг центральной области из-за неисчезающей передачи для малых углов падения, которая должна быть оптимизирована для приближения к идеальным результатам и увеличения пропускной способности. Для синусоидальной функции выходной сигнал с МП обеспечивает превосходное соответствие профиля идеальному случаю. Следовательно, МП действительно может выполнять функциональные возможности взятия производной второго порядка для одномерных пространственных функций.

Как уже упоминалось выше, предлагаемая нами МП может проводить пространственное дифференцирование и обнаружение границ для 2D-изображений. Далее мы рассмотрим его с помощью входного изображения, состоящего из логотипа лодки университета Цзинань, который показан на рисунке 5 (а). Это изображение должно быть хорошим образцом для тестирования, поскольку оно содержит края линий, дуг и окружностей. Чтобы получить выходные данные, мы проецируем поля ввода с линейной поляризацией на поляризациях s и p , а затем применяем соответствующие ОПФ. Усреднением отдельных выходов s и p поляризаций, получим результаты для неполяризованного случая. Во-первых, мы предположим, что изображение модулирует x - поляризованную плоскую волну. В этом случае выходное изображение после того, как свет пройдет через МП, показано на рисунке 5 (б).

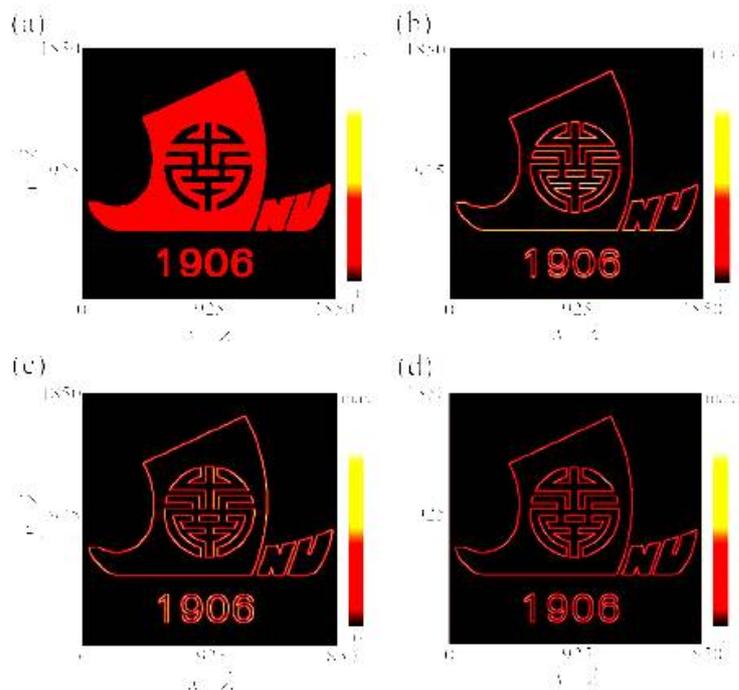


Рис. 5. (a) Двумерное изображение с логотипом лодки университета Цзинань. Размеры пикселей в направлениях x и y установлены равными $1,94 \lambda$. (b) Выходное изображение с МП для модулированного светового поля с поляризацией x (c) Выходное изображение для случая y поляризации. (d) Выходное изображение для случая неполяризованного света.

Можно видеть, что края всех элементов были успешно извлечены, и такие эффекты не ограничиваются конкретными направлениями. Это связано с тем, что ОПФ предложенной МП имеет параболическую форму вдоль большинства направлений на плоскости xy . Кроме того, ОПФ для s - и p -волн дополняют друг друга в разных плоскостных направлениях – см. рисунки 3 (c) и 3 (d). Далее мы изучили случай для светового поля с поляризацией вдоль направления y – рисунки 5 (c). В этом случае выходное изображение также показывает четко определенный профиль края, который очень похож на случай x поляризации. Наконец, результат для неполяризованного света показан на рисунке 5 (d). Поскольку края всех элементов в изображении могут быть хорошо обнаружены для обоих линейно поляризованных световых полей, они также могут быть обнаружены и для случая неполяризованного света.

Как обсуждалось выше, ОПФ предложенной МП не может рассматриваться как идеальный оператор Лапласа. Тем не менее, данная МП может по-прежнему предлагает приемлемые результаты для обнаружения контуров, хотя выходные значения не совсем одинаковы для разных поляризаций. Кроме того, такая МП включает в себя только один слой кремниевых нанодисковых резонаторов, что может значительно упростить настройку параметров и изготовление ее для практических приложений.

4. Реализация операции Лапласа в виде оптических аналоговых вычислений недавно привлекла внимание, и компактное устройство с высоким пространственным разрешением все еще не изобретено. В [13] мы предложили метаповерхность Лапласа, которая может выполнять почти идеально операцию Лапласа для разных конфигураций падающего светового поля. Наиболее важно то, что максимальный угол падения θ был значительно расширен, и числовая апертура может приближаться к 0,14, что улучшает практическую установку и приводит к пространственному разрешению, примерно в 4 раза превышающему рабочую длину волны. Предлагаемая метаповерхность Лапласа основана на возбуждении *связанного состояния в континууме*, которое продемонстрировало экзотические оптические свойства. Высоко симметричный профиль режима обеспечивает почти изотропную ОПФ операции Лапласа. Мы продемонстрировали, что такая ОПФ может не только выполнять дифференцирование второго порядка для одномерной пространственной функции Гаусса, но также выводит правильные результаты для двумерной функции Бесселя. Кроме того, мы также показали, что МП Лапласа может использоваться для реализации обнаружения краев интересующих объектов на изображении. Предлагаемая метаповерхность Лапласа может быть настроена

для работы на разных длинах волн в режиме передачи, что дает преимущества для приложений оптических вычислений, медицинской диагностики, машинного зрения и т.д.

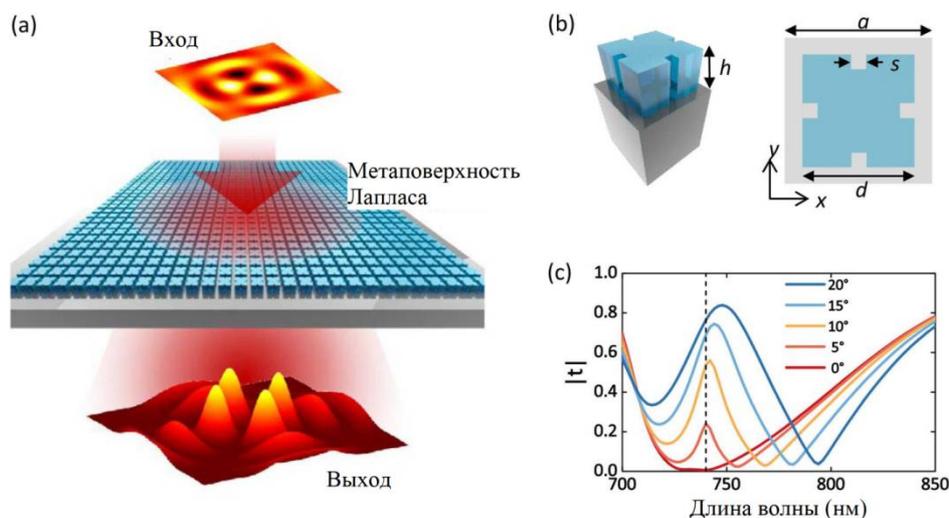


Рис. 6. (а) Диэлектрическая МП, преобразующая входную двумерную пространственную функцию в другую функцию как оператор Лапласа; (б) Элементарная ячейка диэлектрической МП. Слева, трехмерный вид элементарной ячейки. Она состоит из кремниевого кирпичика (голубой цвет) толщиной $h=163$ нм и стеклянной подложки (серый цвет). Справа, вид сверху на элементарную ячейку. Период составляет $a=331$ нм, а ширина кремниевого кирпичика $d=251$ нм. В центре всех краев расположены четыре квадратные пустоты шириной 33 нм. (с) Спектры коэффициента пропускания МП Лапласа при различных углах падения вдоль направления x для p -волны.

Чтобы удовлетворить требованиям по ОПФ и свойствам передачи, мы разработали новую МП Лапласа, которая показана на рисунке 6 (а). При прохождении через МП Лапласа входное световое поле будет автоматически обрабатываться, и результаты операции Лапласа могут быть получены просто путем простой и мгновенной записи выходного светового поля. МП Лапласа состоит из квадратной решетки модифицированного кремниевого кирпичика на стеклянной подложке, который показан на рисунке 6 (б). Высокая симметрия квадратной решетки и дефекты на четырех сторонах кремниевого кирпичика обеспечивают изотропную ОПФ для направлений в плоскости. Мы рассчитали спектры пропускания метаповерхности Лапласа при различных углах падения и привели их на рисунке 6 (с). Можно обнаружить, что резонанс проявляется на длине волны $\lambda \approx 740$ нм, когда световое поле падает под углом. Коэффициент пропускания увеличивается с увеличением угла падения θ . В результате обеспечиваются необходимые условия для реализации операции Лапласа. Чтобы объяснить зависимость пропускания от угла θ для МП Лапласа, мы вычислили дисперсионные полосы около 740 нм предлагаемой диэлектрической МП (кремний без потерь с показателем преломления 3,73).

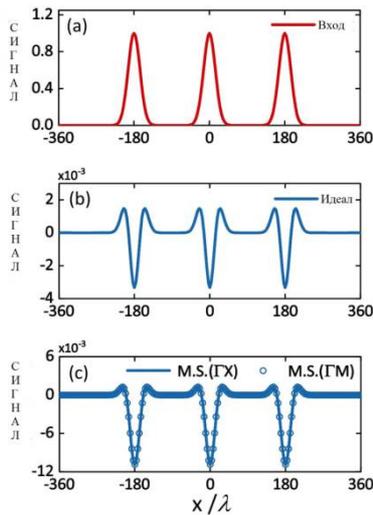


Рис. 7. (а) Одномерная пространственная функция с тремя гауссовыми огибающими в качестве входного светового поля; (б) Результат после операции идеального дифференцирования второго порядка; (с) Результат от МП Лапласа. Рассмотрены как ОПФ по направлениям ГХ (сплошная линия), так и ГМ (символы). Размер входного пикселя составляет $3,6\lambda$.

Все расчеты подробно приведены в [13]. Для проверки правильности выполнения операции Лапласа вначале использовалась одномерная пространственная функция - рисунок 7 (а). Эта пространственная функция состоит из трех гауссовых огибающих и может рассматриваться как профиль электрического поля входящего светового луча. Выходные сигналы показаны на рисунках 7(б) и 7 (с). Крошечная разница между результатами идеального случая и МП может быть объяснена небольшим отклонением ОПФ МП Лапласа от идеального. Мы установили пространственное разрешение $3,6\lambda$ для входной функции, что близко к максимальному пространственному разрешению данной МП.

Одно из применений операции Лапласа - обнаружение краев проблемных целей на изображении. Мы также продемонстрировали, что предлагаемую МП Лапласа можно использовать для распознавания дорожных знаков, что имеет решающее значение для автоматизированного вождения. Был выбран дорожный знак, который показан на рисунке 8 (а).

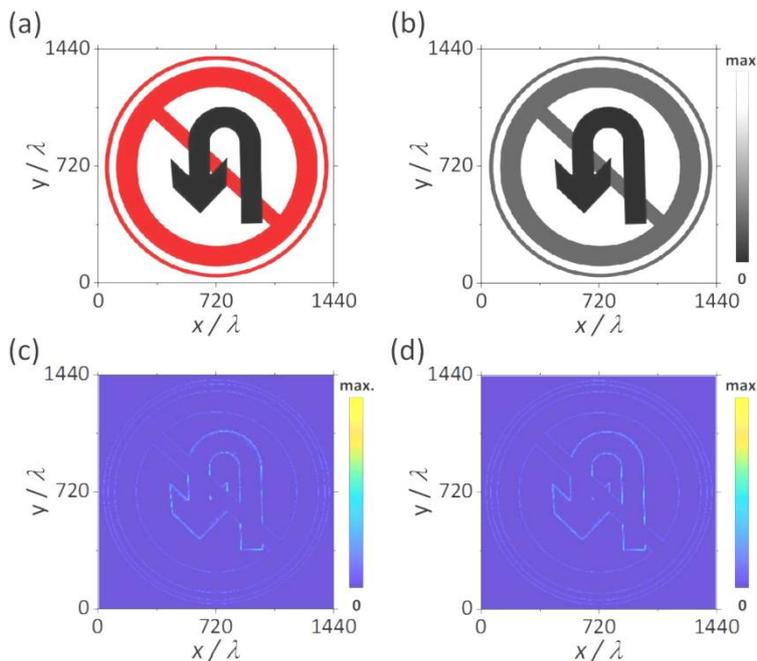


Рис. 8. (а) Цветное изображение дорожного знака; (б) Соответствующее изображение в градациях серого в качестве входных данных; (с) и (д) Выходное изображение из идеального оператора Лапласа и МП Лапласа для (б) соответственно.

Полутоновое изображение на рисунке 8 (б) можно рассматривать как неполяризованное световое поле с модуляцией интенсивности, которое падает на МП Лапласа. Из результатов после идеальной операции Лапласа, которые показаны на рисунке 8 (с), можно заметить, что края как внешних кругов, так и стрелки могут быть четко идентифицированы. Следовательно, необходимая информация может быть безопасно сохранена, в то время как избыточная будет отброшена, что ускоряет обработку информации на первом этапе.

Мы показали выходные результаты МП Лапласа на рисунке 8 (д), где можно обнаружить, что подобное обнаружение краев также может быть успешно реализовано.

Метаповерхность Лапласа может быть переведена для работы на других длинах волн путем регулировки размера структуры. Чтобы продемонстрировать это, аналогичным образом была разработана другая МП Лапласа, работающая на длине волны 1550 нм (окно прозрачности оптического волокна). Форма структуры такая же, как на рисунке 6 (b), но с другими параметрами: $a=743$ нм, $d=560$ нм, $s=69$ нм и $h=360$ нм, соответственно. При этом коэффициент пропускания мог достигать 0,9, а угол падения 10^0 . Мы использовали типичный QR-код в качестве входного 2D изображения, поскольку QR-коды теперь важны в нашей повседневной жизни, и обнаружение краев для них играет решающую роль в обнаружении области QR-кода. Выбранный нами QR-код показан на рисунке 9 (a), который несет информацию о китайском иероглифе, означающем «свет». Посредством процедуры обработки, обсуждаемой в этом контексте, мы можем получить результаты от идеальной операции Лапласа и от МП Лапласа, которые показаны на рисунках 9 (b) и 9 (c).

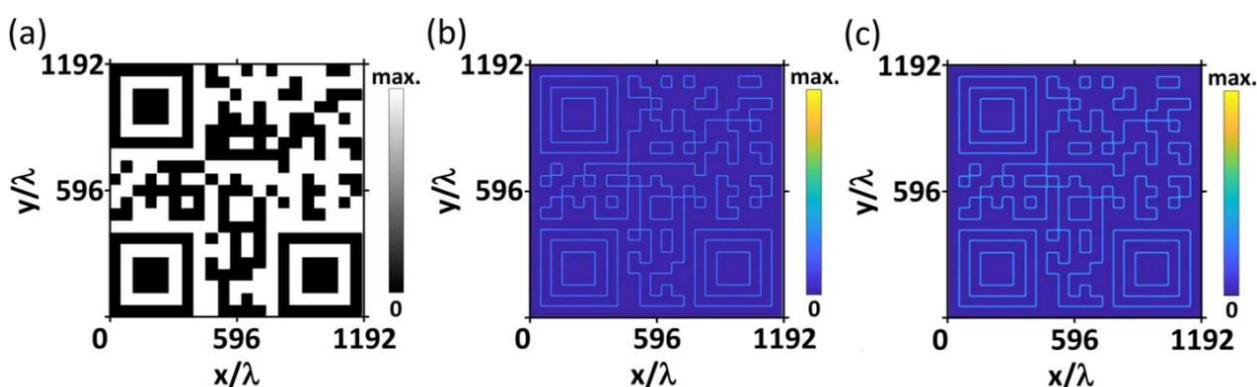


Рис. 9. (a) Входное изображение, состоящее из QR-кода; (б) выходное изображение идеальной операции Лапласа; (c) выход из МП Лапласа. Все изображения представляют собой профиль силы света; размеры пикселей установлены как $2,88\lambda$.

Из данных рисунка 9 видно, что края всех элементов были успешно обнаружены. Кроме того, интенсивность света на выходе из метаповерхности очень похожа на идеальную, что подразумевает высокое качество обнаружения границ для изображений с МП Лапласа.

5. Ввиду ограниченного объема статьи автор лишь конспективно перечислит другие направления фотоники, которые также исследуются в работах [7-14] и подробно там представлены. Это: управление рассеянием света наночастицами с помощью магнитоэлектрической связи и нулевое обратное рассеяние (теория рассеяния света наночастицами и электромагнитные мультиполи, численное моделирование, проверочные эксперименты в области частот от 4 до 7,5 ГГц) [7, 10, 11]; сильная оптомеханическая связь в цепочечных волноводах из наночастиц кремния с квазисвязанными состояниями в континууме (фотон – фононное взаимодействие с микроструктурами) [14] и т.п. Эти направления, несомненно, могут стать темами будущих докладов на конференциях “СТНО” в РГРТУ.

Благодарности. Автор выражает искреннюю благодарность китайским ученым, с которыми выполнены и опубликованы в ведущих международных научных журналах работы [7-14]: Weiping Liu, Tianhua Feng, Lei Wan, Danping Pan, Min Ouyang, Zixian Liang, Zhaohui Li, Shuaifeng Yang, Xia Wu, Yi Xu, Ning Lai, Weilian Chen, Fugen Wang, Wei Zhang.

Библиографический список

1. *Potapov A. A.* Фракталы в радиофизике и радиолокации.– М.: Логос, 2002.– 664 с.; см. также: *Potapov A. A.* Фракталы в радиофизике и радиолокации: Топология выборки. Изд. 2-е, перераб. и доп.– М.: Университетская книга, 2005.– 848 с.
2. *Профессор Александр Алексеевич Потопов.* Фракталы в действии: Биобиблиографический указатель / Под ред. академика Ю. В. Гуляева.– М.: ЦПУ “Радуга”, 2019.– 256 с. (Одобрено Ученым советом ИРЭ им. В. А. Котельникова РАН 26.12.2018).
3. *Potapov Alexander A., Wu Hao, Xiong Shan.* Fractality of Wave Fields and Processes in Radar and Control. – Guangzhou: South China University of Technology Press (First edition: November 2020), 2020. – 280 pp.
4. *Potapov A.A.* Математические основы фрактально-скейлингового метода в статистической радиофизике и приложениях // РЭНСИТ. 2021. Т. 13. № 3. С. 245–296. DOI: 10.17725/rensit.2021.13.245
5. *Beliaeva V.S., Klyuev D.S., Neshcheret A.M., Potapov A.A., Sokolova Y.V.* Fractal Antenna Systems with Chiral Metamaterials Substrates for MIMO Systems. – In the book: *Hu Z., Petoukhov S., He M.* (eds). Advances in Artificial Systems for Medicine and Education V. (Lecture Notes on Data Engineering and Communications Technologies, v. 107). – Cham: Springer, 2022. P. 329–345. https://doi.org/10.1007/978-3-030-92537-6_31
6. *Potapov A.A., Кузнецов В.А., Аликулов Е.А.* Структурно-параметрический синтез систем оптимальной текстурно-фрактальной обработки многомерных радиолокационных изображений // Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67. № 1. С. 51–67. DOI: 10.31857/S0033849422010077
7. *Danping Pan, Tianhua Feng, Wei Zhang, and Alexander A. Potapov.* Unidirectional light scattering by electric dipoles induced in plasmonic nanoparticles // Optics Letters. 2019. V. 44. No. 11. P. 2943–2946. <https://doi.org/10.1364/OL.44.002943>
8. *Wan Lei, Pan Danping, Yang Shuai Feng, Zhang Wei, Potapov Alexander A., Wu Xia, Liu Weiping, Feng Tianhua, and Li Zhaohui.* Optical analog computing of spatial differentiation and edge detection with dielectric metasurfaces // Optics Letters. 2020. V. 45. No. 7. P. 2070–2073.
9. *Pan Danping, Wan Lei, Potapov Alexander A., and Feng Tianhua.* Performing Spatial Differentiation and Edge Detection with Dielectric metasurfaces // QELS_Fundamental Science “OSA Technical Digest Conf. on Lasers and Electro-Optics (CLEO) (San Jose, California, USA, 10-15 May 2020)”. - Washington: Optical Society of America, 2020.- Paper FW4B.2.pdf. - 2 pp. (From the session “Inverse Design and Computation (FW4B)”).
10. *Feng Tianhua, Potapov Alexander A., Liang Zixian, and Xu Yi.* Huygens Metasurfaces Based on Congener Dipole Excitations // Physical Review Applied. 2020. V. 13. Article No. 021002. - 6 pp.
11. *Feng Tianhua, Yang Shuai Feng, Lai Ning, Chen Weilian, Pan Danping, Zhang Wei, Potapov Alexander A., Liang Zixian, and Xu Yi.* Manipulating light scattering by nanoparticles with magnetoelectric coupling // Physical Review B. 2020. V. 102. Article No. 205428. - 7 pp.
12. *Wan Lei, Pan Danping, Feng Tianhua, Liu Weiping, Potapov A.A.* A review of dielectric optical metasurfaces for spatial differentiation and edge detection // Frontiers of Optoelectronics. 2021. V. 14. No. 2. P. 187–200.
13. *Wan Lei, Pan Danping, Ouyang Min, Zhang Wei, Potapov Alexander A., Liu Weiping, Liang Zixian, Feng Tianhua, Li Zhaohui.* Laplace metasurfaces for optical analog computing based on quasi-bound states in the continuum // Photonics Research. 2021. V. 9. No. 9. P. 1758–1766.
14. *Yang Shuai Feng, Wan Lei, Wang Fugen, Potapov Alexander A., and Feng Tianhua.* Strong optomechanical coupling in chain-like waveguides of silicon nanoparticles with quasi-bound states in the continuum // Optics Letters. 2021. V. 46. No. 18. P. 4466–4469.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49

ВЛИЯНИЕ ПАРАЗИТНОЙ АМПЛИТУДНОЙ МОДУЛЯЦИИ НА ИЗМЕРЕНИЕ МАЛЫХ РАССТОЯНИЙ ЧМ ДАЛЬНОМЕРОМ

В.С. Паршин, В.Д. Нгуен

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, ducnguyenvan15043003@gmail.com

Аннотация. В данной работе исследовано влияние паразитной амплитудной модуляции на измерение малых расстояний дальномером с частотной модуляцией зондирующего сигнала при варьировании несущей частоты передатчика. Показано, что паразитная амплитудная модуляция приводит к увеличению погрешности измерения. С помощью моделирования проведена количественная оценка увеличения погрешности измерения при наличии паразитной амплитудной модуляции.

Ключевые слова: паразитная амплитудная модуляция, измерение малых расстояний, варьирование несущей частоты, сигнал разностной частоты, ЧМ дальномер, спектральная плотность мощности.

INFLUENCE OF SPIRIT AMPLITUDE MODULATION ON THE MEASUREMENT OF SMALL DISTANCES BY THE FM RANGEFINDER

V.S. Parshin, V.D. Nguyen

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, ducnguyenvan15043003@gmail.com

The summary. The paper was researched the effect of parasitic amplitude modulation on the measurement of small distances by a rangefinder with frequency modulation of the probing signal was studied. It is shown that spurious amplitude spurious modulation leads to an increase in the measurement error. With the help of simulation, a quantitative assessment of the increase in the measurement error in the presence of parasitic amplitude modulation was carried out.

Keywords: parasitic amplitude modulation, measurement of short distances, carrier frequency variation, difference frequency signal, FM range finder, power spectral density.

В настоящее время основной из задач прецизионных систем ближней частотной радиолокации является повышение точности измерения расстояния до отражающей поверхности, находящейся в замкнутом объёме. Существенным фактором, приводящим к увеличению погрешности измерения, является влияние паразитной амплитудной модуляции (ПАМ) сигнала разностной частоты передатчика при использовании варьирования несущей частоты с сохранением диапазона перестройки [1,2]. Цель настоящей работы – проведение анализа влияния паразитной амплитудной модуляции на измерение малых расстояний.

Модель сигнала. Алгоритмы оценки расстояния

Сигнал разностной частоты (СРЧ) $S(t)$ на выходе смесителя РД ЧМ обычно представляют в виде [2]:

$$S(t) = f(t) \{ S_c \cos[\omega_0 \tau_{zc} + 2\Delta\omega_d \tau_{zc} t / T_{mod} + \varphi_c(\tau_{zc})] \} + n(t), \quad (1)$$

где S_c – амплитуда полезного сигнала;

ω_0 – минимальное значение несущей частоты передатчика;

$\Delta\omega_d$ – диапазон перестройки частоты передатчика;

T_{mod} – период модуляции несущего колебания;

τ_{zc} – задержка сигнала, соответствующая расстояниям до измеряемого уровня;

$\varphi_c(\tau_{zc})$ – фаза полезного сигнала, обусловленная фазовой характеристикой ЧМ дальногомера и диэлектрическими свойствами отражающей поверхности;

$n(t)$ – белый гауссовский шум; $f(t)$ – функция, описывающая ПАМ.

В работе принято, что функция $f(t)$ имеет следующий вид:

$$f(t) = S_p \cos(\Omega t) \quad (2)$$

где $0 \leq \Omega \leq \Omega_{\max}$, $\Omega_{\max} = \pi/T_m$.

Такой вид ПАМ очень широко распространен в дальномерах с ЧМ зондирующего сигнала. Меняя величину Ω , можно менять глубину m ПАМ, которую определим как

$$m = (S_{p\max} - S_{p\min}) / S_{p\max} \quad (3)$$

где $S_{p\min}$, $S_{p\max}$ – соответственно минимальное и максимальное значение огибающей сигнал разностной частоты с учетом ПАМ.

При $\Omega = 0$ СРЧ не модулирован по амплитуде ($m = 0$), а при $\Omega = \Omega_{\max}$ глубина ПАМ максимальна ($m = 1$).

Для оценки расстояния в современных ЧМ дальномерах используют оценку частоты, на которой находится максимальная спектральная составляющая амплитудного спектра $A(\omega)$ СРЧ (или максимальная составляющая его спектра мощности) [3]:

$$A(\hat{\omega}) = \max_{\omega} \quad (4)$$

Оценка \hat{R} расстояния связана со значением оценки частоты СРЧ и величиной времени задержки известными соотношениями:

$$\hat{R} = \omega_{\hat{\omega}} T_{\text{мод}} c / 8 \Delta \omega_d, \quad \tau_3 = 2R / c, \quad \omega_{\hat{\omega}} = 2 \Delta \omega_d \tau_3 / T_{\text{мод}} \quad (5)$$

где c – скорость света; $\omega_{\hat{\omega}}$ – оценка частоты СРЧ.

Погрешность оценки расстояния до отражающей поверхности, вычисленная как:

$$\Delta R = \hat{R} - R_{\text{ист}}, \quad (6)$$

где $R_{\text{ист}}$ – истинное расстояние, приведена на рисунке 1. Величины $\Delta \omega_d$ и ω_0 равны соответственно 1 ГГц и 10 ГГц. Возникновение ошибки измерения в расстоянии до 22 см объясняется наличием влияния спектральной плотности мощности, вычисленной на отрицательных частотах. При оценке расстояния использована весовая функция Блэкмана, которая широко используется при спектральном анализе сигналов [4], то есть определялась максимальная спектральная составляющая спектра сигнала

$$y(t) = S(t)w(t), \quad (7)$$

$w(t)$ – весовая функция Блэкмана.

Известны работы [5-7], посвященные измерению частоты сигнала, представляется малой выборкой (малым числом относительных периодов $\omega_{\hat{\omega}} T_{\text{мод}} / \pi \leq 4-5$). Особенности сигнала разностной частоты ЧМ-дальногомера позволяют осуществлять измерение малых расстоя-

ний с помощью перестройки несущей частоты передатчика. Спектральная плотность мощности (СПМ) сигнала разностной частоты представим в виде [8]:

$$G(\omega) = |S_+(j\omega)|^2 + |S_-(j\omega)|^2 + 2 \operatorname{Re}[S_+(j\omega)S_-^*(j\omega)] \\ = S_c^2 \frac{\sin^2\left[(\omega - \omega_0)\frac{T}{4}\right]}{(\omega - \omega_0)^2} + S_c^2 \frac{\sin^2\left[(\omega + \omega_0)\frac{T}{4}\right]}{(\omega + \omega_0)^2} + 2 \operatorname{Re}[S_+(\omega)S_-^*(\omega)], \quad (8)$$

где $S_+(j\omega)$ и $S_-(j\omega)$ – спектральные плотности сигнала, вычисленного на положительных и отрицательных частотах; * – означает знак комплексного сопряжения.

Взаимная спектральная плотность мощности СРЧ представлена в следующем виде (при интегрировании в симметричных пределах):

$$\operatorname{Re}[S_+(j\omega)S_-^*(j\omega)] = S_c^2 \cos(\omega_0\tau_{zc} + \varphi_c(\tau_{zc})) \frac{\sin\left[(\omega - \omega_0)\frac{T}{4}\right]}{(\omega - \omega_0)} \frac{\sin\left[(\omega + \omega_0)\frac{T}{4}\right]}{(\omega + \omega_0)} \quad (9)$$

Из выражения (9) вытекает следующее. Для обеспечения ортогональности спектральных плотностей, вычисленной на отрицательных и положительных частотах, необходимо добиться выполнения условия: $\cos(\omega_{\text{var}}\tau_{zc} + \varphi_c(\tau_{zc})) = 0$ варьированием значения несущей частоты. Следовательно, необходимо выполнить следующее условие:

$$\omega_{\text{var}}\tau_{zc} + \varphi_c(\tau_{zc}) = \frac{\pi}{2} + k\pi, k = 0, 1, 2, \dots \quad (10)$$

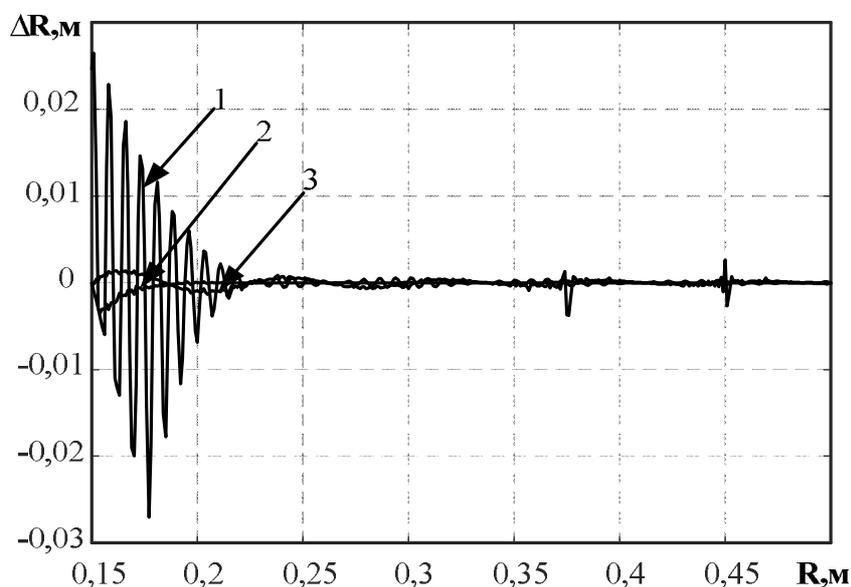


Рис. 1. Зависимости мгновенных погрешности измерения малых расстояний

На рисунке 1 приведены мгновенные погрешности измерения малых расстояний (несколько периодов СРЧ), полученные с помощью моделирования, в зависимости от расстояния R между РД ЧМ и отражающей поверхностью. Графики 2 и 3, соответствующие оценке расстояния при варьировании несущей частоты передатчика при сохранении диапазона перестройки, приведены на рисунке 1. Условия проведения моделирования такие же, что и при

получении графика 1. Графики 1 и 2 получены с умножением СРЧ на весовую функцию Блэкмана. Видно, что график 1 имеет колебательный характер, и общий уровень огибающей резко снижается при увеличении расстояния. Из графиков 2 и 3 видно, что при оптимальном значении несущей частоты (то есть когда спектральные плотности на положительных и отрицательных частотах $S_+(j\omega)$ и $S_-(j\omega)$ ортогональны), погрешность измерения расстояния существенно уменьшается. Графики 2 и 3 отличаются тем, что при достаточном расстоянии мгновенные погрешности измерения с использованием окна Блэкмана почти равны нулю, а мгновенные погрешности измерения без использования окна Блэкмана имеют два пика.

Для оценки влияния ПАМ на погрешность измерения расстояния воспользуемся среднеквадратичной погрешностью:

$$\sigma_R = \frac{1}{K} \sqrt{\sum_{i=1}^K (R_{i_{\text{ист}}} - \hat{R}_i)^2} \quad (11)$$

где K - число расчетных точек на интервале расстояния, равном длине волны. При расчетах принято, что $K=30$.

На рисунках (2,3) приведены результаты моделирования.

Условия проведения моделирования те же самые, что и при получении графиков, приведенных на рисунке 1. На рисунке 2 приведена среднеквадратическая погрешность без использования окна Блэкмана

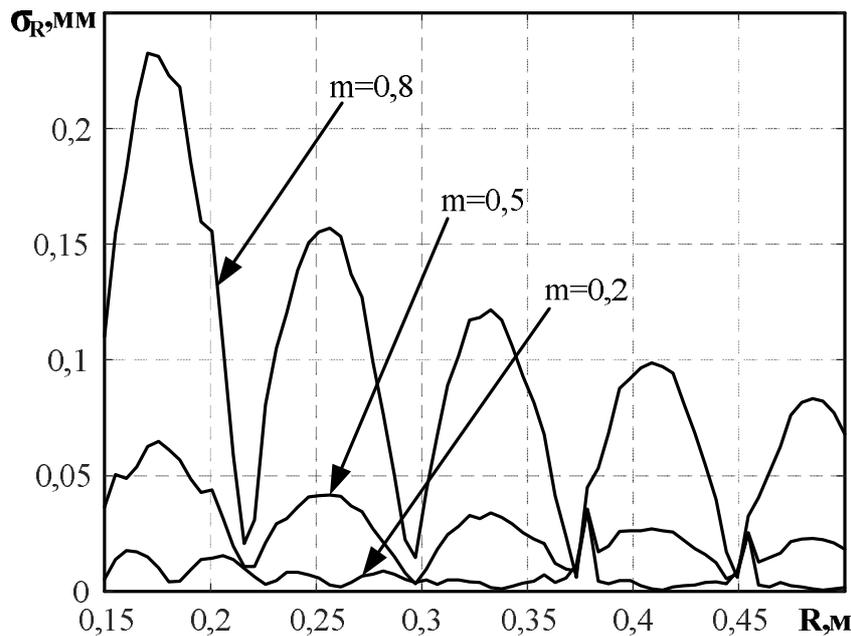


Рис. 2. Среднеквадратическая погрешность оценки расстояния без использования окна Блэкмана

Из рисунка 2 следует, что наличие ПАМ увеличивает погрешность измерения расстояния. Регулярный характер погрешности объясняется влиянием боковых лепестков спектра сигнала. Резкое увеличение погрешности наблюдается при коэффициенте ПАМ, большим 0,5.

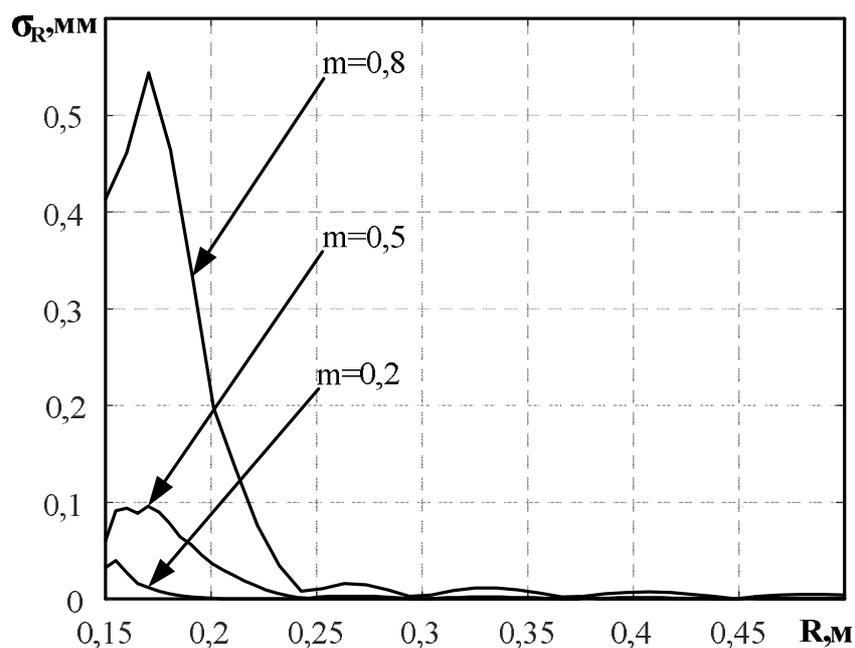


Рис. 3. Среднеквадратическая погрешность оценки расстояния с использованием окна Блэкмана

На рисунке 3 приведена среднеквадратическая погрешность измерения расстояния, при использовании окна Блэкмана. Видно, что среднеквадратическая погрешность существенно уменьшается при коэффициенте ПАМ, не превышающем 0,5.

Диапазон варьирования несущей частоты передатчика при моделировании составлял величину в 1 ГГц. (от 10 ГГц до 11 ГГц), что осуществимо на практике, поскольку необходимый диапазон варьирования сравним с диапазоном перестройки.

Библиографический список

1. Атаянц Б.А., Езерский В.В., Давыдочкин В.М., Паршин В.С., Смольский С.М. Прецизионные системы ближней частотной радиолокации промышленного применения – М.: Радиотехника, 2012. -512 с.
2. Паршин В.С., Заигров Н.С. Уменьшение погрешности измерения расстояния дальномером с частотной модуляцией зондирующего сигнала при использовании перестройки несущей частоты передатчика // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2020. № 74. С.14-22.
3. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов.- М.: Радио связь, 1983, - 320 с.
4. Хэррис Дж. Использование окон при гармоническом анализе методом дискретного преобразования Фурье // ТИИР. 1978. Т. 66. №1. С. 60-96.
5. Лабутин С.А., Пугин М.В. Помехоустойчивость и быстродействие методов измерения частоты по короткой реализации гармонического сигнала // Измерительная техника. 1998. №9. С. 34-77.
6. Зандер Ф.В. Алгоритмы оптимальной оценки параметров радиосигнала при времени измерения менее периода и некратном периоде с привязкой результата к началу измерительного интервала // Измерительная техника. 2003. №2. С. 43-45.
7. Атаянц Б.А., Паршин В.С. Измерение частоты гармонического сигнала, принимаемого на фоне аддитивного белого шума, по его короткой реализации // Измерительная техника. №6. 2004. С. 42-47.
8. Гоноровский И.С. Радиотехнические цепи и сигналы. Учебник для высших учебных заведений – 4е изд., перераб. и доп.-М.: Радио и связь, 1986. -512 с.

УДК 621.37:621.39; ГРНТИ 47.47

ПАКЕТ ПРОГРАММ GNURADIO - ИНСТРУМЕНТ ДЛЯ ЗНАКОМСТВА ШКОЛЬНИКОВ С РАДИОТЕХНИКОЙ

Е.В. Чайко*, И.В. Васильев**, В. А. Проценко**, В.В. Никитин**

*Рижский Технический Университет, Латвия, Рига, jelena.caiko@gmail.com

**ТОО «СКТБ «Гранит» Казахстан, Алматы, iv@granit.kz vl@granit.kz_nikitin@granit.kz

Аннотация. В работе рассматривается использование системы GNURadio для практического обучения школьников и студентов системам радиосвязи. В статье приводятся основные особенности, достоинства и возможности GNU Radio, а также наиболее интересные проекты на базе этой системы.

Ключевые слова: GNURadio, Software Defined Radio (SDR) приемник, обучение, радиосвязь

GNURADIO SOFTWARE PACKAGE - A TOOL FOR INTRODUCING SCHOOL- CHILDREN WITH RADIO ENGINEERING COMMUNICATION

J.V. Caiko*, I.V. Vassilyev**, V. A. Protsenko**, V.V. Nikitin**

*Riga Technical University, Latvia, Riga, jelena.caiko@gmail.com

**LLP «SKTB «Grani»t Kazakhstan, Almaty iv@granit.kz vl@granit.kz_nikitin@granit.kz

The summary. The paper considers the use of the GNURadio system for practical training of schoolchildren and students in radio communication systems. The article presents the main features, advantages and possibilities of GNU Radio, as well as the most interesting projects based on this system.

Keywords: GNURadio, Software Defined Radio (SDR) receiver, training, radio communication

С каждым годом растёт спрос на инженерные и научные кадры в области радиотехники. Однако, подготовка специалистов в этой области является сложной задачей, учитывая необходимость освоения большого объёма теоретических знаний и практических навыков. В советский период большой помощью для ВУЗов была предварительная подготовка школьников в области радиотехники с школьных кружков, на станциях юных техников. Большую образовательную помощь оказывали популярные журналы «Юный техник», «Моделист-конструктор», «Радио» в которых публиковались научно-популярные статьи и описания несложных конструкций, которые могли изготовить школьники в домашних условиях. Это способствовало к развитию интереса к радиотехнике и, как следствие, к росту числа желающих связать жизнь с этой профессией.

Бурное развитие микроэлектроники резко сократило возможности «домашней» сборки самоделок, значительно сократилось и количество школьных радиокружков. Эти обстоятельства не могли не сказаться на снижении качества до вузовской подготовки абитуриентов, поступающих на радиотехнические специальности. В этих условиях, развитие проекта «GNU Radio» может оказаться хорошим базисом для облегчения знакомства школьников с основами радиотехники и привлечению их на радиотехнические специальности.

Развитие GNU Radio

Идею создания проекта «GNU Radio» предложил известный инженер и программист Джон Гилмор ещё в 1998 году. Базовой идеей проекта было упрощение для инженеров, не знакомых с навыками программирования, пути создания программных продуктов без привлечения программистов. Активный борец за распространение программ с открытым исходным кодом, Гилмор даже выделил из собственных средств 320 тысяч долларов США Эрику Блоссому, который в 2001 году выпустил первую версию программного пакета. Проект начал развитие как экосистема свободного и открытого программного обеспечения для радио (*The Free & Open Software Radio Ecosystem*) [1].

GNU Radio - это платформа, которая позволяет пользователям проектировать, моделировать и развертывать на практике высокопроизводительные и разнообразные системы

радиосвязи. Модульная структура пакета программ, ориентированная на «поточные графы», поставляется с обширной библиотекой блоков обработки, которые можно легко комбинировать для создания сложных приложений [2]. Проект не предоставляет готовых приложений для определенных стандартов радиосвязи (например, 802.11, ZigBee, LTE и т.д.), но может использоваться (и использовался) для реализации большинства стандартов связи. Интересный проект был выполнен в 2014 году, когда группа энтузиастов успешно установила связь с космическим аппаратом ISEE-3, который был запущен в 1978 году, но уже закончил свою миссию в 1999 году и с тех пор был законсервирован [3].

В 2006 году студентами университета Джона Хопкинса и MSE был получен грант Tech-Fellows на адаптацию новой технологии для помощи в процессе обучения и улучшения графического интерфейса проекта [4]. Но, по настоящему бурное развитие проекта началось в 2008 году, когда появились первые программно определяемые приёмопередатчики серии USRP (Universal Software Radio Peripheral), созданные Мэттом Эттусом [5] и аппаратных драйверов для них UHD (USRP Hardware Driver). А в 2013 году появилась возможность использования дешёвых (<20\$) DVB-T USB приёмников, использующих контроллеры Realtek RTL2832U и тюнеры Elonics E4000 или Rafael Micro R820T [6].

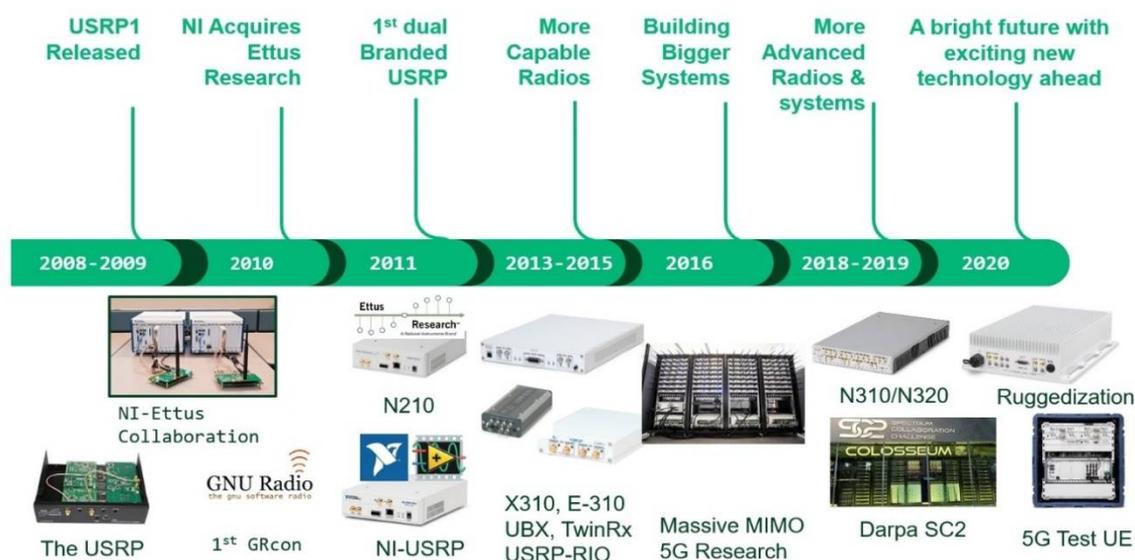


Рис. 1. История Ettus Research SDR

В настоящее время доступно уже GNU Radio версии 3.10. Данная версия позволяет использовать пакет в режиме реального времени. В данной версии добавлены элементы (эквалайзеры, фильтры голосовые кодеки, демодуляторы, декодеры, модули синхронизации, каналные кодеки и прочее) необходимые для компоновки и создания готовых радиосистем и при наличии возможностей по определению потоков данных между блоками даёт возможность проектировать радиосистемы без навыков программирования.

Рост возможностей версий GNU Radio показан в таблице 1.

Таблица 1. Показатели GNU radio. Количество блоков по категориям

GNU radio 3.7.2.2 (Python 2.7.16) 2011 год	GNU radio 3.9.0.0 (Python 3.9.0) 2016 год	GNU radio 3.10.0.0 (Python 3.7.90) 2021 год
1. Audio – 22; 2. Boolean Operators – 5; 3. Byte Operators – 5; 4. Channel Models – 6; 5. Channelizers – 5; 6. Coding – 3; 7. Control Port – 4; 8. Debug Tools – 6; 9. Deprecated - 1; 10. Equalizers - 3; 11. Error Coding - 2; 12. File Operators - 7; 13. Filters - 13; 14. Fourier Analysis - 3; 15. GUI Widgets: - QT - 6; - WX – 6; 16. Impairment Models - 10; 17. Instrumentation: - QT - 7; - WX –7; 18. Level Controllers - 13; 19. Math Operators - 15; 20. Measurement Tools - 7; 21. Message Tools - 6; 22. Misc - 20; 23. Modulators - 30; 24. Networking Tools - 6; 25. OFDM - 16; 26. Packet Operators - 13; 27. Peak Detectors - 5; 28. Resamplers - 4; 29. Stream Operators - 19; 30. Stream Tag Tools - 2; 31. Simbol Coding - 8; 32. Synchronizers - 10; 33. Trellis Coding - 13; 34. Type Converters - 19; 35. UHD - 3; 35. Variables - 4; 37. Waveform Generators - 6; 38. FCD – 1; 39. NOAA – 3; 40. Pager – 3;	1. Audio – 16; 2. Boolean Operators – 5; 3. Byte Operators – 5; 4. Channel Models – 7; 5. Channelizers – 7; 6. Coding – 3; 7. Control Port – 4; 8. Debug Tools – 2; 9. Deprecated - 17; 10. Equalizers - 3; 11. Error Coding - 39; 12. File Operators - 6; 13. Filters - 22; 14. Fourier Analysis - 3; 15. GUI Widgets - 24; 16. Impairment Models - 10; 17. Instrumentation - 11; 18. Level Controllers - 13; 19. Math Operators - 22; 20. Measurement Tools - 9; 21. Message Tools - 13; 22. Misc - 23; 23. Modulators - 22; 24. Networking Tools - 6; 25. OFDM - 7; 26. Packet Operators - 18; 27. Peak Detectors - 5; 28. Resamplers - 5; 29. Stream Operators - 19; 30. Stream Tag Tools - 8; 31. Simbol Coding - 10; 32. Synchronizers - 8; 33. Trellis Coding - 13; 34. Type Converters - 23; 35. UHD - 17; 36. Variables - 6; 37. Waveform Generators - 9; 38. ZeroMQ Interfaces - 12. 39. Equalizers: 1. 40. Digital Television - 6; 41. IQ C0rrection - 4; 42. Video - 1; 43. Soapy: 2. 44. Osmo SDR: 3.	1. Audio – 16; 2. Boolean Operators – 5; 3. Byte Operators – 5; 4. Channel Models – 7; 5. Channelizers – 7; 6. Coding – 3; 7. Control Port – 4; 8. Debug Tools – 2; 9. Deprecated - 7; 10. Equalizers - 3; 11. Error Coding - 39; 12. File Operators - 8; 13. Filters - 22; 14. Fourier Analysis - 3; 15. GUI Widgets - 24; 16. Impairment Models - 10; 17. Instrumentation - 11; 18. Level Controllers - 13; 19. Math Operators - 22; 20. Measurement Tools - 9; 21. Message Tools - 7; 22. Misc - 23; 23. Modulators - 22; 24. Networking Tools - 6; 25. OFDM - 7; 26. Packet Operators - 19; 27. Peak Detectors - 5; 28. Resamplers - 4; 29. Stream Operators - 20; 30. Stream Tag Tools - 8; 31. Simbol Coding - 10; 32. Synchronizers - 9; 33. Trellis Coding - 13; 34. Type Converters - 23; 35. UHD - 17; 36. Variables - 6; 37. Waveform Generators - 9; 38. ZeroMQ Interfaces - 12. 39. Equalizers: 1. 40. Digital Television: - ATSC - 17; - DVB - 4; - DVB-S2 - 3; - DVB-T -16; - DVB-T2 - 9; - ITU-TJ.83B - 5; 41. IQ Correction - 4; 42. Video - 1; 43. Soapy 15; 44. Industrial I/O - 10; 45. PDU Tools - 13;
Всего Блоков – 337	Всего Блоков – 469	Всего Блоков – 538

Как видно из таблицы, возможности GNU Radio постоянно растут. Обладая SDR приёмником стоимостью в 1000 рублей, компьютером и куском провода (антенной), любой школьник может создать не только собственный проект, но и скомпилировать программный код, исполняемый на компьютере, на котором не установлены пакет проекта «GNU Radio» и компилятор языка Python.

Разве не интересно будет молодому человеку самостоятельно изменить тембр голоса или зашифровать его [7], или незаметно передать информацию между компьютерами по неслышному ультразвуковому каналу [8]. Увидеть где летят самолёты в реальном времени [9] или принять сигнал из далёкой Австралии [10]. А перехватить излучение монитора компьютера в соседней комнате и увидеть просматриваемую страницу [11]. Всё это простые примеры использования GNU Radio.

Имеется множество других, несколько более сложных, но увлекательных проектов. В [12] показано, как демодулировать и декодировать физический уровень связи LoRa с помощью модуля Software Defined Radio (SDR), запрограммированного в среде GNU Radio. В этой диссертации дается четкий обзор того, как использовать GNU Radio, как выбрать фреймворки Software Defined Radio, а также аппаратное обеспечение и, наконец, математический и практический подход к пониманию и декодированию физического уровня LoRa. Для изучающих Интернет вещей это может быть начальным руководством при установлении связи между двумя отдельными устройствами.

В [13] описывается как выполняется с помощью проекта Gnu Radio процедура записи радиозфира для стандарта GSM. В качестве SDR радиомодуля используются такие устройства как Hack RF One, USRP B210 и т.п. Этот метод работает в 90 % случаев.

В [14] описывается проектирование SDB с циклом разработки программного обеспечения, который включает функциональный анализ (проектирование), и проверку радиофункций, составляющих систему SDB. Функциями радио являются приемник телеметрии и передатчик телеуправления. Функциональный анализ выполняется с помощью функциональных блок-схем. Процесс проверки осуществляется посредством моделирования, учитывающего реалистичные искажения канала для миссий, работающих в S-диапазоне и охарактеризованных Консультативным комитетом по системам космических данных (CCSDS) как категория Amissions (менее 2 млн км). Валидация проводится на лабораторном стенде и нескольких орбитальных спутниках. В рамках вышеуказанного цикла разработки программного обеспечения приемник телеметрии и передатчик телеуправления разрабатываются с использованием комплекта разработки радио GNU с открытым исходным кодом.

Заключение

Технология программно-определяемой радиосвязи (SDR) широко используется в широком спектре исследовательских работ, чтобы помочь продемонстрировать осуществимость новых алгоритмов и подходов, которые быстро определяют новое современное состояние в новых беспроводных технологиях (например, 5G/6G, сети беспилотных летательных аппаратов), а также предоставляет новые возможности для изучения мира электромагнитного (ЭМ) спектра вокруг нас (например, радиоастрономия, спутниковая связь, радар). Хотя SDR стал основным направлением исследовательской деятельности, он пока не получил широкого распространения в школьных классах, чтобы помочь учащимся перейти от теоретических концепций к практическому обучению.

Основные цели данного обзора, мотивировать школьников и студентов, стимулировать их творческий потенциал, способствовать социальной интеграции учащихся, ознакомить учащихся с основными понятиями и методологиями, используемыми для решения проблем электротехники и телекоммуникаций.

Одним из решений, с помощью которых будет развиваться мотивация, это знакомить школьников и студентов с различными модулями, ориентированными на разные области. Например: возобновляемые источники энергии, робототехника, связь, обработка сигналов и т.д.

Студенты младших курсов, вчерашние школьники, в рамках курсовых проектов или студенческих конкурсов могли бы создать много несложных проектов под руководством преподавателей. Эти проекты могли бы стать основой для методических рекомендаций по факультативному изучению физики в школах совместно с преподавателями и студентами Рязанского государственного университета им. С.А.Есенина. И тогда появились бы абитуриенты с хорошей радиотехнической подготовкой. Одним из важных аспектов, на который необходимо обращать внимание преподавателям, это уровень сложности различных заданий, которые должны быть выполнены учащимися с таким разнородным образованием.

Библиографический список

1. GNU Radio – Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/GNU_Radio– Дата доступа: 10.02.2022
2. Костин Михаил Сергеевич, Ярлыков Алексей Дмитриевич, Архитектурно-конфигурируемые SDR технологии радиомониторинга и телеметрии, Инфра-Инженерия, 2021, ISBN - 978-5-9729-0599-7, 148 стр.
3. Анатолий Ализар, Как установить связь с 36-летним космическим зондом с помощью GNU Radio.- Режим доступа: <https://habr.com/ru/post/229777/> – Дата доступа: 10.02.2022
4. GNU Radio companion - Режим доступа: <https://www.joshknows.com/grc> – Дата доступа: 10.02.2022
5. What is difference 10 year makes .- Режим доступа: <https://www.gnuradio.org/blog/2020-09-14-ni-what-a-difference/>– Дата доступа: 10.02.2022
6. Программно определяемая радиосистема. -Режим доступа: https://ru.wikipedia.org/wiki/%D0%9F%D1%80%D0%BE%D0%B3%D1%80%D0%B0%D0%BC%D0%BC%D0%BD%D0%BE_%D0%BE%D0%BF%D1%80%D0%B5%D0%B4%D0%B5%D0%BB%D1%8F%D0%B5%D0%BC%D0%B0%D1%8F_%D1%80%D0%B0%D0%B4%D0%B8%D0%BE%D1%81%D0%B8%D1%81%D1%82%D0%B5%D0%BC%D0%B0 – Дата доступа: 10.02.2022
7. Изучаем GNU Radio при помощи микрофона-Режим доступа: <https://habr.com/ru/company/zwave/blog/393713/> - Дата доступа: 10.02.2022
8. Ultrasonic data transmission with GNU Radio -Режим доступа: <https://hackaday.com/2013/12/10/ultrasonic-data-transmission-with-gnu-radio/>– Дата доступа: 10.02.2022
9. SDR&ADS-B -Режим доступа: <https://adsbradar.ru/software-defined-radio> - Дата доступа: 10.02.2022
10. A tutorial on receiving WSPR with an RTL-SDR V3-Режим доступа: <https://www.rtl-sdr.com/a-tutorial-on-receiving-wspr-with-an-rtl-sdr-v3/>- Дата доступа: 10.02.2022
11. Tempestsdr:an SDR tool for eavesdropping on computer screens via unintentionally radiated RF -Режим доступа: <https://www.rtl-sdr.com/tempestsdr-a-sdr-tool-for-eavesdropping-on-computer-screens-via-unintentionally-radiated-rf/> - Дата доступа: 10.02.2022
12. Ritankar Sahu, Successful Analysis of LoRa Frames Externally Using GNU Radio and Software Defined Radio, DOI:10.13140/RG.2.2.15044.76162
13. Уязвимости 2G -Режим доступа: <https://radio-secure.ru/secure/2g> -Дата доступа: 10.02.2022
14. Browne Mwakyanjala, Moses, A Software-Defined Baseband for Satellite Ground Operations: Feasibility and Design, Lulea: Lulea University of Technology, 2021., p. 220

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

ОСОБЕННОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НА РАДИОЛИНИЯХ КОСМИЧЕСКИЙ АППАРАТ - ЗЕМНАЯ СТАНЦИЯ

В.С. Самойлов*

**Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Россия, Владимир, insertend175@gmail.com.*

Аннотация. Рассмотрено влияние различных природных факторов на условия распространения радио- сигналов на линиях связи спутник - Земля. Показано, что ионосфера практически не мешает спутниковой радиосвязи на частотах выше 5 ГГц. Предложено выражение для численного определения затухания радиосигнала в зависимости от оптической видимости во время пыльных бурь на трассе связи.

Ключевые слова: замирания радиосигнала, мерцание ионосферы, пыльные бури, угол места антенны, рассеяние сигнала.

FEATURES OF RADIO WAVE PROPAGATION ALONG RADIO COMMUNICATION LINES SPACECRAFT - EARTH STATION

V.S. Samoylov*

**Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, insertend175@gmail.com.*

Abstract. The influence of various natural factors on the conditions of propagation of radio signals on satellite-Earth communication lines is considered. It is shown that the ionosphere practically does not interfere with satellite radio communication at frequencies above 5 GHz. An expression is proposed for the numerical determination of the attenuation of a radio signal depending on optical visibility during dust storms on the communication route.

Keywords: radio signal fading, ionosphere flickering, dust storms, antenna location angle, signal scattering.

Сигналы, распространяющиеся на радиолиниях между космическими аппаратами и земными станциями, ослабевают под воздействием как детерминированных, так и стохастических свойств радиоканалов. Это приводит к потерям энергопотенциала на линии связи. Из-за многочисленных и различных свойств радиоканалов причин возникновения потерь энергии при передаче сигналов очень много. Они определяются как свойствами радиоканала, так и географией и топологией радиолинии. В зависимости от орбиты полета космических аппаратов (КА) их радиолинии с земными станциями (ЗС) имеют определенные особенности. Например, из-за высокой скорости полета околоземных КА (высоты полета КА менее 2000 км) возникают доплеровские сдвиги частоты и непрерывно меняется угол места антенн КА и ЗС. Угол места антенн ЗС меняется во времени при работе с КА, движущимся по эллиптическим орбитам. А величина угла места антенн влияет на многие параметры радиоканалов и как следствие на величину потерь энергопотенциала.

Наиболее полный учет свойств радиоканалов спутниковой связи содержится в многочисленных рекомендациях Международного союза электросвязи (International Telecommunication Union) [1 - 3]. Эти рекомендации разрабатывались учеными всего мира, но на основе экспериментальных данных, полученных в определенных географических и климатических условиях в основном Европы, Америки и России.

Анализ проблемы показывает, что в настоящее время нет единой общепринятой методики оценки потерь энергопотенциала, возникающих при распространении сигнала на радиолиниях с КА. Известно несколько методик расчета энергетики радиолиний КА - ЗС [4 - 6], но некоторые факторы, влияющие на ослабление радиосигналов, в этих методиках остались неучтенными [7]. Особенности климата, например, Африки с тропическими дождями или Ближнего Востока с пыльными и песчаными бурями, в известных методиках расчета энерго-

потенциала радиолиний КА - ЗС не учитываются. Поэтому рассмотрим особенности распространение радиоволн на радиолиниях КА - ЗС с учетом таких природных явлений.

Влияние ионосферы. Проходя через радиационные пояса Земли, радиоволны подвергаются слабому воздействию турбулентно перемещающихся ионизированных частиц, вызываемых солнечным ветром и химическими процессами в разреженной атмосфере [8]. В ионосфере радиоволны преодолевают уже сильно ионизированные слои разреженной атмосферы. При прохождении радиоволн через ионосферу возникает фарадеевское вращение плоскости поляризации из-за взаимодействия волны с ионизированной средой вдоль линии связи. Величина фарадеевского вращения плоскости поляризации определяется выражением для угла поворота поляризации.

$$\varphi = 2,36 * 10^{-14} \frac{B_{\alpha} N_T}{f^2}, (\text{рад}) \quad (1)$$

где B_{α} – средний уровень магнитного поля Земли (Тесла);

N_T – полное содержание электронов ($\text{эл}/\text{м}^2$); f – частота (ГГц).

Средняя величина содержания электронов в ионосфере $N = 10^{18}$ ($\text{эл}/\text{м}^2$). Величина фарадеевского вращения поляризации, определяемая на основании выражения (1), показана на рисунке 1.

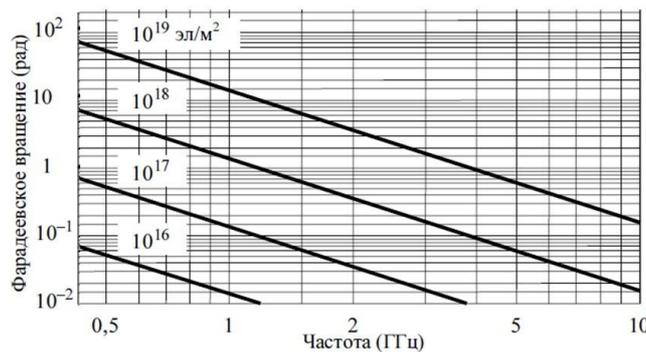


Рис. 1. Изменение поляризации радиоволн в ионосфере [9]

Из рисунка 1 видно, что на частотах выше 10 ГГц влиянием ионосферы на изменение поляризации распространяющейся радиоволны можно пренебречь ввиду ее слабого влияния.

Медианное значение вращения поляризации имеет регулярное значение в зависимости от сезона, времени суток и солнечной активности. На практике его компенсируют подстройкой угла наклона поляризации антенны. Отклонения от выражения (1) возможны во время интенсивных геомагнитных бурь, и их нельзя предсказать заранее. Такие отклонения случаются редко, и их так же несложно компенсировать.

Известно, что заряженные частицы замедляют распространение радиоволн, формируя групповую задержку сигнала t . Групповая задержка сигнала отрицательно влияет на синхронизацию систем, и ей пренебрегать не следует. Такая задержка вычисляется в соответствии со следующим выражением [10]

$$t = 1,345 \frac{N_T}{f^2 * 10^{-7}}, (\text{с}) \quad (2)$$

Результаты расчета групповой задержки сигнала в ионосфере представлены на рисунке 2. На частотах спутниковой связи выше трех гигагерц величина групповой задержки сигналов пренебрежимо мала.

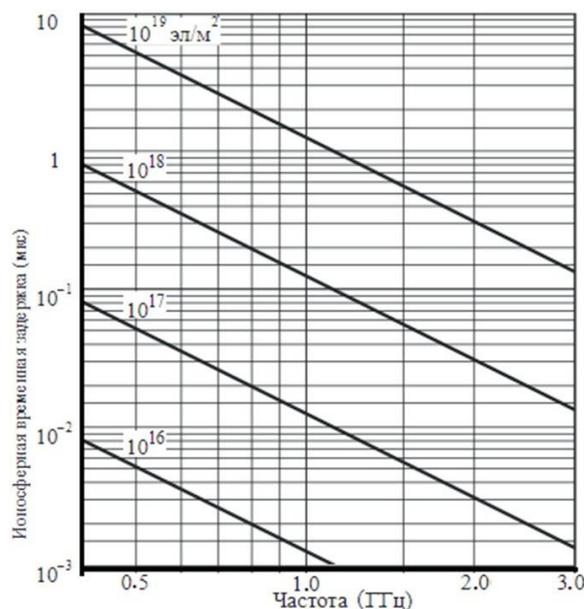


Рис. 2. Зависимость групповой задержки сигнала в ионосфере от частоты [9]

Из рисунков 1 и 2 видно, что ионосфера активно влияет на распространение радиоволн через нее на частотах ниже 5 ГГц, и только для КА, использующих частоты ниже 3 ГГц, может оказать ощутимое влияние на изменение поляризации и задержку сигналов.

Проходя через ионосферу, радиосигнал подвержен флуктуациям, причина которых в стохастических изменениях плотности ионизации маломасштабных неоднородностей. Такие флуктуации назвали мерцаниями ионосферы. Мерцания ионосферы приводят к изменениям угла прихода, амплитуды и фазы принимаемого радиосигнала. Интерференция флуктуирующих сигналов U на входе приемной антенны приводит к замираниям. Полный размах замираний можно описать полученным эмпирически выражением, приведенным в рекомендациях [9]

$$P = 27,5 S^{1,26}, (\text{дБ}) \quad (3)$$

где

$$S = \sqrt{\frac{\langle U^2 \rangle - \langle U \rangle^2}{\langle U \rangle^2}},$$

S – индекс мерцаний;

$\langle x \rangle$ – среднее по ансамблю;

U – интенсивность сигнала.

Индекс мерцаний меняется в интервале от 0,1 до 1,5 в зависимости от частоты сигнала, солнечной активности, географии места и других факторов. При $S = 1$ распределение интенсивности сигнала U описывается распределением Релея, которое наиболее часто встречается на практике. Реже встречаются более глубокие замирания, когда индекс мерцаний превышает значение единицы. Наиболее глубокие замирания наблюдаются в экваториальных районах при высокой солнечной активности, и на частотах до 5 ГГц их полный размах может превышать 10 дБ [10]. Интенсивность ионосферных замираний колеблется, не превышая 1 Гц [11].

Ослабление сигналов на радиополосах КА - ЗС в атмосфере

Пересекая атмосферу, радиосигнал претерпевает дополнительное ослабление. Радиоволны рассеиваются на турбулентностях тропосферы, отражаются от различных по температуре слоев атмосферы, затухают в облаках, в дожде и в других гидрометеорах. Отражение от границ раздела слоев атмосферы и рассеяние на турбулентностях создают дополнительные замирания амплитуды и фазы распространяющегося сигнала.

Замирания сигнала, обусловленные ионосферой и атмосферой, наиболее строго описываются многопараметрическими распределениями вероятностей, такими как m -параметрическое распределение Накагами или четырехпараметрическое распределение [5]. Распределение Накагами сложно применять на практике и проще использовать четырехпараметрическое распределение [12]. Четырехпараметрическое дифференциальное распределение передаточной функции радиоканала можно описать следующим выражением

$$\omega(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma_x \sigma_y} \exp\left(-\frac{\gamma^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_x^2 \sigma_y^2 + m_y^2 \sigma_x^2}{2\sigma_x^2 \sigma_y^2}\right) * \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{\infty} \frac{(2k+2s-1)! (\sigma_y^2 - \sigma_x^2)^k m_y^{2s} \sigma_x^{2s}}{k! (2s)! 2^k \sigma_y^{2k+4s} m_x^{k+s}} * x \gamma^{k+s} I_{k+s}\left(\frac{m_x}{\sigma_x^2} \gamma\right), \quad (4)$$

γ – передаточная функция радиоканала;

$I_{k+s}(z)$ – модифицированная функция Бесселя порядка $k + s$;

$\sigma_x, m_x, m_y, \sigma_y$ – параметры четырехпараметрического закона распределения вероятностей.

Четырехпараметрический закон распределения вероятностей достаточно просто моделируется. В зависимости от величины его параметров он преобразуется в другие распределения вероятностей [12]. Например при $\sigma_x = \sigma_y = \sigma$ четырехпараметрическое распределение вырождается в однопараметрическое релеевское распределение, а при $m_x = m_y = 0$ в двухпараметрическое усечено-нормальное распределение, неоднократно обнаруживаемое экспериментально, с более глубокими замираниями, чем при релеевском распределении.

Кроме ослабления радиоволн замираниями они поглощаются газами самой атмосферы. Поглощение электромагнитных волн в газах атмосферы в зависимости от частоты имеет ярко выраженный нелинейный характер, как показано на рисунке 3.

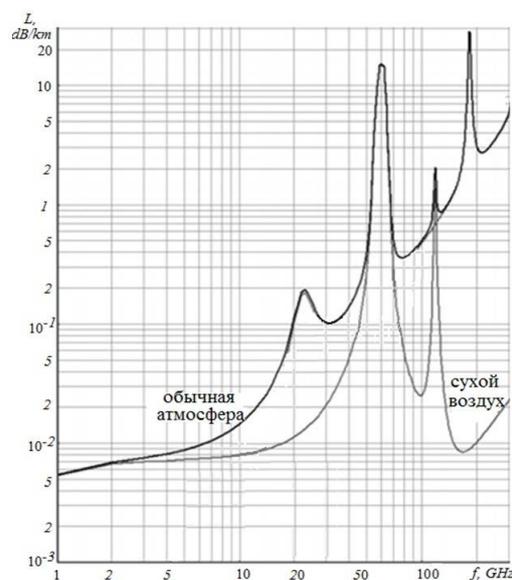


Рис. 3. Погонное затухание радиоволн в газах атмосферы

При этом на определенных частотах наблюдаются выбросы затухания. Выбросы затухания можно объяснить резонансными явлениями в молекулах кислорода и воды на этих частотах.

На частотах выше 5 ГГц на величину ослабления сигналов в атмосфере сильно влияют дождь и другие гидрометеоры. Даже обычная облачность в Ки диапазоне частот ослабляет радиосигнал спутника практически на 0,1 дБ/км. Поэтому для районов с проливными сезонными дождями рекомендованные Международным союзом электросвязи методики расчета потерь энергопотенциала в дождях [3] потребовали коррекции [12].

Известные методики расчета спутниковых радиолиний практически не учитывают такие природные явления, как пыльные и песчаные бури. Однако они возникают во многих районах мира, продолжаются от нескольких часов до нескольких суток. Переносимые верхними ветрами, они могут занимать высоту в атмосфере до нескольких километров.

Для районов Средней Азии и Ближнего Востока, а также для стран с жарким и резко континентальным климатом необходимо дополнить методику расчета энергопотенциала спутниковой связи [13] с учетом потерь энергии радиосигнала из-за пыльных и песчаных бурь. В качестве критерия оценки пыльных бурь удобно выбрать показатель видимости. Видимость определяется степенью засорения атмосферы аэрозолями и технически просто измеряется на различных высотах от поверхности Земли.

Полученное выражение позволяет определить затухание СВЧ сигналов во время пыльных и песчаных бурь на линиях связи спутников с наземными станциями. Следует отметить, что плотность пыли вдоль пути распространения радиоволн различна, что определяет флуктуации затухания и дополнительно стимулирует интерференционные замирания на входе приемника. Следует также отметить, что при приближении угла места антенн θ к нулю затухание L стремится к бесконечности, так как трасса при этом идет фактически по поверхности Земли.

На радиолиниях КА - ЗС потери энергопотенциала происходят по ряду причин. Из-за мерцания ионосферы кроме искажений поляризации из-за фарадеевского вращения и групповой задержки радиосигнала возникают замирания. Это происходит на частотах до 5 ГГц, и полный размах замираний может превышать 10 дБ. В атмосфере на ослабление сигнала влияют газы атмосферы, дожди и другие гидрометеоры, а также пыльные и песчаные бури. Турбулентности в атмосфере, ее слоистость, гидрометеоры и аэрозоли вызывают интерференционные замирания сигнала на входах приемных антенн. Передаточная функция радиоканала в таких условиях успешно описывается четырехпараметрическим законом распределения вероятностей, наблюдаемым на линиях КА - ЗС спутниковой связи. Предложено в методиках расчета энергопотенциала линий спутниковой связи учитывать затухание, вносимое в радиоканалы пыльными и песчаными бурями, часто наблюдаемыми в районах с жарким резкоконтинентальным климатом. Получено выражение, позволяющее оценить вносимое пыльными бурями ослабление радиосигналов в зависимости от высоты пыльной бури, от угла места антенн ЗС и от диэлектрической проницаемости пыли.

Библиографический список

1. Recommendation ITU-R P.525-2 (2000) Calculation of free space loss. P Series. Radiowave propagation. Switzerland, Geneva.
2. Recommendation ITU-R P.676-10 (09.2013) Attenuation by atmospheric gases P Series. Radiowave propagation. Switzerland, Geneva.
3. Recommendation ITU-R P.1815-1 (10.2009) Differential attenuation in the rain P Serie. Radiowave propagation. Switzerland, Geneva.
4. Зубарев Ю.Б., Самойлов А.Г. Моделирование и имитация радиоканалов подвижной связи поколения 5G // Проектирование и технология электронных средств. 2018. № 2. С. 27-33.
5. Ерохин Г.А., Мандель В.И., Нестеркин Ю.А., Струков А.П. Методика расчета энергетического запаса радиолинии «космический аппарат – станция» // Ракетно-космическое приборостроение и информационные системы. 2018, Т. 5. № 1. С. 65-74.
6. Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Разработка комплекса имитации многолучевых радиоканалов // Проек-

тирование и технология электронных средств. 2017. № 3. С. 28-32.

7. Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Концепция согласования радиопередающих устройств с на-грузками // Т-Comm: Телекоммуникации и транс- порт. 2013. Т. 7. № 9. С. 127-131.

8. Хесс В. Радиационный пояс и магнитосфе- ра: пер. с англ. – М.: Атомиздат, 1972. 352 с.

9. Recommendation ITU-R P.531-11 (02/2012) Ionospheric propagation data and prediction methods required for the design of satellite services and systems. Series P. Radiowave propagation. Switzerland, Geneva.

10. Арсеньян Т.И., Сухарева Н.А., Сухоруков А.П., Чугунов А.А. Индекс мерцаний гауссовских пучков в среде с сильной турбулентностью // Вестник Московского университета. Серия 3. Фи- зика. Астрономия. 2014. № 4. С. 35-43.

11. Чипига А.Ф., Пашинцев В.П., Песков М.В. Оценка интенсивности ионосферных мерцаний и помехо- устойчивости систем спутниковой связи порезультатам измерения полного электронного со- держания / Док- лады ТУСУР. 2018. Т. 21. № 4-1.С. 22-25.

12. Самойлов А.Г., Жоау А.Ф. Оценка замира- ний сигнала на линиях спутниковой связи //Проектирова- ние и технология электронных средств. 2014. № 2. С. 19-25.

13. Samoylov A.G. , Samoylov S.A., Nasir S.A. and Tahar I.A.AI. Radio links from low-orbit satellites. 2020 IOP Conf. Ser.: Mater. Sci. Eng. 862 022030. DOI: 10.1088/1757-899X/862/2/02203013.

14. Goldhirsh J. Attenuation and backscatter from a derived two-dimensional duststorm model, IEEE Trans. Antennas Propagation, 2001. Vol. 49, No. 12, pp. 1703-1711.

15. Rogers R.R. Statistical rainstorm models: Their theoretical and physical foundations, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, July 1976.

16. Collin R.E. Antenna & Radiowave Propagation, McGraw-hill, International Edition, Singapore, 1985.

17. Ghobrial S.I. The effect of sand storms on microwave propagation, Proc. Nat. Telecommun. Conf., Vol. 2, Proc. No. CH1539-6/80/0000-0216, 43.5.1-43.5.4, Houston, TX, 1980.

18. Ghobrial S.I. and Sharief S.M., Microwave attenuation and cross polarization in dust storms, IEEE Trans. Antennas Propagat., Apr. 1987. Vol. AP-35, pp. 418-425.

19. Ruike Y., Zhensen W., and Jinguang Y. The study of MMW and MWattenuation considering multiple scatter- ing effect in sand and dust storms atslant paths, International Journal of Infrared andMillimeter Waves, Aug. 2003. Vol. 24, No. 8.

УДК 621.396.47

ЭЛЕКТРОДИНАМИЧЕСКИЙ РАСЧЁТ БЕСКОНЕЧНОЙ ФАЗИРОВАННОЙ АНТЕННОЙ РЕШЁТКИ КОМБИНИРОВАННЫМ МЕТОДОМ

Я.Д. Таланов

*Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Россия, Владимир, talanov.yaroslav@yandex.ru*

Аннотация. Рассматривается задача электродинамического расчёта коэффициента отраже- ния на входе излучателей бесконечной ФАР при сканировании в Е- и Н-плоскостях комби- нированным методом. Представлены результаты расчёта зависимостей действующего ко- эффициента отражения от угла фазирования для различных конфигураций антенной решёт- ки из плоских волноводов.

Ключевые слова: лектродинамический расчет коэффициентов отражения, зависимость ко- эффициента отражения от угла фазирования.

ELECTRODYNAMIC CALCULATION OF AN INFINITE PHASED ARRAY ANTENNA BY THE COMBINED METHOD

Y.D. Talanov

*Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, talanov.yaroslav@yandex.ru*

The summary. The task of moving-conductor calculation of an input reflection factor of radiators of the infinite phased array antenna is considered at scanning in E- and H-planes by a combined method. There are represented the results of calculation of dependences of reflection factor from a corner of phasing for the different configurations by the antenna array from plane waveguides.

Keywords: electrodynamic calculation of reflection coefficients, dependence of the reflection coefficient on the phasing angle.

Как отмечено в работе граничная задача для бесконечной фазированной антенной решетки (ФАР), образованной полуограниченными волноводами, в том числе с диэлектрическим экраном в раскрыве и диэлектрическими вставками в излучателях, может быть решена различными методами. В статье рассматривается решение граничной задачи модифицированным методом прямого обращения. Модификация заключается в использовании зеркального метода на этапе формирования матричного уравнения.

Рассмотрим бесконечную периодическую решетку, образованную открытыми полуограниченными волноводами с толстыми стенками (рис.1). Положим, что источник возбуждения решетки может находиться как во внутренней области решетки (режим свободного излучения), так и во внешней области (решетка в режиме приема). Воспользуемся методом частичных областей и разложим электромагнитные поля по разные стороны границы раздела (совпадающей с плоскостью $z=0$) по соответствующим векторным ортонормированным типам волн.

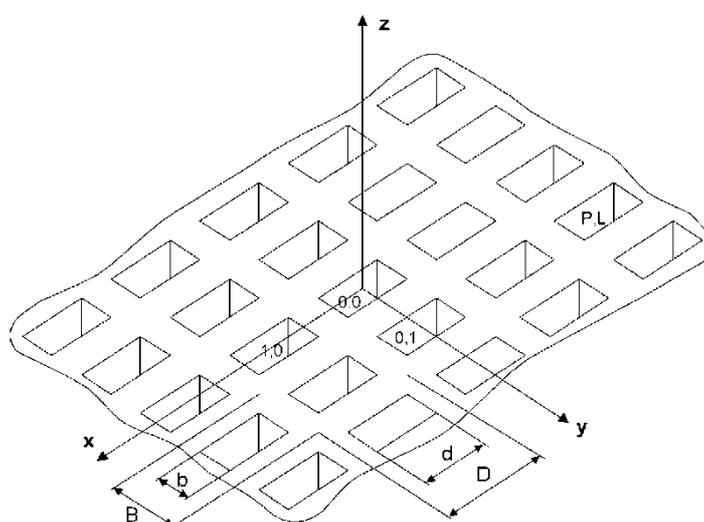


Рис. 1. Полуограниченный волновод

Поперечные составляющие электрического и магнитного полей в любом поперечном сечении (P, L)-го волноводного излучателя могут быть найдены в виде

$$E_{ig}(x, y, z) = \sum_{q=1}^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} [A_{qmn} e^{-\gamma_{mn} z} + b_{qmn} e^{\gamma_{mn} z}] \times \bar{\Phi}_{qmn}^{PL}(x, y) \exp[j(P\psi_x + L\psi_y)], \quad (1)$$

$$\bar{z} + \bar{H}_{ig}(x, y, z) = \sum_{q=1}^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} -[A_{qmn} e^{-\gamma_{mn} z} - b_{qmn} e^{\gamma_{mn} z}] \times y_{qmn} \bar{\Phi}_{qmn}^{PL}(x, y) \exp[j(P\psi_x + L\psi_y)],$$

где A_{qmn} , b_{qmn} – не зависящие от координат комплексные амплитудные коэффициенты;

$\bar{\Phi}_{qmn}^{PL}(x, z)$ – ортонормированные векторные функции, описывающие распределение поля в поперечной плоскости волновода;

y_{qmn} – характеристическая проводимость волноводов;

γ – постоянная распространения (m,n)-ого волноводного типа волны;

ψ_x – сдвиг фаз между сигналами в соседних элементах вдоль оси x, ψ_y – вдоль оси y;

индекс $q=1$ соответствует H-волнам, $q=2$ – E-волнам.

Поскольку электромагнитное поле повторяется периодически от ячейки к ячейке со сдвигом ψ_x по оси x и ψ_y по оси y , то достаточно рассмотреть поле только одной ячейки с индексами $P=0, L=0$ (рис.2).

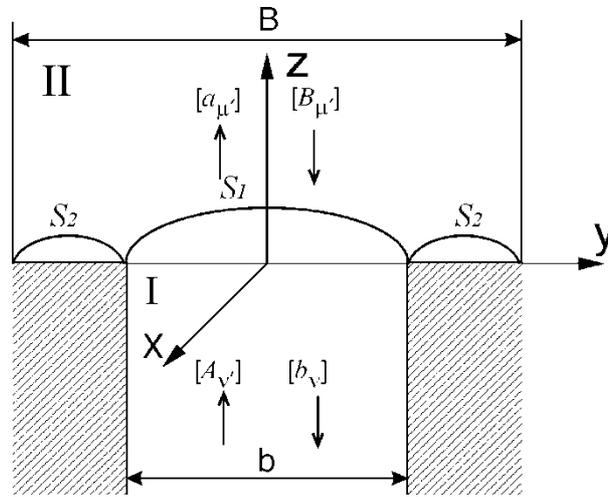


Рис. 2. Распределение поле одной ячейки волновода

Выражения для поперечных составляющих поля во внешнем пространстве решетки имеют вид:

$$\begin{aligned} \bar{E}_{tg}(x, y, z) &= \sum_{q=1}^2 \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{t=-\infty}^{\infty} [a_{qrt} \exp(-\Gamma_{rt}z) + B_{qrt} \exp(\Gamma_{rt}z)] \bar{\Psi}_{qrt}(x, y), \\ \bar{z} \times \bar{H}_{tg}(x, y, z) &= \sum_{q=1}^2 \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{t=-\infty}^{\infty} -[a_{qrt} \exp(-\Gamma_{rt}z) - B_{qrt} \exp(\Gamma_{rt}z)] Y_{qrt} \bar{\Psi}_{qrt}(x, y), \end{aligned} \quad (2)$$

где:

a_{qrt}, B_{qrt} – не зависящие от координат комплексные амплитудные коэффициенты;

$\bar{\Psi}_{qrt}(x, y)$ – ортонормированные векторные поперечные функции пространственных волн;

Y_{qrt} – волновые проводимости;

Γ_{rt} – постоянная распространения (r,t)-го пространственного типа волны.

Волны с амплитудами A_{qrt}, B_{qrt} являются падающими волнами и распространяются к границе раздела; волны a_{qrt}, b_{qrt} обусловлены распределением падающих волн и распространяются от границы раздела.

Наиболее общее решение задачи рассеяния волн на «стыке» единичная ячейка решетки – пространственный волновод (рис.2) эквивалентно отысканию обобщенной матрицы рассеяния [R], связывающей матрицы-столбцы амплитудных коэффициентов волн, отраженных от «стыка», с матрицами-столбцами амплитудных коэффициентов первичного падающего поля:

$$\begin{bmatrix} [b_v] \\ [a_\mu] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} [R_{vv'}] & [R_{v\mu'}] \\ [R_{\mu v'}] & [R_{\mu\mu'}] \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} [A_{v'}] \\ [B_{\mu'}] \end{bmatrix}, \quad (3)$$

где матричные блоки $[R_{vv'}]$ и $[R_{\mu\mu'}]$ могут быть названы матрицами отражений для I и II областей (рис. 2.), а блоки $[R_{v\mu'}]$ и $[R_{\mu v'}]$ – матрицами передачи из I области во II и обратно

(здесь использована более простая индексация волн: ν вместо qmn , μ вместо qrt). В общем случае порядок этих блоков является бесконечным, однако, в практических расчетах количество учитываемых типов волн может быть выбрано исходя из требуемой точности решения.

Вспомогательные задачи

Рассмотрим две вспомогательные задачи.

ЗАДАЧА 1 – с электрическим «зеркалом». Найдем решение, при котором:

$$\bar{E}_{tg} \Big|_{S1+S2} = 0, \quad (4)$$

При $z = 0$ осуществим сшивание полных касательных составляющих магнитных полей на общем участке $S1$:

$$\bar{H}_{tg}^I \Big|_{S1} = \bar{H}_{tg}^{II} \Big|_{S1}, \quad (5)$$

При $z = 0$ из (4) получаем:

$$\begin{aligned} b_{qmn}^{\vartheta} &= p_{qmn}^{\vartheta} \cdot A_{qmn}^{\vartheta}, & p_{qmn}^{\vartheta} &= -1, \\ a_{qrt}^{\vartheta} &= p_{qrt}^{\vartheta} \cdot B_{qrt}^{\vartheta}, & p_{qrt}^{\vartheta} &= -1. \end{aligned} \quad (6)$$

Условие (5) с учетом (1), (2) и (6) принимает вид:

$$-\sum_{q=1}^2 \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=1}^{\infty} A_{qmn}^{\vartheta} y_{qmn} \bar{\Phi}_{qmn}(x, y) = \sum_{q=1}^2 \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{t=-\infty}^{\infty} B_{qrt}^{\vartheta} Y_{qrt} \bar{\Psi}_{qrt}(x, y), \quad (7)$$

Умножая (7) на комплексно-сопряженную функцию $\Phi_{q'm'n'}^*$ и интегрируя по x и y в пределах $S1$, получим:

$$A_{q'm'n'}^{\vartheta} = - \frac{1}{y_{q'm'n'}} \sum_{q=1}^2 \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{t=-\infty}^{\infty} B_{qrt}^{\vartheta} Y_{qrt} L_{q'm'n',qrt}, \quad (8)$$

через $L_{q'm'n',qrt}$ обозначено нормированное скалярное произведение $\bar{\Phi}_{q'm'n'}^*$ и $\bar{\Psi}_{qrt}$,

$$L_{q'm'n',qrt} = \int_{S1} \bar{\Psi}_{qrt} \bar{\Phi}_{q'm'n'}^* ds / \int_{S1} \bar{\Phi}_{q'm'n'} \bar{\Phi}_{q'm'n'}^* ds. \quad (9)$$

Соотношение (8) связывает амплитуду любой падающей на границу раздела волновой волны с амплитудами падающих на границу раздела пространственных волн. Амплитуды волн, отраженных от электрического «зеркала», определяются (6).

ЗАДАЧА 2 – с магнитным «зеркалом». Найдем решение, при котором:

$$\bar{H}_{tg} \Big|_{S1+S2} = 0, \quad (10)$$

При $z = 0$ осуществим сшивание полных касательных электрических полей на общем участке поверхности раздела $S1$, добавив граничное условие $E_{tg} = 0$ на участке $S2$, т.е.

$$\bar{E}_{tg} \Big|_{S1+S2} = \begin{cases} 0, & \text{на } S_2, \\ \bar{E}_{tg}^I, & \text{на } S_1, \end{cases} \quad (11)$$

Из (10) следует:

$$\begin{aligned} b_{qmn}^M &= p_{qmn}^M \cdot A_{qmn}^M, & p_{qmn}^M &= 1, \\ a_{qrt}^M &= p_{qrt}^M \cdot B_{qrt}^M, & p_{qrt}^M &= 1. \end{aligned} \quad (12)$$

Равенство (11) с учетом (12) после подстановки (1), (2) имеет вид:

$$\sum_{q=1}^2 \sum_{r=-\infty}^{\infty} \sum_{t=-\infty}^{\infty} B_{qrt}^M \bar{\Psi}_{qrt}(x, y) = \begin{cases} 0, & \text{на } S_2 \\ \sum_{q=1}^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{qmn}^M \bar{\Phi}_{qmn}(x, y), & \text{на } S_1 \end{cases} \quad (13)$$

Умножая (13) на комплексно-сопряженную функцию $\Psi_{q'r't'}^*$ и интегрируя по S_1+S_2 , получим соотношение:

$$B_{q'r't'}^M = \sum_{q=1}^2 \sum_{m=0}^{\infty} \sum_{n=0}^{\infty} A_{qmn}^M L_{q'r't',qmn}, \quad (14)$$

в котором $L_{q'r't',qmn}$ обозначает нормированное произведение функции $\bar{\Phi}_{qmn}$ и $\bar{\Psi}_{q'r't'}$.

$$L_{q'r't',qmn} = \int_{S_1} \bar{\Phi}_{qmn} \bar{\Psi}_{q'r't'}^* ds / \int_{S_1+S_2} \bar{\Psi}_{q'r't'} \bar{\Psi}_{q'r't'}^* ds, \quad (15)$$

Соотношение (14) связывает амплитуду любой пространственной волны, падающей на границу раздела, со всеми амплитудами падающих на границу раздела волноводных волн.

Таким образом, в результате решения вспомогательных задач 1 и 2 удастся определить источники в областях I и II, при которых на границе раздела областей касательная составляющая либо электрического, либо магнитного полей равна нулю.

Метод прямого обращения.

Суперпозиция вспомогательных задач 1, 2 может быть использована для вычисления матрицы амплитудных коэффициентов первичного падающего поля и соответствующих матриц амплитудных коэффициентов волн отраженного – вторичного поля при решении граничной задачи методом прямого обращения матрицы.

Как показано в предыдущем параграфе, в результате последовательного решения задач 2 и 1 для активной ФАР можно получить точное решение для некоторого распределения источников в области I, отличного от исходного A_v^{ucm} :

$$A_v^\Sigma = A_v^M + A_v^\exists, \quad (16)$$

и соответствующее столбцу A_v^Σ амплитудные коэффициенты вторичного поля

$$b_v^\Sigma = b_v^M + b_v^\exists, \quad (17)$$

$$a_v^\Sigma = a_v^M + a_v^\exists, \quad (18)$$

Решая вспомогательные задачи для последовательности независимых исходных источников

$$[A_{v\eta}^{ucm}] = [A_v^{ucm}\rangle_1, A_v^{ucm}\rangle_2, \dots, A_v^{ucm}\rangle_\eta], \quad (19)$$

можно получить соответствующие последовательности амплитудных коэффициентов для источников в области I:

$$[A_{v\eta}^\Sigma] = [A_v^\Sigma\rangle_1, A_v^\Sigma\rangle_2, \dots, A_v^\Sigma\rangle_\eta] \quad (20)$$

$$[b_{v\eta}^{\Sigma}] = [b_v^{\Sigma}\rangle_1, b_v^{\Sigma}\rangle_2, \dots, b_v^{\Sigma}\rangle_{\eta}] , \quad (21)$$

и области II:

$$[a_{\mu\eta}^{\Sigma}] = [a_{\mu}^{\Sigma}\rangle_1, a_{\mu}^{\Sigma}\rangle_2, \dots, a_{\mu}^{\Sigma}\rangle_{\eta}] . \quad (22)$$

Как следует из выражения (3), матрицы (20), (21) и (22) связаны матричными соотношениями:

$$[b_{v\eta}^{\Sigma}] = [R_{vv'}] [A_{v'\eta}^{\Sigma}] , \quad (23)$$

$$[a_{\mu\eta}^{\Sigma}] = [R_{\mu v'}] [A_{v'\eta}^{\Sigma}] . \quad (24)$$

где $[R_{vv'}]$ и $[R_{\mu v'}]$ – неизвестные блоки обобщенной матрицы рассеяния.

Решение матричных уравнений (23), (24) реализуется наиболее просто, если входящие в них матрицы являются квадратными, равной размерности. Для этого следует положить число учитываемых типов волн в волноводных излучателях и пространственном волноводе – равным и совпадающим с размером последовательности исходных источников в области ($v=\mu=\eta$).

После вычисления матрицы обратной $[A_{v'\eta}^{\Sigma}]$ соответствующие блоки обобщенной матрицы рассеяния могут быть определены с помощью соотношений:

$$[R_{vv'}] = [b_{v\eta}^{\Sigma}] [A_{v'\eta}^{\Sigma}]^{-1} , \quad (25)$$

$$[R_{\mu v'}] = [a_{\mu\eta}^{\Sigma}] [A_{v'\eta}^{\Sigma}]^{-1} , \quad (26)$$

Построенный процесс характеризуется следующей схемой:

2. Результаты расчета ФАР из плоских волноводов методом прямого обращения.

С помощью алгоритма, разработанного на основе метода прямого обращения, проведены расчеты зависимостей действующего коэффициента отражения на основном типе волны $R_{11}(\psi)$ для активной ФАР из плоских волноводов при сканировании в Е- и Н- плоскостях.

Квадратная матрица исходных источников задавалась в виде:

$$[A_{\eta}^{ucm}] = [A_v^{ucm}\rangle_1 + A_v^{ucm}\rangle_2 + \dots + A_v^{ucm}\rangle_{\eta}] , \quad (27)$$

где

$$A_v^{ucm}\rangle_1 = [1, 0, 0, \dots, 0]_t ;$$

$$A_v^{ucm}\rangle_2 = [0, 1, 0, \dots, 0]_t ;$$

$$A_v^{ucm}\rangle_{\eta} = [0, 0, 0, \dots, 1]_t .$$

Расчеты были выполнены при различном числе учитываемых типов волн в волноводных излучателях и пространственном волноводе, что позволило определить уровни, соответствующие изменению значений действующего коэффициента отражения и, тем самым, оценить погрешность метода. Так уменьшение числа типов волн от 41 до 21 приводило к изменению значений коэффициента отражения, которые во всех рассмотренных вариантах не превышали 0.0012 по модулю и 0.10 по фазе. При уменьшении числа типов волн до 11 изменения не превышали 0.0028 по модулю и 0.20 по фазе.

Рассчитанные зависимости коэффициента отражения от угла фазирования для решетки без диэлектрических элементов, с диэлектрическим экраном в раскрыве и диэлектрическими вставками в волноводах при сканировании в Е- и Н- плоскостях приведены на рисунке 3. Зависимости совпадают с графической точностью с приведенным в [1] и имеют характерные особенности известного вида.

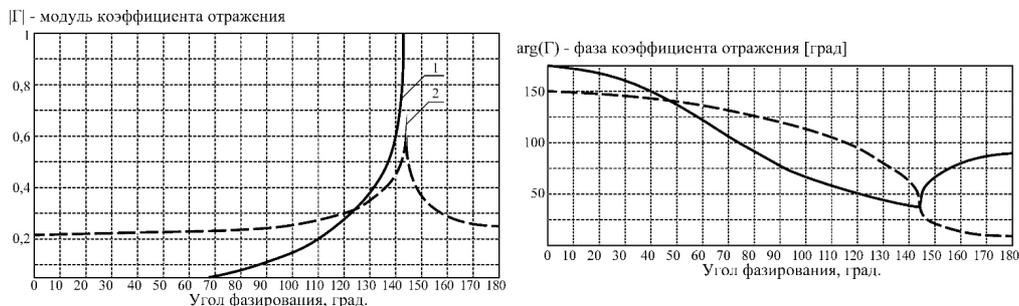


Рис. 3. Зависимости модуля и фазы коэффициента отражения от угла фазирования

В результате проделанной работы разработан новый эффективный метод расчета многоэлементных ФАР. Отличительной особенностью методов является включение двух вспомогательных задач, которые существенно упрощает процедуру формирования соответствующих матричных уравнений. Метод отличается высоким быстродействием, особенно при расчете ФАР сложной конфигурации.

Комплекс программ может использоваться функционально самостоятельно, или в составе специализированной САПР. Он может быть рекомендован для применения в учебном процессе и научных исследованиях.

1. Н. Амитей, В. Галиндо, Ч. Ву. Теория и анализ фазированных антенных решеток: пер. с англ. /Под ред. А.Ф.Цаплина. – М.: Мир, 1074. – 455с.

УДК 004.932.2, 004.932.4, 528.029.672, 528.029.673; ГРНТИ 28.23.15

МЕТОДЫ КОМПЛЕКСИРОВАНИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ КРАТНОМАСШТАБНОГО РАЗЛОЖЕНИЯ

А.С. Сычев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, sichev.a.s@rsreu.ru

Аннотация. В работе рассмотрены алгоритмы комплексирования мультиспектральных изображений применительно к системам технического зрения. Описаны используемые методы кратномасштабного разложения и комплексирования его результатов. Выполнено сравнение быстродействия различных алгоритмов на Python и в MATLAB.

Ключевые слова: мультиспектральная система технического зрения, цифровая обработка изображений, комплексирование изображений, вейвлет, пирамида.

IMAGE FUSION METHODS USING MULTISCALE DECOMPOSITION

A.S. Sychev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, sichev.a.s@rsreu.ru

The summary. The paper discusses the image fusion schemes using wavelet and pyramid decompositions as applied to enhanced vision systems. The methods of multispectral decomposition and fusion methods of decomposition results are described. The performance of different algorithms in Python and MATLAB is compared.

Keywords: enhanced vision system, digital image processing, image fusion, wavelet, pyramid.

При ухудшении видимости в условиях задымления, сильных осадков и в ночное время при проведении спасательных операций с использованием летательных аппаратов [1] и робототехнических комплексов используют мультиспектральные системы технического зрения (МСТЗ), обеспечивающие необходимый уровень ситуационной осведомлённости лётчика либо оператора. МСТЗ представляет из себя совокупность юстированных между собой камер нескольких спектральных диапазонов. С целью повышения качества выводимого на монитор оператора изображения и объединения информативных признаков, полученных камерами различных спектральных диапазонов, применяют алгоритмы комплексирования изображений [2].

Известны различные способы комплексирования изображений [3], как

- усреднение яркости,
- весовое сложение с использованием метода главных компонент,
- адаптивное к зашумлённости исходных изображений весовое сложение
- и т.д.

В отдельную категорию выделяют методы, основанные на кратномасштабном разложении того или иного вида (вейвлет-разложений либо пирамидальных) [2]:

- "фильтрация-вычитание-децимация",
- на основе пирамид Лапласа,
- на основе морфологических пирамид,
- на основе пирамид контрастов,
- на основе отношений низкочастотных пирамид,
- на основе вейвлет-градиентов,
- на основе дискретного вейвлет-преобразования,
- на основе инвариантного к сдвигу преобразования.

В [4] приведён программный код MATLAB, реализующий комплексирование изображений перечисленными алгоритмами. В области цифровой обработки изображений MATLAB является общепринятым пакетом прикладных программ, используемым для разработки методов и алгоритмов. Этому способствуют интуитивно понятный синтаксис, особенные внутренние представление данных и организация вычислений. Не последнюю роль в выборе среды играет быстродействие разрабатываемого программного кода [5].

В данной работе языком реализации выбран Python [6] ввиду большого программного задела как в целом в области обработки данных, так и в области цифровой обработки изображений. Достоинствами Python являются также совместимость с GNU General Public License лицензия [7], обилие кроссплатформенных средств разработки (использована интегрированная среда разработки Spyder [8], интерфейс которой включает аналогичные интерфейсу MATLAB инструменты). Программный код [4] был переведён с языка MATLAB на Python и адаптирован для комплексирования не 2, а нескольких L изображений. Как будет показано ниже, в результате разработки модуля был получен выигрыш в скорости его работы.

Алгоритмы комплексирования результатов кратномасштабного разложения

Для получения кратномасштабного представления выводимого на монитор оператора МСТЗ изображения на каждом уровне кратномасштабного разложения исходных изображений выполняется их комплексирование с использованием одного из следующих методов:

- выбор максимального по модулю значения;
- метод, основанный на дилатации — поиске максимума по модулю в окрестности каждого пикселя [9];
- метод, основанный на вычислении меры взаимного соответствия и локальной мощности в окрестности каждого пикселя [10].

Комплексирование на основе пирамид

Кратномасштабное разложение изображения для получения его представления в виде «пирамиды» включает в себя три этапа:

1) низкочастотная (НЧ) линейная фильтрация изображения по горизонтали и вертикали масками $\mathbf{w} = \frac{(1 \ 4 \ 6 \ 4 \ 1)}{16}$ и \mathbf{w}^T соответственно;

2) вычитание результата НЧ-фильтрации из исходного изображения для получения высокочастотной (ВЧ) компоненты;

3) децимация (прореживание) с коэффициентом 2.

Исходными данными для комплексирования являются

- изображения, полученные в L различных диапазонах оптического излучения
- количество N уровней кратномасштабного разложения,
- используемый на каждом уровне метод комплексирования,
- апертура маски фильтра (для методов [9, 10]),
- используемый метод комплексирования НЧ-компонент.

Алгоритм комплексирования на основе пирамид в общем случае включает в себя следующие этапы:

- 1) разложение изображения на НЧ- и ВЧ-компоненты;
- 2) комплексирование ВЧ-компонент на каждом уровне разложения одним из доступных методов;
- 3) децимация НЧ-компоненты для получения изображения двукратно меньшего размера;
- 4) повторение шагов 1-3 алгоритма N раз;
- 5) комплексирование НЧ-компонент последнего уровня разложения (посредством усреднения либо выбора априорно заданного канала);
- 6) дополнение результата комплексирования нулями и интерполяция посредством линейной фильтрации масками $2\mathbf{w}$ и $2\mathbf{w}^T$ (по горизонтали и вертикали соответственно);
- 7) прибавление к результату комплексированной ВЧ-компоненты последнего уровня разложения;
- 8) повторение шагов 6-7 алгоритма вплоть до прибавления на 7 шаге комплексированной ВЧ-компоненты, полученной на шаге «1» первой итерации разложения.

Хранение результатов комплексирования ВЧ-компонент при этом соответствует логике работы стека LIFO [11]: результат комплексирования ВЧ-компонент, полученных на первой итерации цикла разложения исходных изображений, будет добавлен к итоговому изображению в последнюю очередь.

Комплексирование на основе вейвлет-разложения

Кратномасштабное вейвлет-разложение выгодно отличается от разложения вида «пирамида» тем, что на каждом уровне разложения разделяет исходное изображение на НЧ спектральную компоненту и несколько ВЧ спектральных компонент по пространственному направлению изменения яркости:

- горизонтальное,
- вертикальное,
- диагональное (либо два перпендикулярных друг другу диагональных направления).

Вейвлет-разложение за счёт разделения изображения на спектральные компоненты по пространственному направлению изменения яркости в сравнении с пирамидальным разложением имеет преимущество в виде возможности использования данной информации для совместной пространственной фильтрации изображений различных спектральных диапазо-

нов. Недостатком такого подхода является необходимость фильтрации каждого изображения несколькими масками, что требует больших временных затрат.

Детализация процесса комплексирования мультиспектральных изображений

В первой строке таблицы 1 приведены изображения «Karstein_1123» [12] из $L=3$ диапазонов оптического излучения, а также результат их комплексирования с использованием пирамиды Лапласа. Размер изображений — 620×450 пикселей. Алгоритм [9] применён на $N=3$ трёх уровнях кратномасштабного разложения, ВЧ-компоненты разложения изображений показаны во 2-4 строках таблицы (размеры 620×450 , 320×226 , 156×114). В 5 строке показаны НЧ компоненты изображений трёх диапазонов размером 78×57 .

Таблица 1. Результаты пирамидального разложения и комплексирования на основе пирамиды Лапласа с использованием основанного на дилатации метода [9]

	Видимый диапазон	Ближний ИК диапазон	Тепловизионный диапазон	Комплексированное изображение
1				
2				
3				
4				
5				

Комплексированное исследуемым методом изображение имеет высокий контраст и сохраняет в себе информативные признаки из всех комплекслируемых исходных изображений (человек, дверь и лампы внутри помещения, форма внешних дверей здания, вершины ёлей, труба на крыше здания и т.д.). Данное преимущество характерно всем методам комплексирования, использующим кратномасштабное разложение.

Сравнительный анализ основанных на кратномасштабном разложении методов комплексирования

В ходе работы было сравнено быстродействие используемых алгоритмов комплексирования в MATLAB [4] и на Python. В таблице 2 приведены усреднённые по 30 экспериментам значения временных затрат. Комплексирование двух изображений в MATLAB занимает в среднем 0,2815 с, а на Python — 0,1588 с, а, следовательно, средний выигрыш в скорости работы составил 1,7727 раза.

Таблица 2. Сравнение быстродействия реализаций программного модуля при комплексировании двух изображений (в среднем по трём методам комплексирования результатов кратномасштабного разложения) с использованием Python и MATLAB

Метод комплексирования	Затрачиваемое время, с	
	Python	MATLAB
"фильтрация-вычитание-децимация"	0,0780	0,1317
на основе пирамид Лапласа	0,1047	0,1383
на основе морфологических пирамид	0,0883	0,4207
на основе пирамид контрастов	0,1133	0,1420
на основе отношений низкочастотных пирамид	0,0810	0,1423
на основе вейвлет-градиентов	0,2520	0,4080
на основе дискретного вейвлет-преобразования	0,0623	0,1393
на основе инвариантного к сдвигу преобразования	0,4903	0,7293

Целью комплексирования мультиспектральных изображений является повышение качества и информативности выводимого на монитор оператора изображения. Оценка качества и информативности является дискуссионным вопросом и может быть выполнена различными методами [13, 14, 15]. С целью сравнительного анализа методов комплексирования полученные результирующие изображения были количественно оценены посредством расчёта интегрально-мультипликативного показателя качества (ИМПК) [15]. В таблице 3 приведены оценки ИМПК результатов комплексирования изображений, полученных в трёх спектральных диапазонах оптического излучения.

Таблица 3. ИМПК результатов комплексирования трёх изображений

Метод комплексирования	ИМПК	
	Метод, основанный на дилатации [9]	Максимум по модулю
"фильтрация-вычитание-децимация"	0,144	0,128
на основе пирамид Лапласа	0,177	0,17
на основе морфологических пирамид	0,2	0,221
на основе пирамид контрастов	0,168	0,159
на основе отношений низкочастотных пирамид	0,165	0,156
на основе пирамид градиентов	0,14	0,128
на основе дискретного вейвлет-преобразования	0,144	0,122
на основе инвариантного к сдвигу преобразования	0,149	0,147

Для всех методов кратномасштабного разложения, кроме морфологических пирамид, метод [9] выигрывает по качеству изображения (в сравнении с методом выборки максимального по модулю значения) за счёт использования пространственной фильтрации содержащих признаков информацию высокочастотных компонент.

Вывод

Результаты комплексирования с использованием алгоритмов на основе кратномасштабного разложения характеризуются высокой локальной контрастностью за счёт выборки на каждом уровне разложения наиболее информативных элементов.

Результаты комплексирования методом морфологических пирамид характеризуются присутствием артефактов обработки, имеющих квадратную форму, что является результатом выполнения последовательных морфологических операций открытия, закрытия и дилатации для НЧ компонент всех уровней кратномасштабного разложения изображений всех спектральных диапазонов.

Разработанный программный модуль является инструментом для исследования и модификации алгоритмов комплексирования изображений. Перспективой дальнейшего его применения является возможность встраивания модуля в графический интерфейс пользователя программы получения и комплексирования видеoinформации от сенсоров различных диапазонов оптического спектра. Преимуществом разработанного модуля по сравнению с реализацией в MATLAB [4] является увеличение быстродействия и возможность комплексирования не только двух, а в общем случае L исходных изображений.

Библиографический список

1. Бельский А., Жосан Н., Брондз Д. и др., Круглосуточная панорамная система технического зрения для вертолетов // Фотоника. — 2013. — №2. — С. 80-86.
2. Petrosian, A. A., Meyer, F. G., Wavelets in Signal and Image Analysis // Springer Netherlands. 2001. 544 p.
3. Сычев, А. С., Холопов, И. С., Комплексирование изображений по методу главных компонент с адаптацией к мощности шума // Вестник РГРТУ. — 2020. — №71. — с. 3-14.
4. image fusion toolbox [Электронный ресурс] Режим доступа: <http://metapix.de/download.htm>
5. Костров, Б. В., Упакова, А. Г., Баюков, К. И., Реализация преобразования Уолша в пакете прикладных программ MATLAB. Определение наиболее эффективного алгоритма // Информатика и прикладная математика. — 2013. — №19. — С. 40-42.
6. Прохоренок Н. А., Дронов В. А. Python 3 и PyQt 5. Разработка приложений // СПб. — БХВ-Петербург. — 2018. — 832 с.
7. Legal Statements | Python Software Foundation [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.python.org/about/legal/> (дата обращения: 01.02.2021).
8. Home — Spyder IDE [Электронный ресурс] Режим доступа: <https://www.spyder-ide.org/> (дата обращения: 01.02.2021).
9. Li H., Manjunath, B. S., Mitra, S. K., Multisensor Image Fusion Using the Wavelet Transform // Graphical models and image processing. — 1995. — №3. — P. 235-245.
10. Burt, P. J., Kolczynski, R. J., Enhanced Image Capture Through Fusion // Proc. Of Fourth International Conference, 11-14 May 1993. — 173-182.
11. Угрюмов Е. П. Цифровая схемотехника // БХВ-Петербург: СПб. — 2010. — 816 с.
12. TNO Image Fusion Dataset [Электронный ресурс] Режим доступа: https://figshare.com/articles/TNO_Image_Fusion_Dataset/1008029 (дата обращения: 10.01.2021).
13. Гуров, В. С., Колодыко, Г. Н., Костяшкин, Л. Н. и др., Обработка изображений в авиационных системах технического зрения / под ред. Л. Н. Костяшкина и М. Б. Никифорова // ФИЗМАТЛИТ: Москва. — 2016. — 235 с.
14. Бондаренко, М. А., Дрынкин, В. Н., Оценка информативности комбинированных изображений в мультиспектральных системах технического зрения // Программные системы и вычислительные методы. — 2016. — №1. — С. 64-79.
15. Сычев, А. С., Холопов, И. С., Безэталонный интегрально-мультипликативный показатель качества цифровых полутоновых изображений // Цифровая обработка сигналов. — 2018. — №3. — С. 51-57.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОГРЕШНОСТИ ОЦЕНИВАНИЯ НАПРАВЛЕНИЯ ПРИХОДА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ МЕТОДАМИ НЕЛИНЕЙНОГО СПЕКТРАЛЬНОГО АНАЛИЗА

С.А. Лобков

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, Lobkov.ser2012@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются методы нелинейного спектрального анализа, а также влияние количества антенных элементов на погрешность оценивания направления прихода радиоизлучения. Приводятся их основные особенности, достоинства и недостатки.

Ключевые слова: Метод MUSIC, EV, радиолокация, антенная решётка.

INVESTIGATION OF THE ERROR IN ESTIMATING THE DIRECTION OF ARRIVAL OF RADIO EMISSION BY METHODS OF NONLINEAR SPECTRAL ANALYSIS

S.A. Lobkov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, Lobkov.ser2012@yandex.ru*

Annotation. The paper considers the methods of MUSIC and EV, as well as the influence of the number of antenna elements on the error of estimating the direction of arrival of radio emission. Their main features, advantages and disadvantages are given.

Keywords: MUSIC method, EV, radar, antenna array.

Введение

Во многих практических задачах радиолокации нужно знать угловые координаты источника излучения. Ограничения разрешающей способности по угловой координате при применении традиционных методов определения направления прихода связаны с геометрическим построением антенной решетки (АР) [1]. Параметрические методы спектрального оценивания, применяемые в АР, дают возможность найти количество и направление прихода сигналов при угловом разносе источников излучения, который меньшим интервала разрешения по критерию Релея [2].

Алгоритмы спектрального анализа делятся на две группы: последовательные и параллельные [1]. К последовательным методам сканирования пространства относятся алгоритмы классификации множественных сигналов (MUSIC), собственных векторов (EV), максимального правдоподобия (метод Кейпона), максимальной энтропии (метод Берга), минимальной нормы (метод Кумаресана-Тафтса); к параллельным – метод Прони, Писаренко, Прони-Берлекэмпа, алгоритм поворота подпространств (ESPRIT), модификации алгоритма MUSIC [3]. В данной работе рассмотрены методы, основанные на разложении корреляционной матрицы, MUSIC и EV. Первый метод является основополагающим для большинства методов сверхразрешения, а второй является его модификацией с разницей в том, что используется не шумовая, а сигнальная часть подпространства при нахождении углового спектра [4].

Методы MUSIC и EV

Методы MUSIC и EV являются методами последовательного обзора. На рисунке 1 представлен алгоритм работы метода MUSIC.

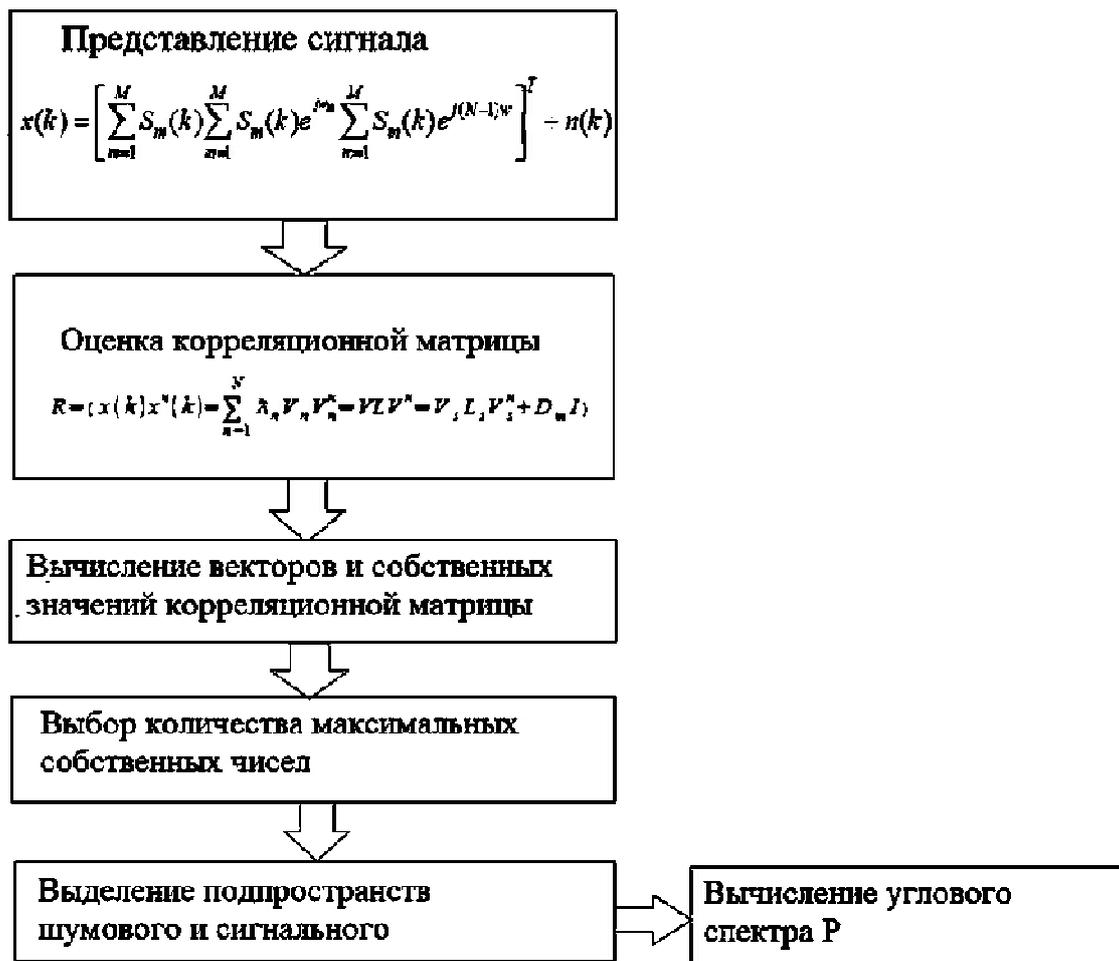


Рис. 1. Алгоритм работы метода MUSIC

Метод MUSIC основан на анализе спектра[5]

$$P(\vec{k}) = \vec{E}^H \cdot \left(\sum_{k=M+1}^R \vec{V}_k \cdot \vec{V}_k^H \right) \cdot \vec{E} \quad (1)$$

В методе EV используется оценка вида

$$P(\vec{k}) = \frac{1}{\vec{E}^H \cdot \left(\sum_{k=M+1}^R \frac{1}{\lambda_k} V_k \cdot V_k^H \right) \cdot \vec{E}} \quad (2)$$

где \vec{V}_k -собственные векторы корреляционной матрицы, \vec{E} -вектор, характеризующий идеальную плоскую волну, распространяющуюся в направлении вектора визирования \vec{k} ,

Экспериментальная часть

В ходе эксперимента были рассмотрены алгоритмы MUSIC и EV для линейной эквидистантной M -элементной AP, основанные на разложении оценки M -мерной межканальной корреляционной матрицы входной реализации на матрицы собственных значений и собственных векторов [2]. Проводя исследование влияния количества элементов антенной решётки на погрешность направления прихода радиоизлучения, сначала выделяем часть подпространства с которой будем работать, где у нас наиболее различимы элементы. Далее рассмотрен рисунок 2 спектр собственных чисел, так как начальные данные это 16 элементов антенной решётки, то количество собственных чисел будет равно 4, поэтому берём из этих элементов наибольшие, а остальные соответственно отнесутся к шумовой части подпространства.



Рис. 2. Спектр собственных чисел

Необходимо изменять количество собственных чисел для сигнального подпространства, это нужно для того чтобы сигналы были различимы. При увеличении количества источников излучения необходимо повышать количество собственных чисел.

В качестве начального числа элементов было взято 16, далее последовательно увеличивая количество элементов был произведён анализ влияния их на погрешность измерения.

На рисунке 3 изображены зависимости погрешности направления прихода ИИ (Источников излучения), где 1 погрешность соответственно для 1 сигнала, а погрешность 2 для второго сигнала.

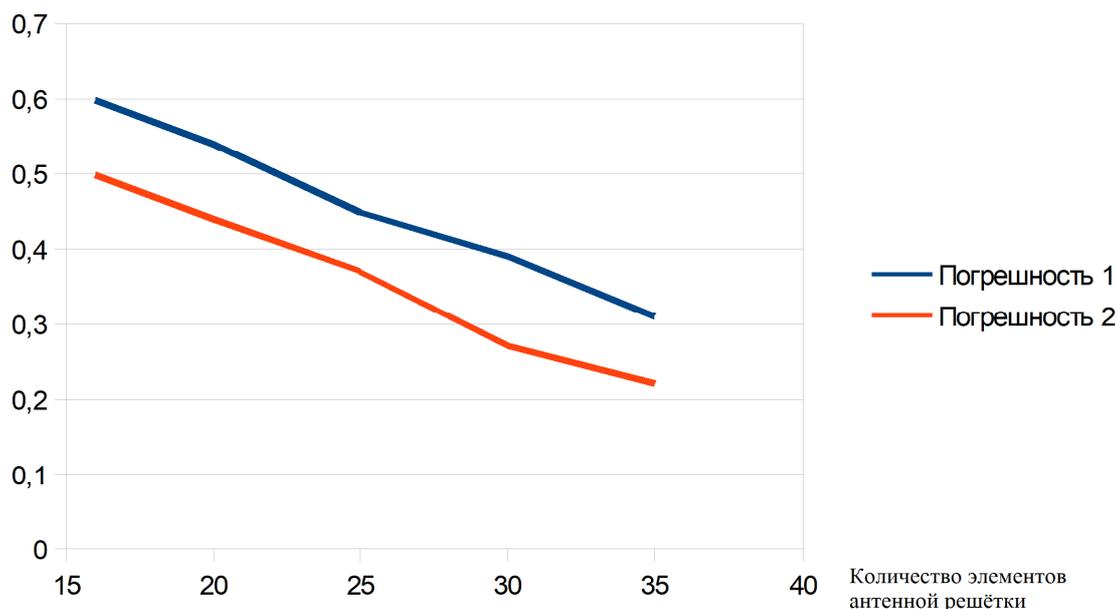


Рис. 3. Зависимость погрешности оценивания направления прихода ИИ

На итоговом графике видно, что с увеличением числа элементов антенной решётки с каждым разом величина погрешности измерения становится всё меньше. Поэтому можно прийти к логическому умозаключению, что для лучшего результата необходимо брать большое количество элементов антенной решётки, чтобы расхождения в данных были наименьшими.

Библиографический список

1. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
2. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития / под ред. А.И. Канащенкова, В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2003. 416 с.
3. Дрогалин В.В. и др. Алгоритмы оценивания угловых координат источников излучений, основанные на методах спектрального анализа. Успехи современной радиоэлектроники, 1998, №2
4. Джонсон Д.Х. Применение методов спектрального оценивания к задачам определения угловых координат источников излучения // ТИИЭР. 1982. Т.70, №9. С. 126–139.
5. Зотов С.А., Макаров Е.С., Нечаев Ю.Б. Методы сверхразрешения в задачах радиопеленгации // Информационные процессы и технологии в обществе и экономике. 2006. № 3. 5 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.45

ВОЗМОЖНОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ ФРАКТАЛЬНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК В СИСТЕМАХ РАДИОСВЯЗИ

Б.А.Кожакметова¹, Г.Т.Жетписбаева², С.С. Койшыбай³

^{1,2} НАО «Алмаатинский университет энергетики и связи им. Г.Даукеева»,

³АО «Международный университет информационных технологий»
Республика Казахстан, Алматы, kozhahmetova.ba@gmail.com

Аннотация. В данной статье рассматриваются возможности фрактальных антенных решеток для применения в системах радиосвязи. Приведены примеры разработок фрактальных антенных решеток, а также их преимущества использования.

Ключевые слова: фрактал, антенная решетка, перспективные антенны, фрактал Коха.

POSSIBILITIES OF USING FRACTAL ANTENNA ARRAYS IN RADIO COMMUNICATION SYSTEMS

B.A.Kozhakhmetova¹, G.T.Zhetpisbayeva², S.S. Koyshybai³

^{1,2} NJSC «Almaty University of Power Engineering and Telecommunications named after G.Daukeev»

³JSC «International Information Technologies University»
Republic of Kazakhstan, Almaty, kozhahmetova.ba@gmail.com

The summary. This article discusses the possibilities of fractal antenna arrays for use in radio communication systems. Examples of the development of fractal antenna arrays are given, as well as their advantages of use.

Keywords: fractal, antenna array, perspective antennas, Koch fractal.

На сегодняшний день существует большое количество антенных систем, предназначенных для работы в различных областях связи. Антенна - обязательный элемент любой радиосистемы, и от ее эффективности зависит количество и качество принимаемой и передаваемой информации. В зависимости от сферы применения и предназначения, антенны могут иметь различную конструкцию. К современным антенным системам предъявляются ряд требований по многодиапазонности и сверхширокополосности, в связи с этим, особый интерес в настоящее время вызывают антенны на базе фрактальных излучателей. В настоящее время данный тип антенн является наиболее перспективным, ввиду удовлетворения требований к современным антенным системам и свойству миниатюризации. Особое внимание вопросам разработки фрактальных антенн находят в таких системах как, системы мобильной связи нового поколения и сети «Интернета Вещей» («Internet of Things», IoT), связанного с большим ростом числа абонентов и количеством подключаемых к сети Интернет устройств, «умных-вещей».

Фрактальные антенны являются относительно новым направлением в антенной технике [1]. Особенностью фрактальных антенн является свойство самоподобия, предполагающей подобное деление кривой или подобных сегментов фигуры активной части антенны.

Существуют различное количество фракталов, применяемых для конструкции антенн (треугольник Серпинского, кривая Минковского, кривая Коха, и др.). На рисунке 1 изображен фрактал треугольник Серпинского



Рис. 1. Треугольник Серпинского

На рисунке 2 представлен фрактал на основе кривой Коха, которая является наиболее изученной конструкцией фрактальных антенн.

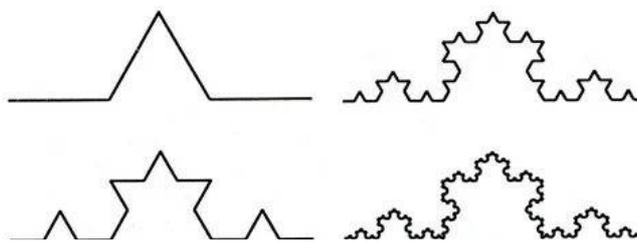


Рис. 2. Кривая Коха

Кривая Коха, или также называемая, снежинка Коха, стоит на основе равностороннего треугольника, каждая сторона которого заменяется на 4 линии длиной $1/3$ исходной каждая. Далее с каждой итерацией длина кривой увеличивается на треть. Длина результирующей кривой тогда соответствует:

$$L = z \left(\frac{4}{3}\right)^n \quad (1)$$

где z – длина исходного отрезка, n – число итераций [2].

Известно, что фазированные антенные решетки (ФАР) – наиболее эффективные антенные системы, позволяющие электрически управлять лучом диаграммы направленности антенны (электрическое сканирование), осуществлять быстрый обзор пространства и т.д. В данной антенной системе имеется множество излучающих элементов, которые позволяют повысить энергетический потенциал антенной системы, а также получить узкую диаграмму направленности, по сравнению с единичным излучателем [3]. В качестве излучающего элемента ФАР могут использоваться такие излучатели как: щелевые, дипольные и рупорные, однако наибольший интерес вызывают именно излучатели на базе самоподобных структур (фракталов).

В работе [4] представлена фрактальная антенная решетка для применения в нелицензируемом диапазоне частот ISM 60 ГГц. Рассматриваемая в данной работе антенная решетка выполнена с использованием фрактала Коха. Результаты моделирования фрактальной антенной решетки в программе моделирования антенн ANSYS показывают улучшение характеристик коэффициента усиления по сравнению с единичным фракталом. На рисунке 3 представлена структура антенны.

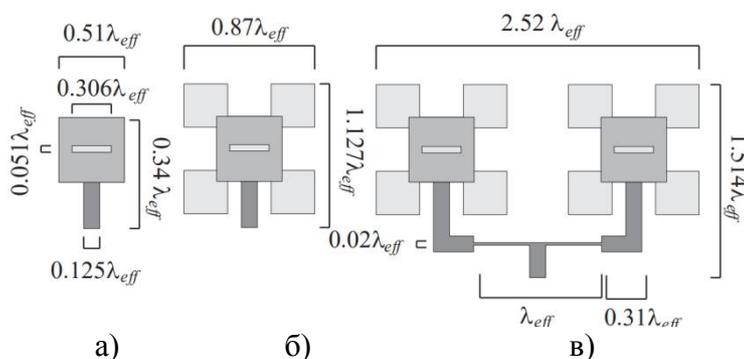


Рис. 3. Структура антенны: а) фрактал Коха; б) фрактал Коха (итерация 1); в) антенная решетка с использованием фрактала Коха

Разработка 4-элементной фрактальной антенной решетки для систем связи ближнего радиуса действия предложена в работе [5]. Излучатель антенной решетки представлен в виде фрактала первой итерации снежинки Коха, а питающая система выполнена с использованием делителя мощности Уилкинсона. Согласно результатам эксперимента, одиночный элемент и антенная решетка имеют значения коэффициента S_{11} равные -15,27 дБ и -13,95 дБ, а пропускная способность составила 49 МГц для единичного элемента и 58 МГц для антенной решетки. Данные эксперимента и компьютерного моделирования элементов антенны выявили эффективность предлагаемой антенной решетки и применимость для систем связи в диапазоне ближнего радиуса действия. Структура антенной решетки представлена на рисунке 4.

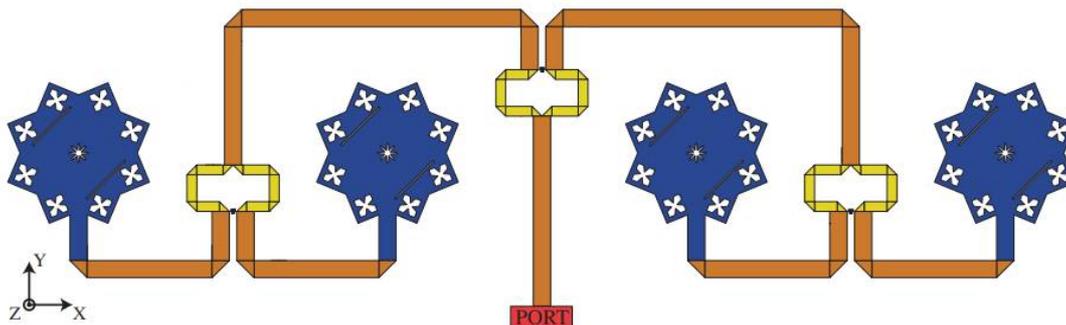


Рис. 4. Структура антенной решетки

Большое количество антенных элементов при итерациях более высокого уровня во фрактальных антенных решетках является большой проблемой [6]. Для решения этой проблемы в работе [6] рассматривается новый тип метода сужения, названного контрдиагональным фрактальным сужением Хафермана. Предлагаемая в работе методика позволяет упростить проектирование фрактальных массивов и снизить затраты на проектирование.

Исследованию и разработке фрактальных антенных решеток посвящено достаточно большое количество научных работ, что подтверждает перспективность применения данных антенн и актуальность дальнейшего изучения свойств фрактальных антенн. Выявлены преимущества применения фрактальных элементов антенны, такие как миниатюризация, широкополосность и многодиапазонность, позволяющая работать в большом частотном диапазоне.

Библиографический список

1. Венская, Н. В. Перспективные конструкции фрактальных антенн для современных сетей беспроводной связи / Н. В. Венская. — Текст : непосредственный // Молодой ученый. — 2019. — № 48 (286). — С. 37-38. — URL: <https://moluch.ru/archive/286/64435/> (дата обращения: 31.01.2022).
2. Слюсар В. Фрактальные антенны //Электроника: наука, технология, бизнес. – 2007. – Т. 5. – С. 007.
3. Кожухметова Б. А., Камал Р. Ж., Койшыбай С. С. Вопросы применения активных фазированных антенных решеток в радиотехнических системах //Современные технологии в науке и образовании-СТНО-2019. – 2019. – С. 46-50.
4. Serres A. J. R. et al. On-Chip Koch Fractal Antenna Array for 60 GHz ISM Band Application //On-Chip Koch Fractal Antenna Array for 60 GHz ISM Band Application. – С. 1-388-416.
5. Patanvariya D. G., Chatterjee A., Kola K. S. High-Gain and Circularly Polarized Fractal Antenna Array for Dedicated Short Range Communication Systems //Progress In Electromagnetics Research C. – 2020. – Т. 101. – С. 133-146.
6. Ponnappalli V. A. S., Praveena A., Babu P. V. Design of Deterministic Sparse Fractal Array with Haferman Counter-Diagonal Fractal Tapering Technique for Modern Wireless Systems //IOP Conference Series: Materials Science and Engineering. – IOP Publishing, 2021. – Т. 1042. – №. 1. – С. 012005.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.47

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ПРОСТРАНСТВЕННОГО АЛГОРИТМА ЗАЩИТЫ ОТ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ ПРИ НЕСТАЦИОНАРНОЙ ПОМЕХОВОЙ ОБСТАНОВКЕ

Д.С. Сиников

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, shtrunova.e.s@rsreu.ru, sinikovdmitriy@ya.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются основные проблемы адаптивного формирования диаграммы направленности фазированных антенных решеток в условиях нестационарной помеховой обстановки.

Ключевые слова: фазированные антенные решетки, адаптация, активные шумовые помехи, нестационарная помеховая обстановка.

EFFICIENCY OF THE SPATIAL ALGORITHM OF PROTECTION FROM ACTIVE NOISE INTERFERENCE UNDER CONDITIONS OF NON-STATIONARY INTERFERENCE

D.S. Sinikov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, shtrunova.e.s@rsreu.ru, sinikovdmitriy@ya.ru*

The summary. The paper discusses the main problems of adaptive beamforming of phased antenna array under conditions of non-stationary interference.

Keywords: phased antenna array, adaptation, active noise interference, non-stationary interference

Применение фазированных антенных решеток (ФАР) и средств цифровой обработки сигналов позволяет РЛС вести одновременное обнаружение/сопровождение большого количества целей. Однако наблюдение за целями значительно усложняется в условиях радиоэлектронного подавления. К универсальному виду маскирующих помех, воздействующих на канал обнаружения цели, каналы измерения угловых координат, дальности, скорости объектов, относятся активные шумовые помехи (АШП) [1-3].

В [3] отмечается, что наилучшими для РЭП считаются многолучевые антенные системы на основе адаптивных ФАР, которые обеспечивают одновременное излучение помехи в n направлениях. Повышение энергетического потенциала станции РЭП, возможность гибкого управления положением луча в пространстве; высокая скорость и частота переключения луча за счет применения ФАР привело к более эффективному воздействию на РЛС многоточечными по пространству АШП, действующими по боковым лепесткам диаграммы направленности (ДН) ФАР.

Одним из подходов для защиты РЛС от такого вида помех является адаптивное формирование нулей ДН ФАР в направлении прихода помех [4-8].

В условиях нестационарной помеховой обстановки, когда количество, направления прихода и мощности АШП меняются с высокой скоростью, поддерживая определенный закон переключения АШП (формирование мерцающих активных помех) [1, 2], в условиях движения постановщика помех РЛС может быть подавлена, если время действия определенной совокупности АШП меньше времени адаптации ФАР.

Прямые алгоритмы адаптации имеют более высокую скорость сходимости к оптимальному решению по сравнению с рекурсивными, поэтому они рассмотрены в статье более подробно. К прямым алгоритмам относятся алгоритмы непосредственного обращения корреляционной матрицы (НОМ) помехи, алгоритм рекуррентного обращения и алгоритм последовательной декорреляции помехи [4, 6].

При условии нормальности и стационарности принимаемого сигнала распределение сигнала и помехи полностью определяется пространственно-временной корреляционной матрицей. При допущении узкополосности сигналов в пространственно-временном смысле

ее можно представить в виде произведения пространственной (межканальной) и временной, и разделить пространственно-временную обработку на пространственную и временную [9].

Время адаптации ФАР определяется временем оценки межканальной корреляционной матрицы (МКМ) АШП, временем определения вектора весовых коэффициентов (ВВК) и установления новых значений ВВК. Таким образом, в условиях нестационарной помеховой обстановки возникает необходимость в сокращении времени вычисления ВВК, определяющего амплитудно-фазовое распределение на раскрыве ФАР, и процесса управления элементами.

На рисунке 1 изображены этапы работы РЛС, использующей адаптивные пространственные алгоритмы борьбы с АШП, в которых применяется классифицированная выборка, т.е. выборка содержащая только помеховые составляющие [6], где: 1 – время определения количества и направления прихода действующих помех; 2 – время адаптации алгоритма; 3 – время излучения зондирующего сигнала; 4 – время приема эхо-сигнала.

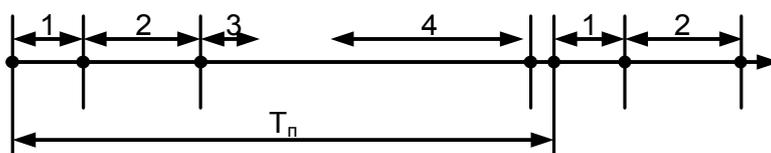


Рис. 1. Этапы работы РЛС

В адаптивных алгоритмах пространственной обработки сигналов, в основе которых лежит прямое обращение выборочной МКМ, рекуррентное оценивание обратной МКМ [6], регуляризованные и проекционные [4,10] алгоритмы, определение оценки ВВК $\hat{\mathbf{W}}$ основано на предварительном нахождении выборочной МКМ или обратной МКМ.

В данной работе в качестве критерия эффективности при синтезе алгоритма адаптации ФАР используется максимум отношения сигнал-(помеха+шум) (ОСПШ) на выходе системы обработки. В этом случае нахождение N -элементного ВВК \mathbf{W} для N -элементной ФАР определяется [6]:

$$\hat{\mathbf{W}} = \hat{\mathbf{R}}_{\text{шш}}^{-1} \mathbf{S}, \quad (1)$$

где \mathbf{S} – N -элементный вектор-столбец полезного сигнала, $\mathbf{S} = \mathbf{S}\mathbf{V}_0$;

\mathbf{S} – комплексная амплитуда сигнала, \mathbf{V}_0 – направляющий вектор сигнала;

$\hat{\mathbf{R}}_{\text{шш}}$ – оценка МКМ размером $N \times N$ аддитивной смеси АШП и собственного шума приемных каналов.

С учетом представления вектора полезного сигнала МКМ сигнала определяется [4]:

$$\mathbf{R}_c = \overline{|\mathbf{S}|^2} \mathbf{V}_0 \mathbf{V}_0^H.$$

N -мерная оцениваемая МКМ коррелированной по пространству АШП представляется через направляющий вектор, характеризующий положение помехи в пространстве [4, 6]:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{шш}} = \mathbf{I} + \lambda \hat{\mathbf{V}}_{\text{шш}} \hat{\mathbf{V}}_{\text{шш}}^H, \quad (2)$$

где γ – отношение АШП – шум по мощности;

\mathbf{I} – N -мерная диагональная единичная КМ собственного шума приемных каналов ФАР;

$\hat{\mathbf{V}}_{\text{шш}} = \{\exp(iv_{\text{шш}0,0}), \dots, \exp(iv_{\text{шш}k,j}), \dots, \exp(iv_{\text{шш}N-1,N-1})\}^T$ – направляющий вектор помехи;

$v_{\text{шш}k,j}$ – фаза помехи, принятой на kj -ом элементе ФАР;

$v_{\text{шш}k,j} = 2\pi f_{\text{шш}0} \Delta t_{\text{шш}k,j}$;

$f_{\text{шш}0}$ – частота излучения АШП;

$\Delta t_{pk,j}$ – время запаздывания фронта волны АШП, принятой на kj -ом элементе относительно начала координат для угловых координат прихода АШП;

i – мнимая единица

При совпадении начала координат с расположением нулевого элемента направляющий вектор излучения для различной геометрии ФАР представлен в таблице 1 [6–8].

Таблица 1. Представление направляющего вектора в различной геометрии ФАР

Линейная эквидистантная ФАР	Плоская прямоугольная ФАР	Кольцевая ФАР
$\mathbf{V}_n = \exp\left\{\frac{-i2\pi d}{\lambda} n \sin \gamma\right\}$	$\mathbf{V}_n = \exp\left\{\frac{-i2\pi d}{\lambda} \sin \gamma (n_x \cos \alpha + n_y \sin \alpha)\right\}$	$\mathbf{V}_n = \exp\left\{\frac{-i2\pi}{\lambda} r \cos(\theta - 2\pi n / N)\right\}$
d – расстояние между элементами ФАР, λ – длина волны	n_x, n_y – координаты элементов АР, γ, α – направления прихода излучения	r – радиус, θ – направление прихода излучения

С учетом (1) для алгоритма НОМ оценка ВВК определяется как собственный вектор, соответствующий максимальному собственному значению матричного произведения $\hat{\mathbf{W}} \leftarrow \hat{\mathbf{R}}_{\text{пш}}^{-1} \mathbf{R}_c$, где обратная МКМ в соответствии с тождеством Вудбери [6]:

$$\hat{\mathbf{R}}_{\text{пш}}^{-1} = \mathbf{I} - \frac{\gamma \hat{\mathbf{V}}_n \hat{\mathbf{V}}_n^H}{1 + \gamma \hat{\mathbf{V}}_n^H \hat{\mathbf{V}}_n}.$$

В случае изменения параметров АШП оценка МКМ при адаптации не совпадает с МКМ выражения (2). Тогда при адаптации ФАР без учета изменения АШП мощность помехи на выходе системы обработки:

$$P_{\text{п+ш}} = \mathbf{R}_c^H \left(\mathbf{I} - \frac{\gamma \hat{\mathbf{V}}_n \hat{\mathbf{V}}_n^H}{1 + \gamma \hat{\mathbf{V}}_n^H \hat{\mathbf{V}}_n} \right) \tilde{\mathbf{R}}_{\text{пш}} \left(\mathbf{I} - \frac{\gamma \hat{\mathbf{V}}_n \hat{\mathbf{V}}_n^H}{1 + \gamma \hat{\mathbf{V}}_n^H \hat{\mathbf{V}}_n} \right) \mathbf{R}_c^H. \quad (3)$$

На рисунке 2 изображены ДН линейной эквидистантной антенной решетки с количеством элементов $N=15$ и $d/\lambda=0,5$, где 1 – исходная ДН, а 2 – ДН, нуль которой адаптивно настроен в направлении прихода АШП $\beta=18^\circ$.

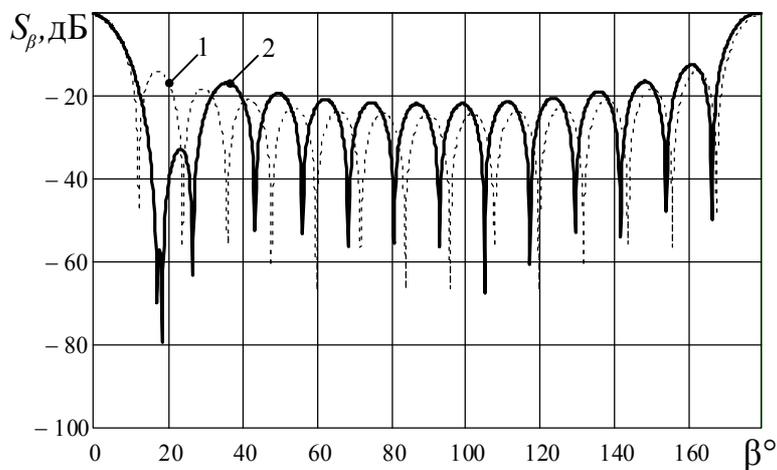


Рис. 2. ДН ФАР

На рисунке 3 изображен график зависимости снижения ОСПШ от изменения направления прихода АШП относительно того направления, для которого адаптирована ДН ФАР.

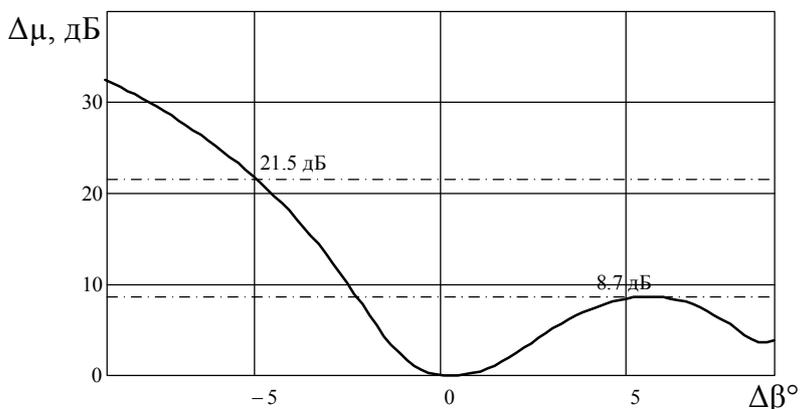


Рис. 3. График зависимости снижения ОСПШ от изменения направления прихода АШП

Из рисунка 3 видно, что при изменении направления прихода АШП за время между интервалами адаптации на 5 градусов относительно сформированного нуля ДН происходит уменьшение ОСПШ до 8,7 дБ, пока направление помехи не совпадет со следующим нулем ДН ФАР. При смещении помехи на -5 градусов относительно сформированного нуля ДН ОСПШ уменьшается на 21,5 дБ, что связано с тем, что АШП попадает в область главного лепестка ДН.

Библиографический список

1. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития./ под ред. А.И. Канащенкова, В.И. Меркулова. М.: Радиотехника, 2003. 416 с.
2. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / под ред. Ю.М. Перунова. – М.: Радиотехника, 2008. – 416 с.
3. В.В. Цветнов, В.П. Демин, А.И.Куприянов. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие. М.: Изд-во МАИ, 1998. 248 с.
4. М.В. Ратынский. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. М.: Радио и связь, 2003. 200 с.
5. Л.Н. Григорьев. Цифровое формирование диаграммы направленности в фазированных антенных решетках. М.: Радиотехника, 2010. 144 с.
6. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию / пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.
7. Нечаев Ю.Б., Борисов Д.Н., Пешков И.В Алгоритм формирования диаграммы направленности кольцевой антенной решетки, устойчивый к многолучевому распространению и нестационарным источникам помех. // Радиотехника. 2011. Т.54, №11. С. 26 – 34.
8. Litva J. Digital beamforming in wireless communications. Boston: Artech House, 1996. 301 с.
9. Д.Д. Кловский, В.А. Сойфер, Обработка пространственно-временных сигналов (в каналах передачи информации). М.: Связь, 1976. 207 с.
10. Черемисин О.П., Ратынский М.В., Комов А.А., Пушин А.Е. Эффективный проекционный алгоритм адаптивной пространственной фильтрации // Радиотехника и электроника. 1994. Т. 39, №2. С. 259–263.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ АЛГОРИТМОВ СВЕРХРАЗРЕШЕНИЯ**Е.А. Серебрякова***Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, pilipchuk_98@list.ru*

Аннотация. В работе рассматривается эффективность применения алгоритмов сверхразрешения при различных отношениях сигнал-шум и конфигурациях антенной решетки методами математического моделирования в среде Matlab.

Ключевые слова: сверхразрешение, метод Прони, MUSIC, ROOT-MUSIC, Matlab.

THE STUDY OF ALGORITHMS FOR SUPERRESOLUTION**E.A. Serebryakova***Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, pilipchuk_98@list.ru*

The summary The paper considers the effectiveness of the application of super-resolution algorithms for various signal-to-noise ratios and antenna array configurations by mathematical modeling methods in the Matlab environment.

Keywords: super-resolution, Proni method, MUSIC, ROOT-MUSIC, Matlab.

Известные алгоритмы сверхразрешения можно разделить на две группы. Последовательные (методы Кейпона, MUSIC и др.) и параллельные (ROOTMUSIC, ESPRIT, Прони и др.) [1,2]. Эффективность алгоритмов может зависеть от отношения сигнал-шум на входе устройства обработки [2,3] и конфигурации антенной решетки (АР) [4,5]. Целью работы является сравнение результатов работы алгоритмов сверхразрешения при различных отношениях сигнал-шум и конфигурациях антенной решетки, на основе измерения и анализа разрешающей способности по углу методами математического моделирования в среде Matlab.

Для исследования выбраны следующие алгоритмы сверхразрешения: MUSIC, ROOT-MUSIC [2] и Прони [1].

Исследовательская часть

В работе проведено исследование алгоритмов сверхразрешения при использовании линейных антенных решеток с 4-мя и 10-ю антенными элементами. Это позволяет определить оптимальное сочетание конфигурации принимающей антенной решетки и выявить наиболее эффективный метод обработки принимаемого сигнала для получения оценки углов направления в условиях действия шумов, превышающих уровень сигнала. Расстояние между антенными элементами выбрано равным половине длины волны.

В результате проведения эксперимента методом имитационного моделирования в среде Matlab были получены значения разрешающей способности и СКО по угловой координате для исследуемых методов MUSIC, ROOT-MUSIC и Прони. Зависимости разрешающей способности от отношения сигнал-шум для 4- и 10-элементной АР сведены в таблицы 1 и 2 и показаны на рисунках 1 и 2 соответственно. Зависимости СКО от отношения сигнал-шум для 4- и 10-элементной АР сведены в таблицы 3 и 4 и показаны на рисунках 3 и 4 соответственно.

Таблица 1 – Зависимость разрешающей способности от отношения сигнал-шум для 4-элементной АР

$P_c/P_{ш}$, Дб	0	10	20	30	40	50
Метод	Δ , гр.					
Прони	4,3	1,7	0,8	0,08	0,04	0,01
MUSIC	10,4	4,8	1,4	0,09	0,05	0,01
ROOT – MUSIC	3,1	2,6	1,2	0,04	0,02	0,009

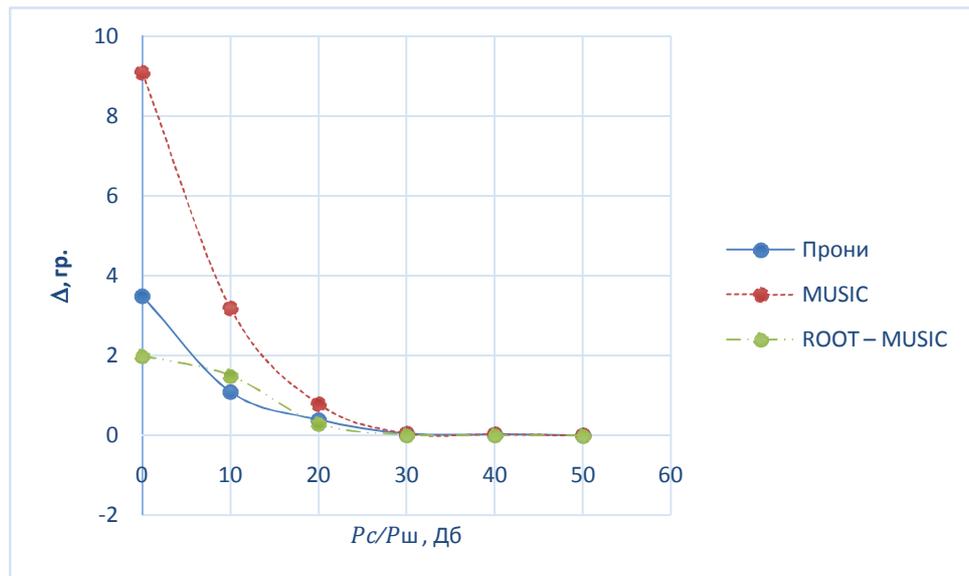


Рис. 1. Зависимость разрешающей способности от отношения с-ш для 4-элементной АР

Таблица 2. Зависимость разрешающей способности от отношения сигнал-шум для 10-элементной АР

$P_c/P_{ш}$, Дб	0	10	20	30	40	50
Метод	Δ, гр.					
Прони	3,5	1,1	0,4	0,05	0,03	0,009
MUSIC	9,1	3,2	0,8	0,06	0,04	0,009
ROOT - MUSIC	2	1,5	0,3	0,02	0,01	0

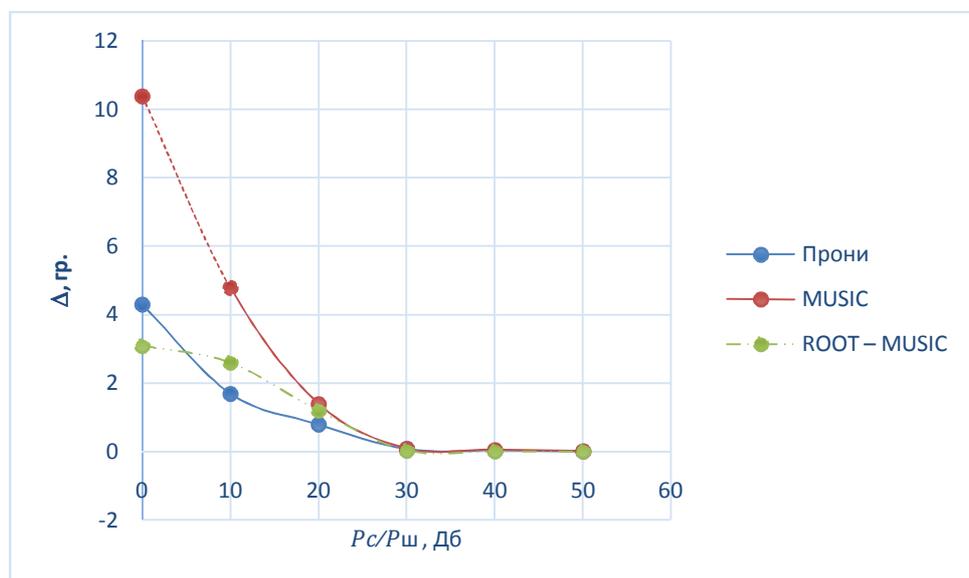


Рис. 2. Зависимость разрешающей способности от отношения с-ш для 10-элементной АР

Анализируя полученные результаты можно утверждать, что метод углового сверхразрешения Root-MUSIC позволяет лучше оценивать угловые координаты источников радиоизлучения. Разрешение метода Root-MUSIC при значениях отношения сигнал-шум до 40дБ минимум вдвое лучше, чем у алгоритмов MUSIC и Прони, при этом точность определения координат рассмотренных алгоритмов сопоставима. Также этот метод показал лучшее разрешение при увеличении числа элементов антенной решетки.

Таблица 3. Зависимость СКО от отношения сигнал-шум для 4-элементной AP

$P_c/P_{ш}$, Дб	0	10	20	30	40	50
Метод	σ, гр.					
Прони	0,0600	0,0042	0,0037	0,0024	0,0013	0,0004
MUSIC	0,0704	0,0428	0,0199	0,0073	0,0022	0,0014
ROOT – MUSIC	0,0782	0,0476	0,0221	0,0081	0,0024	0,0015

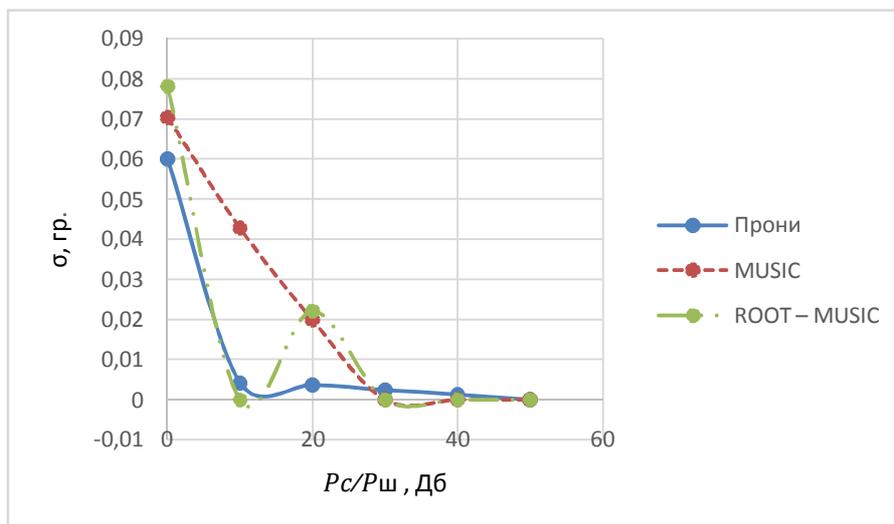


Рис. 3. Зависимость разрешающей способности от отношения с-ш для 4-элементной AP

Таблица 4. СКО способности от отношения сигнал-шум для 10-элементной AP

$P_c/P_{ш}$, Дб	0	10	20	30	40	50
Метод	σ, гр.					
Прони	0,177	0,108	0,05	0,018	0,0054	0,0034
MUSIC	0,113	0,068	0,032	0,012	0,04	0,0022
ROOT – MUSIC	0,119	0,0084	0,0074	0,0048	0,0026	0,0008

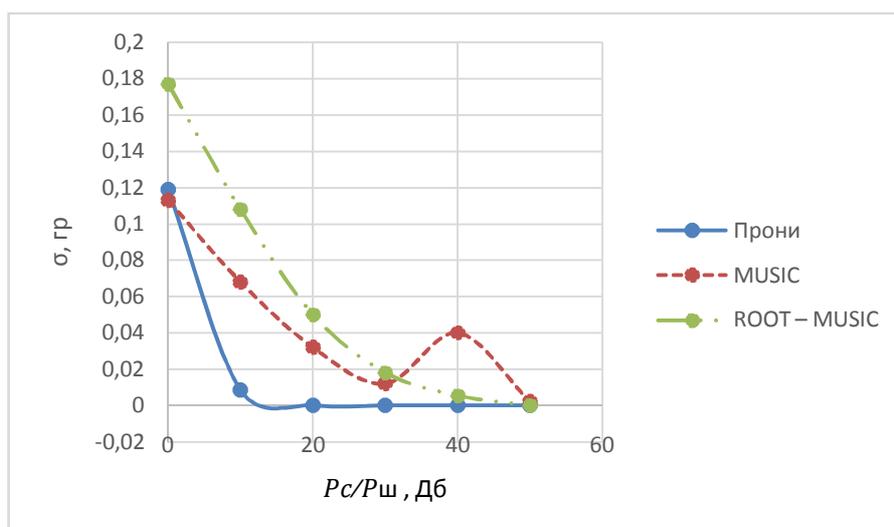


Рис. 4. Зависимость разрешающей способности от отношения с-ш для 10-элементной AP

Большее значение СКО показывает большее отклонение от среднего значения, то есть Прони находится дальше всех остальных методов от среднего значения, а при увеличе-

нии числа элементов АР отклонение выросло в 4 раза, что показывает худшее разрешение по угловым координатам.

Библиографический список

1. Кошелев В.И., Кирдяшкин В.В., Сычев М.И., Ясенцев Д.А. Актуальные вопросы радиолокации – М.: Изд-во МАИ, 2016. – 216 с.: ил. ISBN 978-5-4316-0353-2
2. Сафонова А.В. Эффективные алгоритмы оценивания угловых координат источников радиоизлучения : автореф. дис. на соиск. учен. степ. канд. техн. наук (05.12.04; 05.12.14)/ Сафонова Анастасия Владимировна; РГРТУ им. В.Ф. Уткина – Рязань, 2016г. – 19 с.
3. Супорткин Р.А., Сафонова А.В. Исследование методов пеленгации источников радиоизлучения методами нелинейного спектрального анализа - Актуальные проблемы современной науки и производства// Материалы IV Всероссийской научно-технической конференции. - Рязань, 2019 - С.78-84.
4. Сафонова, А. В. Эффективность алгоритма оценивания угловых координат источника радиосигнала при различных методах обработки входных реализаций / А. В. Сафонова // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. – 2015. – № 2(18). – С. 54-60.
5. Safonova, A. V. Influence of DOA algorithm structure on efficiency of estimation of angular coordinates / A. V. Safonova // CrMiCo 2014 - 2014 24th International Crimean Conference Microwave and Telecommunication Technology : Conference Proceedings, Sevastopol, Crimea, 07–13 сентября 2014 года. – Sevastopol, Crimea: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2014. – P. 475-476. – DOI 10.1109/CRMICO.2014.6959486.

УДК 004.932; ГРНТИ 89.57.35

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННОЙ ОБРАБОТКИ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ В АДАПТИВНЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТКАХ

Е.С. Штрунова

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, shtrunova.e.s@rsreu.ru*

Аннотация. В данной работе рассмотрены подходы для обработки широкополосных сигналов в фазированных антенных решетках на основе пространственно-временных и пространственно-частотных методов.

Ключевые слова: фазированные антенные решетки, дискретное преобразование Фурье, фильтр с конечной импульсной характеристикой

COMPARATIVE ANALYSIS OF METHODS OF SPATIO-TIME PROCESSING OF WIDEBAND SIGNALS IN ADAPTIVE ANTENNA ARRAYS

E.S. Shtrunova

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, shtrunova.e.s@rsreu.ru*

Abstract. In this paper, approaches for processing broadband signals in phased antenna arrays based on space-time and space-frequency methods are considered.

Keywords: phased antenna arrays, finite impulse response filter, discrete Fourier transform.

Средства постановки помех с многолучевыми антенными системами на основе адаптивных фазированных антенных решеток (ФАР) обеспечивают высокий энергетический потенциал станции; одновременное излучение помехи в n направлениях, управление пространственным положением луча; высокую скорость и частоту переключения луча [1, 2]. Эти факторы позволяют более эффективно воздействовать на радиолокационные системы (РЛС) многоточечными по пространству активными шумовыми помехами (АШП), действующими по боковым лепесткам диаграммы направленности (ДН) ФАР.

При воздействии данного вида помех в условиях параметрической априорной неопределенности помеховой ситуации адаптация ФАР является одним из методов помехозащиты

РЛС. Многие алгоритмы адаптивного формирования ДН ФАР рассматриваются в литературе для узкополосного представления сигналов в пространственно-временном смысле. В этом случае в каждом приемном канале адаптивной антенной решетки применяется один комплексный весовой коэффициент. Для эффективного подавления широкополосной помехи при адаптации ФАР вектор весовых коэффициентов (ВВК) должен выбираться для каждой частотной составляющей спектра, так как нули ДН ФАР смещаются при изменении длины волны излучения [3].

На вход N -элементной линейной эквидистантой ФАР поступают сигнал и помехи с шириной спектра, ограниченного частотами f_l, f_h . В [4] полезный широкополосный сигнал с направления α_c на выходе i -го элемента антенной решетки задается комплексной амплитудой:

$$x_i(t, \alpha) = x(t - \tau_i(\alpha_c)) F_i(\alpha) \exp(-i2\pi f_0 \tau_i(\alpha_c)) + n(t),$$

где $F_i(\alpha) \exp(-i2\pi f_0 \tau_i)$ характеризует ДН i -го излучателя на частоте f_0 ;

$\tau_i(\alpha_c)$ – время запаздывания фронта волны между первым и i -м излучателем;

$\tau_i(\alpha_c) = (i-1) d \sin \alpha_c / c$, $n(t)$ – собственный шум приемных каналов.

Существуют различные подходы при обработке широкополосных сигналов [3–6]. Одним из них является использование цифрового фильтра с конечной импульсной характеристикой в каждом пространственном канале для выполнения частотно-зависимой подстройки амплитуды и фазы [3] (рис. 1). Сигнал на выходе схемы (рис. 1) в случае N -элементной ФАР с фильтром порядка L в каждом пространственном канале определяется как

$$\mathbf{Y}[n] = \sum_{i=0}^{L-1} \mathbf{w}_i^T \mathbf{x}_i[n] = \mathbf{W}^T \mathbf{X},$$

где \mathbf{W} является матрицей размером $N \times L$ $\mathbf{W} = [\mathbf{w}_0, \mathbf{w}_1, \dots, \mathbf{w}_{L-1}]^T$, столбцы которой представляют собой векторы $\mathbf{w}_i = [w_{0,i}, w_{1,i}, \dots, w_{N-1,i}]^T$, L – порядок фильтра, N – количество пространственных каналов;

\mathbf{X} – вектор входных отсчетов, $\mathbf{X} = [\mathbf{x}[n], \mathbf{x}[n-1], \dots, \mathbf{x}[n-L+1]]^T$, где $\mathbf{x}[n-j] = [x_0[n-j], x_1[n-j], \dots, x_{N-1}[n-j]]^T$.

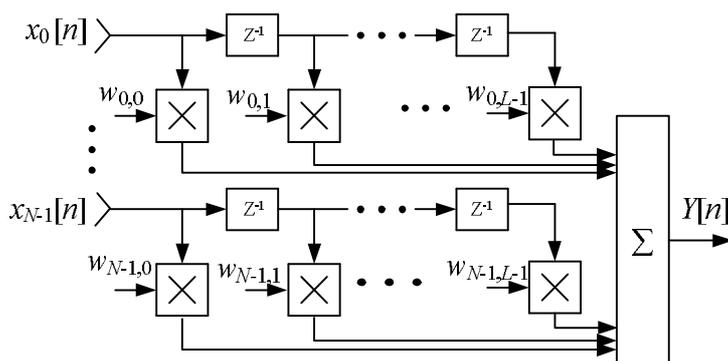


Рис. 1. Структурная схема использования цифрового фильтра с конечной импульсной характеристикой для выполнения частотно-зависимой подстройки амплитуды и фазы

При этом комплексный коэффициент передачи цифрового фильтра в i -м пространственном канале определяется как

$$H_i(jf) = \sum_{k=0}^{L-1} w_{i,k} \exp(-i2\pi k f / f_d),$$

где f_d – частота дискретизации;

а ДН широкополосной ФАР –

$$F(f, \alpha) = \sum_{i=0}^{N-1} H_i(f) \exp(-2\pi k f \tau_i).$$

С целью разделения широкополосного входного процесса на узкополосные реализации применяется дискретное преобразование Фурье (ДПФ) в каждом пространственном канале с последующим суммированием взвешенных отсчетов спектра и обратным дискретным преобразованием Фурье (ОДПФ) (рис. 2) [4–6]. С помощью ОДПФ реализуется многоканальная обработка для различных ожидаемых временных запаздываний полезного сигнала в ФАР.

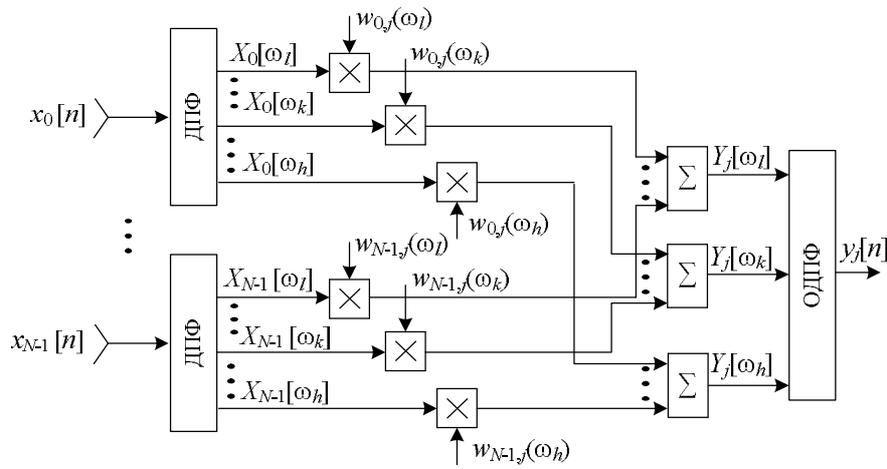


Рис. 2. Структурная схема с применением дискретного преобразования Фурье

В этом случае вектору комплексных амплитуд $\mathbf{X}[n, \alpha]$ во временной области соответствует вектор в частотной области [7]. Принятый сигнал в частотной области, т.е. на выходе блока ДПФ, i -го пространственного канала от m -го источника излучения представляется как

$$X_i(\alpha, f_k) = \mathbf{F}(\alpha, f_k) S_m(f_k) + N_i(f_k),$$

где $S_m(f_k)$ – отсчеты спектра m -го входного сигнала.

Если принимается излучение от M источников с разных направлений, то $\mathbf{F}(\alpha, f_k)$ представляет собой матрицу размеров $N \times M$, состоящую из векторов-столбцов амплитудно-фазовых распределений [7]:

$$\mathbf{F}(\alpha, f_k) = \begin{pmatrix} 1 & \dots & 1 \\ \exp(i2\pi f_k \tau_1) & \dots & \exp(i2\pi f_k \tau_M) \\ \dots & \ddots & \dots \\ \exp(i2\pi f_k (N-1)\tau_1) & \dots & \exp(i2\pi f_k (N-1)\tau_M) \end{pmatrix}.$$

Временной корреляционной матрице стационарной помехи соответствует корреляционная матрица в частотной области [7]:

$$\mathbf{R}(f_k) = \mathbf{F}(\alpha, f_k) \mathbf{S}(f_k) \mathbf{F}^H(\alpha, f_k) + \sigma^2 \mathbf{N}(f_k).$$

Таким образом, в случае определения вектора весовых коэффициентов в частотных каналах в критерий эффективности (максимум отношения сигнал-шум) вводится зависимость от частоты [5]:

$$\mu = \max_{\omega_{\min}}^{\omega_{\max}} \int \left(\mathbf{W}(\omega)^H \mathbf{R}_c(\omega) \mathbf{W}(\omega) \right) / \left(\mathbf{W}(\omega)^H \mathbf{R}_{\text{шш}}(\omega) \mathbf{W}(\omega) \right) d\omega.$$

В [8] предлагается проводить аппроксимацию ВВК для ограниченного количества частот M из заданного частотного интервала, расположенных с шагом $\Delta = (\omega_{\max} - \omega_{\min})/M$, зависимостями:

$$\tilde{W}(\omega) = \sum_{m=1}^M W(\omega_m) T_m(\omega), \quad T_m(\omega) = \begin{cases} 1, & |\omega - \omega_k| \leq \Delta/2 \\ 0, & |\omega - \omega_k| > \Delta/2 \end{cases},$$

$$\tilde{W}(\omega) = \sum_{m=1}^M \{W(\omega_{m+1})(\omega - \omega_m) - W(\omega_m)(\omega - \omega_{m+1})\},$$

где ω_m – среднее значение частоты m -го частотного интервала.

В [9, 10] предлагается применение методов когерентного частотного накопления, основанных на использовании фокусирующих матриц. Основываясь на классе фокусирующих матриц $\mathbf{T}(f_k)$, $k = 1, \dots, J$ и предполагая когерентный подход, корреляционная матрица определяется как

$$\mathbf{R}(f_\phi) = \sum_{k=1}^J \mathbf{T}(f_k) \mathbf{F}(\alpha, f_k) \mathbf{S}(f_k) \mathbf{F}^H(\alpha, f_k) \mathbf{T}^H(f_k) + \sigma^2 \mathbf{N}(f_k)$$

Суть этих методов состоит в матричном преобразовании исходного вектора спектральных отсчетов $\mathbf{X}(f_k)$ в новый вектор $\mathbf{Y}(f_\phi)$, зависящий лишь от одной частоты f_ϕ , с последующим применением методов узкополосной пространственной обработки. Недостатком этих методов является необходимость предварительной оценки направления прихода и количества источников излучения.

Библиографический список

1. Радиоэлектронное подавление информационных каналов систем управления оружием / под ред. Ю.М. Перунова. М.: Радиотехника, 2008. 416 с.
2. В.В. Цветнов, В.П. Демин, А.И.Куприянов. Радиоэлектронная борьба: радиоразведка и радиопротиводействие. М.: Изд-во МАИ, 1998. 248 с
3. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решётки. Введение в теорию / пер. с англ. под ред. В.А. Лексаченко. М.: Радио и связь, 1986. 446 с.
4. Tuan Do-Hong, Franz Demmel. A method for wideband direction-of-arrival estimation using frequency-domain frequency-invariant beamformers // Antennas and Propagation Society International Symposium, 2003. PP. 1–4.
5. Wei Liu. Wideband Beamforming for Multipath Signals Based on Frequency Invariant Transformation // International Journal of Automation and Computing. 2012. PP. 1–9.
6. Harry L. Van Trees. Optimum Array Processing Part IV of Detection, Estimation, and Modulation Theory. New York: A JOHN WILEY & SONS, 2002. 1470 p.
7. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981. 416 с.
8. Бибарсов М.Р., Боков А.Н., Габриэльян Д.Д., Новиков А.Н., Шацкий В.В., Шацкий Н.В. Модифицированная антенная решетка широкополосной радиоэлектронной системы // Известия вузов России. Радиоэлектроника. 2012. Вып. 1. С. 3–8.
9. Dahang Feng, Ming Bao, Zhongfu Ye, Luyang Guan, Xiaodong Li. A novel wideband DOA estimator based on Khatri–Rao subspace approach // Signal Processing. 2011. № 91. PP. 2415–2419.
10. Valaee S., Kabal P. The Optimal Focusing Subspace for Coherent Signal Subspace Processing // IEEE TRANSACTIONS ON SIGNAL PROCESSING. 1996. VOL. 43. №. 3. PP. 752–756.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИОДНОГО СМЕСИТЕЛЯ НА ГИБРИДНОМ КОЛЬЦЕ

М.В. Ионкин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, maxon.ionkin0088@gmail.com

Аннотация. В работе рассматривается схема балансного смесителя на гибридном кольце. Приводятся основные особенности данной схемы, достоинства и недостатки. Проведено моделирование, получены результаты.

Ключевые слова: СВЧ, преобразователи частоты, смесители.

SIMULATION OF A DIODE MIXER ON A HYBRID RING

M.V. Ionkin

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, , maxon.ionkin0088@gmail.com

The summary. The paper considers a scheme of a balanced mixer on a hybrid ring. The main features of this scheme, advantages and disadvantages. Moderation was carried out, the results were obtained.

Keywords: Microwave, frequency converters, mixers

Одной из основных проблем, возникающих при построении смесителей, является обеспечение требуемого подавления напряжения гетеродина на выходе схемы. Для решения данной задачи используют балансные схемы, примером которых может послужить гибридное кольцо (рисунок 1).

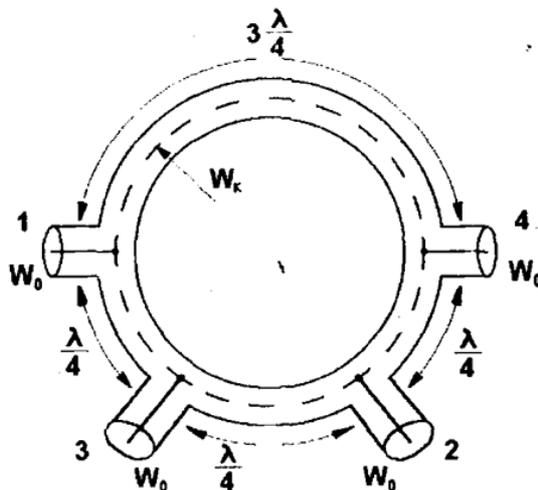


Рис. 1. Схема гибридного кольца

Как видно из рисунка, гибридное кольцо представляет собой отрезок линии длиной $1,5\lambda$ замкнутый в петлю. Четыре параллельно включенных в петлю отвода являются входами гибридного кольца.

Сигнал, поступающий на вход 1, делится на две равные части и распространяется в противоположных направлениях. Эти два колебания будут в фазе у входов 3 и 4, в то время как на 2 входе они окажутся в противофазе, что связано с разной длиной пробега по кольцу. Отсюда следует, что входы 1 и 2 будут развязаны друг от друга. С другой стороны, колебания гетеродина будут приходить на диоды в плечах 3 и 4 в одной и той же фазе. Поскольку между входами 1 и 2 существует развязка, колебание гетеродина не будет поступать в антенное плечо смесителя [1].

Рабочая полоса частот, в которой параметры гибридного кольца меняются в допустимых пределах составляет $\pm 10\%$, что в два раза больше по сравнению с квадратным мостом [2].

Проведем моделирование схемы смесителя на гибридном кольце (рисунок 2).

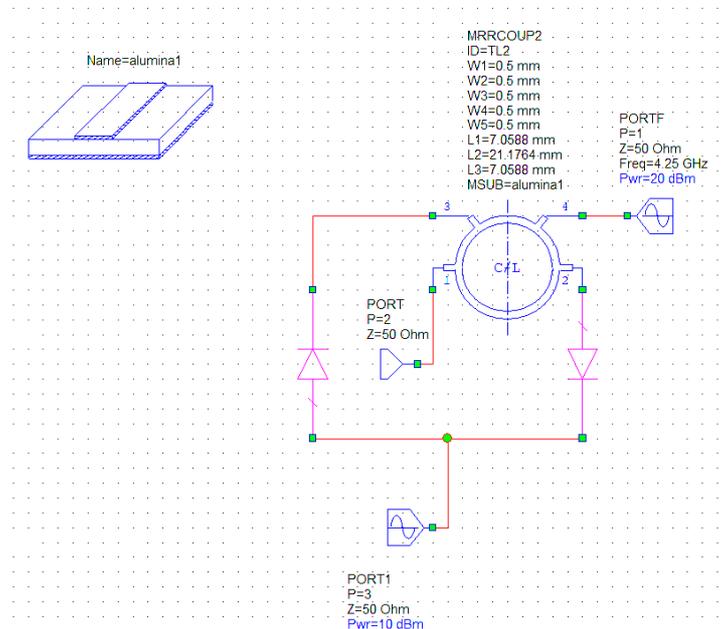


Рис. 2. Схема моделирования

- PORTF формирует напряжение гетеродина с частотой 4.25 ГГц и мощностью 20 дБм;
- PORT1 формирует радиосигнал с частотой 500 МГц и мощностью 10 дБм;
- В качестве гибридного кольца используется SPICE-модель, с посчитанными параметрами под длину волны гетеродина и волнового сопротивления на вводах;
- Диоды обеспечивают преобразование частоты и представляют собой модель смесительных диодов 3AC127A (рисунок 3), учитывающие паразитные емкости и индуктивности;

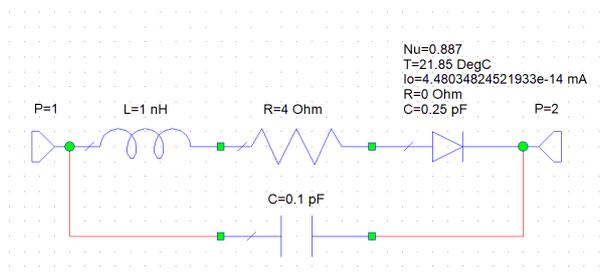


Рис. 3. Модель диода 3AC127A

- PORT является выходом схемы;

На рисунке 4 представлены результаты моделирования в виде спектра гармонических составляющих на выходе схемы:

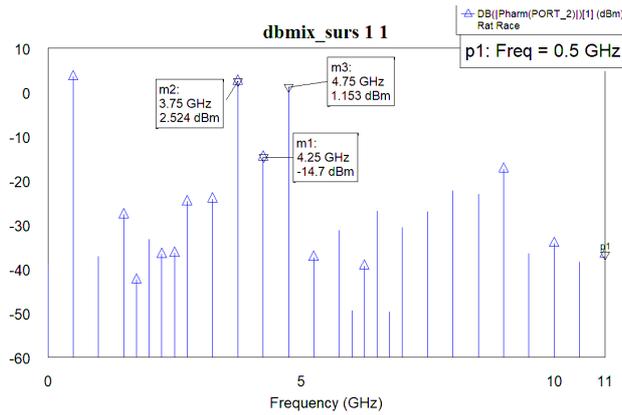


Рис. 4. Результаты моделирования

Как видно из рисунка, колебание гетеродина подавлено на 34,7 дБ относительно начального уровня, на 17,224 дБ относительно разностного преобразования и на 15,853 дБ относительно суммарного преобразования, что является неплохим результатом и говорит о балансности схемы.

Однако, при отстройке частоты гетеродина на $\pm 10\%$ схема перестает быть балансной, о чем говорят рисунки 5, 6:

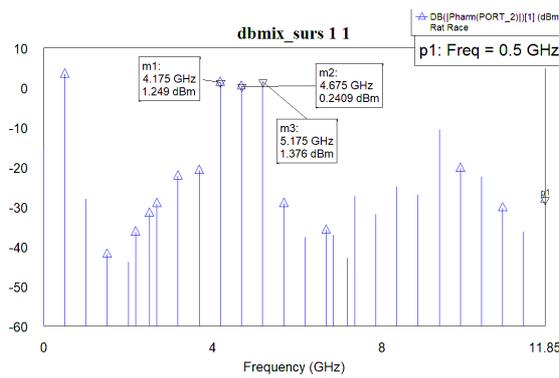


Рис. 5. Результаты моделирования при отстройке частоты гетеродина на +10%

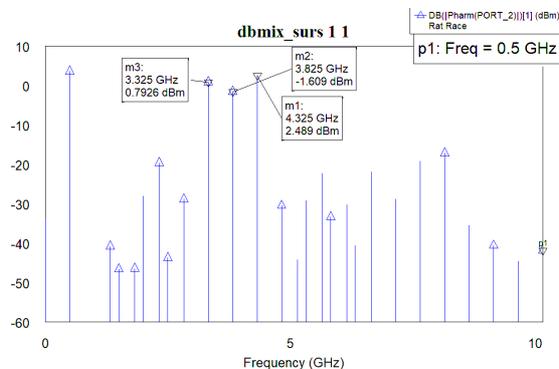


Рис. 6. Результаты моделирования при отстройке частоты гетеродина на -10%

Из результатов моделирования следует, что смесители, построенные по схеме гибридного кольца, работают при строго фиксированной частоте гетеродина, кроме того, такие

смесители предполагают наличие фильтра на выходе схемы для выделения полезной гармонической составляющей.

Библиографический список

1. Нойкин Ю.М., Сушила В.А., Радио Л.П. Учебно-методическое пособие к специальному лабораторному практикуму «Нелинейные твердотельные устройства СВЧ». – 2014, ч.3. - 33 с.
2. Колосовский Е. А. Устройства приема и обработки сигналов. Учебное пособие для вузов. – М : Горячая линия-Телеком, 2007. - 456 с.: ил.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

АНАЛИЗ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ С РАЗЛИЧНЫМИ ВИДАМИ ФАЗОВОЙ МОДУЛЯЦИИ

А.В. Петухов, А.В. Сафонова

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, krutsahsa@mail.ru*

Аннотация. В работе проведено моделирование системы передачи информации в среде Matlab Simulink. Получены фазовые созвездия на выходе модулятора для сигналов с использованием BPSK, QPSK и DQPSK модуляций. Проведен анализ помехоустойчивости систем передачи данных, использующих различные виды модуляции, получена оценка вероятности битовой ошибки.

Ключевые слова: фазовое созвездие, модуляция, вероятность битовой ошибки, канал связи.

ANALYSIS OF NOISE IMMUNITY OF DATA TRANSMISSION SYSTEMS WITH DIFFERENT TYPES OF PHASE MODULATION

A.V. Petukhov, A.V. Safonova

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan, krutsahsa@mail.ru*

Annotation. In this work, the simulation of the information transmission system in the Matlab Simulink environment was carried out. Phase constellations are obtained at the output of the modulator for signals using BPSK, QPSK and DQPSK modulations. An analysis of the noise immunity of data transmission systems using various types of modulation is carried out, an estimate of the bit error probability is obtained.

Keywords: phase constellation, modulation, bit error probability, communication channel.

В радиотехнике большую роль играет модуляция сигнала. Модуляция представляет собой процесс изменения одного или нескольких параметров передаваемого сигнала по определенному закону [1]. Полезная информация заложена в управляющем сигнале, а роль её переносчика выполняет высокочастотное колебание, которое называется несущим. Модуляция может осуществляться путем изменения частоты, амплитуды или фазы несущего сигнала.

Виды фазовой модуляций

Двоичная фазовая модуляция

Наиболее простой тип фазовой модуляции (PSK – Phase Shift Keying) представляет собой двоичную фазовую модуляцию (BPSK – Binary Phase Shift Keying). В этом случае информация передается посредством смещения фазы модулированного сигнала на одно из двух значений (0 или π), одно из которых соответствует логическому нулю, а другое – логической единице. Так как разность фаз между значениями, соответствующими «1» и «0», равна 180° , то обеспечивается максимальное расстояние между сигнальными векторами, что облегчается

их распознавание. Для увеличения спектральной эффективности применяют более сложные виды модуляций.

Квадратурная фазовая модуляция

Простейший способ повышения спектральной эффективности состоит в использовании квадратурной фазовой модуляции (QPSK – Quadrature Phase Shift Keying). Она основана на увеличении длительности прямоугольной битовой посылки с сохранением прежней скорости передачи информации в числе бит на единицу времени [2]. Для этого кодирование двух бит передаваемого сообщения производится одним символом, при этом скорость передачи информации превосходит символьную в два раза.

Преимуществом QPSK относительно BPSK является более экономичное использование частотного ресурса [3]. Передаваемый сигнал имеет спектр той же формы, что и при BPSK, но в два раза уже, за счет двукратного растяжения посылки. Стоит отметить, что этот выигрыш достигается без ухудшения помехоустойчивости приема, так как евклидово расстояние между соседними векторами остаётся прежним.

Одним из недостатков систем связи, использующих PSK модуляцию, является сложная демодуляция сигнала: если между фазами модулирующих и демодулирующих генераторов существуют различия, то использование фазовой модуляции становится ненадежным, приемник может назначить конкретному символу неверный двухбитовый код. В этом случае стоит использовать вид модуляции, совместимый с некогерентными приемниками, то есть приемниками, которые не требуют синхронизации генераторов, используемых для модуляции и демодуляции передаваемых сообщений.

Дифференциальное кодирование

Дифференциальная квадратурная фазовая модуляция (DQPSK – Differential Quadrature Phase Shift Keying) – это вариант, при использовании которого информация передается, устанавливая определенную фазу одного символа относительно предыдущего символа [4]. При использовании относительной фазы, вместо абсолютной, исключается влияние фиксированного смещения фазы, возникающее из-за отсутствия фазовой синхронизации между передающей и приёмной стороной. Фиксированное смещение фазы одинаково влияет на оба символа и исключается в процессе вычитания.

Моделирование канала связи в среде MATLAB Simulink

Моделирование проводилось в пакете прикладных программ MatLab Simulink – это среда имитационного моделирования, которая позволяет с помощью блок-диаграмм строить модели, включая дискретные, непрерывные, гибридные, нелинейные и др.

Данная среда позволяет использовать уже готовые решения в виде блоков. На основе этого был разработан канал связи показанный на рисунке 1.

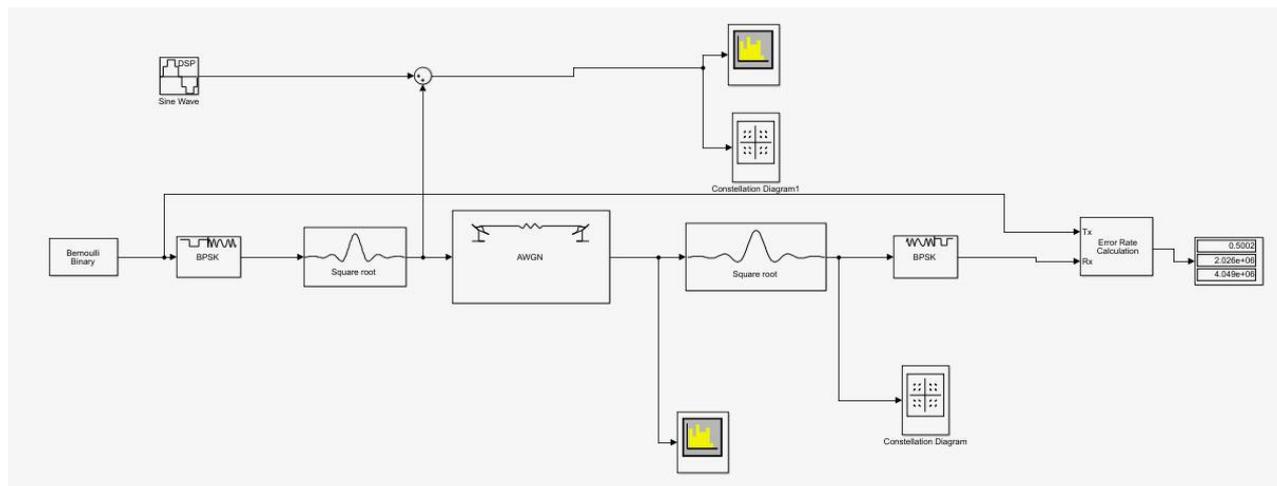


Рис. 1. Блок-схема канала связи

Генератор двоичных чисел, генерирует случайные двоичные числа согласно распределению Бернулли. Далее сигнал из генератора, поступает в блок «QPSK Modulator», который модулирует основную полосу сигнала с помощью метода основанном на кодировании двух бит передаваемой информации одним символом. После сигнал фильтруется с помощью фильтра с повышенным косинусом, который хорошо минимизирует межсимвольную интерференцию. Затем, на выходе из передающей части, сигнал подвергается влиянию гауссовского белого шума в блоке «AWGN». После поступает в блок «Phase/FrequencyOffset», который задает сдвиг по фазе или частоте. Затем сигнал попадает в принимающую часть канала связи, демодулируется. В блоке «Error Rate Calculation», происходит оценка ошибки между сигналом до прохождения канала связи, и после. Блок «SinWav» служит для введения узкополосной помехи.

В результате проведения эксперимента были получены фазовые созвездия на выходе модулятора для сигналов с использованием BPSK (рис. 2), QPSK (рис. 3) и DQPSK (рис. 4) модуляций при воздействии белого гауссовского шума и узкополосной помехи.

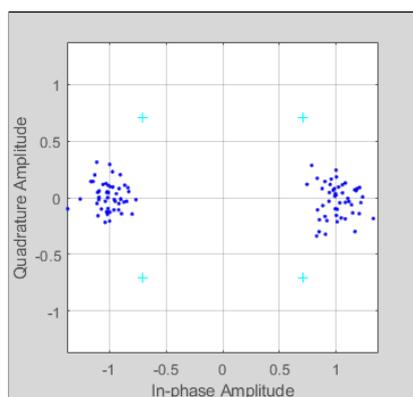


Рис. 2. BPSK модуляция

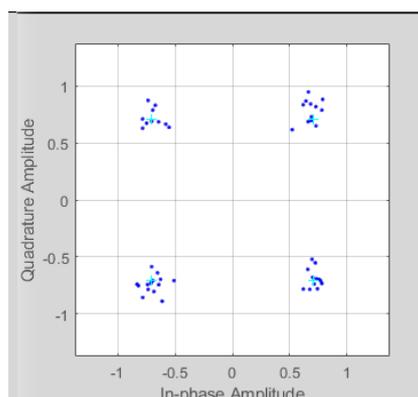


Рис. 3. QPSK модуляция

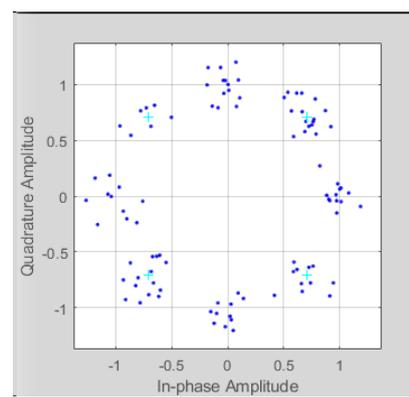


Рис. 4. DQPSK модуляция

В таблице 1 приведены полученные выражения для вероятности битовой ошибки при применении исследуемых видов модуляции. В таблице приняты следующие обозначения: P_0 – вероятность битовой ошибки, E_b – энергия сигнала, приходящаяся на 1 бит передаваемой информации, N_0 – уровень спектральной плотности мощности аддитивного белого гаус-

совского шума в канале, $Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right)$ – табличный интеграл, где $\operatorname{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-u^2} du$ – дополнительная функция ошибок.

Таблица 1 Вероятность битовой ошибки для различных видов модуляции

Вид модуляции	Вероятность битовой ошибки
BPSK	$P_0 = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
QPSK	$P_0 = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right)$
DQPSK	$P_0 = \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{E_b}{N_0}\right)$

На рисунке 5 представлен график зависимости вероятности битовой ошибки P_0 от отношения сигнал/шум, приходящегося на 1 бит E_b/N_0 для QPSK и DQPSK модуляций.

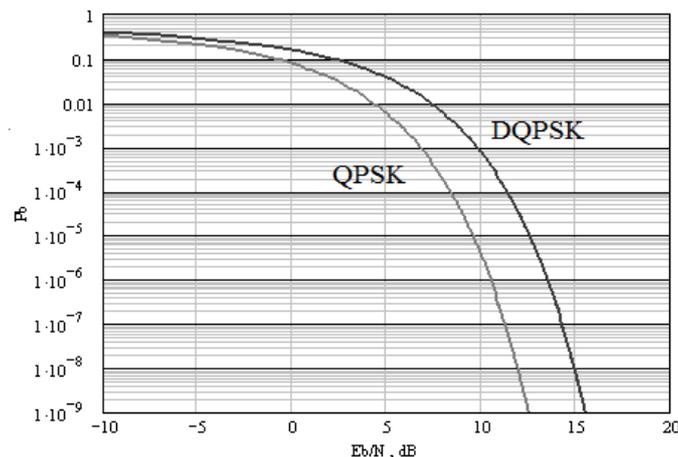


Рис. 5. Зависимость вероятности битовой ошибки P_0 от отношения E_b/N_0 для QPSK и DQPSK модуляций

Из полученных результатов исследования можно сделать следующие выводы: 1) чем выше отношение сигнал/шум, тем ниже вероятность битовой ошибки; 2) при равных P_0 схема DQPSK требует большего отношения E_b/N_0 , чем схема QPSK. Однако реализовать систему связи с DQPSK легче, поскольку такой приемник не требует фазовой синхронизации. Поэтому иногда предпочтительнее является использование менее эффективной системы с DQPSK модуляцией.

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

Библиографический список

1. Бакулин М.Г., Крейделин В.Б., Шумов А.П. Повышение скорости передачи информации и спектральной эффективности беспроводных систем связи // Цифровая обработка сигналов. – 2006. – № 1. – С. 2-12.
2. Воронов А. В., Кузнецов И. Р., Нестеров А. В. Инфокоммуникационные технологии и системы связи. Лабораторный практикум. – СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ» – 2012. – 100 с.
3. Ивлев Д.Н. Цифровые каналы передачи данных: учебно-методическое пособие. – Нижний Новгород: Нижегородский госуниверситет – 2013. – 53 с.
4. Феер К. Беспроводная цифровая связь. Методы модуляции и расширения спектра. Пер. с англ / Под ред. В.И. Журавлева : Радио и связь – 2000 – 520 с.
УДК 621.37; ГРНТИ 47.49.02

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРЕДЕЛЬНОГО БЫСТРОДЕЙСТВИЯ РАЗЛИЧНЫХ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ ВАРИАНТОВ РЕАЛИЗАЦИИ ЧЕРЕСПЕРИОДНЫХ КОМПЕНСАТОРОВ НА ПЛИС

М.А. Молчанов

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, quiet98@yandex.ru*

Аннотация. На примере различных схемотехнических реализаций фильтра череспериодной компенсации (ЧПК), используемого в радиолокации для борьбы с пассивными помехами, рассматривается возможность повышения быстродействия цифровой обработки сигналов на ПЛИС. Приводятся оценки аппаратных затрат и предельного быстродействия для различных реализаций фильтра ЧПК на ПЛИС, а также ускорения, получаемого при конвейеризации фильтра.

Ключевые слова: цифровая обработка сигналов (ЦОС), программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС), фильтр череспериодной компенсации (фильтр ЧПК).

RESEARCH OF THE MAXIMUM PRODUCTIVITY OF VARIOUS CIRCUIT DESIGN OPTIONS FOR THE IMPLEMENTATION OF DIGITAL BAND-REJECTION FILTER ON FPGA

М.А. Molchanov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, quiet98@yandex.ru*

The summary. Using the example of various circuit implementations of the digital band-stop filter used in radar to combat passive interference, the possibility of increasing the speed of the digital signal processing (DSP) on the FPGA is considered. Estimates of hardware costs and maximum productivity for various implementations of the band-stop filter on FPGA, as well as the acceleration obtained during conveyor processing of the filter pipelining.

Keywords: digital signal processing (DSP), field-programmable gate array (FPGA), band-stop filter.

Актуальность ЦОС на ПЛИС

Сегодня у разработчика имеется множество базовых платформ для реализации систем ЦОС: специализированные заказные базовые матричные кристаллы (БМК, ASIC [1]), предоставляемые в «готовом» виде микроконтроллеры (МК, MCU) и цифровые сигнальные процессоры (ЦСП, DSP [2]), а также конфигурируемые самим разработчиком ПЛИС (FPGA [1]).

На фоне растущих запросов потребителей и тенденции всеобщего усложнения систем ЦОС, для удовлетворения всех желаний заказчиков и успешной конкуренции разработчики вынуждены повышать быстродействие своих проектов. При таких обстоятельствах вопрос быстродействия особенно остро касается систем, работающих в реальном времени.

С другой стороны, сегодня достаточно популярной стала практика, когда разработчики дорабатывают уже реализованный проект, а не начинают новый (пользователи ждут обновления программного обеспечения, а не появления нового устройства). Естественно, такой подход сильно ограничивает использование БМК, позволяющих получить максимальное быстродействие.

В общем случае разработчику остаётся вариант использовать МК, ЦСП или ПЛИС. Из всех трёх представленных, МК хуже всего приспособлены для решения задач ЦОС, требующих действительного высокого быстродействия (например, обработки более 100 миллионов запросов в секунду).

Работающие на высоких тактовых частотах и приспособленные к цифровой обработке в реальном времени ЦСП способны выполнять за 1 такт все основные операции ЦОС: умножение, сложение, быстрое преобразование Фурье (БПФ) блока отсчётов и т.д. [2].

В задачах ЦОС с ЦСП успешно могут конкурировать ПЛИС, особенно по вопросу параллельной обработки и аппаратной «перестраиваемости». В то время как ЦСП работает по принципу итерационного умножения с последующим накоплением в арифметико-логических устройствах (АЛУ) (количество которых условно ограничено), ПЛИС может выполнить за одну итерацию условно неограниченное число умножений с накоплением, т.е. для типовой задачи ЦОС – фильтрации, ЦСП может выдавать обработанные отсчеты только спустя несколько (в зависимости от порядка цифрового фильтра) тактов, а ПЛИС – спустя 1 такт. ЦСП в такой задаче (фильтрации) может превзойти ПЛИС только за счёт возможности работать на более высокой тактовой частоте. Но это всё справедливо для целочисленной цифровой обработки; при работе с числами в формате с плавающей точкой, использование ЦСП в общем случае при фильтрации оказывается более выигрышным решением, чем ПЛИС [2].

ПЛИС дороже, чем ЦСП, но факторами за выбор ПЛИС для проекта ЦОС могут быть: простота переноса проекта при смене аппаратной базы (разработчику не нужно изучать документацию на новую микросхему и переделывать проект под неё); возможность сконфигурировать аппаратную логику под проект (а не пытаться адаптировать аппаратные ресурсы предоставленные разработчиками ЦСП); возможность позже быстрее перейти с ПЛИС на БМК (если это окажется целесообразным, то производительность кристалла сможет возрасти до 5 раз, а энергопотребление снизится до 10-15 раз [1]).

Если разработчик всё же решил использовать ПЛИС, то ситуацию с быстродействием он может улучшить, воспользовавшись конвейеризацией (сегодня принцип конвейеризации уже реализован аппаратно в МК и ЦСП).

Быстродействие и конвейеризация

Введём понятия быстродействия, токена, пропускной способности системы и критической задержки.

Под быстродействием (V) в работе принято понимать номинальное быстродействие [3] – величину обратную времени выполнения одной элементарной операции $\tau_{\text{элемент.операции}}$ (выражение (1)):

$$V = \frac{1}{\tau_{\text{элемент.операции}}} \quad (1)$$

Токен – данные (группа данных), которые обрабатывается системой для получения данных (группы данных) на выходе системы [4].

Пропускная способность системы (W) – количество токенов, которое может быть обработано системой за единицу времени.

Критическая задержка ($\tau_{\text{крит}}$) – наибольшее время задержки токена в аппаратных узлах схемы обработки.

Принцип конвейеризации [2, 4, 5] заключается в том, чтобы разбить обработку данных на несколько этапов – стадий конвейера. Разбиение на стадии подразумевает, что разработчик специально вставляет линии задержки (буферные регистры) в узлы комбинационной логики. Такой приём позволяет уменьшить критическую задержку $\tau_{\text{крит}}$ (ценой увеличения аппаратных издержек и потребляемой энергии), так как теперь токену будет требоваться пройти не всю схему целиком и сразу за 1 условный такт, а только одну её стадию за 1 такт. Чем меньше критическая задержка $\tau_{\text{крит}}$ в аппаратуре ЦОС, тем выше максимальная тактовая частота F_{max} ($F_{\text{max}} = \frac{1}{\tau_{\text{крит}}}$), на которой может работать система обработки. Будем считать, что система работает на пределе своих возможностей – на максимальной тактовой частоте F_{max} , тогда время выполнения элементарной операции $\tau_{\text{элемент.операции}}$ и время критиче-

ской задержки $\tau_{\text{крит}}$ равны, а это значит, что предельное быстродействие и максимальная тактовая частота также равны (далее по тексту они будут отождествляться: $V_{\text{пред.}} = F_{\text{max}}$).

Также принцип конвейеризации подразумевает, что одновременно все стадии конвейера обрабатывают по одному токenu, каждый такт принимая новый токен и выдавая обработанный. Таким образом, конвейеризация позволяет повысить ещё и пропускную способность W системы ЦОС.

Для достижения максимального эффекта от конвейеризации необходимо сбалансировать конвейер [5]. Балансировка конвейера заключается в том, чтобы свести к минимуму критическую задержку $\tau_{\text{крит}}$ системы. В пределе быстродействие схемы может увеличиться в число раз, равное числу этапов конвейера. На практике же использование конвейера может и ухудшить эффективность системы ЦОС.

Оценить выигрыш от применения конвейеризации можно по полученному ускорению вычислений S [2]. Ускорение S целесообразно рассматривать как отношение пропускной способности конвейеризированной системы W_2 к пропускной способности бесконвейерной системы W_1 (выражение 2):

$$S = \frac{W_2}{W_1}. \quad (2)$$

Так как система готова принимать новый токен каждый такт, то пропускная способность бесконвейерной системы W_1 определяется её быстродействием V_1 (т.е. в данном случае тактовой частотой F_{max1}) по выражению 3. Аналогичная оценка W_2 для конвейерной реализации определяется выражением 4, для этой реализации помимо тактовой частоты F_{max2} также требуется учитывать число стадий конвейера K :

$$W_1 = F_{\text{max1}}, \quad (3)$$

$$W_2 = F_{\text{max2}} - (K - 1). \quad (4)$$

ЦОС в радиолокации в задачах борьбы с пассивными помехами

Одним из факторов, снижающих эффективность работы РЛС, являются пассивные помехи. Для борьбы с пассивными помехами в радиолокации используется междупериодная обработка, которая на практике реализуется исключительно в цифровом виде [6] и осуществляется фильтрами ЧПК. В литературе [6, 7] встречаются и другие названия этих фильтров – фильтры ЧПВ (череспериодного вычитания), ЦРФ (цифровые режекторные фильтры) или РГФ (режекторные гребенчатые фильтры). Из-за недостаточного быстродействия цифровых микросхем осуществить междупериодную обработку на высокой или промежуточной частоте в приёмном канале удастся не всегда, поэтому для данной задачи вопрос повышения быстродействия актуален.

Структуры различных реализаций ЦФ на примере ЧПК

В общем виде фильтр ЧПК повторяет структуру фильтра с конечной импульсной характеристикой (КИХ-фильтра) [2, 8], поэтому его можно представить в виде, изображённом на рис. 1.

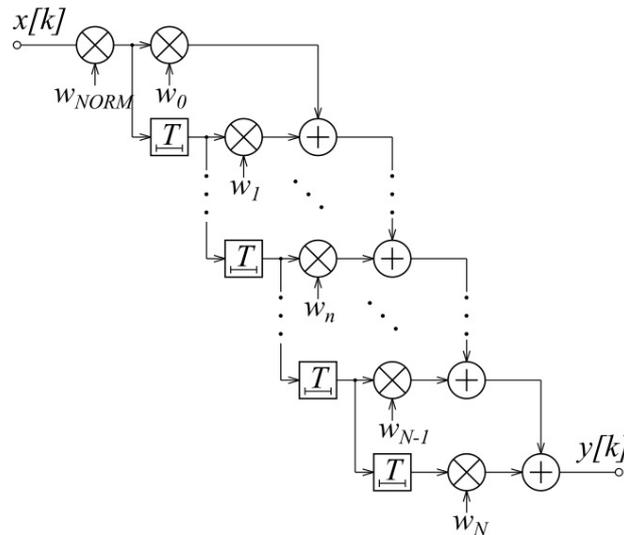


Рис. 1. Структурная схема фильтра ЧПК -го порядка

Коэффициенты w_n фильтра ЧПК -го порядка рассчитывают по выражению (5) [6]:

$$w_n = (-1)^n \cdot \frac{N!}{n!(N-n)!}, \quad n = 0 \dots N. \quad (5)$$

Чтобы избежать переполнения разрядной сетки в процессе обработки, на входе фильтра рисунке 1 осуществляется масштабирование (коэффициент w_{NORM}) [2, 8].

Поскольку операция сложения выполняется быстрее, чем операция умножения, то конвейеризированную версию фильтра ЧПК можно представить в виде $K = 3$ ступеней конвейера, как на рис. 2. В случае фильтра с большим количеством сумматоров (что соответствует фильтрам большого порядка), для повышения эффективности конвейера целесообразно добавить дополнительные линии задержки между группами сумматоров.

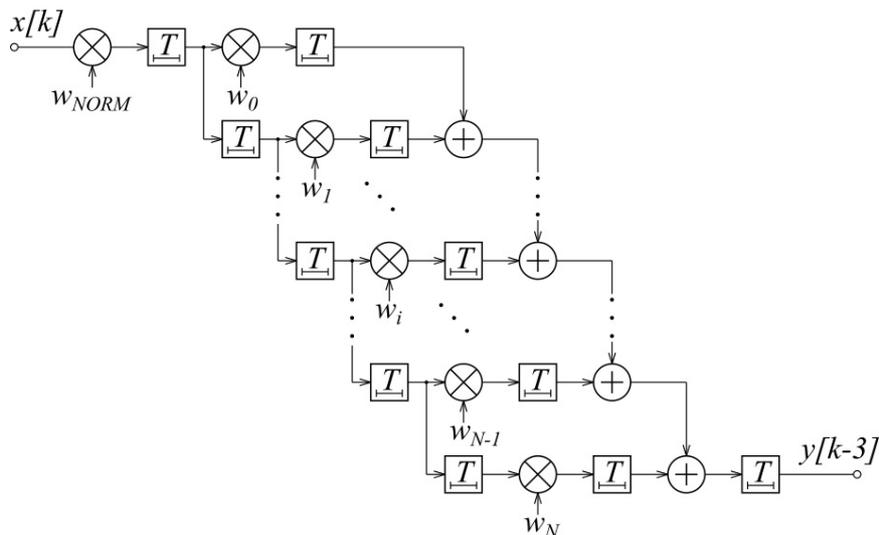


Рис. 2. Структурная схема конвейеризованного фильтра ЧПК -го порядка

Условия оценивания быстродействия различных реализаций ЧПК

В работе рассмотрены бесконвейерная и конвейерная реализации целочисленной цифровой обработки 8-разрядным фильтром ЧПК на ПЛИС. Описание проектов фильтров

реализовано на языке описания аппаратуры HDL Verilog в полном соответствии со структурными схемами рис. 1 и 2. Особенностью реализации проекта является использование прямого кода [8] для представления чисел во всех аппаратных узлах, кроме блоков-умножителей, выполняющих операцию умножения в дополнительном коде, а выдающих результат в прямом коде. В качестве ПЛИС были выбраны микросхемы производства Intel (Altera) с близкими характеристиками (таблица 1), но из разных поколений семейства Cyclone: EP2C20 (Cyclone II), EP3C16 (Cyclone III) и EP4C15 (Cyclone IV). Моделирование осуществлялось в САПР Quartus II Version 11.0 WebEdition при всех настройках синтезатора, заданных по умолчанию.

Таблица 1. Технические характеристики использованных ПЛИС

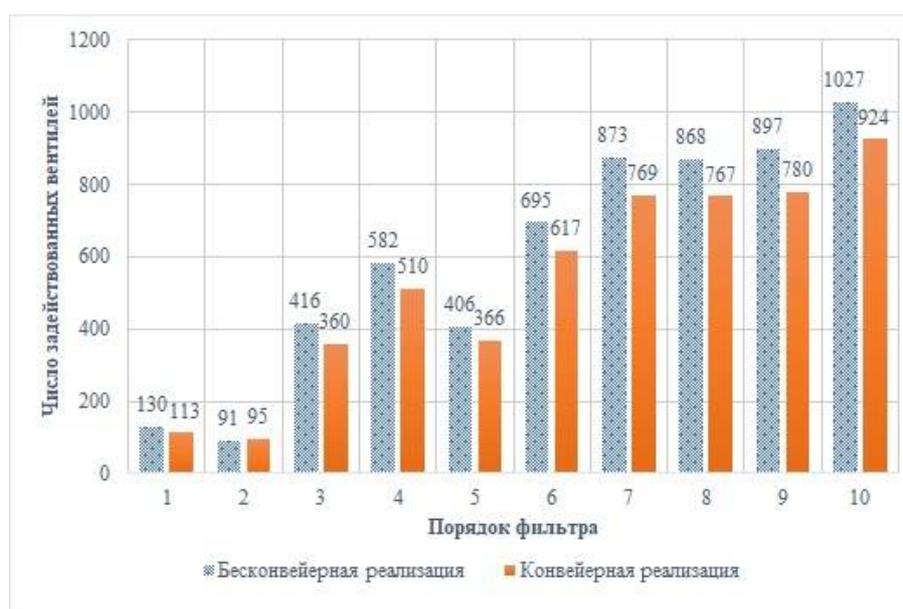
Ресурсы	ПЛИС	Cyclone II EP2C20	Cyclone III EP3C16	Cyclone IV EP4C15
Логические вентили, 10^3		18,75	15	15
Встроенная память, кбит		240	504	504
9-битные умножители		52	112	112
ФАПЧ		4	4	4
Максимум пользовательских выводов		315	346	346

Поскольку максимальная тактовая частота микросхемы F_{max} также зависит от коэффициентов фильтра (предпочтительно, чтобы коэффициенты были кратны степени 2 [2]), то для оценивания использовались коэффициенты, рассчитанные по выражению (5).

Результаты оценивания быстродействия различных реализаций ЧПК

Выполнена оценка затрат вентилей ПЛИС и максимальные тактовые частоты F_{max} , на которых всё ещё безошибочно функционируют различные реализации фильтров ЧПК порядка $N = 1, 2, \dots, 10$.

Результаты оценивания аппаратных затрат и максимальных частот для различных ПЛИС (таблица 1) оказались примерно одинаковыми, поэтому они были усреднены и представлены на рис. 3 и 4 соответственно. По выражениям (2), (3) и (4) рассчитаны выигрыши (ускорения S) от использования конвейеризации (рис. 5).

Рис. 3. Усреднённые затраты вентилей ПЛИС для различных реализаций фильтра ЧПК порядка $N = 1, 2, \dots, 10$

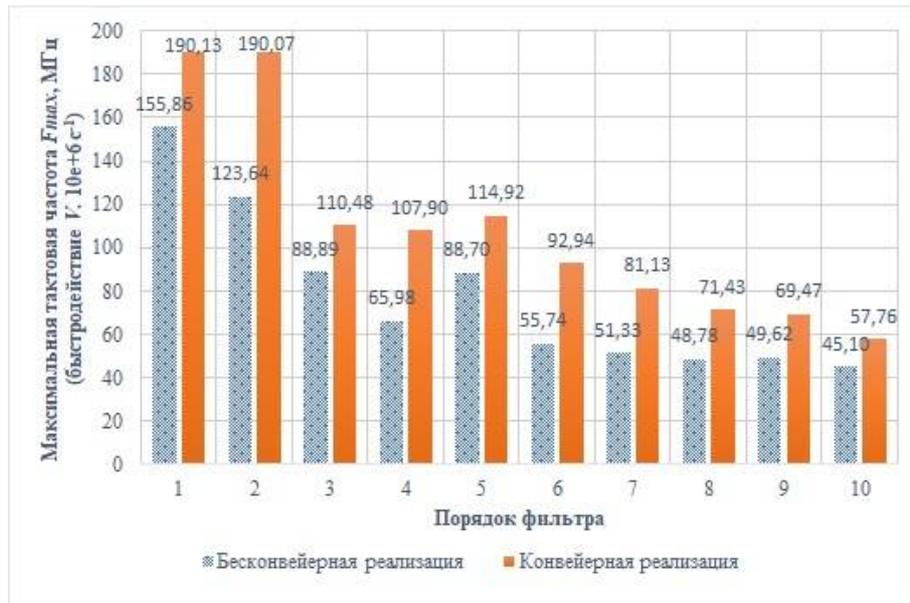


Рис. 4. Максимальная рабочая частота для различных реализаций фильтра ЧПК порядка $N = 1, 2, \dots, 10$

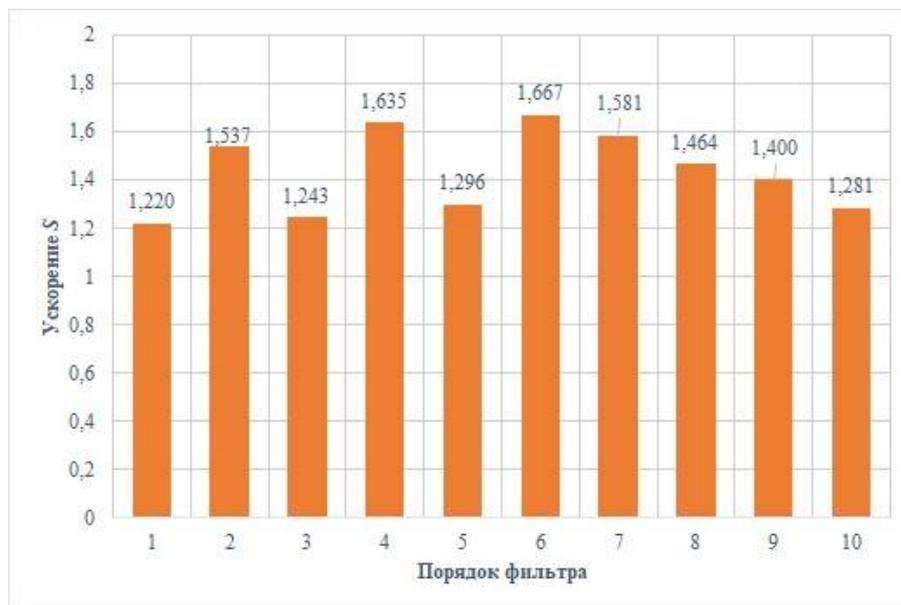


Рис. 5. Ускорение вычислений (улучшение пропускной способности), полученное от конвейеризации фильтра ЧПК порядка $N = 1, 2, \dots, 10$

Заключение

Как показали результаты исследования, использование конвейеризации при синтезе фильтров ЧПК на ПЛИС обеспечивает:

- понижение, за исключением случая с фильтром порядка $N = 2$, затрат логических вентилей ПЛИС примерно на 10% (из-за привлечения дополнительных ресурсов на формирование буферных регистров ожидался обратный результат) (рис. 3);
- увеличение быстродействия фильтра более чем на 20% (рис. 4);
- увеличение пропускной способности в 1,2 – 1,65 раза (рис. 5).

Заметно, что фильтры порядка $N = 1$ и $N = 2$ имеют самые высокие значения предельного быстродействия (рис. 4), однако это объясняется удачным набором коэффициентов (все

эти коэффициенты кратны степени 2), при других коэффициентах предельное быстродействие у этих фильтров становится таким же, как и у фильтров порядка $N = 3, 4, 5$.

Для фильтров ЧПК порядка $N > 5$ предельное быстродействие начинает уменьшаться с ростом порядка. Осуществив балансировку сумматоров в конвейере возможно увеличить предельное быстродействие, приблизив его до уровня фильтров порядка $N = 3, 4, 5$. Таким образом, для ПЛИС EP2C20 (Cyclone II), EP3C16 (Cyclone III) и EP4C15 (Cyclone IV) предельное быстродействие 8-разрядных фильтров ЧПК (не зависимо от их порядка) ограничено сверху величиной примерно в 110 МГц.

Библиографический список

1. Немудров, В. Системы-на-кристалле. Проектирование и развитие. / В. Немудров, Г. Мартин. – М: Техносфера, 2004. – 216 с.
2. Айфичер, Э. Цифровая обработка сигналов: практический подход / Э. Айфичер, Б. Джервис; пер. с англ. – 2-е изд. – М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. – 992 с.
3. Цилькер, Б.Я. Организация ЭВМ и систем: учебник для вузов / С. А. Орлов, Б. Я. Цилькер; – 2-е изд. – СПб.: Питер, 2011. – 688 с.
4. Харрис, Д. М. Цифровая схемотехника и архитектура компьютера / Д. М. Харрис, С. Л. Харрис. – М : ДМК Пресс, 2017. – 792 с.
5. Романов, А. Ю. Цифровой синтез. Практический курс : учебное пособие / А. Ю. Романов, Ю. В. Панчул. — М : ДМК Пресс, 2020. — 556 с.
6. Бакулев, П.А. Радиолокационные системы. Учебник для вузов. / П. А. Бакулев. – 3-е изд., перераб. и доп. – М.: Радиотехника, 2015. – 440 с.
7. Попов, Д. И. Проектирование радиолокационных систем : учебное пособие / Д. И. Попов. — Рязань : РГРТУ, 2016. — 80 с.
8. Сергиенко, А. Б. Цифровая обработка сигналов / А.Б. Сергиенко – СПб.: Питер, 2003. – 604 с.

УДК 621.391; ГРНТИ 47.49.31

ПРОСТРАНСТВЕННОЕ ПОДАВЛЕНИЕ SPOOFING-ПОМЕХ В РАДИОНАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

А.А. Кудряшова

*Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина,
Россия, Рязань, kudryashova.a.a@rsreu.ru,*

Аннотация. Рассмотрены методы обнаружения и предотвращения spoofing-помех.

Ключевые слова: Спутниковые радионавигационные системы, spoofing, spoofing-помеха.

SPOOFING INTERFERENCE SPATIAL SUPPRESSION IN RADIONAVIGATION SYSTEMS

A.A. Kudryashova

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, kudryashova.a.a@rsreu.ru,*

Abstract. Methods of detecting and preventing spoofing are considered.

Keywords: Global Navigation Satellite System, Spoofing.

В последнее время наблюдается повышенный интерес к методам позиционирования, основанным на спутниковых радионавигационных системах (СРНС), таких как глобальная система позиционирования (GPS) и глобальная навигационная спутниковая система (ГЛОНАСС) [1]. Важным достоинством этих радионавигационных систем является то, что пользоваться такой системой может любой потребитель, у которого есть радионавигационная аппаратура сопряженная с одной из этих систем. Также важной особенностью является то, что

не ограничено число потребителей, одновременно пользующимися услугами спутниковых радионавигационных систем [2].

Несмотря на имеющиеся достоинства, спутниковые радионавигационные системы имеют и существенный недостаток: низкий уровень помехоустойчивости. Этот недостаток обусловлен малой мощностью принимаемых радионавигационных сигналов, поэтому влияние помех в таких системах существенно.

Существует два основных вида преднамеренных помех: маскирующие и имитирующие помехи. Маскирующие (jamming) помехи предназначены для подавления полезного информационного сигнала, имитирующие (spoofing) помехи предназначены для передачи ложной информации. На практике проще реализовать маскирующие помехи, но любое воздействие подобного рода быстро и легко распознается. Наиболее опасными являются Spoofing-помехи, так как при воздействии такой помехи полностью отсутствует само понимание о ее наличии, а в приемном устройстве радионавигационной системы формируется ложная информация.

Для формирования spoofing -помех в настоящее время существуют два основных метода: «генераторный» и «ретрансляционный» [3]. «Генераторный» метод заключается в том, что генератор формирует spoofing-помеху, имеющую параметры аналогичные параметрам сигналов спутниковых радионавигационных систем, используется одна приемо-передающая антенна, которая принимает аутентичные спутниковые сигналы и передает искаженный помеховый сигнал в направлении аппаратуры потребителей, как показано на рисунке 1. Если задержка мала, то можно сделать вывод, что помеха синхронизирована с сигналом спутниковой радионавигационной системы, такой тип spoofing-помех может быть идентифицирован аппаратурой потребителей и соответственно может быть установлен факт наличия spoofing-помехи.

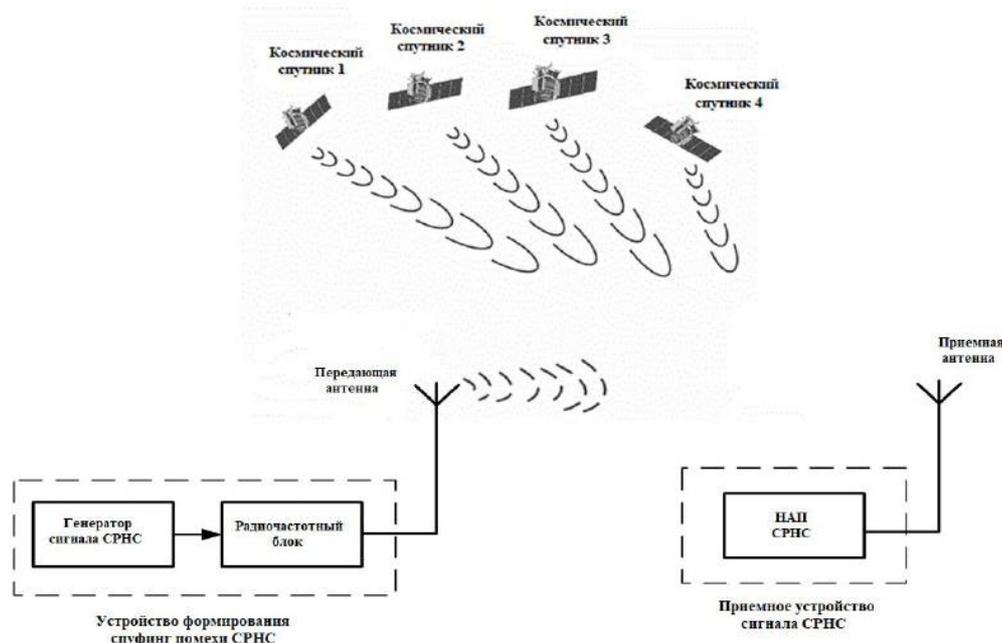


Рис. 1. «Генераторный» метод формирования spoofing-помех [3]

«Ретрансляционный» метод показан на рисунке 2, в таком случае уже используется две антенны, одна приемная антенна сначала получает аутентичный сигнал от спутниковой радионавигационной системы, затем вторая передающая антенна передает помеховый сигнал, в который была добавлена задержка, сдвиг фазы и незначительно усилена мощность.

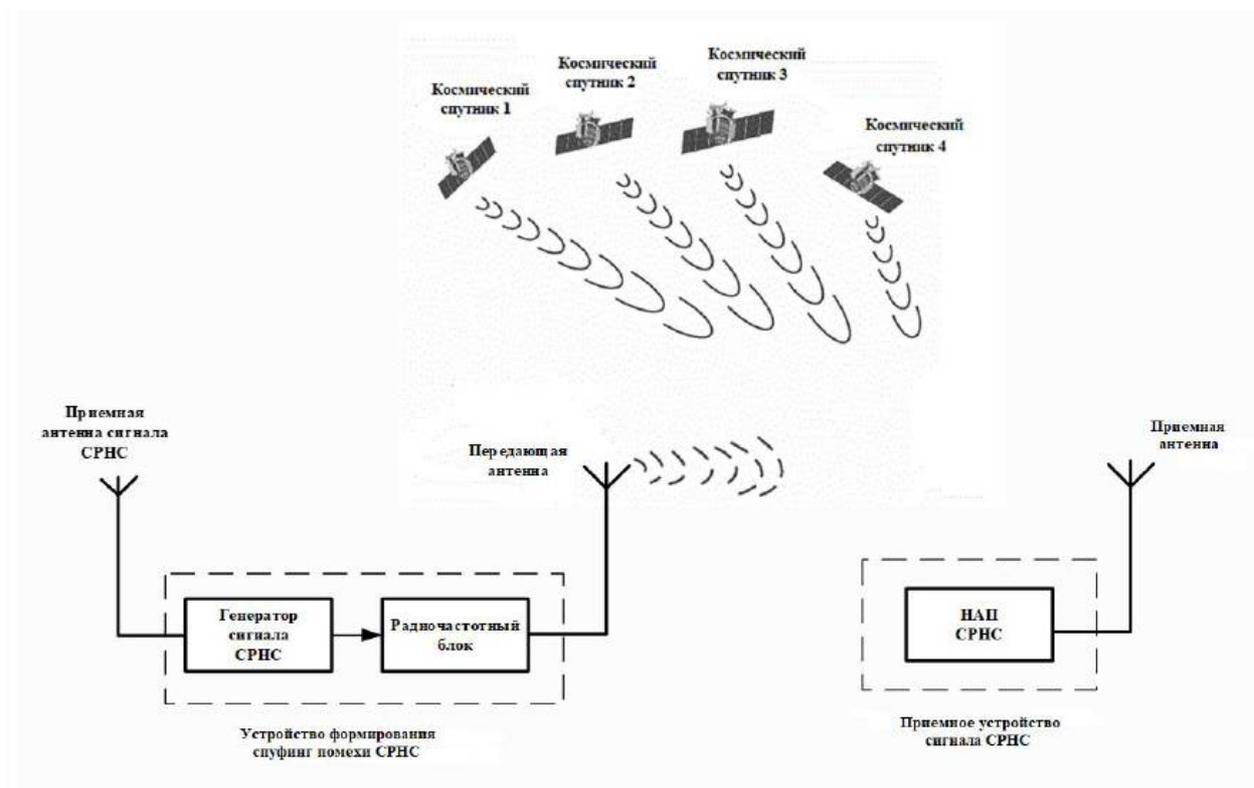


Рис. 2. «Ретрансляционный» метод формирования spoofing-помех [3]

Аппаратура потребителей после получения такого помехового сигнала вычисляет псевдодальность до имитируемого спутника и соответственно позиционирование осуществляется с ошибкой.

Все методы защиты от spoofing-помех можно разделить на две группы: методы обнаружения и методы предотвращения. Основной задачей методов обнаружения является установива самого факта наличия spoofing-помехи. Большинство приемников использует ОСШ в качестве параметра, характеризующего качество принимаемого сигнала. Движение спутника относительно аппаратуры потребителей может вызвать постепенное плавное изменение мощности принимаемого сигнала, однако, когда spoofing-помеха с более высокой мощностью вводит в заблуждение приемник, полученное ОСШ может испытывать внезапное изменение, которое указывает на наличие помехи. Приемник может постоянно контролировать ОСШ и искать любые необычные изменения, которые могут быть признаком помеховой атаки. Таким же образом можно отслеживать уровень абсолютной мощности сигнала: прием сигнала, абсолютная мощность которого значительно превышает ожидаемую мощность аутентичного радионавигационного сигнала, является простым средством обнаружения помеховой атаки. Контроль направления прибытия и времени прибытия также можно отнести к методам обнаружения spoofing-помех. Так как аутентичный радионавигационный сигнал приходит сверху, то любой сигнал приходящий сбоку может вызывать подозрения. Однако, сложно определить spoofing-помеху по направлению прибытия когда спутник находится на линии горизонта. Еще одним методом с высокой эффективностью является криптографическая аутентификация, но так как большинство методов криптографической аутентификации требуют некоторых изменений в структуре сигнала, в краткосрочной перспективе этот метод не подходит. Основные методы обнаружения приведены в таблице 1.

Таблица 1. Методы обнаружения spoofing-помех

Методы обнаружения	Сложность	Эффективность
Контроль ОСШ	низкая	средняя
Контроль абсолютной мощности	низкая	средняя
Контроль направления прибытия	высокая	высокая
Контроль времени прибытия	средняя	средняя
Криптографическая аутентификация	высокая	высокая

К основным методам предотвращения spoofing-помех можно отнести такой метод как обнаружение остаточного сигнала. Подавление подлинного сигнала очень сложно реализовать, так как нужно точно знать положение фазового центра антенны потребителя относительно фазового центра антенны spoofing-помехи. В большинстве случаев после успешной spoofing-атаки остается след аутентичного сигнала, который можно использовать для обнаружения и устранения spoofing-помехи. Еще одним методом является управление минимумом ДН: зная местоположение помехи, можно направить ноль ДН к ее источнику, чтобы подавить воздействие spoofing-помехи. Третий метод предотвращения spoofing-помех - автономный контроль целостности приемника (RAIM). Это технология для оценки целостности систем позиционирования. RAIM использует избыточные сигналы для создания нескольких определений местоположения и их сравнения, а статистическая функция определяет, может ли сбой быть связан с каким-либо из сигналов. Основные методы предотвращения приведены в таблице 2.

Таблица 2. Методы предотвращения spoofing-помех

Методы предотвращения	Сложность	Эффективность
Обнаружение остаточного сигнала	высокая	средняя
Управление минимумом ДН	средняя	высокая
Автономный контроль целостности приемника (RAIM)	средняя	средняя

Библиографический список

1. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / Под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. Изд. 4-е, перераб. и доп. - М: Радиотехника, 2010. 800 с, ил.
2. Системы спутниковой радионавигации / В.В. Конин, В.П. Харченко; Национальный авиационный университет. - К.: Холтех, 2010. - 520 с.
3. Х. К Дао, Д. Д. Ступин, Р. А. Шевченко. Принципы обнаружения преднамеренных помех, воздействующих на аппаратуру потребителей спутниковых радионавигационных систем. Журнал радиоэлектроники [электронный журнал]. 2019. № 5. Режим доступа: <http://jre.cplire.ru/jre/may19/14/text.pdf> DOI 10.30898/1684-1719.2019.5.14
4. Ali Jafarnia-Jahromi, Ali Broumandan, John Nielsen, and Gerard Lachapelle, "GPS Vulnerability to Spoofing Threats and a Review of Anti-spoofing Techniques," Hindwi Publishing Corporation International Journal of Navigation and Observation Volume 2012, Article ID 127072, 16 pages.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ ДВУХПОЛУПЕРИОДНОГО АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА С ПОВЫШЕННЫМ БЫСТРОДЕЙСТВИЕМ

И.А. Поспелов, Е.В. Васильев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, ilya_pospelov_1999@mail.ru*

Аннотация. В работе приводится результат исследования перспективной схемы двухполупериодного амплитудного детектора в сравнении с классической схемой аналогичного назначения, показано что разработанный детектор обладает повышенным быстродействием и значительно меньшим уровнем пульсаций выходного напряжения.

Ключевые слова: амплитудный детектор, имитационное моделирование электронных схем.

STUDY OF A TWO HALF-PERIOD AMPLITUDE DETECTOR WITH INCREASED SPEED

I.A. Pospelov, E.V. Vasilyev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan, ilya_pospelov_1999@mail.ru*

Abstract. The paper presents the result of research of perspective circuit of double half-period amplitude detector in comparison with the classical circuit of similar purpose, it is shown that the developed detector has increased speed and significantly lower level of output voltage ripple.

Key words: amplitude detector, simulation modeling of electronic circuits.

Задачи исследования и описание модели

Прецизионное детектирование амплитуды высокочастотных колебаний до настоящего времени является задачей, требующей исследований и разработки перспективных вариантов соответствующих схем [1-5]. Перед разработчиками в таком случае ставится задача одно-временного улучшения сразу нескольких основных характеристик детектора, а именно:

- увеличение динамического диапазона входных напряжений при которых обеспечивается линейный режим работы;
- повышения быстродействия при одновременном уменьшении уровня пульсаций в выходном напряжении;
- обеспечение термостабильности схемы детектора в целом.

Первые две из поставленных задач наилучшим для схемы на пассивных элементах образом, на наш взгляд, обеспечивается в разработанной для применения в аналитической или радиопередающей аппаратуре двухполупериодной схеме со смещением в каждой из ее ветвей [6, 7]. Схемотехническая модель данного детектора представлена на рисунке 1. В нижней части рисунка также размещена схемотехническая модель классического варианта однополупериодного амплитудного детектора (на диоде D3) необходимый для сравнения по основным параметрам. Моделирование проведено в среде Micro-Cap 7.0.

Источники напряжения различных видов, находящиеся в левой части рисунка 1, необходимы для формирования двух типов входных воздействий на детекторы, входы которых соединены параллельно. Одно из воздействий – это высокочастотное напряжение с линейно возрастающей во времени амплитудой, необходимое для снятия детекторной характеристики, что позволяет исследовать ее линейность. Второе воздействие – импульсный высокочастотный сигнал, позволяющий исследовать быстродействие и пульсации обоих детекторов.

Разработанный детектор собран на высокочастотных диодах с барьером Шоттки D1, D2, последовательно с которыми для спрямления детекторной характеристики включены высокоомные резисторы R4, R5. Через резисторы R1, R8 на каждую из ветвей детектора подается небольшое смещение в соответствующей полярности, позволяющее повысить общую линейность характеристики в области малых амплитуд.

Входной сигнал на детекторы подается через емкостный делитель, рассчитанный таким образом, чтобы максимальная рабочая амплитуда детектора достигала 1300 В. Благодаря такому построению схемы она обеспечивает линейность в диапазоне входных амплитуд от 10 до 1250 В. Остальные цепи, которые можно видеть на схеме детектора, необходимы для сглаживания пульсаций и преобразования двухполярного напряжения двухполупериодного детектора в однополярное, необходимое для работы АЦП. Схема контрольного однополупериодного детектора, размещенная внизу рисунка 1, особенностей не имеет.

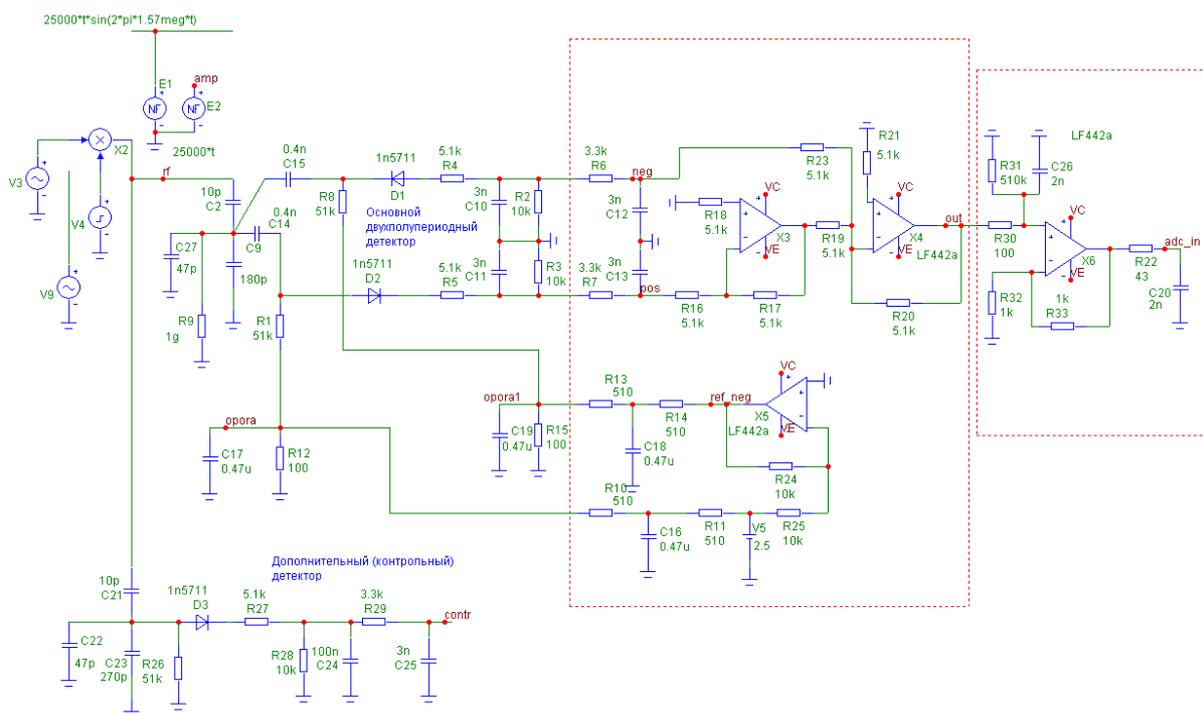


Рис. 1. Обобщенная схема детектора

Экспериментальная часть

Методом имитационного моделирования была исследована инерционность разработанного двухполупериодного детектора в сравнении с классической однополупериодной схемой при условии одинакового размаха пульсаций на их выходах.

Для этого измерялось время нарастания выходного напряжения до уровня 0,9 от установившегося значения при воздействии на входы детекторов импульсного высокочастотного сигнала амплитудой U_m (см. таблицу 1). В этой таблице время нарастания τ_2 соответствует двухполупериодному детектору, а τ_1 – однополупериодному.

Таблица 1. Время нарастания выходного напряжения при одинаковых пульсациях

$U_m, В$	$\tau_2, с$	$\tau_1, с$	$\tau_1/\tau_2 (\tau)$
10	14.421u	2.081m	144.3
30	17.098u	2.072m	121.18
50	17.73u	2.072m	116.91
100	18.043u	2.068m	114.62
500	18.591u	2.066m	111.13
1000	18.566u	2.065m	111.22

Из полученных данных, приведенных в таблице 1, следует, что при малых амплитудах входного напряжения двухполупериодный детектор обеспечивает инерционность в 144

раза меньшую по сравнению с классической схемой, а при больших амплитудах – в 111 раз меньшую.

С использованием той же модели была исследована величина размаха пульсаций разработанного двухполупериодного детектора в сравнении с классической однополупериодной схемой при условии одинаковой инерционности их работы. Данные, полученные в этом эксперименте, сведены в таблицу 2. Из приведенных в таблице сведений очевидно, что при одинаковой инерционности двухполупериодный детектор обеспечивает преимущество в плане величины пульсаций от 17,86 раз при малых амплитудах входного колебания до 23,92 раз при больших амплитудах.

Таблица 2. Пульсации выходного напряжения при одинаковой инерционности

$U_m, В$	$U_{пульс, 2хдет}, В$	$U_{пульс, 1хдет}, В$	$U1/U2 (U)$
10	26.95n	481.26n	17.86
30	62.16n	1.35u	21.72
50	96.11n	2.2u	22.89
100	183.69n	4.23u	23.03
500	0.84u	20.12u	23.95
1000	1.67u	39.94u	23.92

При проведении описанных выше экспериментов одинаковый уровень пульсаций на выходах обоих детекторов (в первом случае), либо одинаковая инерционность работы обоих детекторов (во втором случае) обеспечивались подбором номиналов сглаживающего фильтра С24, R28, установленного в контрольном однополупериодном детекторе.

Выводы

Разработанная схема двухполупериодного детектора, обладающая повышенным динамическим диапазоном входного колебания, в котором она обеспечивает линейную работу, дает возможность получить существенный выигрыш по быстродействию и подавлению пульсаций в выходном напряжении по сравнению с классической однополупериодной схемой. Такой детектор может обеспечить определенное улучшение характеристик аналитической или радиопередающей аппаратуры, в составе которой он может быть применен, в дальнейшем необходимо усовершенствовать разработанную схему для повышения ее термостабильности.

Библиографический список

1. Радиоприемные устройства: учебник для студ. сред. проф. образования / К.Е. Румянцев. – М.: Издательский центр «Академия», 2006. – 336 с.
2. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов / И.И. Фомин, Н.Н. Буга, О.В. Головин и др.; Под редакцией И.И. Фомина. – 3-е издание, стереотип. – М.: Горячая линия – Телеком, 2007. – 520 с.
3. Андреев, В. С. Теория нелинейных электрических цепей: Учебное пособие для вузов. – М.: Радио и связь, 1982. – 280 с.
4. Буга, Н. Н. и др. Радиоприемные устройства: Учебник для вузов / Н. Н. Буга, А. И. Фалько, Н. И. Чистяков; Под ред. Н. И. Чистякова. – М.: Радио и связь, 1986. – 320 с.
5. Проектирование радиоприемных устройств. Под ред. А. П. Сиверса. Учебное пособие для вузов. М., «Сов. Радио», 1976. – 486 с.
6. Зверев Е.Г., Васильев Е.В. Разработка прецизионного детектора амплитуды для аналитической техники // Современные технологии в науке и образовании – СТНО 2018: сб. тр. междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1. / под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: РГРТУ, 2018. – С. 69 – 72.
7. Зверев Е.Г. Разработка амплитудного детектора для аналитической аппаратуры // Методы и устройства формирования и обработки сигналов в информационных системах: межвуз. сб. науч. тр. / под ред. Ю.Н. Паршина – Рязань: РГРТУ, 2018. С. 119-122.

УДК 004.932; ГРНТИ 28.23.15

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЭФФЕКТИВНОСТИ ГРАДИЕНТНЫХ МЕТОДОВ ВЫДЕЛЕНИЯ КОНТУРОВ ЗАДАННОЙ УГЛОВОЙ ОРИЕНТАЦИИ

Т.С. Кислицына

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, stroikova.t.s@rsreu.ru*

Аннотация. В работе приведён сравнительный анализ градиентных методов выделения контуров Робертса, Превитта, Собеля, Щарра, курсовых градиентных масок и двух обобщённых операторов вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению.

Ключевые слова: пространственная фильтрация, метод градиентного анализа изображения, выделение краев и линий на изображении.

COMPARATIVE ANALYSIS OF THE EFFICIENCY OF GRADIENT METHODS FOR SELECTING CONTOURS OF GIVEN ANGULAR ORIENTATION

T.S. Kislitsyna

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, stroikova.t.s@rsreu.ru*

The summary. The paper presents a comparative analysis of the gradient methods for extracting the contours of Roberts, Prewitt, Sobel, Scharr, course gradient masks and two compass operators.

Keywords: spatial filtering, gradient image analysis method, selection of edges and lines in the image.

Сегментация изображений представляет собой одну из самых сложных задач обработки изображений. Методы обнаружения краев и линий изучаются с первых дней существования этой области и описаны в учебниках [Ошибка! Источник ссылки не найден., Ошибка! Источник ссылки не найден.]. Для обнаружения перепадов яркости на изображениях широко применяются дискретные аналоги производных первого и второго порядков. Методы основанные на подобных вычислениях получили название «градиентных методов». Обнаружение границ является одним из основных инструментов в обработке изображений, применяется в распознавании, улучшении, восстановлении, сжатии изображений и т.д. Разработано множество детекторов краев, которые различаются по своим математическим и алгоритмические свойства. В соответствии с выше сказанным, целью данного исследования является сравнительная оценка эффективности выделения на изображении линий заданной угловой ориентации при помощи различных градиентных методов.

Механизм пространственной фильтрации

Пространственный фильтр состоит из окрестности и заданной операции, которая выполняется над пикселями изображения, попадающими в окрестность. Фильтрация создает новый пиксель, значение которого зависит от оператора фильтра, а координаты совпадают с координатами центра окрестности. Обработанное изображение возникает в процессе сканирования исходного изображения фильтром [1]. Механизм пространственной фильтрации приведён на рисунке 1. В общем случае фильтрация изображения размером $M \times N$ с помощью фильтра размерами $m \times n$ задаётся выражением:

$$g(x, y) = \sum_{s=-a}^a \sum_{t=-b}^b w(s, t) f(x + s, y + t). \quad (1)$$

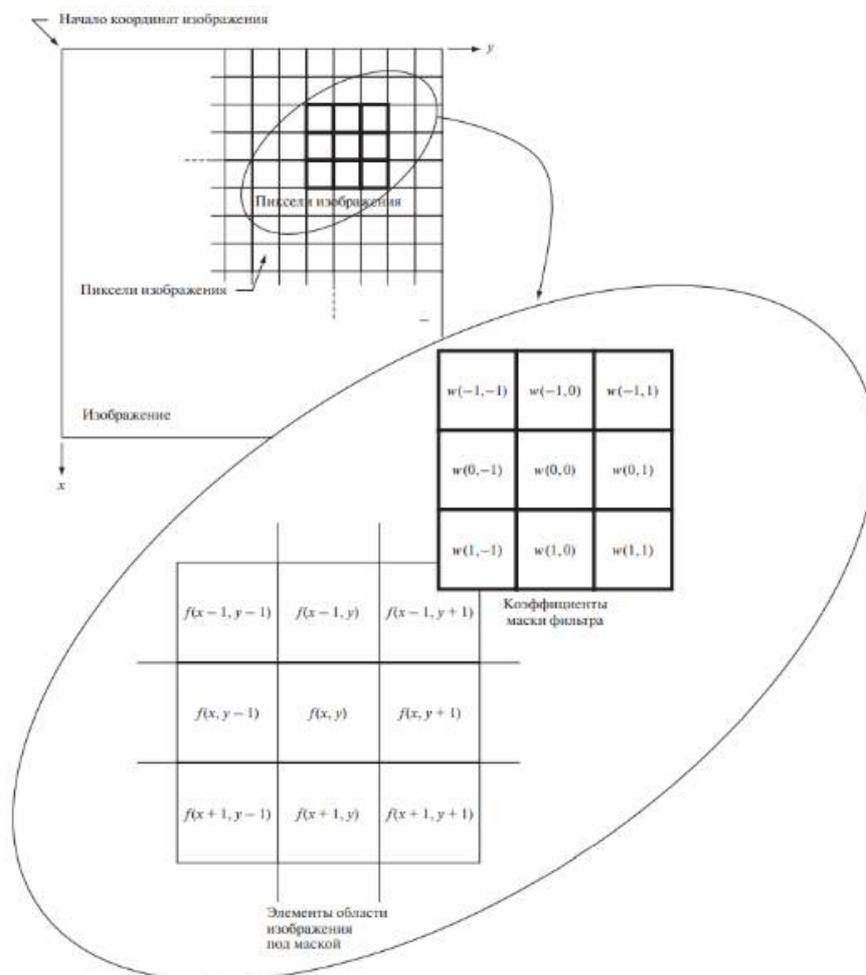


Рис. 1. Механизм пространственной фильтрации

Обнаружение линий. Градиент изображения

Пусть функция $f(x,y)$ – дискретная функция распределения яркости изображения, тогда частные производные можно вычислить по формулам:

$$\frac{df}{dx} = f(x+1) - f(x);$$

$$\frac{df}{dy} = f(y+1) - f(y).$$

Вектор, показывающий направление наискорейшего возрастания некоторой величины, называют градиентом. Для функции $f(x,y)$ он представляет собой двумерный вектор-столбец:

$$\nabla f = \begin{bmatrix} G_x \\ G_y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{df}{dx} \\ \frac{df}{dy} \end{bmatrix}.$$

Модуль вектора ∇f есть величина скорости изменения f в направлении вектора градиента:

$$|\nabla f| = \sqrt{G_x^2 + G_y^2} = \sqrt{\left(\frac{df}{dx}\right)^2 + \left(\frac{df}{dy}\right)^2}. \quad (2)$$

Поскольку объем вычислений, при обработке всего изображения оператором (2), достаточно велик, то приближение значения модуля градиента суммой модулей отдельных компонентов, вместо квадратов и квадратных корней, является частой практикой:

$$|\nabla f| \approx |G_x| + |G_y|. \quad (3)$$

Направление вектора градиента задается углом α между направлением вектора ∇f в точке (x, y) и осью x :

$$\alpha(x, y) = \arctg\left(\frac{G_y}{G_x}\right).$$

Направление градиента в произвольной точке (x, y) перпендикулярно направлению $\alpha(x, y)$ вектора градиента в этой точке.

Маски, представленные в таблице 1, могут использоваться для реализации уравнения (3), с помощью того же алгоритма, что и уравнение (1). Они позволяют определять ориентацию линий на изображении в пределах четырёх значений 90° , 45° , 0° и -45° . У оператора Робертса только в пределах двух значений: 45° и -45° .

Таблица 1. Ненаправленные градиентные операторы

Оператор	Угловое положение	
Робертса (Roberts)	$Roberts_{-45^\circ} = \begin{pmatrix} -1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}$	$Roberts_{45^\circ} = \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}$
Превитта (Prewitt)	$Prewitt_{0^\circ} = \begin{pmatrix} -1 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	$Prewitt_{90^\circ} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$
	$Prewitt_{-45^\circ} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \\ -1 & -1 & 0 \end{pmatrix}$	$Prewitt_{45^\circ} = \begin{pmatrix} -1 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 1 \end{pmatrix}$
Собеля (Sobel)	$Sobel_{0^\circ} = \begin{pmatrix} -1 & -2 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 1 & 2 & 1 \end{pmatrix}$	$Sobel_{90^\circ} = \begin{pmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -2 & 0 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix}$
	$Sobel_{-45^\circ} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 2 \\ -1 & 0 & 1 \\ -2 & -1 & 0 \end{pmatrix}$	$Sobel_{45^\circ} = \begin{pmatrix} -2 & -1 & 0 \\ -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 2 \end{pmatrix}$
Щарра (Scharr)	$Scharr_{0^\circ} = \begin{pmatrix} -3 & -10 & -3 \\ 0 & 0 & 0 \\ 3 & 10 & 3 \end{pmatrix}$	$Scharr_{90^\circ} = \begin{pmatrix} -3 & 0 & 3 \\ -10 & 0 & 10 \\ -3 & 0 & 3 \end{pmatrix}$
	$Scharr_{-45^\circ} = \begin{pmatrix} 0 & 3 & 10 \\ -3 & 0 & 3 \\ -10 & -3 & 0 \end{pmatrix}$	$Scharr_{45^\circ} = \begin{pmatrix} -10 & -3 & 0 \\ -3 & 0 & 3 \\ 0 & 3 & 10 \end{pmatrix}$

Продолжение таблицы 1

Курсовые градиентные маски (Course)	$North = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{pmatrix}$	$East = \begin{pmatrix} -1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$
	$South_East = \begin{pmatrix} -1 & -1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	$North_East = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ -1 & -2 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$
	$South = \begin{pmatrix} -1 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$	$West = \begin{pmatrix} 1 & 1 & -1 \\ 1 & -2 & -1 \\ 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}$
	$North_West = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \end{pmatrix}$	$South_West = \begin{pmatrix} 1 & -1 & -1 \\ 1 & -2 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix}$

Изображение на рисунке 2 представляет собой матрицу размером $M \times N$, элементами которой являются значения яркости пикселей. На изображении присутствуют линии под углами 90° , 75° , 60° , 45° , 30° , 15° , 0° и две окружности радиусом 100 и 200 пикселей. Угол отсчитывается от оси x против часовой стрелки. В таблице 2 приведены результаты применения масок из таблицы 1 при $\alpha = 45^\circ$ к изображению 2.

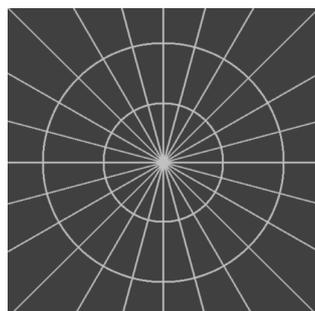


Рис. 2. Тестовое изображение

Таблица 2. Бинаризованные изображения после применения градиентных операторов для $\alpha = 45^\circ$

Оператор Робертса (Roberts)	Оператор Превитта (Prewitt)	Оператор Собеля (Sobel)	Оператор Щарра (Scharr)	Курсовая градиентная маска

В качестве показателя эффективности выбрано СКО, как показатель яркости пикселей контура. Чем выше СКО, тем контура выделяются лучше. Полученные данные нормировались в соответствии с суммой элементов маски по модулю. Полученные зависимости представлены на рисунке 3.

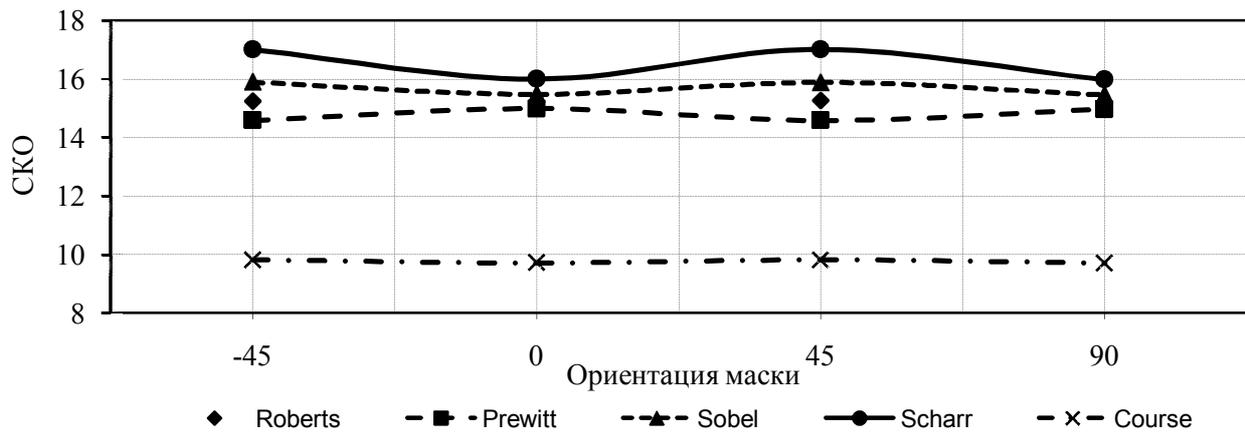


Рис. 3. Зависимость SKO от ориентации градиентного оператора

Можно сделать вывод, что в задачах определения заданной угловой ориентации применение данных операторов нецелесообразно, так как при их использовании выделяется целый сектор пространства изображения и только в ограниченном наборе направлений.

Обобщённые операторы вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению

В 1980 году в статье журнала *Computer graphics and image processing* Неватиа и Бабу представлены обобщённые операторы вычисления градиента для определения линий на изображении заданной угловой ориентации [3]. В 2021 году в соавторстве с научным руководителем описан обобщённый оператор вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению (*Compass operator* – англ.) [4]. Суть его заключается в том, что площадь изображения делится в соответствии с рисунком 4. Светлой области соответствуют весовые коэффициенты, равные 1, а темной области – равные -1 . Вес каждого элемента маски (квадрата размером 1×1 пиксель) определяется как разность площадей, перекрываемых светлым и темным секторами соответственно. Маски, представленные в таблице 3, позволяют определять заданную ориентацию линий на изображении для $\alpha = 60^\circ, 30^\circ, -30^\circ$ и -60° . При углах $\pm 90^\circ, \pm 45^\circ$ и 0° *Compass operator* вырождается в маски Превитта и демонстрирует аналогичные результаты. В таблице 4 приведены результаты применения масок из таблицы 3 для $\alpha = 60^\circ$ к изображению 2.

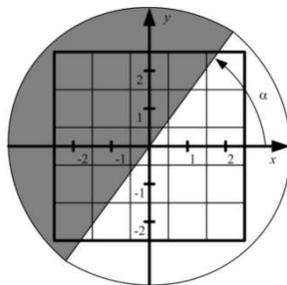
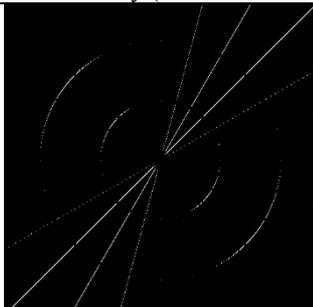
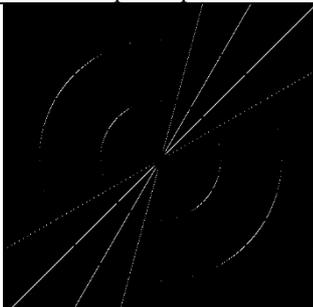


Рис. 4. Иллюстрация обобщённого оператора вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению

Таблица 3. Обобщённые операторы вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению

Оператор	Угловое положение	
Неватиа-Бабу (Nevatia - Babu)	$NB_{-60^\circ} = \begin{pmatrix} 100 & 92 & -78 \\ 100 & 0 & -100 \\ 78 & -92 & -100 \end{pmatrix}$	$NB_{-30^\circ} = \begin{pmatrix} 100 & 100 & 78 \\ 92 & 0 & -92 \\ -78 & -100 & -100 \end{pmatrix}$
	$NB_{-60^\circ} = \begin{pmatrix} -78 & 92 & 100 \\ -100 & 0 & 100 \\ -100 & -92 & 78 \end{pmatrix}$	$NB_{-30^\circ} = \begin{pmatrix} 78 & 100 & 100 \\ -92 & 0 & 92 \\ -100 & -100 & -78 \end{pmatrix}$
Compass operator	$Compass_{-60^\circ} = \begin{pmatrix} -1 & -0,923 & 0,768 \\ -1 & 0 & 1 \\ -0,768 & 0,923 & 1 \end{pmatrix}$	$Compass_{-30^\circ} = \begin{pmatrix} -1 & -1 & -0,768 \\ -0,923 & 0 & 0,923 \\ 0,768 & 1 & 1 \end{pmatrix}$
	$Compass_{-60^\circ} = \begin{pmatrix} 0,768 & -0,923 & -1 \\ 1 & 0 & -1 \\ 1 & 0,923 & -0,768 \end{pmatrix}$	$Compass_{-30^\circ} = \begin{pmatrix} -0,768 & -1 & -1 \\ 0,923 & 0 & -0,923 \\ 1 & 1 & 0,768 \end{pmatrix}$

Таблица 4. Бинаризованные изображения после применения обобщённых операторов вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению для $\alpha = 60^\circ$

Угловое положение	Оператор	
	Неватиа-Бабу (Nevatia - Babu)	Compass operator
$\alpha = 60^\circ$		

Compass operator демонстрирует значения СКО выше, чем маски Неватиа-Бабу. Полученные зависимости приведены на рисунке 5.

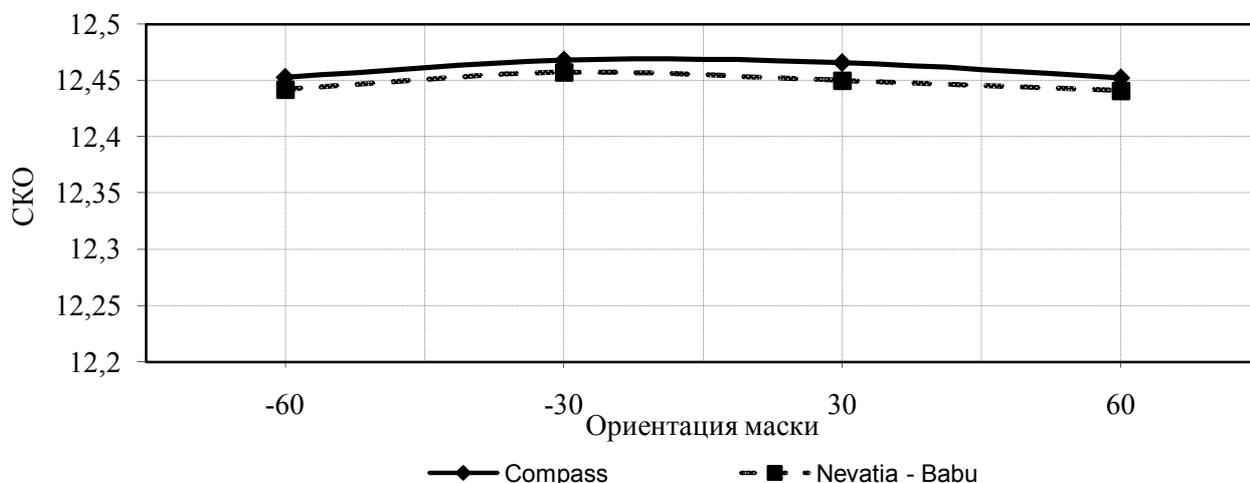
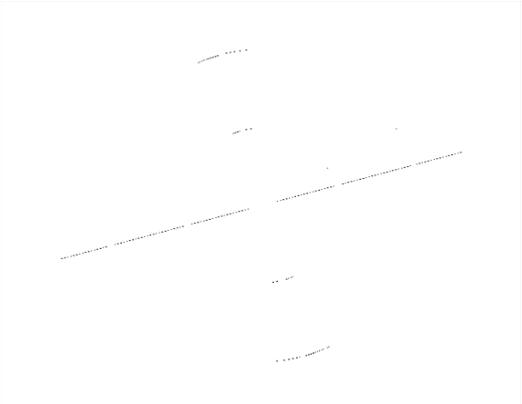
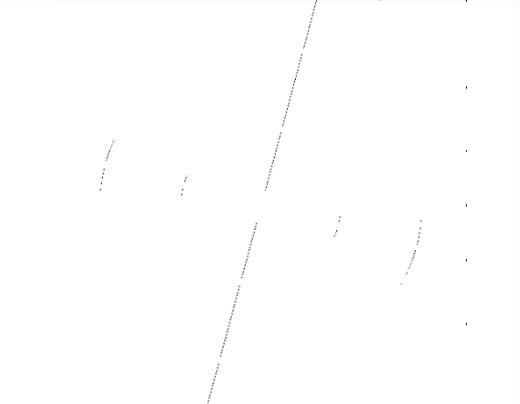


Рис. 5. Зависимость СКО от ориентации обобщённого оператора вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению

Заключение

Стоит отметить, что при качественном подборе параметров моделирования, с помощью обобщённых операторов вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению можно добиться полного выделения линии с заданной угловой ориентацией, что демонстрируется в таблице 5.

Таблица 5. Результат выделения линий под углами 15° и 75° с помощью Compass operator

	$\alpha = 15^\circ$	$\alpha = 75^\circ$
Compass operator	 The image shows a grayscale edge detection result for an angle of 15 degrees. A prominent diagonal line is highlighted, along with several shorter, curved segments scattered around it.	 The image shows a grayscale edge detection result for an angle of 75 degrees. A prominent diagonal line is highlighted, along with several shorter, curved segments scattered around it.

Предварительная обработка при помощи «направленных» операторов значительно облегчает дальнейшую обработку изображения, поскольку работу можно продолжать с непосредственными деталями, а не с целым изображением, которое может иметь достаточно весомые размеры и требовать больших вычислительных затрат.

Библиографический список

1. Гонсалес Р., Вудс Р, Цифровая обработка изображений, издание 3-е, исправленное и дополненное, Москва: Техносфера, 2012. – 1104 с..
2. Прэйт У., Цифровая обработка изображений: Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – Кн.2 – 480 с., ил.
3. Nevatia R., Babu K.R. Linear feature extraction and description // Computer graphics and image processing. 1980. Vol. 13. P. 257-269
4. Kislitsyna, T. S. Generalized Compass Operator for Edge Detection with the Required Angular Orientation / T. S. Kislitsyna, I. S. Kholopov // 2021 10th Mediterranean Conference on Embedded Computing, MECO 2021 : 10, Budva, 07–10 июня 2021 года. – Budva, 2021. – P. 9460251. – DOI 10.1109/MECO52532.2021.9460251.
УДК 621.391.82; ГРНТИ 47.05.09

УДК 621.391; ГРНТИ 47.49.31

СПЕКТРАЛЬНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ ПРИ НАЛИЧИИ МУЛЬТИПЛИКАТИВНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

К.В. Буй

*Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина,
Россия, г. Рязань, herapkm@gmail.com*

Аннотация. Рассмотрено влияние мультипликативных искажений на спектр узкополосных помех. Проведено моделирование узкополосных помех для разных видов мультипликативных искажений. Изучены и проанализированы свойства спектров искаженной узкополосной помехи.

Ключевые слова: спектральные характеристики, пассивные помехи, мультипликативные искажения.

SPECTRAL CHARACTERISTICS OF PASSIVE INTERFERENCE IN THE PRESENCE OF MULTIPLICATIVE DISTORTIONS

Q.V. Bui

*Ryazan State radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, herapkm@gmail.com*

Abstract. The influence of multiplicative distortions on the spectrum of narrowband interference is considered. Modeling of narrowband interference and various types of multiplicative distortions is carried out. The characteristics of their spectra have been studied and analyzed.

Keywords: Spectral characteristics, passive noise, multiplicative distortions.

Работа современных радиосистем сопровождается высоким уровнем мешающих сигналов различного происхождения, среди которых, например, взаимные активные помехи от близкорасположенных радиосистем, а также пассивных помех в виде отражений собственных сигналов радиосистемы от протяженных объектов [1,4,6,7]. При использовании сигналов в виде периодической последовательности импульсов пассивная помеха имеет спектр в виде совокупности гармоник и может считаться узкополосной.

Для компенсации комплекса помех предлагается комплекс средств, разработанных для подавления каждой из помех в отдельности:

- адаптивная антенная решетка с фазовым управлением для подавления пространственно сосредоточенных помех;
- частотный режекторный фильтр для подавления узкополосной помехи.

При фазовой адаптации антенная решетка производится периодическое изменение ее параметров, что приводит к изменению формы диаграммы направленности всей антенной системы. В результате возникающей при этом амплитудной модуляции происходит расширение спектра узкополосной помехи и, соответственно, ухудшение подавления ее в частотном режекторном фильтре [3,7].

Целью работы является анализ спектральных характеристик узкополосных помех под воздействием мультипликативных искажений. Задачей работы является разработка компьютерной программы для моделирования и оценки влияния искажений узкополосных помех на качество работы радиотехнических систем.

При определении угловых координат методом равносигнального направления возникает модуляция амплитуды узкополосной помехи по гармоническому закону, а при определении угловых координат фазированными антенными решетками возникает импульсная модуляция. Разработанная модель позволяет анализировать спектральные характеристики узкополосных помех под воздействием разных видов модуляции [3]. На рис. 1 изображена структурная схема преобразования узкополосной помехи в антенной системе.



Рис. 1. Структурная схема преобразования узкополосной помехи

Модель радиотехнической системы состоит из подмоделей:

- 1) модель узкополосных помех,
- 2) модель разных видов искажений.

На рисунке 2 изображена модель мультипликативных искажений.

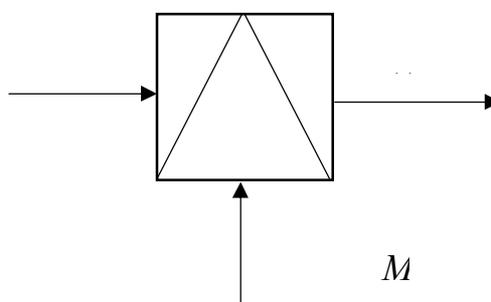


Рис. 2. Модель мультипликативных искажений

Формула для искаженной узкополосной помехи имеет следующий вид [5]:

$$Z(t) = P(t)M(t) = P(t)[1 + K_{AM}x(t)].$$

где:

$M(t)$ – модулирующий сигнал,

$x(t)$ – закон изменения мультипликативных искажений,

$P(t)$ – узкополосная помеха,

K_{AM} – коэффициент модуляции.

Узкополосные помехи описываются гауссовским случайным процессом с корреляционной функцией $R_{\Pi}(\tau) = D_{\Pi}e^{-\alpha|\tau|}$, матожиданием $m_{\Pi} = 0$ и дисперсией D_{Π} . При анализе используется дискретное представление узкополосной помехи в виде отсчетов с частотой f_{Π} и периодом повторения $T_{\Pi} = \frac{1}{f_{\Pi}}$.

В данной работе рассматриваются 3 варианта мультипликативных искажений.

Первый вариант мультипликативных искажений возникает, когда угловое положение источника сигнала определяется методом равносигнального направления, а направление прихода узкополосных помех не совпадает с равносигнальным направлением. В этом случае возникает гармоническая модуляция узкополосных помех.

Модель закона изменения мультипликативных искажений описывается формулой:

$$x(t) = \cos(2\pi f_{AM}t).$$

На рисунке 3 изображен модулирующий сигнал в виде гармонического колебания при $f_{AM} = 0,1f_{\Pi}$, $K_{AM} = 0,1$.

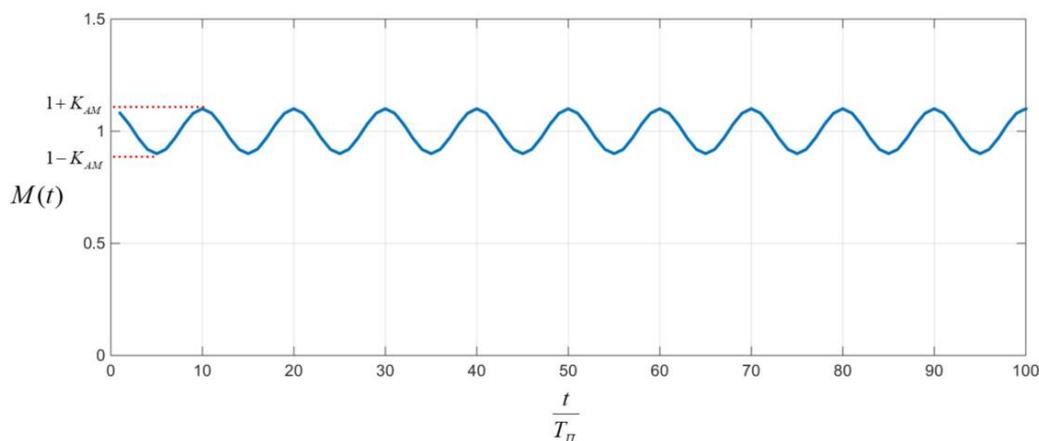


Рис. 3. Модулирующий сигнал в виде гармонического колебания

На рис. 4. изображена спектральная плотность мощности $S(f)$ модулированной узкополосной помехи $Z(t)$ и немодулированной узкополосной помехи $P(t)$ при $\alpha T_{\Pi} = 0,005$.

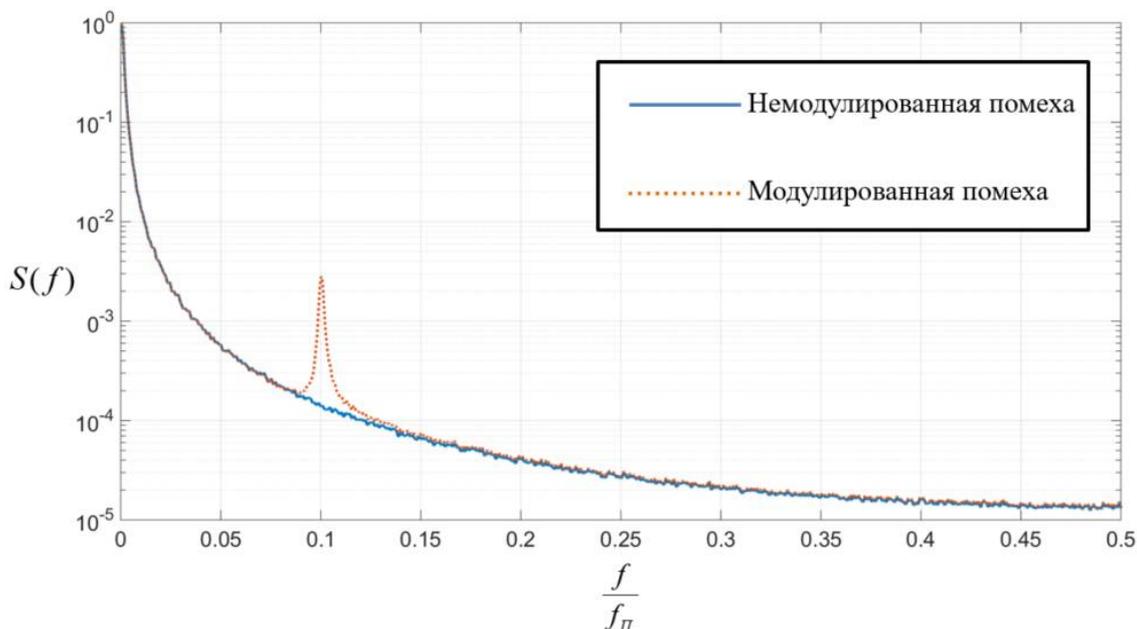


Рис. 4. Спектры искаженной и неискаженной узкополосной помехи при мультипликативных искажениях гармоническим колебанием

На частоте главного лепестка сигнала модуляции $f = f_{AM}$ спектр узкополосных помех увеличивается.

Аналогично анализируем модуляцию узкополосной помехи в виде импульсов. Этот второй вариант мультипликативных искажений возникает, когда антенная система работает по принципу электрического переключения диаграмм направленности [3].

Модель закона изменения мультипликативных искажений описывается формулой:

$$x(t) = \text{sign}[\cos(2\pi f_H t)].$$

На рисунке 5 изображен модулирующий сигнал в виде повторяющихся импульсов при $K_{AM} = 0,1$, $f_H = 0,02 f_{\Pi}$.

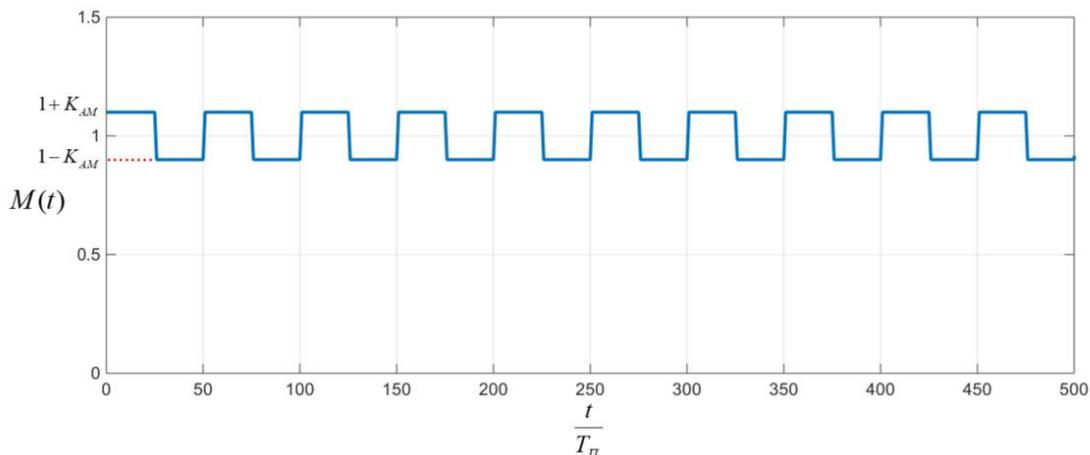


Рис. 5. Модулирующий сигнал в виде повторяющихся импульсов

На рисунке 6 изображены спектры искаженной и неискаженной узкополосной помехи для мультипликативных искажений импульсным сигналом.

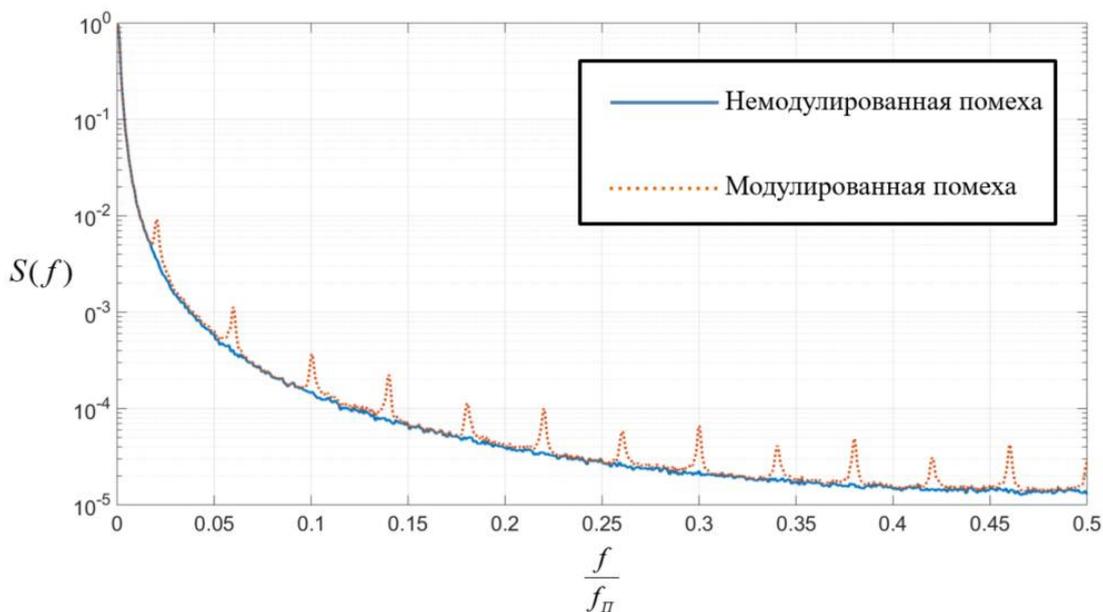


Рис. 6. Спектры искаженной и неискаженной узкополосной помехи для мультипликативных искажений импульсным сигналом

В случае, когда модулирующий сигнал является импульсами, спектр узкополосных помех дополняется несколькими лепестками на частотах $f = f_H$, $f = 3f_H$, $f = 5f_H \dots$

Если в радиотехнической системе применяется алгоритм адаптации весового коэффициента с некоторыми коэффициентами сходимости, то образуется модуляция узкополосных помех случайным процессом.

Модель случайных мультипликативных искажений в дискретном времени описывается формулой:

$$x(t + T_{II}) = x(t)(1 - \alpha_x T_{II}) + \sqrt{2\alpha_x T_{II}} n(t),$$

где:

α_x – ширина спектра мультипликативных искажений,

$n(t)$ – стандартные гауссовские случайные величины.

На рис. 7 изображен модулирующий сигнал в виде случайного процесса при $\alpha_x T_{II} = 0,2$, $K_{AM} = 0,1$.

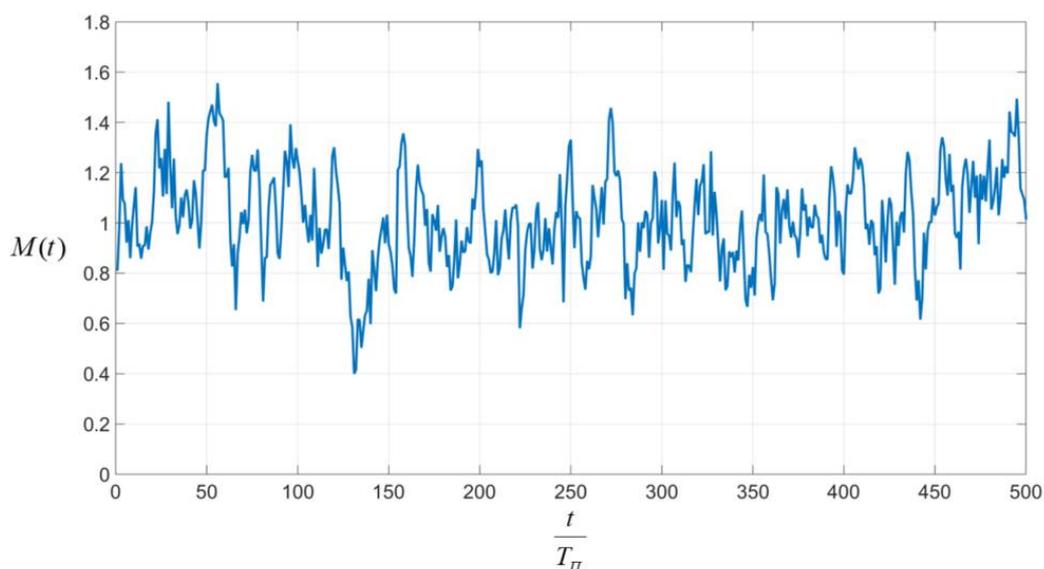


Рис. 7. Модулирующий сигнал в виде случайного процесса

На рисунке 8 изображены спектры искаженной и неискаженной узкополосной помехи для мультипликативных искажений случайным процессом.

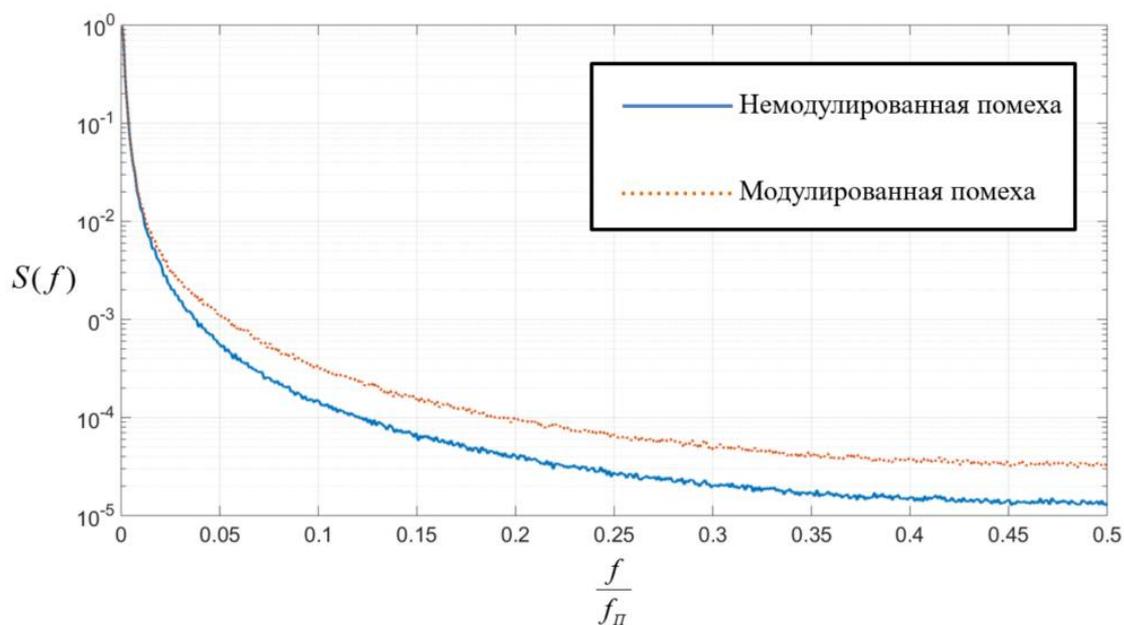


Рис. 8. Спектры искаженной и неискаженной узкополосной помехи для мультипликативных искажений

случайным процессом

Пусть на вход антенной системы подается полезный сигнал в виде синусоидального колебания со следующим законом изменения:

$$s(t) = \sqrt{2D_c} \cos(2\pi f_c t)$$

где:

$D_c = qD_{\Pi}$ – дисперсия сигнала,

$f_c = 0,1f_{\Pi}$ – частота сигнала,

$q = 30$ дБ – отношение сигнал-шум.

На рисунке 9 изображены спектры суммы сигнала, а также модулированной и немодулированной узкополосной помехи с модуляцией по гармоническому закону.

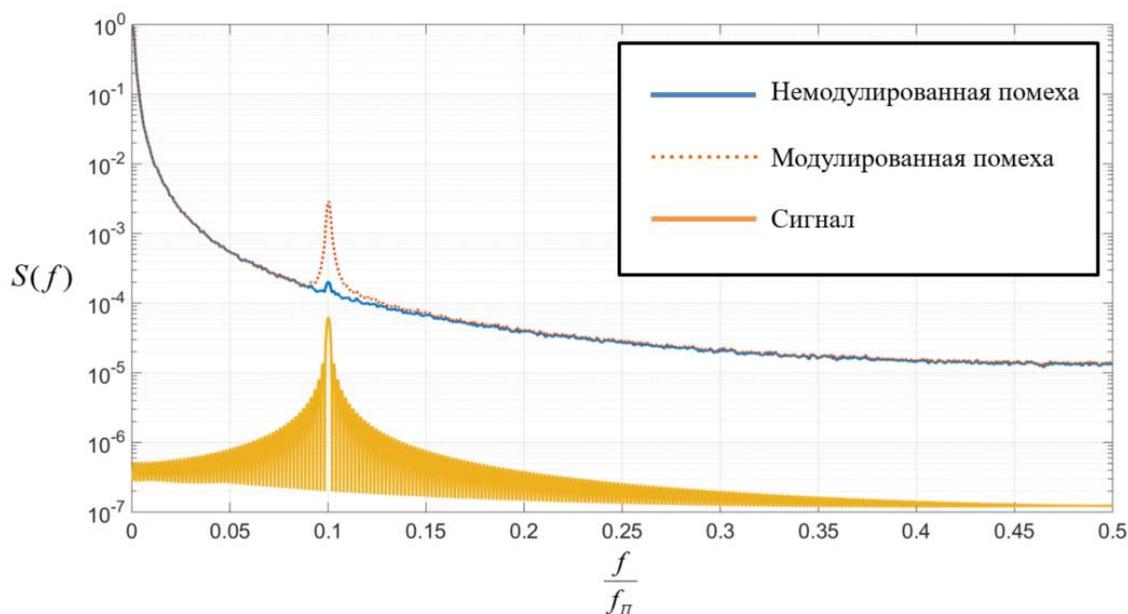


Рис. 9. Спектры суммы сигнала, а также модулированной и немодулированной узкополосной помехи с модуляцией по гармоническому закону

Видно, что спектр полезного сигнала подавляется полностью, когда частота полезного сигнала и частота узкополосных помех одинаковые. При искажении узкополосной помехи в виде повторяющихся импульсов (рис. 5) спектр полезного сигнала подавляется помехой, когда его частота $f_c = kf_{\Pi}$, $k = 1, 2, 3, \dots$. Обнаружение полезного сигнала возможно только, когда его спектр не совпадает со спектрами мультипликативных искажений.

В случае, когда существует мультипликативное искажение в виде случайного процесса, спектр сигнала частично перекрывается на любой частоте. В этом случае вызывает трудности в обнаружении полезного сигнала частотном режекторном фильтром как показано на рис. 10.

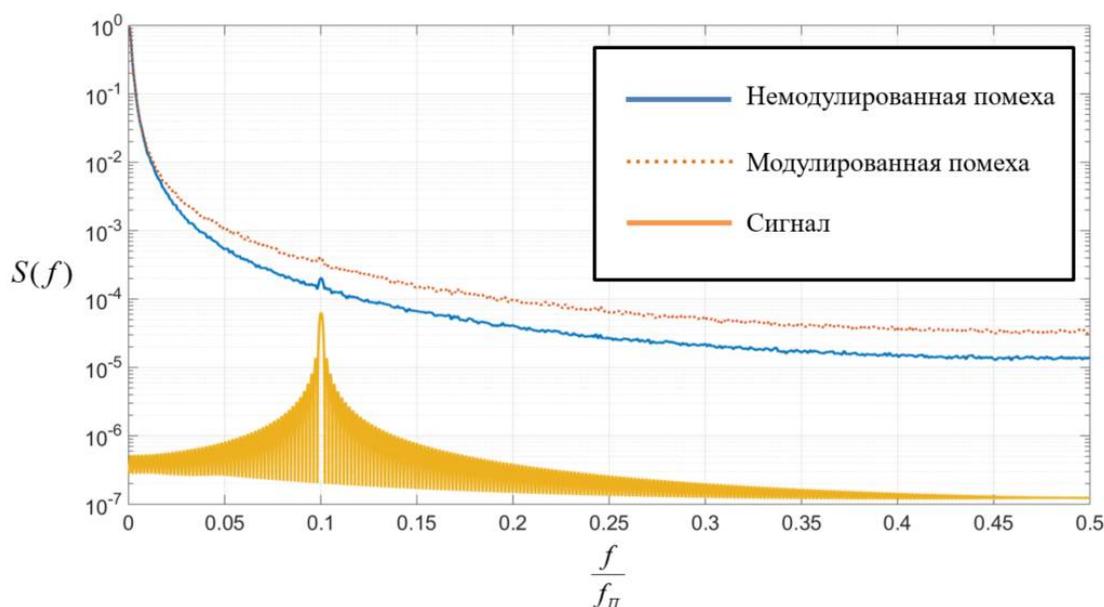


Рис. 10. Спектры суммы сигнала, а также модулированной и немодулированной узкополосной помехи по случайному закону

Вывод

В результате спектрального анализа узкополосных помех можно сделать вывод о том, что мультипликативные искажения узкополосных помех расширяют спектр и, соответственно, ухудшает их подавления в режекторном фильтре. Для того, чтобы уменьшить влияние мультипликативных искажений на обнаружение полезного сигнала, предлагается использовать следующие подходы:

- выбрать частоту и виды полезного сигнала в зависимости от видов модуляции так, чтобы его спектр не перекрывался со спектром мультипликативных искажений,
- уменьшать коэффициент модуляции.

Библиографический список

1. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2015. - 440 с.
2. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех М.: Радиотехника, 2014. - 632 с.
3. Паршин, Ю. Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех : учебное пособие. М.: КУРС, 2021. - 199 с.
4. Паршин, Ю. Н. Хаотическая динамика адаптивной системы компенсации комплекса точечной и протяженной помех // Радиотехника и электроника, 1988. – Т. 43, № 11, с. 1336-1342.
5. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы. – М.: Высшая школа, 2000. - 529с.
6. Васин В. А., Власов И. Б., Егоров Ю. М. Информационные технологии в радиотехнических системах М.:МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2004. - 764 с.
7. Сосулин Ю.Г. Методы оптимальной обработки сигналов на фоне комплекса помех // Радиотехника и электроника. 1982. - Т.27, №6. - С.1171-1181.

УДК 621.391.822; ГРНТИ 47.05.07

ОЦЕНКА ПАРАМЕТРОВ НИЗКОЧАСТОТНЫХ ШУМОВ

Г.П. Мазаев, А.Ю. Паршин

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, mazaew.g@gmail.com*

Аннотация. В работе проводится исследование и экспериментальная оценка параметров низкочастотных шумов. Для исследования используется генератор низкочастотного шума (фликкер-шум). Выполнена оценка статистических свойств низкочастотного шума по экспериментальной реализации.

Ключевые слова: фазовый шум, фликкер шум, частотный спектр

LOW FREQUENCY NOISE PARAMETERS ESTIMATION

G. P. Mazaev, A.Yu. Parshin

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, mazaew.g@gmail.com*

Abstract. The paper investigates and experimentally evaluates the parameters of low-frequency noise. A low-frequency noise generator (flicker noise) is used for the research. The statistical properties of low-frequency noise are evaluated according to the experimental implementation.

Keywords: phase noise, flicker noise generator, frequency spectrum

Введение

Радиотехнические устройства неизбежно подвергаются воздействию разного рода шумов. Большинство приемников исполнены по супергетеродинной схеме, т. е. в процессе приема и обработки сигнала осуществляется перенос его спектра в область нулевой частоты. Именно здесь оказывает наибольшее влияние фликкер-шум.

Принято полагать, что шум является случайной величиной, распределенной по нормальному закону, однако это не совсем так, а это значит, что существует возможность создания эффективных алгоритмов борьбы с шумом.

Анализ фликкер-шума

Фликкер-шум ($1/f$ -шум, розовый шум) – аномальные флуктуации, для которых характерна обратно пропорциональная зависимость спектральной плотности мощности от частоты [1]. На осциллографе с высоким разрешением развертки он имеет вид медленно меняющегося сигнала, на который накладывается более высокочастотный шум. Еще одно название этого шума – розовый шум – также предполагает наличие значительных низкочастотных составляющих. Фликкер-шум присутствует во всех физических системах и во всех естественных науках. Например, погодные/климатические модели имеют $1/f$ -компонент [2].

Эксперимент, в ходе которого оценивались статистические параметры низкочастотного шума, осуществлялся на установке, состоящей из генератора шума в виде неинвертирующего усилителя на ОУ и устройства сбора данных L-280. На вход усилителя ничего не подавалось, таким образом, собранные данные представляют собой массив отсчетов шумового процесса.

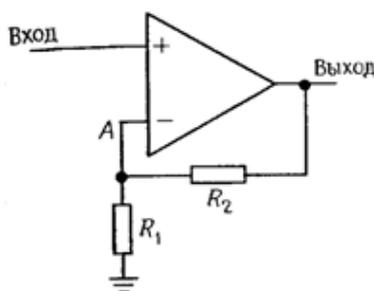


Рис. 1. Схема источника шума

В амплитудном спектре реального шумового процесса присутствуют ярко выраженные пики, и чем выше частота, тем реже они возникают.

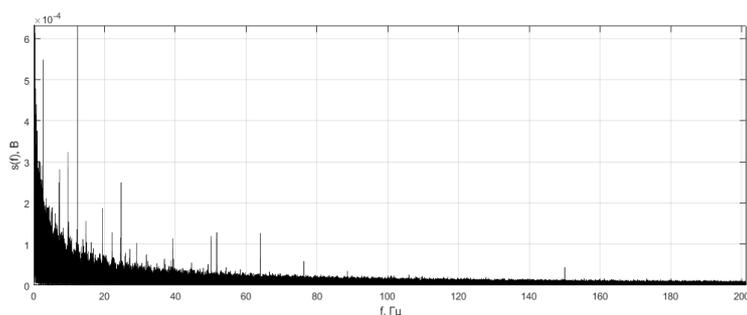


Рис. 2. Амплитудный спектр шумового процесса

Фликкер-шум имеет закон распределения, близкий к гауссовскому (рисунок 4). Для оценки отклонения закона распределения случайной величины от нормального можно использовать коэффициент эксцесса. Коэффициент эксцесса — числовая характеристика степени остроты пика распределения случайной величины. Вычисляется по формуле:

$$E = \frac{\mu_4}{\sigma^4} - 3,$$

где μ_4 — четвертый центральный момент, а σ — среднеквадратичное отклонение [3].

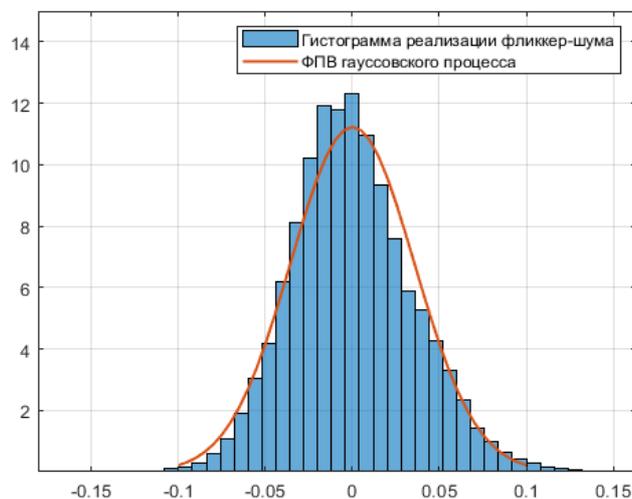


Рис. 3. ПВ фликкер-шума

В ходе обработки экспериментальных данных построен график, показывающий зависимость коэффициента эксцесса E от длины последовательности n .

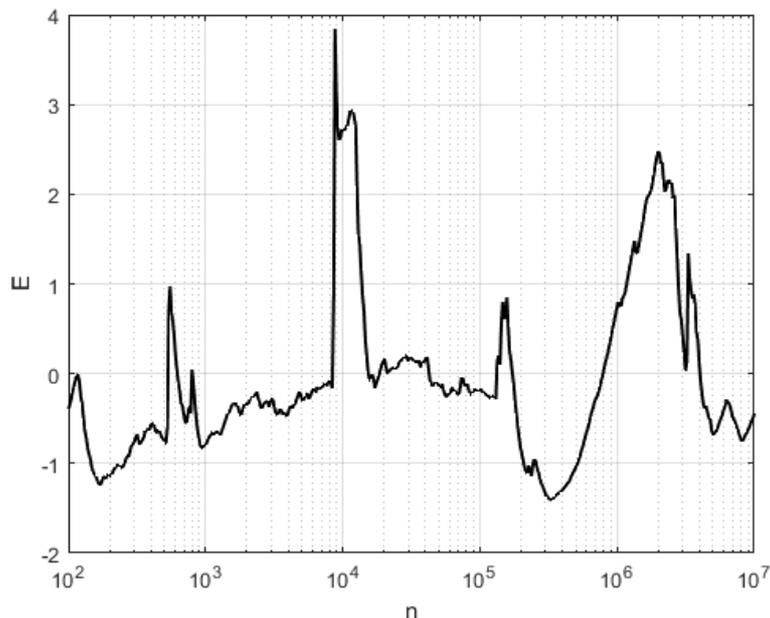


Рис. 4. Зависимость коэффициента эксцесса от длины последовательности

Из полученных результатов видно, что процесс нестационарен. При малом количестве отсчетов зависимость имеет скачкообразно меняющийся характер, при большом времени наблюдения коэффициент эксцесса изменяется относительно плавно.

Следующей задачей научной работы будет продолжение экспериментов по исследованию реальных шумовых процессов и попытка установить закономерности в их поведении.

Работа выполнена при поддержке Российского научного фонда, грант РНФ 22-29-01652, <https://rscf.ru/en/project/22-29-01652/> в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

Библиографический список

1. Букингем М., Шумы в электронных приборах и системах. М.: Мир, 1986, 399 с
2. В. Trumpp, The signal: a compendium of blog posts on op amp design topics. 2017
3. Кобзарь А. И. Прикладная математическая статистика. — М.: Физматлит, 2006.

УДК 621.396.2; ГРНТИ 49.33.31

ПРИМЕНЕНИЕ MIMO-ТЕХНОЛОГИИ В ДИСКРЕТНОМ КАНАЛЕ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ

Ф. Эль-Марди

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина,
Россия, г. Рязань, rtu@rsreu.ru

Аннотация. В работе проводится исследование влияния числа каналов и отношения сигнал-шум на вероятность побитовой ошибки в системе MIMO для сигналов BPSK и QAM-16.

Ключевые слова: MIMO-система, BPSK, QAM-16.

APPLICATION OF MIMO TECHNOLOGY IN A DISCRETE INFORMATION TRANSMISSION CHANNEL

F. El-Mardi

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, rtu@rsreu.ru

Annotation. The paper studies the influence of the number of channels and the signal-to-noise ratio on the probability of a bit error in a MIMO system for BPSK and QAM-16 signals.

Keywords: MIMO system, BPSK, QAM-16.

Наиболее важная проблема в современной высокоскоростной системе передачи дискретных сообщений заключается в усовершенствовании качества обслуживания пользователя при повышении скорости передачи информации, за счет снижения вероятности ошибки передачи данных. То, что растет число информации, делает весьма актуальным вопрос об увеличении пропускной способности, то есть необходимость принимать и передавать большое количество данных, задействуя при этом ту же долю спектра, или же гораздо меньше. Классические пути решения данной задачи — это расширение полосы частот и увеличение излучаемой мощности. Но на сегодняшний день они практически недоступны из-за требований биологической защиты и дороговизны частотных диапазонов. Значительному снижению ошибок при передаче данных помогает разнесенный прием, что является возможным за счет передачи несколькими антеннами. Расстояние при этом между ними подбирается такое, чтобы можно было наблюдать слабую корреляцию замираний сигналов в этих антеннах. Однако в современных высокоскоростных сетях передачи дискретных сообщений существенно улучшить емкость сети, скорость передачи информации и спектральную эффективность можно, используя технологию с многоканальным входом и многоканальным выходом (MIMO), то есть используя антенные решетки на обоих концах линии связи. MIMO (англ. Multiple Input Multiple Output) метод пространственного кодирования сигнала, который позволяет увеличить полосы пропускания канала [1]. Посредством представленного метода, передачу данных возможно выполнить с использованием N антенн и их приёмом M антеннами.

В работе [1] приведена структурная схема системы D-MIMO, состоящая из одного передающего узла, или мобильной станции (MS), и N географически распределенных приемных узлов, или базовых станций (Порты), показана на рисунке 1.

Передачик MS использует M совмещенных антенн, и каждый приемник Порт имеет L совмещенных антенн ($L \geq M$). Такую систему можно назвать (M, N, L) D-MIMO-системой. Пусть Порт _{N} будет n -й Порт, а канал от MS к Порт _{N} характеризуется матрицей $\mathbf{H}^{(n)}$ ($d^{(n)}$) размером $L \times M$, которая является продуктом крупномасштабного коэффициента замирания $h_{sh, n}(d^{(n)})$ и матрица мелкомасштабных замираний $\mathbf{H}^{(n)}_{SSF}$, следовательно, $\mathbf{H}^{(n)}(d^{(n)}) = h_{sh, n}(d^{(n)}) \cdot \mathbf{H}^{(n)}_{SSF}$, где $d^{(n)}$ - расстояние между MS и Порт _{N} . Отдельный поток данных или переданный битовый вектор \mathbf{b} имеет компоненты $b_k \in \{0,1\}, k = 1, \dots, MQ_0$, где $Q_0 =$

$\log_2 Q$, а Q - размер совокупности символов. Поток данных \mathbf{b} демультиплексируется на M подпотоков, каждый из которых отображается в символ $s_i, i = 1, \dots, M$ и подается на соответствующую передающую антенну, формируя переданный вектор символов \mathbf{s} размерности M . Обнаруженный битовый вектор в Port_N равен $\hat{\mathbf{b}}_k^{(n)}$ и имеет размерность MQ_0 . Кроме того, $\mathbf{w}^{(n)}$ - это вектор информации о надежности на битовом уровне в Port_N размерности MQ_0 . Каждый порт передает $\hat{\mathbf{b}}_k^{(n)}$ и $\mathbf{w}^{(n)}$ в центр объединения (FC), где выходной битовый вектор $\hat{\mathbf{b}}$ размерности MQ_0 создается на основе комбинирования битового уровня. Предполагаем, что FC является частью базовой сети, и, следовательно, пропускная способность каналов от портов ограничена. предполагаем, что беспроводной канал статичен в течение символа и испытывает плавное замирание. Кроме того, также предполагаем, что идеальная информация о состоянии канала (CSI) доступен на всех приемниках радиопортов. Общий принятый сигнал восходящей линии связи может быть записан как [2] [3]:

$$\mathbf{r} = \mathbf{H}(\mathbf{d})\mathbf{s} + \mathbf{n},$$

где $\mathbf{r} = [r_1, \dots, r_{NL}]^T$ - вектор принятого сигнала на всех портах;

$\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_M]^T$ - вектор переданных символов с единичной мощностью передачи, удовлетворяющей $E(\mathbf{s}^H \mathbf{s}) = 1$.

Предполагая, что мощность передачи равномерно разделена между передающими антеннами, $E(\mathbf{s}\mathbf{s}^H) = \sigma_s^2 \mathbf{I}_M = 1/M \mathbf{I}_M$. Кроме того, $\mathbf{n} = [n_1, \dots, n_{NL}]^T$ - вектор комплексного аддитивного белого гауссовского шума с $E[\mathbf{n}] = \mathbf{0}$ и ковариационной матрицей $E[\mathbf{n}\mathbf{n}^H] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{NL}$. Обозначим $\mathbf{H}(\mathbf{d})$ матрицу составного канала $NL \times M$ с влиянием мелкомасштабного замирания, а также крупномасштабного замирания, а \mathbf{d} - вектор расстояния $N \times 1$, где n - й элемент указывает расстояние между мобильная станция (MS) и порт (Port_N).

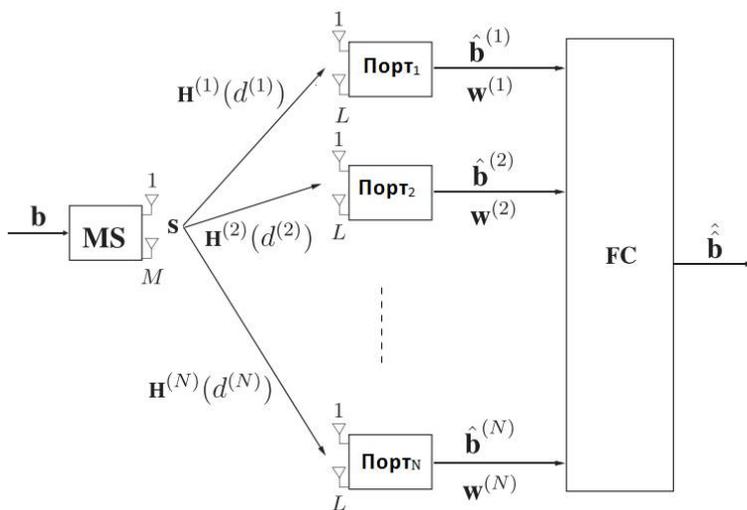


Рис. 1. Модель системы с распределенным MIMO

В соответствии с алгоритмом [4,5] последний обнаруженный бит $\hat{b}_k^{(n)}$ генерируется в FC путем реализации правила принятия решения по критерию максимального правдоподобия (ML).

$$\hat{b}_k = \arg \max_{b \in \{0,1\}} P \left[\hat{b}_k^{(1)}, \dots, \hat{b}_k^{(N)} \mid b_k = b \right] = \arg \min_{b \in \{0,1\}} D \left[\left\{ \hat{b}_k^{(1)}, \dots, \hat{b}_k^{(N)} \right\}, b \right],$$

где $D \left[\left\{ \hat{b}_k^{(1)}, \dots, \hat{b}_k^{(N)} \right\}, b \right] = \sum_{n=1}^N d_H \left(\hat{b}_k^{(n)}, b \right) \log \left[\frac{1-p_k^{(n)}}{p_k^{(n)}} \right]$. $d_H \left(\hat{b}_k^{(n)}, b \right) = \begin{cases} 1 & \hat{b}_k^{(n)} \neq b \\ 0 & \hat{b}_k^{(n)} = b \end{cases}$.

расстояние Хэмминга между $\hat{b}_k^{(n)}$ и b , $\hat{b}_k^{(n)}$ - k -й бит, обнаруженный в Порту N , $k = 1, \dots, MQ_0$.

Вероятность ошибки для BPSK равна [6]:

$$P_k = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right) + \frac{1}{2} \left(\frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right) \right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}} \right).$$

Вероятность ошибки для QAM-16 равна:

$$P_k = \frac{2}{m} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \operatorname{erfc} \left(\sqrt{\frac{3mE_b}{2(M-1)N_0}} \right),$$

$$q = \frac{E_b}{N_0}.$$

Для расчета вероятности ошибки была написана программа для Matlab. По результатам моделирования были получены вероятности ошибок для различных отношений сигнал-шум (ОСШ) при BPSK и QAM-16 (рис. 2, табл. 1):

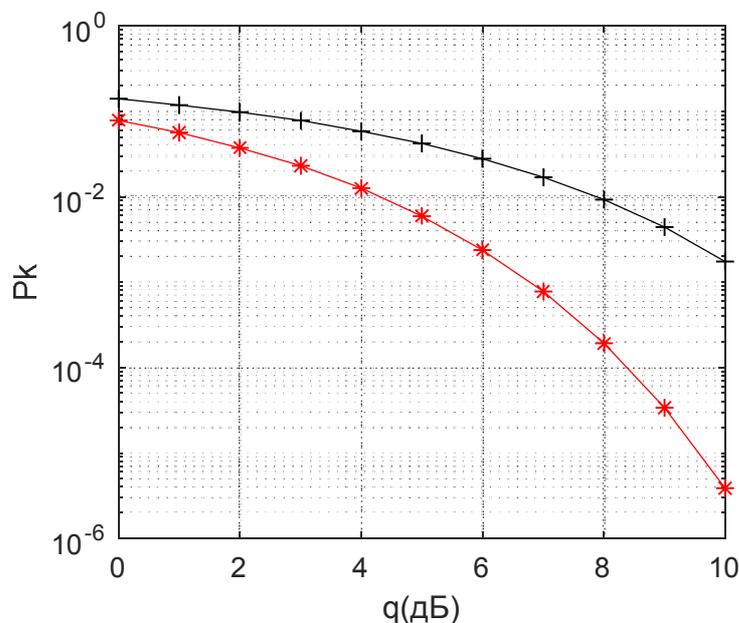
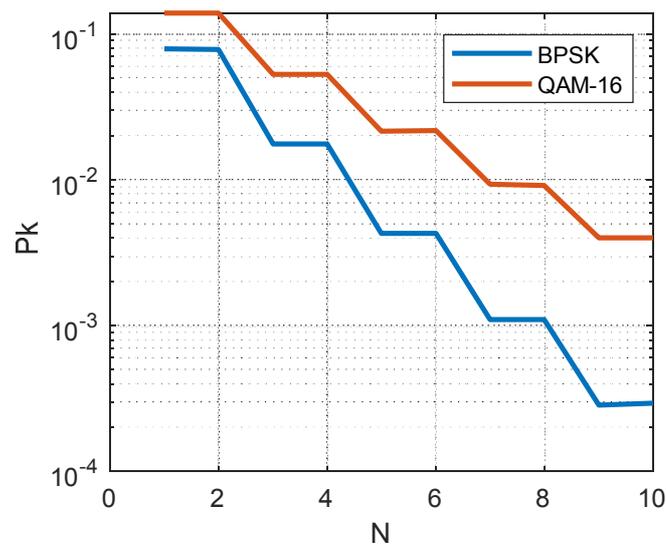


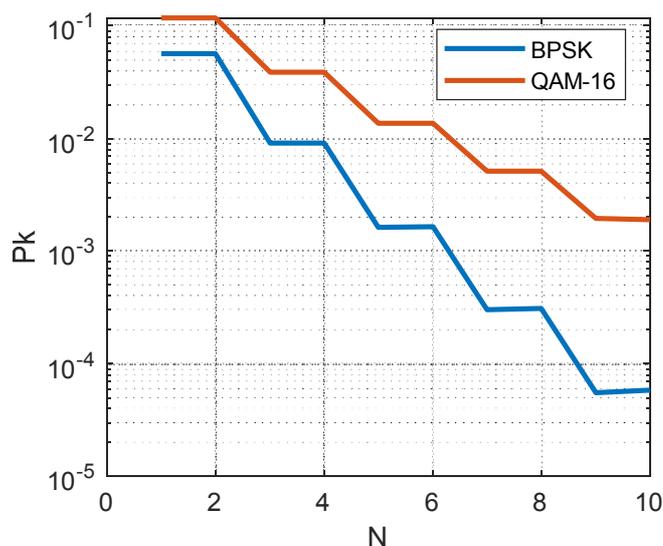
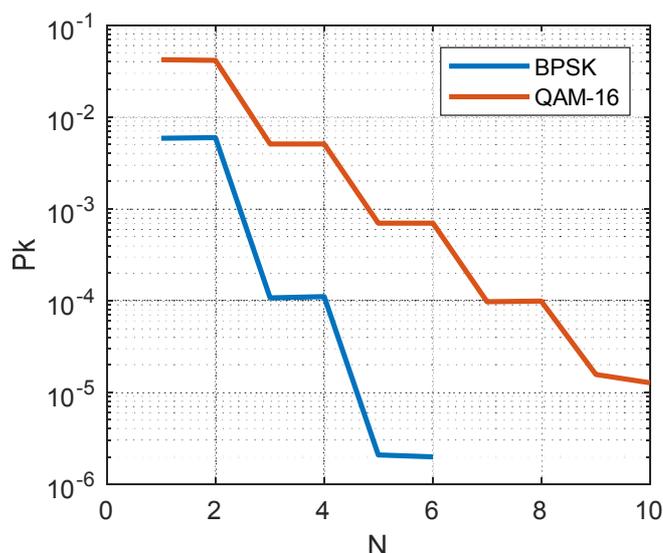
Рис. 2. Вероятность ошибки для BPSK и QAM-16 при различных ОСШ

Таблица 2 - Вероятности ошибок для различных отношений сигнал-шум

q (дБ)	P_k (BPSK)	P_k (QAM-16)
10	$3,87 \times 10^{-6}$	$1,75 \times 10^{-3}$
9	$3,36 \times 10^{-5}$	$4,39 \times 10^{-3}$
8	$1,91 \times 10^{-4}$	$9,25 \times 10^{-3}$
7	$7,73 \times 10^{-4}$	$1,69 \times 10^{-2}$
6	$2,388 \times 10^{-3}$	$2,78 \times 10^{-2}$
5	$5,954 \times 10^{-3}$	$4,189 \times 10^{-2}$
4	$1,25 \times 10^{-2}$	$5,86 \times 10^{-2}$
3	$2,28 \times 10^{-2}$	$7,74 \times 10^{-2}$
2	$3,75 \times 10^{-2}$	$9,75 \times 10^{-2}$
1	$5,62 \times 10^{-2}$	$1,183 \times 10^{-1}$
0	$7,86 \times 10^{-2}$	$1,391 \times 10^{-1}$

В Matlab была написана программа для моделирования вероятности побитовой ошибки для различного числа каналов при различных заданных вероятностях ошибки канала. Были построены графики зависимостей побитовой ошибки от числа каналов для различных вероятностей ошибки в канале для BPSK и QAM-16 (рис. 4-6):

Рис. 4. Вероятность ошибки для BPSK и QAM-16 при $q = 0$ дБ

Рис. 5. Вероятность ошибки для BPSK и QAM-16 при $q = 1$ дБРис. 6. Вероятность ошибки для BPSK и QAM-16 при $q = 5$ дБ

Таким образом, при увеличении отношения сигнал-шум и числа каналов вероятность побитовой ошибки будет уменьшаться. При $q = 5$ дБ и $N > 6$ вероятность ошибки слишком мала для дальнейшего вычисления. При достаточно большом ОСШ вероятность ошибки будет резко изменяться при увеличении числа каналов. При этом вероятность ошибки для BPSK будет ниже, чем для QAM-16.

Библиографический список

1. Emre Telatar. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels // Communication Network. 12 September 2008, pp. 1-28.
2. W. Roh and A. Paulraj. MIMO Channel Capacity for the Distributed Antenna Systems // 2002 IEEE 56th Vehicular Technology Conference, 2002. Proceedings. VTC 2002-Fall, (Vancouver, Canada), pp. 706–709, Sept. 2002.

3. D. Wang, X. You, J. Wang, Y. Wang, and X. Hou. Spectral Efficiency of Distributed MIMO Cellular Systems in a Composite Fading Channel // IEEE International Conference on Communications, ICC 2008, (Beijing, China), pp. 1259–1264, May 2008.
4. Harry Leib, Wenjing Lin. Uplink bit combining for multiple base-stations MIMO with applications to CoMP systems // Wireless Communications and Mobile computing, No. 16, 2014, pp. 192-208.
5. Wenjing Lin. Bit level diversity combining for D-MIMO // Department of Electrical & Computer Engineering McGill University Montreal, Canada, November 2011, pp. 1-147.
6. Vahid Meghdadi. BER calculation // Wireless Communications by Andrea Goldsmith, January 2008. <https://docplayer.net/30938313-Ber-calculation-vahid-meghdadi-reference-wireless-communications-by-andrea-goldsmith-january-ser-and-ber-over-gaussian-channel.html>

УДК 621.372; ГРНТИ 47.45.29

ЛОГОПЕРИОДИЧЕСКАЯ ДИПОЛЬНАЯ АНТЕННА С УЛУЧШЕННЫМИ ТЕХНИЧЕСКИМИ ПАРАМЕТРАМИ

А.А. Олмасов*, Р.Ш. Валетов*, А.Н. Салахитдинов**, Х.Б. Мирзокулов**

*ГУП «ЦЭМС» Служба Электромагнитной совместимости Самаркандской области,
Республика Узбекистан, Самарканд, kechkimet121@gmail.com

**Самаркандский филиал Ташкентского Университета Информационных Технологий
имени Мухаммада ал-Хоразмий,
Республика Узбекистан, Самарканд, axmad1984@mail.ru

Аннотация. В данной статье авторы представили разработанную логопериодическую измерительную антенну, работающую в диапазоне сверхвысоких частот и ее основных параметров. Измерения параметров разработанной антенны и аналогичных антенн проводились с помощью устройства портативного измерительного аппарата и генераторов сигналов, работающих в диапазоне частот от 350 МГц до 3 ГГц. Измерения показали, что средняя чувствительность разработанной антенны по сравнению с другими типами антенн и штыревой антенной порядка 15 дБм.

Ключевые слова: логопериодическая антенна, штыревая антенна, направленная антенна, чувствительность, сигнал, волна.

LOGOPERIODIC DIPOLE ANTENNA WITH IMPROVED TECHNICAL PARAMETERS

A.A. Almazov, R.S. Valetov, A.N. Salakhitdinov, H.B. Mirzokulov

*SUE "CEMS" Electromagnetic Compatibility Service of the Samarkand region,
Republic of Uzbekistan, Samarkand, kechkimet121@gmail.com

**Samarkand branch of Tashkent University of Information Technologies named after Muhammad al-Khorazmiy,
Republic of Uzbekistan, Samarkand, axmad1984@mail.ru

The summary. In this article, the authors have developed a log-periodic measuring antenna operating in the very high frequency range, and determined its main parameters. Measurements of the parameters of the developed antenna and similar antennas were carried out using the monitoring device and signal generators operating in the range from 350 MHz to 3 GHz, measurements showed that the average sensitivity of the developed antenna in comparison with the other types of antennas and the whip antenna is 15 dBm.

Keywords: log-periodic antenna, whip antenna, directional antenna, sensitivity, signal, wave.

Логопериодическая дипольная антенна (ЛПДА) [1-3] является специальным типом приемников высоких и сверхвысоких частот. В отличие от всенаправленных антенн (например, антенны типа «штыревой»), ЛПА принимает и передает радиоволны в одном направлении и, в отличие от стандартных направленных антенн, улавливает широкий диапазон частот.

В данной работе ЛПДА является основным объектом исследований. Изучены основные параметры ЛПДА по передаче и приему электромагнитных волн.

Одной из важных задач, которую успешно решает современная технология антенно-фидерных устройств, является создание этих сверхширокополосных антенн ЛПДА.

Определение диаграммы направленности излучения является одним из ключевых вопросов при проектировании моделей антенн. При этом мы должны обратить внимание на график, определяющий уровень и вектор принимаемого сигнала.

В идеале это должен быть один длинный лепесток (Рис.1.), вытянутый в виде четкого круга или расширения. Однако на практике этого достичь практически невозможно.

Одним из способов борьбы с не направленностью антенны и падением уровня сигнала является использование логопериодической антенны [4]. ЛПДА имеют широкий диапазон приема, хотя коэффициент усиления одинаковый с всенаправленными антеннами. Антенна хорошо сочетается с фидерным устройством т.е. полученный сигнал согласуется с передающим кабелем, так как сопротивление одинаковые.



Рис. 1. Диаграмма направленности с указанием названий лепестков

Само название логопериодической антенны происходит от двух основных особенностей этой антенны: во-первых, длины отдельных вибраторов связаны друг с другом логарифмически. Во-вторых, их периодическая структура. Расстояние между основными стержнями, расположенными на проводниках, определяется рабочим диапазоном частот устройства. Размеры вибраторов и их треугольные расстояния подчиняются закону геометрической прогрессии.

ЛПДА используются в системах беспроводной связи в диапазоне частот от 30 МГц до 30 ГГц относящимся к диапазонам очень высоких частот (ОВЧ), ультра сверхвысоких частот (УВЧ) и сверхвысоких частот (СВЧ). Кроме того, ЛПДА в настоящее время используются в современных системах беспроводной связи на частотах с выше 30 ГГц.

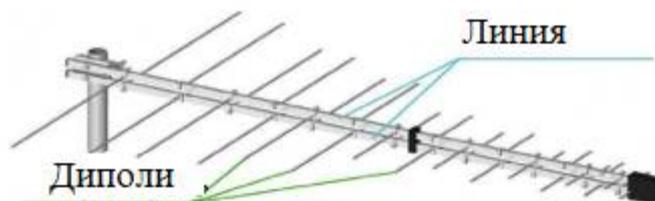


Рис. 2. Общий вид логопериодической антенны

Диапазон рабочих частот ЛПДА ограничен длиной самого длинного диполя l_{max} и длиной самого короткого диполя l_{min} . Рассмотрим расчётные формулы используется для определения размера диполей обычных ЛПДА и дают возможность проектировать.

$$l_{\max} \approx \frac{\lambda_{\max}}{2} \text{ и } l_{\min} \approx \frac{\lambda_{\min}}{2} \quad (1)$$

l_{\max} – соответствует нижнему диапазону частот (f_n). l_{\min} – Соответствует высокому диапазону частот ($f_в$). С использованием формулы (2) мы можем определить полезную полосу частот (B):

$$B = \frac{f_в}{f_n} \quad (2)$$

Плотность диполей между самым длинным диполем l_{\max} и самым коротким диполем l_{\min} зависит от размерного коэффициента τ и угла пика α . Длина диполей между самым длинным диполем l_{\max} и самым коротким диполем l_{\min} находится по следующей формуле:

$$l_{n+1} = l_n \cdot \tau, \quad (3)$$

Расстояние между диполями R_n определяется по следующей формуле:

$$R_n = 0,5 \cdot (l_n - l_{n+1}) \cdot \text{ctg} \alpha. \quad (4)$$

Ширина диполей (W_n) определяется по следующей формуле:

$$W_{n+1} = W_n \cdot \tau, \quad n = 1, 2, 3 \dots N. \quad (5)$$

Самая высокая частота приёма определяется самым коротким диполем, приблизительно равным $\lambda/3$ и самая низкая частота приёма, когда самый длинный диполь равен $\lambda/2$.

Ниже на рисунке 3 представлена логопериодическая дипольная антенна, которая была разработана нами с улучшенными техническими параметрами приема.



Рис. 3. Общий вид разработанной логопериодической антенны с улучшенными техническими параметрами

Свойства штыревой антенны известны [5-6]. Штыревая антенна представляет собой асимметричную колебательную антенну, изготовленную из цельного металлического стержня (состоящего из жестких или нескольких соединительных цепей) или гибкой стальной проволоки, состоящей из множества металлических изгибов. Эту антенну еще называют антенной Куликова. Антенна Куликова широко используется в военной и гражданской технике связи. Применяется во многих военных переносных коротковолновых (3 МГц - 30 МГц) и ультракоротковолновых (30 МГц - 3000 ГГц) маломощных радиостанциях Р-104, Р-105, Р-107М, Р-126, Р-159.

Дополнительно изучены свойства антенн НЕ 400 [7] в диапазоне частот от 300 МГц до 3 ГГц.

Сравнение характеристик антенны Рис.4. (частота/уровень) с другими антеннами, можно представить в виде сравнительного графика.

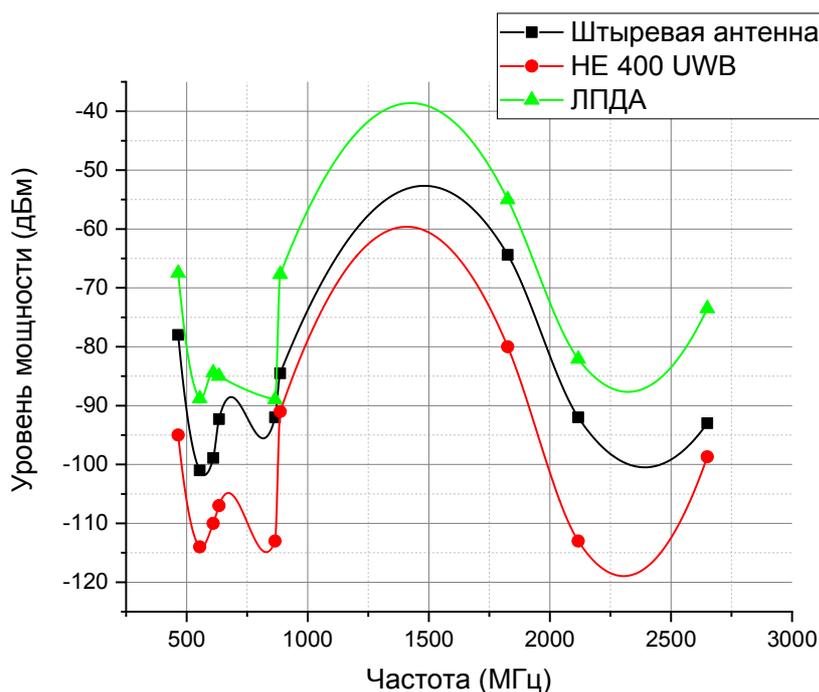


Рис. 4. Результаты измерений, проведенных по антеннам

Из приведенных результатов измерений (Рис.4) видно, что возможности разработанной нами логопериодической антенны, работающей в ультравысоком (УВЧ) диапазоне, намного выше. Целесообразно использовать такие антенны в жилых районах, где уровень сигнала слабый.

Как было сказано выше, антенна играет важную роль в измерении уровня сигнала, в процессе радиомониторинга. ЛПДА часто используются в качестве измерительной антенны в стационарных, мобильных и портативных станциях.

ЛПДА широко используются не только при радиомониторинге, но и для оценки эффективности современных беспроводных радиопередатчиков, что свидетельствует о том, что ЛПДА играют важную роль в измерении уровней сигналов в системах беспроводной связи.

Библиографический список

1. Воскресенский Д.И., Антенны и устройства СВЧ. Москва: Радио и связь, 1993.
2. J. Yang, On Conditions for Constant Radiation Characteristics for Log-Periodic Array Antennas, IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 58, 2010, pp. 1521-1526.
3. A.Toktas, Log-periodic dipole array-based MIMO antenna for the mobile handsets. Journal of Electromagnetic Waves and Applications vol.30, 2015, pp. 351 - 365.
4. Галицкая Е.О., Стенин Ю.М., Корчагин Г.Е. Лабораторные работы по распространению радиоволн и антеннам. – Казань: КФУ, 2014. – 40 с.
5. H. Wang et al. A novel broadband double whip antenna for very high frequency, Progress in Electromagnetics Research C, vol. 99, 2020, pp. 209-219.
6. Z. Zhijun, Antenna Design for Mobile Devices, John Wiley & Sons (Asia) Pte Ltd, 2011, ISBN:9780470824467
7. URL: https://www.rohdeschwarz.com/us/product/he400productstartpage_63493-319744.html

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОБНАРУЖЕНИЕ СИГНАЛА НА ИЗОБРАЖЕНИИ В ЗАДАЧАХ ПОИСКА УДАЛЁННОГО АБОНЕНТА В БЕСПРОВОДНЫХ ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ

К.И. Приходько

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, p.k.i.2016@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматривается задача обнаружения сигнала служебного канала удалённого терминала на базе матричного фотодиодного приёмника. Рассмотрены основные особенности решения такой задачи, а также приведены характеристики обнаружения для некоторых видов сигналов.

Ключевые слова: обнаружение сигнала на изображении, беспроводные оптические системы, критерий Неймана-Пирсона, согласованный фильтр.

SIGNAL DETECTION IN THE IMAGE WHEN SEARCHING FOR A REMOTE TERMINAL IN FREE-SPACE OPTICS

K.I. Prikhodko

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, p.k.i.2016@mail.ru*

The summary. The paper considers the problem of detecting the signal of the service channel of a remote terminal based on a matrix photodiode receiver. The main features of solving such a problem are considered, as well as the detection characteristics for some types of signals are given.

Keywords: image signal detection, free-space optics (FSO), Neumann-Pearson criterion, matched filter.

В последние 5 лет всё больший интерес возникает к беспроводным оптическим линиям связи (FSO-системы). Подобные технологии находят широкое применение в различных системах реального времени, а также там, где физическое соединение оптическим кабелем является нецелесообразным или невозможным. Одним из самых перспективных направлений применения таких систем является организация связи с подвижными объектами (организация связи в спутниковых группировках, системах ДЗЗ, а также построение сети между морскими судами).

Первостепенной задачей систем беспроводной оптической связи является поиск удалённого абонента. В случае неизвестного направления на искомый терминал эта задача решается сканированием заданного сектора, а на самом искомом терминале использованием системы панорамного освещения (маяк). Таким образом, задача сканирующего терминала сводится к обнаружению сигнала маяка удалённого терминала при помощи матрицы фотодиодов. В идеальном случае достаточно обнаружить пятно на полученном изображении, однако в большинстве случаев полученный сюжет имеет большое количество аналогичных объектов (блики водной поверхности, огни ночных городов и т.д.). Применение хорошо известных алгоритмов бинаризации [1, 2], с последующим выделением связанных областей не решает данную проблему, что требует принципиально другого подхода к удалению фоновой засветки.

В работе предлагается модулировать излучение маяка полезным сигналом $s(t)$, а на приёмной стороне производить анализ временной последовательности кадров и нахождение связанных областей, где присутствует полезный сигнал. При этом движение цели по полю изображения существенно затрудняет применение данного подхода, т.к. полезный сигнал не будет присутствовать в одних и тех же пикселях на протяжении времени анализа. Наиболее простым вариантом преодоления данной проблемы является сегментирование исходного изображения и получения нового по следующему принципу:

- 1) Исходное изображение разбивается на сегменты $N \times N$ с перекрытием, достаточным, чтобы всё время анализа цель находилась хотя бы в одном сегменте (для

пятна от цели диаметром 16 пикселей и скоростью движения по полю изображения 8 пикселей/с достаточно взять сегменты 32x32 с перекрытием 50%);

- 2) Пиксели, попавшие в один сегмент суммируются, образуя при этом пиксель нового изображения (рабочее изображение).

Пример формирования четырёх сегментов 32x32 с 50 % перекрытием приведён на рисунке 1.

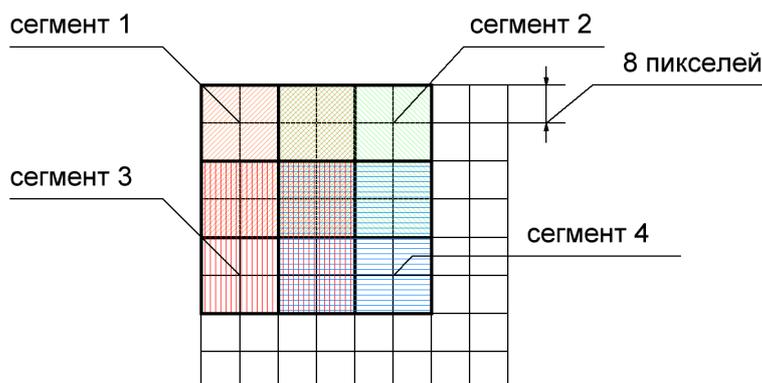


Рис. 1. Пример формирования 4 сегментов 32x32 с 50 % перекрытием.

Движение цели по полю изображения, вызванное взаимным перемещением спутников или бртовой качкой (в случае морского применения), накладывает жёсткие требования на скорость работы системы наведения. Для этого требуется высокая частота выдачи целеуказаний (>300 Гц), что не предполагает накопления большого числа кадров для анализа, а следовательно также ограничивает и пространство доступных сигналов $s(t)$.

Обнаружение гармонического сигнала с неизвестной амплитудой и случайной начальной фазой предполагает вычисление квадратурных составляющих корреляционного интеграла [3], что для дискретного случая эквивалентно вычислению отсчёта ДПФ для конкретного канала. Из-за неизвестной начальной дальности до цели, синусоидальный сигнал на близких расстояниях может сильно насытить приёмную матрицу, что сильно исказит его форму, поэтому в дальнейшем в качестве альтернативы синусоидального сигнала рассматривается меандр, а обнаруживается его первая гармоника.

Формирование отсчёта яркости в каждом пикселе на фотоприёмной матрице производится путём интегрирования в течение времени экспозиции падающего на неё оптического сигнала. Это означает, высокую чувствительность к фронтам сигнала, которая будет проявляться в искажении принятых дискретных отсчётов, а именно: при попадании фронта сигнала в середину времени экспозиции не будет видно резких переходов, что в конечном счёте приводит к проигрышам в отношении сигнал/шум.

Помимо меандра в качестве сигнала $s(t)$ в работе также рассмотрены код Баркера 7 и сигнал $s_5^T = [1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]$. Не рассмотрены коды Баркера меньшей длины, из-за наличия в них всего одного перехода с 1 в -1 и обратно. Наличие только одного перехода приводит к возникновению ложных целей при движении по полю изображения ярких объектов [4]. Из-за ограничения на количество дискретных отсчётов полезного сигнала $s(t)$ везде рассматривается случай двух дискретных отсчётов на один символ кода.

После накопления в памяти N_F рабочих изображений происходит их обработка с целью формирования фильтрованного изображения. Обработка заключается в следующем:

- а) Из памяти, где хранятся N_F рабочих изображений, последовательно извлекаются пиксели, расположенные на k -ой позиции каждого из рабочих изображений, и записываются

в регистр (рисунок 2). Этот регистр далее по тексту будем называть вектором входного процесса и обозначать \mathbf{x} .

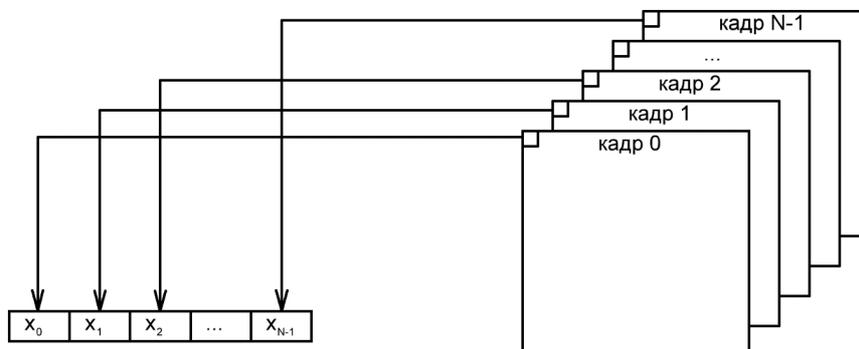


Рис. 2. Запись N пикселей в регистр

б) Элементы вектора \mathbf{x} нормируются:

- в массиве ищется минимальный элемент и вычитается из всех элементов массива (таким образом удаляется подставка и минимальный элемент приводится к нулю);
- находится среднее значение элементов полученного вектора;
- из всех элементов вектора вычитается среднее значение, умноженное на k_{sc}

$$x_i = x_i - k_{sc} M[\mathbf{x}],$$

где x_i – i -ый элемент вектора \mathbf{x} ;

k_{sc} – весовой коэффициент;

$M[\mathbf{x}]$ – среднее значение элементов вектора \mathbf{x} .

Значение k_{sc} зависит от сигнала \mathbf{s} , который используется в качестве эталонного и нужен для оставления части постоянной составляющей во входном процессе \mathbf{x} , чтобы сделать его максимально похожим на эталон (например, для $\mathbf{s} = \mathbf{s}_s^T = [1 \ 1 \ -1 \ 1 \ -1]$, коэффициент

$$k_{sc} = \frac{5}{6}).$$

в) Формируется новый вектор \mathbf{x}_{B_i} :

$$i=0 \dots N_s - 1$$

$$x_{B_i} = \sum_{n=0}^{N_{sign} - 1} x_{i \cdot N_{sign} + n},$$

где N_s - количество символов кода, N_{sign} - количество отсчётов в одном символе кода.

г) Производится свёртка вектора \mathbf{x}_B с импульсной характеристикой \mathbf{b} согласованного фильтра

$$y = \mathbf{b}^T \mathbf{x}_B,$$

Результат свёртки y сравнивается с порогом и выносится решение о наличии цели в данном пикселе рабочего изображения. Пункты а – г повторяются для каждого пикселя рабочего изображения.

На рисунке 3 приведено семейство характеристик обнаружения для кода Баркера 7 ($N_s = 7, N_{sign} = 2, N_F = N_s \cdot N_{sign} = 14$), сигнала s_5 ($N_s = 5, N_{sign} = 2, N_F = N_s \cdot N_{sign} = 10$) и меандра ($N_F = 8, 2$ периода). В скобках от сигнала указан фазовый сдвиг внутри одного периода дескрипции. 0° соответствует максимально крутым фронтам, 180° соответствует случаю наибольшим проигрышам в отношении сигнал/шум, когда каждый фронт принимаемого оптического сигнала максимально сглажен, потому что находится в середине времени экспозиции. Вероятность ложной тревоги для всего поля рабочего изображения $64 \times 7 F = 10^{-4}$. В качестве модели помехи, в силу центральной предельной теоремы, выбран шум с нормальным распределением, т.к. каждый пиксель рабочего изображения получен путём суммирования пикселей исходного изображения в сегменте 32×32 .

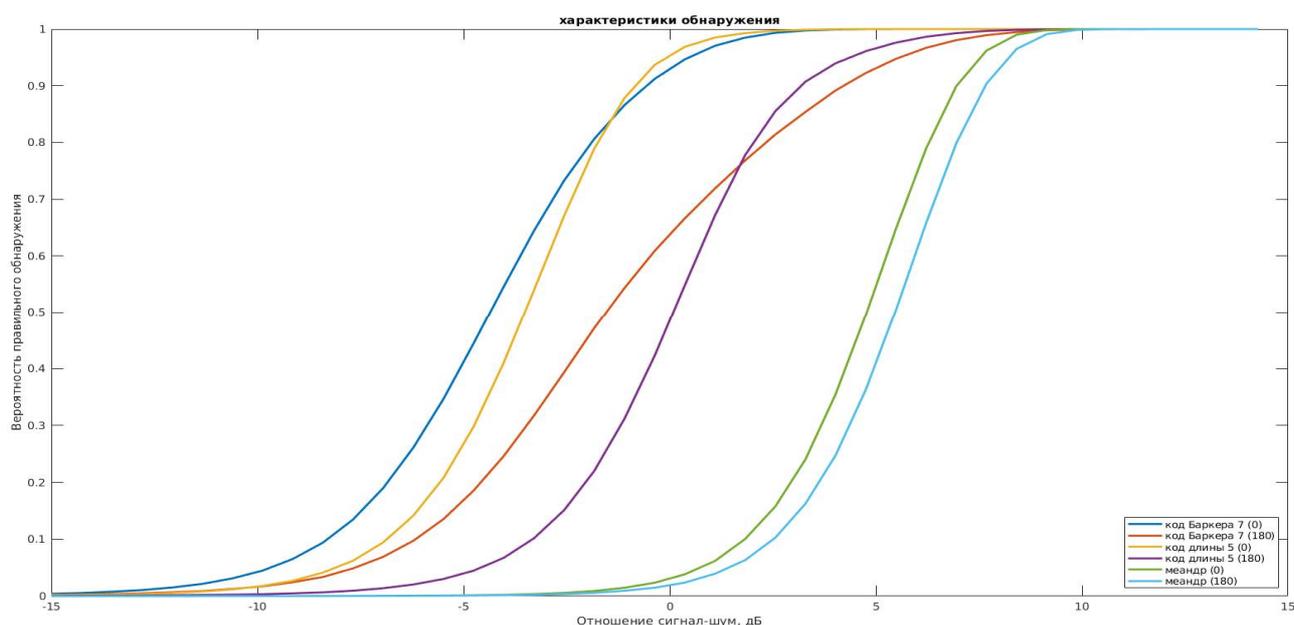


Рис. 3. Семейство характеристик обнаружения.

На основании приведённых графиков можно заметить, что использование кода Баркера 7 больше подходит для космических линий, где можно использовать более длительное накопление, так как угловая скорость объектов невысокая, а расстояния очень большие, хотя при отношении сигнал-шум минус 2 дБ, s_5 ничем не уступает коду Баркера 7. В то время как применение кодов меньшей длины целесообразней применять для морской связи, где угловая скорость цели может достигать $10^\circ/\text{с}$, а дальность ограничена прямой видимостью.

Библиографический список

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. - М.: Техносфера, 2006. - 1072 с.
2. Николаев, Д. П. Критерии оценки качества в задаче автоматизированной настройки алгоритмов бинаризации /Д. П. Николаев, А. А. Сараев // Труды ИСА РАН. – 2013. – № 3 (63).– С. 85–94
3. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации, - М.: Радио и связь – 1983
4. А.А. Боев, С.Н. Кузнецов, Б.Ю. Огнев, К.И. Приходько. Высокоскоростной алгоритм работы датчика оси диаграммы направленности в лазерных системах связи // Лазерно-информационные технологии: труды XXIX Международной конференции/ФГБОУ ВО «Белгородский государственный технологический университет им. В.Г. Шухова». – Новороссийск:НФ ФГБОУ ВО «БГТУ», 2021.-252 с.

УДК 621.396.2; ГРНТИ 49.43.29

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СХЕМЫ АЛАМОУТИ В БЕСПРОВОДНЫХ MIMO СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ НАЛИЧИИ ПОМЕХ

В. Н. Т. Нгуен

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, thuan.nvn88@gmail.com*

Аннотация. Многие системы передачи информации основаны на MIMO технологии и ортогональном пространственно–временном блочном кодировании разнесения передачи для создания оптимальной системы разнесения. Система с оптимальным разнесением фиксирует и оптимизирует эффекты канала при многолучевом и Рэлеевском замирании с максимальной энергоэффективностью. Однако задача не ограничивается устранением потерь в каналах при многолучевых воздействиях. Восприимчивость к помехам является серьезной уязвимостью в перспективных беспроводных системах передачи информации. Целью работы является повышение эффективности Аламоути схемы в беспроводных MIMO системах при наличии помех.

Ключевые слова: MIMO системы, Аламоути схема, помеха.

IMPROVING EFFICIENCY OF THE ALAMOUTI SCHEME IN MIMO WIRELESS INFORMATION TRANSMISSION SYSTEMS IN THE PRESENCE OF INTERFERENCE

V. N. T. Nguyen

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, thuan.nvn88@gmail.com*

Abstract. Many information transmission systems are based on MIMO technology and orthogonal space–time block coding of transmission diversity to create an optimal diversity system. The system with optimal separation captures and optimizes channel effects during multipath and Rayleigh fading with maximum energy efficiency. However, the task is not limited to eliminating channel losses during multipath impacts. Susceptibility to interference is a serious vulnerability in promising wireless information transmission systems. The aim of the work is to increase the efficiency of the Alamouti scheme in wireless MIMO systems in the presence of interference.

Keywords: MIMO systems; Alamouti scheme; interference.

Одной из основных задач, решаемых в системах передачи информации, является обеспечение требуемой помехоустойчивости. Особенно актуальна задача уменьшения влияния помех от сторонних источников мешающих излучений. Теоретические основы алгоритмов обработки сигналов на фоне помех хорошо разработаны [1]. Вместе с тем развитие беспроводных систем передачи информации стимулирует поиск новых методов и алгоритмов. В работах [2-4] исследуется применение метода прямого расширения спектра и метода скачкообразного изменения частоты для повышения помехоустойчивости. Предлагается использовать рандомизированную схему прямого расширения спектра, что позволяет не применять распределение ключей. Для расширения спектра предлагается применять несколько кодовых последовательностей с различным уровнем взаимной корреляции. Недостатком методов расширения спектра является использование дополнительного частотного ресурса для обеспечения помехоустойчивости.

В условиях ограниченного частотного ресурса применяются методы пространственного формирования и обработки сигналов [5-8]. В работе [9] для подавления помех предлагается использовать комбинацию механического и программного формирования диаграммы направленности. Для механического формирования луча используется 2-х элементная антенна. Испытания прототипа показали его высокую помехоустойчивость, а также возможность меньшее число элементов по сравнению с чисто программным

управлением. Для уменьшения влияния помех в беспроводных системах связи используются MIMO (Multiple Input Multiple Output) системы с несколькими антеннами [7, 8] на приемной и передающей сторонах. Они обеспечивают эффективное уменьшение замираний сигналов за счет использования методов пространственно-временной обработки (кодирования), а также подавление помех.

Блочное кодирование подразумевает преобразование некоторой комбинации K исходных символов в соответствующую комбинацию результирующих символов. В результате пространственно-временного блочного кодирования из исходной последовательности сигнальных символов $\underline{X} = \{\underline{x}_1, \underline{x}_2, \dots, \underline{x}_K\}$ формируется матрица закодированных сигнальных символов \underline{S} с тем же количеством строк что и количество передающих антенн (N_{Tx}), которые определяют передачу символов каждой из передающих антенн, и P столбцов, которые определяют передачу символов в каждом временном такте. Таким образом, скорость кодирования определяется отношением $R = \frac{K}{P}$.

Впервые пространственно-временной код был предложен Аламоути в 1998 г. и был предназначен для передачи двух символов через две антенны ($N_{Tx} = 2$) в два такта времени ($P = 2$) [11]. Позже код Аламоути был обобщен на случай произвольного числа передающих антенн. Код Аламоути относится к ортогональным кодам, обладающим простотой декодирования и позволяющим при отсутствии помех произвести безошибочное декодирование. Достоинством этого кода является его высокая вычислительная эффективность по сравнению с алгоритмом максимального правдоподобия, а также простое пространственное кодирование, не требующее канальной матрицы.

Целью работы является повышение эффективности зависимости вероятности ошибки от различных параметров с помощью Аламоути схемы в беспроводных MIMO системах при наличии помех.

Пусть имеется система MIMO Аламоути 2×2 передачи информации, пространственная структура которой определяется расположением на плоскости 2 передающих антенны, 2 приемных антенн и источника помех с 1 антенной с координатами $x_{Txm}, y_{Txm}, m = 1, 2$, $x_{Rxn}, y_{Rxn}, n = 1, 2$, и x_z, y_z соответственно как показано на рисунке 1.

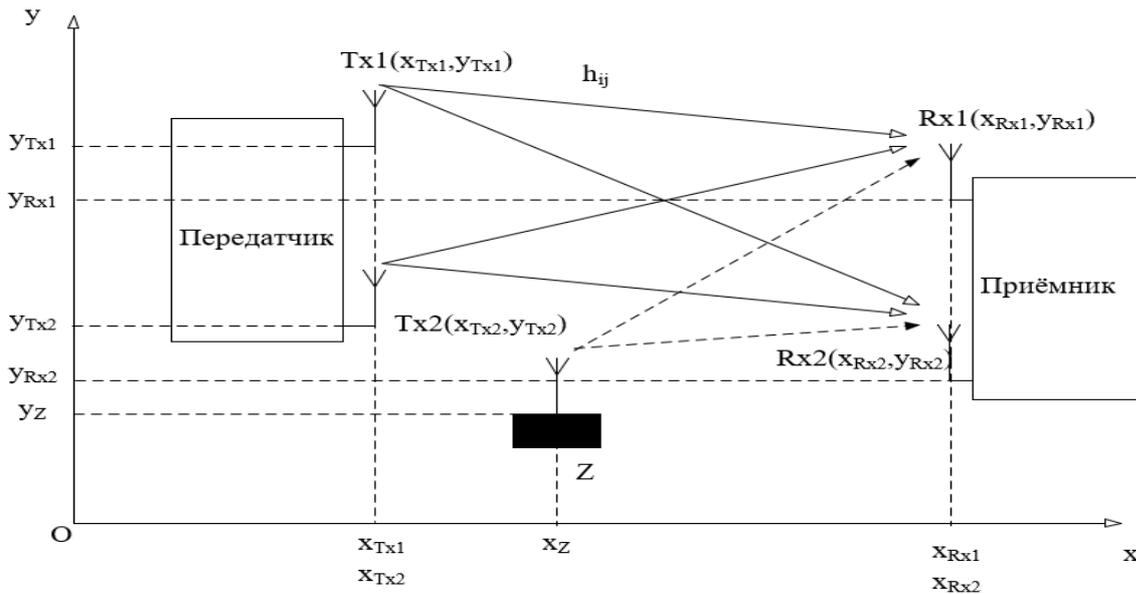


Рис .1. Схема Аламоути 2x2

При распространении от передатчика к приемнику электромагнитная волна изменяется по амплитуде и фазе. Эти изменения задаются 2×2 матрицей канальных коэффициентов \mathbf{H} . Матрица комплексных коэффициентов усиления \mathbf{H} отражает преобразование амплитуды и фазы сигнала в рассматриваемой пространственной структуре передающих и приемных антенн. Структура системы связи позволяет учитывать как прямое распространение радиоволн, так и их диффузное рассеяние. Канальная матрица прямого пути распространения радиоволны имеет вид:

$$\mathbf{H}^{\text{LOS}} = \left\{ \frac{\sqrt{D_{\text{TX}} D_{\text{RX}}}}{F} e^{-j2\pi \frac{R(n,m)}{\lambda}}, n = 1, \dots, N_{\text{RX}}, m = 1, \dots, N_{\text{TX}} \right\}, \quad (1)$$

где $R(n, m) = \sqrt{(x_{\text{Rxn}} - x_{\text{Txm}})^2 + (y_{\text{Rxn}} - y_{\text{Txm}})^2}$ – расстояние между m -й передающей и n -й приемной антеннами, F – затухание амплитуды на пути распространения сигнала, D_{TX} – коэффициент усиления передающей антенны, D_{RX} – коэффициент усиления приемной антенны. В дальнейшем полагаем, что перемещение системы координат каждой из антенн приводит к одинаковому изменению модулей и аргументов всех канальных коэффициентов. При диффузном рассеянии траектории распространения радиоволн априори не известны. Представим коэффициенты диффузной канальной матрицы размера $N_{\text{RX}} \times N_{\text{TX}}$ в виде независимых гауссовских случайных величин \mathbf{H}^{DIF} с дисперсией $D^{\text{DIF}} = \frac{D_{\text{TX}} D_{\text{RX}}}{F^2}$.

Мощности сигналов, приходящих по прямому пути распространения и путям диффузного рассеяния, связаны между собой фактором Райса K_s , который зависит от расстояния [10]. Следовательно, канальная матрица получается путем сложения канальных матриц для прямого пути распространения радиоволны и для путей диффузного рассеяния:

$$\mathbf{H} = \sqrt{\frac{1}{K_S + 1}} \mathbf{H}^{\text{DIF}} + \sqrt{\frac{K_S}{K_S + 1}} \mathbf{H}^{\text{LOS}}. \quad (2)$$

Аналогично для канального вектора-столбца между источником помех и приемником:

$$\mathbf{H}_Z = \sqrt{\frac{1}{K_Z + 1}} \mathbf{H}_Z^{\text{DIF}} + \sqrt{\frac{K_Z}{K_Z + 1}} \mathbf{H}_Z^{\text{LOS}}, \quad (3)$$

где K_Z - фактор Райса для помехи; $\mathbf{H}_Z^{\text{LOS}}$ - канальный вектор размера $N_{\text{RX}} \times 1$ прямого пути между источником помех и приемником; $\mathbf{H}_Z^{\text{DIF}}$ - диффузный канальный вектор размера $N_{\text{RX}} \times 1$.

Каждые два временных такта два символа $\mathbf{X} = \{x_1, x_2\}$ поступают на кодер и формируют элементы сигнальной матрицы $\mathbf{S}_2 = \{s_{np}, n=1, 2; p=1, 2\}$. Предложенная Аламоути кодовая матрица [11] имеет вид $\mathbf{S}_2 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$. Таким образом, в момент времени 1 антенна 1 передает символ x_1 , а антенна 2 передает символ x_2 . В следующий момент времени 2 антенна 1 передает символ $-x_2^*$, а антенна 2 передает символ x_1^* . За два такта передается два символа, поэтому скорость пространственно-временного кодирования $R = 1$. Достоинством данного кода является отсутствие необходимости в увеличении ширины спектра сигнала и времени передачи одного символа.

На приемной стороне сигнал принимается каждой из приемных антенн в два последовательных момента времени:

$$\mathbf{Y}_m = \begin{bmatrix} y_{m1} \\ y_{m2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{q}{2}} \mathbf{S}_2 \mathbf{H}_m + \mathbf{V}_m = \sqrt{\frac{q}{2}} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} h_{m1} \\ h_{m2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{m1} \\ v_{m2} \end{bmatrix},$$

где m - номер приемной антенны; \mathbf{H}_m - m -ая строка матрицы \mathbf{H} ; \mathbf{V}_m - m -ая строка матрицы помехи \mathbf{V} .

Суммируя статистику всех приемных антенн, получим:

$$\mathbf{Z} = \begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = \sum_{m=1}^{N_{\text{RX}}} \mathbf{Z}_m = \sum_{m=1}^{N_{\text{RX}}} \begin{bmatrix} z_{m1} \\ z_{m2} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{q}{2}} \sum_{m=1}^{N_{\text{RX}}} (|h_{m1}|^2 + |h_{m2}|^2) \times \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \sum_{m=1}^{N_{\text{RX}}} \begin{bmatrix} w_{m1} \\ w_{m2} \end{bmatrix}.$$

В результате кодирования Аламоути и соответствующего декодирования в приемнике каждая из компонентов полученной статистики содержит только один из передаваемых символов.

Одним из наиболее важных способов определения качества цифровой системы передачи является измерение ее вероятности ошибки ($P_{\text{ОШ}}$). Вероятность ошибки вычисляется путем сравнения переданной последовательности битов с принятыми битами и подсчета количества ошибок. Отношение количества битов, полученных с ошибкой, к общему количеству полученных битов является вероятностью ошибки:

$$P_{\text{ош}} = \frac{N_{\text{ошб}}}{N_{\text{бум}}}, \quad (4)$$

где $N_{\text{ошб}}$ - количества битов, полученных с ошибкой ;

$N_{\text{бум}}$ - общее количество полученных битов.

Проведем сравнительный анализ зависимостей вероятности ошибки ММО Аламути системы передачи информации от значений отношения сигнал-шум q , отношения помеха-шум p и фактора Райса для сигнала и помехи при различных соотношениях коррелированной и некоррелированной составляющих сигнала и помехи методом статистического моделирования, где $q = \frac{P_s}{P_N}$, P_s - мощность сигналов, передающихся из всех

передающих антенн, P_N - мощность шума в приемных антеннах и $p = \frac{P_Z}{P_N}$, P_Z - мощность помехи, P_N - мощность шума в приемных антеннах

На рисунке 2 приведены зависимости вероятности ошибки от значений отношения сигнал-шум при $p = 20$ дБ, $K_z = 100$, $K_s = 0,5$ для случаев $N_{\text{TX}} = N_{\text{RX}} = 2$ и $N_{\text{TX}} = 2; N_{\text{RX}} = 1$. Координаты антенн: $x_{\text{Tx1}} = 0$, $y_{\text{Tx1}} = 0$, $x_{\text{Tx2}} = 0$, $y_{\text{Tx2}} = d$, $x_{\text{Rx1}} = 50000$, $y_{\text{Tx1}} = 70000$, $x_{\text{Tx2}} = 50000$, $y_{\text{Tx2}} = 70000 + d$, $x_{\text{Zx1}} = -50000$, $y_{\text{Zx1}} = -70000$, $d = 0,5$ - расстояние между элементами антенн.

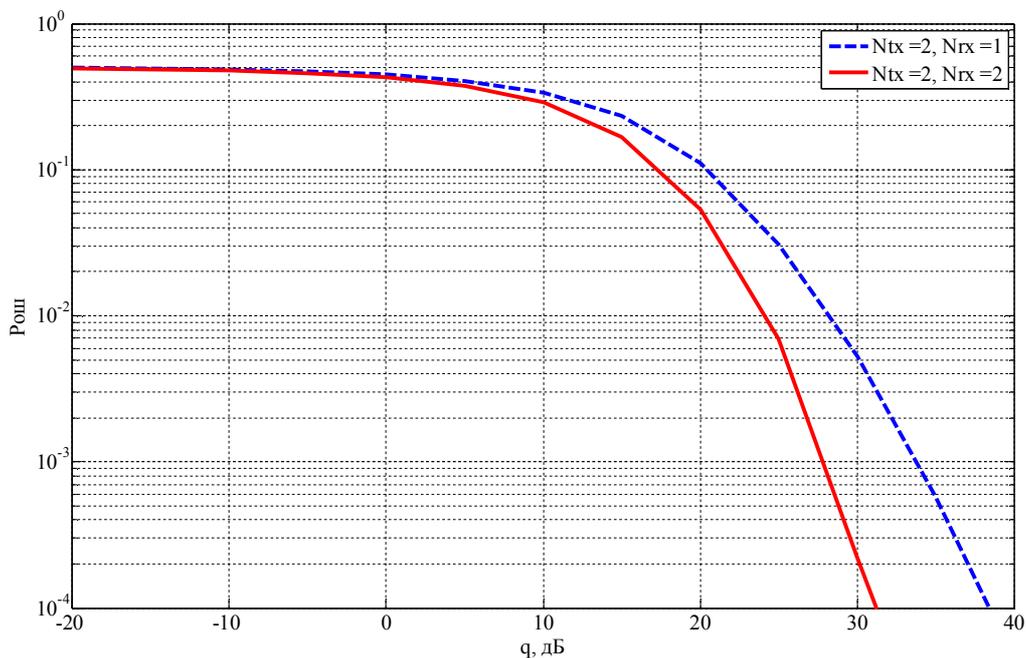


Рис. 2. Зависимость вероятности ошибки от значений отношения сигнал-шум

Анализ показывает, что при значении вероятности ошибки $P_{\text{ош}} = 4 \times 10^{-3}$ схема Аламути 2x2 дает выигрыш 5 дБ по значению отношения сигнал-шум чем схема Аламути 2x1.

На рисунке 3 приведены зависимости вероятности ошибки от значений отношения помеха-шум при $q_s = 10$ дБ, $K_z = 100$, $K_s = 0.5$ для случаев $N_{\text{TX}} = N_{\text{RX}} = 2$ и $N_{\text{TX}} = 2; N_{\text{RX}} = 1$.

Координаты антенн: $x_{Tx1} = 0$, $y_{Tx1} = 0$, $x_{Tx2} = 0$, $y_{Tx2} = d$, $x_{Rx1} = 50000$, $y_{Rx1} = 70000$, $x_{Rx2} = 50000$, $y_{Rx2} = 70000 + d$, $x_{Zx1} = -50000$, $y_{Zx1} = -70000$, $d = 0,5$ - расстояние между элементами антенн.

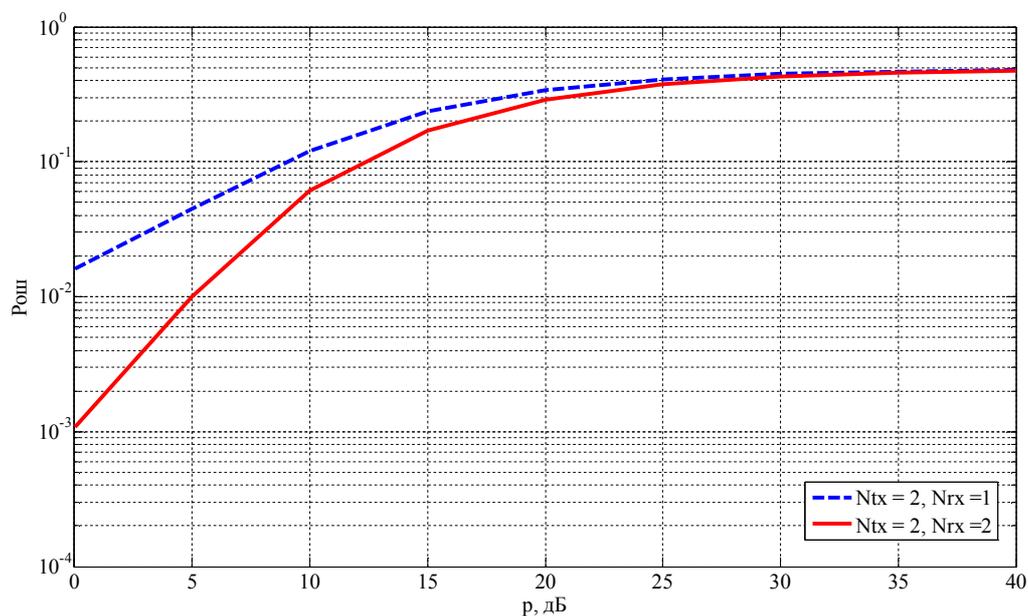


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки от значений отношения помеха-шум

Анализ показывает, что при малых значениях отношения помех-шум схема Аламоути 2x2 дает меньше вероятности ошибки чем схема Аламоути 2x1. При больших значениях отношения помех-шум вероятность ошибки увеличивает до наилучшего значения ($P_{ош} = 0,5$).

По результатам моделирования можно сделать вывод, что MIMO Аламоути 2x2 обеспечивает лучшую вероятность ошибки, чем MIMO Аламоути 2x1, поскольку конфигурации антенн MIMO 2x2 имеют больше каналов, чем конфигурации антенн MIMO 2x1. Схема Аламоути 2x2 дает больше выигрыша по отношениям сигнал-шум и помех-шум чем схема Аламоути 2x1 при одном значении вероятности ошибки.

Для повышения помехоустойчивости схемы Аламоути можно использовать более числа приемных антенн или применять более сложные сигнально-кодовые конструкции, например QAM, OFDM совместно с помехоустойчивым кодированием Рида-Маллера, турбокодированием, сверточным кодированием.

Библиографический список

1. Telatar I.E. Capacity of multi-antenna Gaussian channels. // European Transactions on telecommunication. 1999. Vol. 10, No 6. – Pp. 585-595.
2. Kuhn V. Wireless communications over MIMO channels: Applications to CDMA and multiple antenna systems. John Wiley & Sons, 2006. – 388 p.
3. Бакулин М.Г., Варукина В.В., Крейнделин В.Б. Технология MIMO: принципы и алгоритмы. М.: Горячая линия – Телеком, 2014. - 244 с.
4. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. М.: Радиотехника, 2014. – 632 с.
5. Паршин Ю.Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех. М.: КУРС, 2021. – 200 с.
6. Монзинго Р.А, Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. – 448 с.
7. Колупаева А.С., Паршин Ю.Н. Пропускная способность MIMO системы при наличии пространственно коррелированных помех. // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXVI международной научно-технической конференции. Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2020, Т.5 – С. 156-161.

8. Zeng H., Cao C., Li H., Yan Q. Enabling jamming-resistant communication in wireless MIMO network // Proceedings of the IEEE Conference on communications and network security, 2017. – Pp. 194-202.
9. Yan Q., Zeng H., Jiang T., Li M., Lou W., Hou Y.T. MIMO-based jamming resilient communication in wireless network. // Proceedings of the IEEE INFOCOM 2014 - IEEE Conference on Computer Communications, 2014. – Pp. 2697-2706.
10. Greenstein L.J., Ghassemzadeh S., Erceg V., Michelson D.G. Ricean K-factors in narrowband fixed wireless channels: Theory, experiments, and statistical models. // IEEE Transactions on vehicular technology, 2009, 58(8). – Pp. 4000-4012.
11. Alamouti S.M. A simple transmit diversity technique for wireless communication // IEEE Journal on select areas in communications. 1998. Vol.16. № 8. P.1451-1458.

СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 621.395.7; ГРНТИ49.33.29

МЕТОДЫ ЗАЩИТЫ ПЕРЕДАВАЕМОГО ТРАФИКА ОТ ВЛИЯНИЯ АВАРИЙ НА ТРАНСПОРТНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ

А.Б. Фокин, К.А. Батенков

Академия ФСО России, г.Орел, tatarin57ru@mail.ru

Аннотация. Современные транспортные сети обладают высокой пропускной способностью, по этой причине сеть становится уязвима даже перед кратковременными перерывами связи, приводящие к потере передающего трафика. Таким образом, существует потребность в своевременном принятии мер по повышению надежности таких сетей. В работе рассмотрены основные методы защиты информации от влияния аварий на транспортных сетях связи. К данным методам относят методы защиты переключением (Protection) и методы динамического восстановления (Restoration). Описаны основные достоинства и недостатки данных методов.

Ключевые слова: сеть, надежность, отказ, методы, качество услуг.

METHODS OF TRANSMITTING TRAFFIC PROTECTION FROM THE IMPACT OF ACCIDENTS ON TRANSPORT COMMUNICATION NETWORKS

A.B. Fokin, K.A. Batenkov

Academy FSO of Russia, Orel, tatarin57ru@mail.ru

Annotation. Modern transport networks have high bandwidth, for this reason, the network becomes vulnerable even to short-term interruptions of communication, leading to loss of transmitting traffic. Thus, there is a need for timely measures to improve the reliability of such networks. The article considers the main methods of protecting information from the impact of accidents on transport communication networks. These methods include switching protection methods and dynamic recovery methods. The main advantages and disadvantages of these methods are described.

Keywords: network, reliability, failure, methods, quality of services.

Введение

Современный рынок информационных и телекоммуникационных услуг продолжает оставаться одним из наиболее активно развивающихся секторов в мире. Модернизация и строительство телекоммуникационных систем, повсеместное проникновение Интернет, увеличение мобильных пользователей, расширение сетей хранения данных и другие тенденции развития этой отрасли требует высокоскоростных и надежных транспортных сетей связи. При этом создание структурно надежных транспортных сетей предполагает формирование высокосвязных топологических структур, с возможностью обеспечения механизмов резервирования.

Современные транспортные сети, обладающие высокой пропускной способностью и скоростью передачи, используют в качестве направляющих систем волоконно-оптические линии связи на основе спектрального разделения каналов (WDM, Wavelength Division Multiplexing). Обеспечивая передачу информации на высоких скоростях, транспортная сеть становится чувствительна даже перед кратковременными перерывами связи, приводящие к потере большого объема передающего трафика. Поэтому существует потребность в своевременном принятии мер по повышению надежности таких сетей, тем самым обеспечивая необходимые требования по предоставлению различного спектра информационных и телекоммуникационных услуг операторами связи. Поэтому задача обеспечения структурной надёжности таких сетей является актуальной [1].

Методы защиты передаваемого трафика от влияния аварий на транспортных сетях связи

На территории Российской Федерации приказом Мининформсвязи РФ от 27 сентября 2007г. №113 определены технические нормы на показатели функционирования устойчивости различных сетей связи [2]. Требуемые показатели устойчивости сетей связи, обеспечиваются путем создания новых и совершенствовании существующих методов защиты передающих информационных потоков от влияния аварий на сети связи [3].

Одним из основных типов аварий на сетях связи являются отказы. Согласно [4] отказ это событие, заключающее в нарушении работоспособного состояния объекта, а при работе на сетях связи под отказом будем понимать перерыв в предоставлении услуги связи пользователю. Отказ на сети связи может быть как частичным, когда услуга предоставляется с пониженным качеством так и полным, когда услуга не предоставляется вообще. Зная величину вероятности отказа заданного участка сети связи, можно определить степень воздействия отказа на трафик сети. Важным аспектом для оценки воздействия отказа на сети связи является гарантируемое оператором качество обслуживания (QoS) трафика, которое определяется двумя показателями: количеством потерянных данных и временем восстановления. В свою очередь, количество потерянных данных пропорционально времени восстановления сети и скорости передачи данных.

Для устранения этого негативного влияния, которое может оказать серьезный как экономический, так и репутационный урон операторам, разработаны два класса методов защиты информации от влияния аварий на транспортных сетях связи: методы защитного переключения (Protection) и методы динамического восстановления (Restoration). Данные методы являются основными подходами, обеспечивающие структурную надёжность телекоммуникационных сетей при выходе из строя узлов и линий связи, использующие как в транспортных сетях, так и сетях SONET-SDH, IP и MPLS [5].

Методы защитного переключения (protection) является методами повышения надежности системы с помощью внесения резервных элементов и функциональных возможностей, не считая минимально необходимых для нормальной эксплуатации системы с заданными функциями. В таком случае отказ системы связи наступает после отказа основного элемента и всех резервных элементов. Относительно сетей связи, эти методы заключаются в предварительном выделении дополнительного ресурса сети для организации обходных маршрутов и каналов при возникновении отказа на сети. Таким образом, при возникновении аварии на сети передающий трафик будет перенаправляться на заранее подготовленный, еще до наступления соединения, резервный путь. При этом команда на переключение формируется на основании статусных сигналов оборудования. Главным достоинством этих методов является быстрое время восстановления связи и минимум потерь передаваемого трафика. Однако существенным недостатком будет являться необходимость в организации дополнительной, а в некоторых случаях даже существенной избыточности сетевого ресурса (пропускной способности).

Методы защитного переключения применяются к различным моделям защиты сети (рисунок 1): защита звена (участка пути), защита пути, защита сегмента, которые реализуются по схеме 1+1 и 1:1 ($M:N$). К наиболее перспективным методам защитного переключения относится механизм резервирования на основе р-циклов (P-cycle, preconfigured protection cycle) [6], относящийся к сегментным методам. Сущность методов состоит в выделении на высокосвязной топологической структуре замкнутого контура или цикла с заранее рассчитанной резервной пропускной способностью, которая будет использоваться при возникновении аварии. Данные методы направлены на снижение избыточности сетевого резерва с сохранением высоких скоростей переключения. Применение данных механизмов резервирования способствует обеспечению 100% резервирования трафика на определенном сегменте с использованием до 30% меньшего объема ресурсов пропускной способности сегмента [7].

Анализ и описание методов защитного переключения (резервирования) можно, найти в работах [5,8,9].

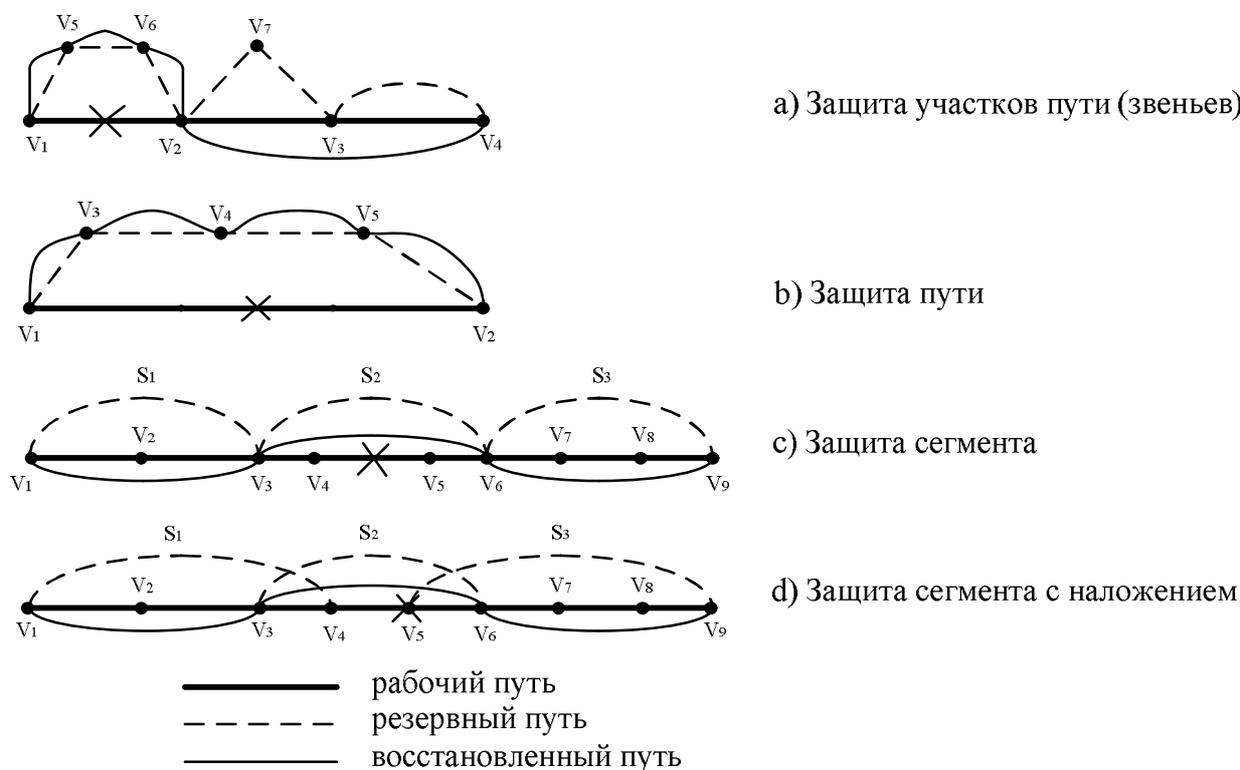


Рис. 1. Классические модели резервирования

Методы динамического восстановления (restoration) предполагают использовать существующие на момент аварии ресурсы сети и осуществлять поиск возможных путей (маршрутов) обхода, непосредственно в момент аварии, задействуя справные ресурсы сети. Применение подобных методов резервирования так же требует наличия свободного сетевого резерва либо отмены передачи низкоприоритетного трафика. В то же время, они позволяют серьезно сэкономить на простое свободного сетевого резерва. При этом восстановление сети происходит с использованием возможностей вычислительных ресурсов центральной системы управления сети. В некоторых случаях для этого требуется достаточно значительное количество времени и при этом не всегда имеется возможность обеспечить восстановление всех аварийных маршрутов на сети. К главному недостатку методов динамического восстановления можно отнести затрату относительно большого ресурса времени, на восстановление связи, что может привести к большим потерям передаваемого трафика на сети связи. Так же возникает риск нестабильности работы сети, при частых самоустраняющихся сбоях. Достоинством данных методов является более экономичное использование сетевых ресурсов (пропускной способности) сети связи по сравнению с методами защитного переключения (резервирования). Описание и анализ методов динамического восстановления отражены в [5,10,11,12].

Таким образом, методы защитного переключения и восстановления являются двумя основными подходами, обеспечивающими структурную надёжность телекоммуникационных сетей при авариях на сетях связи, приводящие к отказам узлов и линий связи. Также данные методы можно использовать совместно друг с другом, при этом разделяя весь трафик на несколько типов в соответствии с их приоритетами и разной чувствительностью к времени восстановления соединения. Для критичного к задержкам трафика применяются методы за-

щитного переключения (резервирования) по схемам 1+1 или 1:1, для менее чувствительного – методы восстановления. Обобщенная классификация действующих методов защиты передающей информации при авариях на сети связи представлена в таблице 1 [7].

Таблица 1. Классификация методов защиты информационных потоков

Методы защиты		
Защитное переключение (резервирование потоков, линейных трактов)	Динамическое восстановление соединения (перемаршрутизация потоков)	
Выделение ресурсов		
По предварительному расчету	По требованию	
Использование ресурсов		
Выделенного резерва 1+1	Общего резерва 1:N	Второстепенного трафика
Расчет резервного маршрута (пути)		
Предварительный расчет	Выбор пути в зависимости от требования по качеству	По требованию
Объект защиты		
Защита пути (защита потока на всей сети)	Защита линейного тракта (участка линейного тракта)	Защита сегмента сети
Управление механизмом защиты		
Автоматическое управление (за счет статусных сигналов оборудования)	Внешними командами системы управления	

Заключение

Использование данных методов защиты передающего трафика от аварий на сетях связи, обеспечивают повышение структурной надежности этих сетей. Однако, использование методов защитного переключения (protection) требует постоянного наличия свободного сетевого резерва либо отмены передачи низкоприоритетного трафика, но при этом на переключение затрачивается незначительное время (не более 50 мс), а методы динамического восстановления (restoration) позволяют серьезно сэкономить на простоем свободного сетевого резерва, но при этом поиск необходимых ресурсов и расчет нового маршрута требует значительного времени (не более 200 мс).

Библиографический список

1. Mukherjee B. «Optical WDM Networks». Springer. 2006. – 956 p.
2. Приказ Мининформсвязи России от 27 сентября 2007 г. № 113 «Об утверждении требований к организационно-техническому обеспечению устойчивого функционирования сети связи общего пользования». [Электронный ресурс] // Официальный сайт Министерства экономического развития Российской Федерации. – Режим доступа: http://economy.gov.ru/minec/about/structure/depreulatinginfluence/doc20130301_07, свободный.
3. Подход к поиску отказоустойчивой структуры транспортной сети телекоммуникационной системы на основе р-циклов / В.В. Ефимов [и др.] // Информация и Космос. – 2016. – № 3. – С. 36–39.
4. ГОСТ Р 27.002–2015. Надежность в технике. Термины и определения. – Введ. 2017–03–01. – Москва : Стандартинформ, 2016. – 30 с.
5. Vasseur J., Pickavet M., Demester P. «Network Recovery. Protection and Restoration of Optical, SONET-SDN, IP, and MPLS». Morgan Kaufman Publishers. 2004. – 521 p.
6. Зюзин, А. Н. Современные механизмы резервирования и восстановления транспортных сетей связи / А.Н. Зюзин, И.С. Каминецкий // Электросвязь. – 2005. – № 7. – С.18.

7. Грязев, А. Н. Оценка надежности транспортной сети телекоммуникационной системы при использовании систем резервирования / А.Н. Грязев [и др.] // Информация и Космос. – 2017. – № 4. – С. 126–132.
8. Егунов М.М., Минина Е.А., Шувалов В.П., Трибунский Д.С. Структурная надёжность сетей связи. Учебное пособие.- Екатеринбург, УрТИСИ, 2011. – 51 с.
9. Калимулина Э.Ю. Моделирование и анализ надёжности корпоративной сети. // Стандарты и качество. – 2008, № 8. – С. 96-112.
10. Gao D. and Zhang H. «Routing pre-configuration for fast and scalable path restoration in DWDM networks». Photonic Network Commun., vol. 12, no 3, pp. 321-327, Dec. 2006.
11. Поповский В.В., Лемешко А.В., Мельникова Л.Н., Андрушко Д.В. Обзор и сравнительный анализ основных моделей и алгоритмов многопутевой маршрутизации в мультисервисных телекоммуникационных сетях // Прикладная радиоэлектроника.–2005.–Том 4.–Вып. № 4. – С. 372-382.
12. Будылдина Н.В., Трибунский Д.С., Шувалов В.П. «Оптимизация сетей с многопрото-кольной коммутацией по меткам». – М.: Горячая линия – Телеком, 2010. – 144 с.

УДК 621.391.82; ГРНТИ 49.03.05

КОМБИНИРОВАННЫЕ ИСПЫТАНИЯ СИСТЕМ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ ТЕЛЕМЕТРИИ

В.В. Костров*, А.В. Орлов**

*Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, Россия, Муром, vvk@mit.ru

**АО «НИИ «Субмикрон», Россия, Москва, Зеленоград, submicron@se.zgrad.ru

Аннотация: Разработана методика комбинированных испытаний программного и алгоритмического обеспечения цифрового приемника, использующая результаты натурных испытаний и статистического моделирования. Даны примеры оценки порогового отношения сигнал-шум по различным реализациям принимаемого сигнала.

Ключевые слова: цифровой приемник, гидроакустический сигнал, статистическое моделирование, отношение сигнал-шум, многолучевость.

COMBINED TESTING OF RECEPTION AND PROCESSING SYSTEMS HY- DROACOUSTIC TELEMETRY SIGNALS

V.V. Kostrov*, A.V. Orlov**

*Murom Institute (branch) of Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and
Nikolai Grigorievich Stoletovs, Russia, Murom, vvk@mit.ru

**JSC «Scientific Research Institute «Submicron», Russia, Moscow, Zelenograd, submicron@se.zgrad.ru

Abstract: A method of combined testing of software and algorithmic support of a digital receiver using the results of field tests and statistical modeling has been developed. Examples of estimating the threshold signal-to-noise ratio for various implementations of the received signal are given.

Keywords: digital receiver, sonar signal, statistical modeling, signal-to-noise ratio, multipath.

Натурное испытание является наиболее достоверным способом оценки характеристик любых образцов новой техники. Для гидроакустических систем (ГАС) передачи телеметрической информации можно выделить две группы таких характеристик, определяющих тактико-технические возможности системы: акустические и радиотехнические [1]. Натурные испытания ГАС представляют собой технически и организационно сложный, дорогостоящий и продолжительный этап. Основными недостатками такого способа испытаний являются необходимость использования значительного количества технических средств и вспомогательного оборудования, требуемых для проведения испытаний. Кроме того, в процессы испытаний может вмешаться природный фактор, когда, например, шторм может отложить или прервать начавшиеся испытания.

В подобных случаях удобным выходом из создавшегося положения является использование искусственных бассейнов, испытания в которых могут производиться независимо от

погоды в любое время года. Однако из-за ограниченных размеров бассейна эффективно можно испытывать гидроакустическую аппаратуру сверхзвуковых частотных диапазонов [1].

Следующими по значимости идут лабораторные и стендовые испытания, которые в основном позволяют провести измерения специальных радиотехнических характеристик. Измерение гидроакустических параметров весьма ограничено из-за трудности создания условий, адекватных реальной обстановке на море. Кроме общего тестирования цифрового радиоприемного устройства (ЦРПУ) при лабораторных и стендовых испытаниях проводится аттестация алгоритмического обеспечения [2–4]. Базовым способом испытаний при этом является математическое моделирование [5, 6], при котором реальные сигналы заменяются их математическими моделями. Основным недостатком данного способа состоит в необходимости обеспечения адекватности моделей реальным процессам, что требует большой подготовительной работы по созданию высококачественных математических моделей, учитывающих различные аспекты нестационарных гидрофизических процессы.

Целью статьи является разработка методики комбинированных испытаний ЦРПУ с использованием базы данных натурных испытаний и математического моделирования.

Предлагаемая технология комбинирования методов натурных испытаний и математического моделирования заключается в следующем. По результатам натурных испытаний формируется база данных, которая содержит оцифрованные записи гидрофонов на различных дистанциях и разделена на два основных типа данных: тестовые сигналы телеметрии с шумами и помехами и сигналы чисто шумовых реализаций. В качестве полезного сигнала ГАС использовался сигнал с бинарной фазой модуляцией. Очевидно, что обращение к тому или иному типу данных определяется целями и задачами испытаний. На рис. 1 представлена обобщенная структурная схема обработки данных, включающая в себя: блок моделирования сигналов, шумов и помех, измеритель отношения сигнал-шум (ОСШ), блок цифровой обработки сигналов (ЦОС) с программным обеспечением (ПО), блок статистической обработки результатов прохождения сигналов, блок формирования файла отчета. Все перечисленные блоки реализуются программным способом. Данная структура может использоваться в следующих базовых вариантах.

1) Обработка реализаций сигналов из базы данных. В данном режиме производится анализ прохождения сигналов телеметрии, поэтому статистика набирается по множеству разновременных записей. Реализации сигналов подаются непосредственно на блок ЦОС (рис. 1, пунктирная стрелка), одновременно для них производится измерение ОСШ.

2) Обработка реализаций сигналов с дополнительным шумом или помехой, которые генерируются программным способом. В данном режиме к сигналам из базы данных аддитивно добавляется искусственный шум (помехи), которые формируются на основе статистического анализа сигналов натурных испытаний.

3) Обработка смеси модели телеметрического сигнала с многолучевыми помехами и реализаций шума из базы данных. Изменение ОСШ производится за счет изменения уровня сигнала, фазовая структура которого может варьироваться во всех экспериментах. При этом диапазон регулировки ОСШ расширяется и появляется возможность измерения в различных сечениях вероятности ложной тревоги, ложной классификации и т.п. (рис. 1).

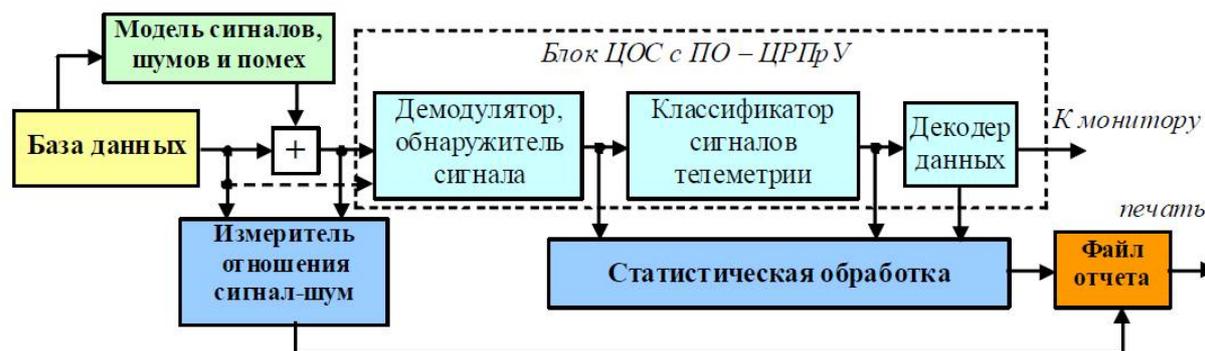


Рис. 1. Структурная схема комбинированных испытаний

На основе структурной схемы по рисунку 1 было разработано ПО «UWASC, Signal Processing & Spectrum Control. Ver.03», которое использовалось для тестовых испытаний ЦРПрУ и его алгоритмического обеспечения. Разработанное ПО реализует логическую схему модели ЦОС рис. 1 и позволяет, в частности, определить статистические характеристики сигналов из базы данных, измерить спектр сигнала (с использованием алгоритма быстрого преобразования Фурье), оценить ОСШ и вероятностные характеристики приема сигналов.

Принимаемые гидроакустические сигналы отличаются сложной структурой, в них существенно проявляются многолучевое распространение, импульсные и другие помехи. На рис. 2 приведен пример усредненного спектра принимаемого сигнала (f_w – рабочая частота). На записи спектра, кроме шума, отчетливо видны мощные (по сравнению с сигналом) гармоники, которые на 20...30 дБ превышают уровень сигнальной составляющей.

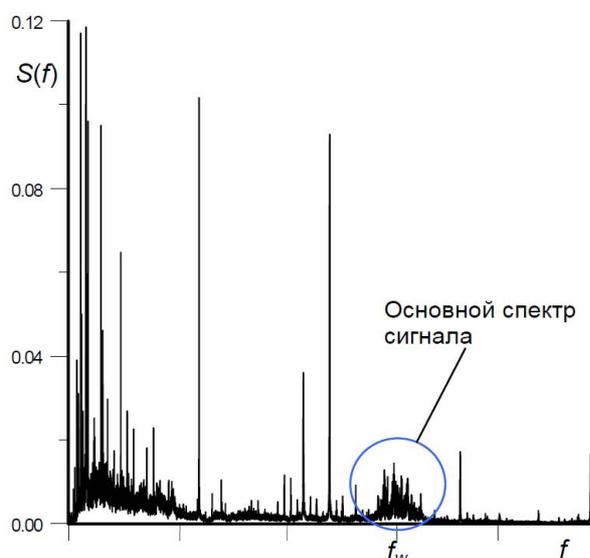


Рис. 2. Спектр наблюдаемого сигнала

По сути, данный вопрос относится к получению алгоритма работы измерителя отношения сигнал-шум (рис. 1). Как отмечалось в [7, 8], ОСШ по мощности рассчитывается по общим соотношениям

$$q = \frac{P_{signal}}{P_{noise}}, \quad q = \frac{E_{signal}}{N_{noise}}, \quad (1)$$

где P_{signal} – мощность сигнала;

P_{noise} – мощность шума в полосе частот сигнала Δf_c ;

E_{signal} – энергия сигнала;

N_{noise} – спектральная плотность шума.

Расчет по этим соотношениям дает эквивалентные результаты, если для обработки используются оптимальные алгоритмы, а мешающий процесс в полосе сигнала является белым гауссовским шумом. Чтобы воспользоваться соотношением (1), при обработке экспериментальных данных необходимо выделить шум в полосе частот сигнала, измерить его мощность \hat{P}_{noise} и мощность сигнала с шумом \hat{P}_{S_N} , т.к. смесь сигнала и шума разделить на отдельные компоненты не удастся. Тогда при большом ОСШ расчет можно вести по соотношению

$$\hat{q} = \frac{\hat{P}_{S_N} - \hat{P}_{noise}}{\hat{P}_{noise}}. \quad (2)$$

При малом ОСШ расчет по (2) дает погрешности из-за негауссовости распределения. Как показало моделирование, отличия составляют около 0,1 дБ, что для практических расчетов вполне достаточно. Структурная схема измерений, основанная на временном подходе к оцениванию мощности, представлена на рис. 3. Входной сигнал с помощью гетеродина, вырабатывающего комплексную синусоиду $\exp(j\omega_w kT_{disk})$, где ω_w – рабочая частота, T_{disk} – интервал дискретизации, k – дискретный индекс времени, переносится в область низких частот, а затем разделяется на квадратурные составляющие и поступает на фильтр, согласованный с сигналом. Накопители Σ работают в ключевом режиме и накапливают сигнал в пределах длительности элемента кода T_{code} , а в моменты времени $m T_{code}$ выдают накопленный сигнал x или y на выход и обнуляются. Квадратурные составляющие возводятся в квадрат, а затем вычисляется мощность элемента кода $P_{m\ code} = x^2 + y^2$ или модуль $U_{m\ code} = \sqrt{x^2 + y^2}$. Полученные оценки мощности усредняются для всего сигнала. Данное устройство осуществляет согласованную фильтрацию элементов кода, фильтрацию шума в полосе сигнала и подавление нежелательных колебаний вне полосы прозрачности на 20...24 дБ.

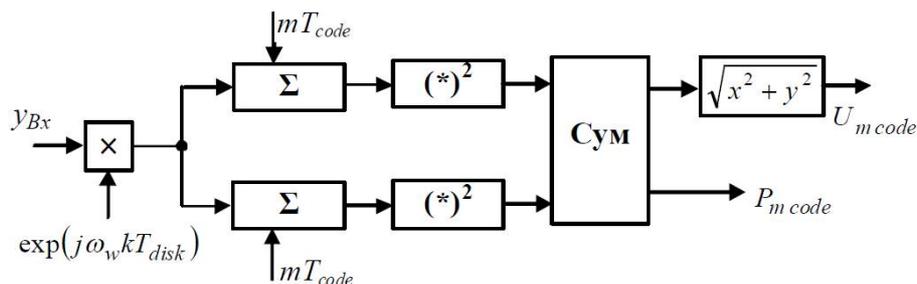


Рис. 3. Структурная схема измерителя мощности

Точность измерения мощности и ОСШ определяется несколькими факторами. Прежде всего, надо отметить методическую погрешность, которая существенно зависит от объема выборки. Среднеквадратическая ошибка (СКО) оценивания дисперсии случайного процесса (мощности флуктуационной составляющей) в рамках проведенных экспериментов и в зависимости от числа лучей составила 1,2...3%. Другим фактором, существенно влияющим на точность измерений, является наличие посторонних помех и шумов (шумов приборной зоной, ближнего судоходства и др.), которые зависят как от гидрометеорологической обстановки, так и от техногенной деятельности. Данные шумы, хотя и подавляются оптимальным фильтром на 20...24 дБ, однако остаются достаточно мощными, чтобы исказить результат измерений. Отдельные гармоники на 5...10 дБ превышают уровень сигналов и, попадая в измеритель мощности шума, занижают оценку ОСШ. Кроме того, нестационарность помех приводит к вариации от-

ношения сигнал-шум во времени, в том числе в течение времени приема последовательности телеметрических сигналов. Отсюда следует, что для повышения точности оценивания отношения сигнал-шум необходимо дополнительное подавление низкочастотных помех.

С целью отработки методики измерений ОСШ были проведены эксперименты по обработке одних и тех же экспериментальных данных с другими фильтрами, которые обеспечивают хорошее подавление сигналов вне полосы прозрачности. В качестве таковых для экспериментов были выбраны фильтры низких частот на основе оконных функций Хэмминга и Блэкмана-Хэрриса, обладающих подавлением помех на 43 и 60 дБ соответственно. Результаты измерения ОСШ с данными фильтрами составили 12,6 и 12,5 дБ, что незначительно отличается от результатов измерений с использованием оптимального фильтра (12,3 дБ).

Более существенно нестационарность помех проявляется во время приема последовательности телеметрических сигналов. Пример измерения ОСШ, который иллюстрирует изменение ОСШ в последовательности сигналов, приведен в таблице 1.

Таблица 1. Значения \hat{q} для 8-ми телеметрических сигналов

Номер телеметрического сигнала	1	2	3	4	5	6	7	8
	Оценка ОСШ \hat{q} , дБ							
Оптимальный фильтр	13,4	12,4	11,7	20,6	17,7	9,2	16,3	11,6
Фильтр Хэмминга	16,8	14,2	15,2	21,4	19,0	13,0	18,2	13,2
Фильтр Блэкмана	17,4	16,5	14,3	21,0	18,9	13,7	18,0	13,8

Снижение уровня боковых лепестков в полосе задерживания до минус (43...60) дБ, как показывает таблица 1, дает в зависимости от помеховой обстановки увеличение ОСШ на 0,3...4 дБ. В связи с этим был сделан вывод о целесообразности дополнительного подавления в аналоговой части ЦРПУ узкополосных помех (шума моря, акустического шума работающих двигателей, корпуса, золотой арфы и т.п.) на 20...30 дБ.

Технология комбинированных тестовых испытаний была использована для определения границ порогового ОСШ и уточнения модели многолучевого распространения (числа и амплитуд лучей). С этой целью в записи к сигналу аддитивно подмешивался белый гауссовский шум с регулируемым уровнем спектральной плотности. Отношение сигнал-шум, получаемое в результате воздействия дополнительного шума на сигнал с шумами приемника и акустическими шумами среды, контролировалось в измерителе ОСШ (схема рис. 1).

Комбинированное тестирование процесса обработки сигналов и декодирования показало, что при использовании в качестве дополнительной помехи белого гауссовского шума измеренная пороговая мощность сигнала на 0,2...0,4 дБ больше полученной при использовании реального шума. Кроме того, результаты комбинированного моделирования свидетельствуют о том, что характеристики канала передач и распространения сигналов еще не достаточно учитываются в процессе обработки из-за малой априорной информации о статистических свойствах канала. В связи с этим целесообразно провести расширенный и углубленный гидродинамический и статистический анализ экспериментальных данных, чтобы учесть эту информацию при синтезе и оптимизации алгоритмов обработки сигналов.

В заключение заметим, что исключение из структурной схемы рис. 1 обращения к базам данных переводит ее в типовую схему организации статистических испытаний путем математического и статистического моделирования программным способом. В любом случае для реализации этого метода необходимо обеспечить адекватность используемых математических моделей реальной ситуации. Применение комбинированных методов испытаний позволяет приблизить модели по статистическим свойствам к реальным сигналам, обойтись без повторения дорогостоящих натуральных экспериментов, обрабатывать полученные данные после их окончания и измерять характеристики, которые не могут быть получены в процессе

натурных экспериментов. Комбинированное моделирование позволило сократить время решения задачи определения пороговых сигналов и отладки аппаратуры в целом без организации дополнительных дорогостоящих экспериментов и экспедиций.

Таким образом, комбинированный метод испытаний аппаратуры ЦОС ГАС является весьма удобным средством контроля и повышения качества аппаратуры, а среди известных методов – наиболее перспективным.

Библиографический список

1. Учебник гидроакустика / Г.И. Казанцев, Г.Г. Котов, В.Б. Локшин и др. – М.: Воениздат, 1993. – 232 с.
2. ГОСТ Р 51189-98 Средства программные систем вооружения. Порядок разработки.
3. ГОСТ РВ 20.57.416-97 КСКК. Изделия электронной техники, квантовой электроники и электротехнические военного назначения. Методы испытаний.
4. ГОСТ Р 56922-2016 Системная и программная инженерия. Тестирование программного обеспечения. Часть 3. Документация тестирования.
5. Быков В.В. Цифровое моделирование в статистической радиотехнике. – М.: Сов. радио, 1971. – 328 с.
6. Монаков А.А. Математическое моделирование радиотехнических систем. – М.: Лань, 2016. – 148 с.
7. Сосулин Ю.Г. Теоретические основы радиолокации и радионавигации. – М.: Радио и связь, 1992. – 304 с.
8. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. – М.: Радиотехника, 2004. – 320 с.

УДК 621.396.49

УМЕНЬШЕНИЕ УРОВНЯ ПОМЕХ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА В МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМАХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Т.В. Шестакова, Г.Ф. Сорокин

*Технический Университет Молдовы,
Республика Молдова, Кишинёв, tatiana.sestacova@sde.utm.md*

Аннотация: В статье рассматриваются корреляционные свойства псевдослучайных последовательностей (ПСП), используемых при формировании шумоподобных сигналов в многоканальных системах передачи данных с кодовым разделением каналов (CDMA). Анализ, проведённый в среде Matlab, показал, что корреляционные свойства производных функций Уолша, используемых для построения ПСП, имеют значительно лучшие корреляционные характеристики, чем исходные функции Уолша. Обосновано преимущество использования этих сигналов при разработке многоканальных систем CDMA с целью снижения уровня помех множественного доступа и защиты от несанкционированного доступа.

Ключевые слова: CDMA системы, шумоподобный сигнал, псевдослучайная последовательность, автокорреляционная функция, взаимная корреляционная функция, производная функция Уолша, производящая функция.

REDUCTION OF THE LEVEL OF INTERFERENCE OF MULTIPLE ACCESS IN MULTICHANNEL DATA TRANSMISSION SYSTEMS

T. Sestacova, Gh. Sorochin

*Technical University of Moldova,
Republic of Moldova, Chisinau, tatiana.sestacova@sde.utm.md*

The summary: The article discusses the correlation properties of pseudo-random sequences (PRS) used in the formation of noise-like signals in data transmission systems with code division multiple access (CDMA). The analysis, carried out in Matlab environment, showed that correlation properties of the Walsh functions derivatives, used for generating PRS, have much better correlation characteristics than the original Walsh functions. It was justified the advantage of using these signals in the development of CDMA systems in order to reduce the interference level of multiple access and protection against unauthorized access.

Keywords: CDMA systems, noise-like signal, pseudo-random sequences, autocorrelation function, cross correlation function, Walsh function derivative, generating function.

Достаточно большой опыт применения систем связи с шумоподобными сигналами (ШПС) подтвердил их преимущества, такие как высокая устойчивость к узкополосным помехам, возможность работы нескольких абонентов в одном канале связи, скрытность передачи, высокая устойчивость к многолучевому распространению.

Для многоканальных систем передачи данных с кодовым разделением каналов по сравнению с другими типами систем является возможность эффективного использования частотного и временного ресурсов за счёт разделения каналов не по частоте или по времени, а по «форме», что позволяет одновременную работу множества абонентов в одной и той же полосе частот. В такой системе используются псевдослучайные последовательности (ПСП) с определенными корреляционными свойствами. А сами канальные сигналы, образованные путём расширения информационного сигнала псевдослучайными последовательностями, получили название шумоподобных. Для любого другого приемного устройства, которому ничего не известно о расширяющей последовательности, такой сигнал представляет собой шум [1-3].

Псевдослучайные последовательности (ПСП) широко используются для формирования шумоподобных сигналов (ШПС) в системах связи с расширением спектра методами прямой последовательности (DSSS – direct-sequence spread spectrum) или скачкообразной перестройки частоты (FHSS – frequency hopping spread spectrum). Примерами таких систем являются DS-CDMA и беспроводные сети стандарта IEEE 802.11b.

Доминирующее значение в выборе вида ПСП для формирования ШПС в системах передачи данных играют, прежде всего, взаимные и автокорреляционные характеристики ансамбля сигналов, его объем, простота реализации устройств формирования и "сжатия" (свертки) сигналов в приемнике [1, 2, 4 – 6, 11].

К дискретным сигналам с наилучшей структурой взаимной корреляционной функцией (ВКФ) можно отнести функции Уолша [7]. Функции Уолша (J. Walsh) были разработаны в 1923 г. как развитие известной к тому времени системы функций Радемахера путём добавления в нее новых функций [2, 8, 10, 11].

Функции Уолша формируются из функций Радемахера с помощью следующего соотношения:

$$wal_0(\theta) \equiv 1, wal_n(\theta) = \prod_{k=1}^m [rad_k(\theta)]^{n_k}, \quad (6)$$

где n – номер функции Уолша;

n_k – значение (0 или 1) k -го разряда номера функции Уолша n , записанного в виде m -разрядного двоичного кода Грея.

Отсюда легко видеть, что количество функций в системе Уолша оказывается равным $N = 2^m$, где m – целое число. Функции Уолша принимают только два значения: +1 и –1, что является полезным свойством при построении схем на двоичных цифровых элементах (триггерах).

Наиболее распространенной ортогональной системой, используемой в многоканальных системах с разделением каналов по коду, являются системы (матрицы) Уолша-Адамара порядка $N = 4k$, k — целое, которые определяются рекуррентным правилом:

$$W_{2N} = \begin{bmatrix} W_N & W_N \\ W_N & -W_N \end{bmatrix}, \quad (7)$$

где W_N – матрица Уолша-Адамара порядка N , полагают $W_1 = 1$, или в знаковой форме $W_1 = +$.

Однако особенностью ортогональных кодов является то, что ортогональность этих кодов выполняется только в «точке», т.е. при отсутствии временных сдвигов. В реальных условиях такие условия не выполняются, ортогональность нарушается, что в свою очередь приводит к увеличению уровня помехи множественного доступа и появлению ошибок при

обработке входных данных. Поэтому используются различные способы устранения этих недостатков.

С целью улучшения свойств корреляционных функций (АКФ и ВКФ) системы сигналов Уолша часто строят так называемые производные системы сигналов [2, 9, ..., 11].

Производным называют сигнал, который получается в результате поэлементного (по-символьного) перемножения двух сигналов. Система, составленная из производных сигналов, называется производной [2, 6, 7, 9, ..., 11]. Рассмотрим сущность эмпирического метода построения производных систем сигналов, когда в качестве исходной системы сигналов используется система Уолша (рис.1), где каждая строка представляет собой кодовую последовательность соответствующего БФМ-сигнала.

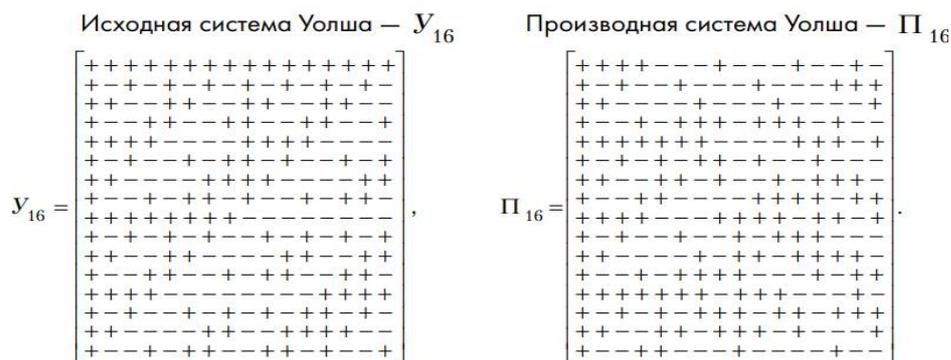


Рис. 1. Принцип построения производных функций Уолша

Эта система (рис.1) ортогональных в точке ($t = T_s$) сигналов обладает, в общем, плохими свойствами АКФ и ВКФ, однако весьма проста с точки зрения формирования и обработки сигналов.

В качестве *производящего сигнала выбирают такой сигнал, чтобы производная система обладала хорошими корреляционными свойствами*. В [2] приводится пример получения производной функции (рис.1), когда в качестве производящей функции взята M - последовательность вида $\{ + + + - - - + - - + - - - \}$ или в биполярном представлении $\{ +1 +1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 -1 -1 +1 -1 -1 \}$. Так как длина M -последовательности равна $L = 2^n - 1$, т.е. при $n = 4, L = 15$, то первый разряд в исходной матрице Уолша остается без изменения. Очевидно, что от типа производящей последовательности будут зависеть корреляционные свойства производных функций Уолша. Проведем данный анализ.

Рассмотрим корреляционные свойства производных функций Уолша, если в качестве производящих функций возьмем M – последовательность, взятую из [2] и последовательность де Брейна с порождающим полиномом $f(x) = x^4 \oplus x^3 \oplus 1$ [9, 10].

ПСП, которую генерирует генератор для последовательности де Брейна в виде регистра сдвига с нелинейной обратной связью при определенных начальных условиях ($A = 1000$) в биполярном представлении, будет иметь вид: $V_1 = +1+1+1-1+1+1-1-1+1-1+1-1-1-1+1$.

Рассмотрим корреляционные функции производных функций Уолша (например, 2-ой и 12-ой), взятые из рисунка 2.

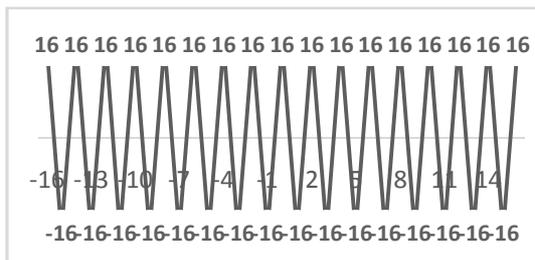


Рис. 5. ПАКФ 2-ой исходной функции Уолша (рис.1)

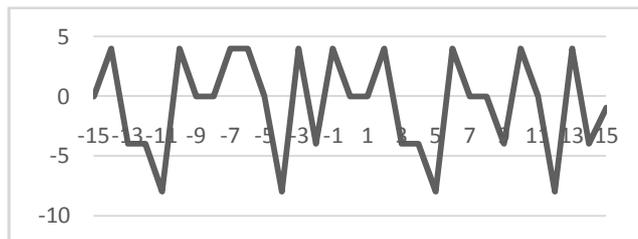


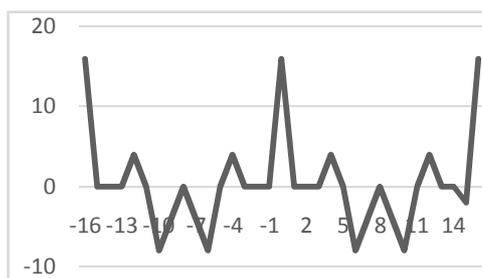
Рис. 6. График ВКФ 2-ой и 12-ой производных функций Уолша (рис.1)

Сравнительный анализ ПАКФ 2-ой *исходной* функции Уолша (рис.5) с ПАКФ 2-ой *производной* функции Уолша (рис.3, а) показывает, что производные функции Уолша имеют значительно лучшие корреляционные характеристики. Графическое представление взаимной корреляционной функции рассмотренных производных функций Уолша изображено на рис.6.

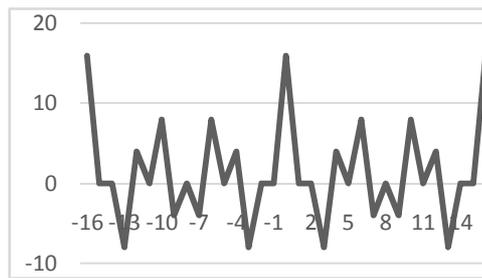
Из рис.6 следует, что ВКФ рассмотренных производных функций Уолша можно считать удовлетворительными, ВКФ более-менее равномерная, без экстремальных выбросов и могут использоваться в системах с кодовым разделением каналов с применением решающих устройств, не реагирующих на выбросы ВКФ в указанных пределах.

Проанализируем корреляционные свойства 2-ой и 12-ой *производных* функций Уолша с *производящей* функцией в виде последовательности де Брейна (рис.2). Результаты вычисления аперiodических (ААКФ) и периодических (ПАКФ) автокорреляционных функций выбранных производных функций Уолша представлены на рис.7 и рис.8 соответственно.

Как видно из рис.7 и рис.8, рассмотренные 16 – ти разрядные производные функции Уолша (рис.2) обладают **не очень хорошими автокорреляционными функциями**, для обеспечения синхронизации при приеме необходимо устранить влияние боковых лепестков (коэффициент подавления - отношение амплитуды максимального пика АКФ к максимальному значению амплитуды боковых лепестков лежит в пределах от 1,78 для ААКФ и 2 для ПАКФ).



а)



б)

Рис. 7. ПАКФ производных функций Уолша (рис.2): а) 2-ой; б) 12-ой.

Исследуем, какой вид имеет взаимная корреляционная функция рассмотренных производных функций Уолша. Графическое представление ВКФ изображено на рис.9.

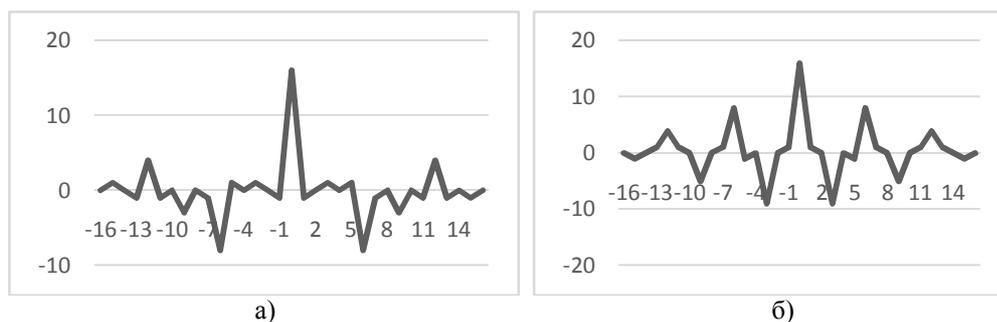


Рис. 8. ААКФ производных функций Уолша (рис.2): а) 2-ой; б) 12-ой

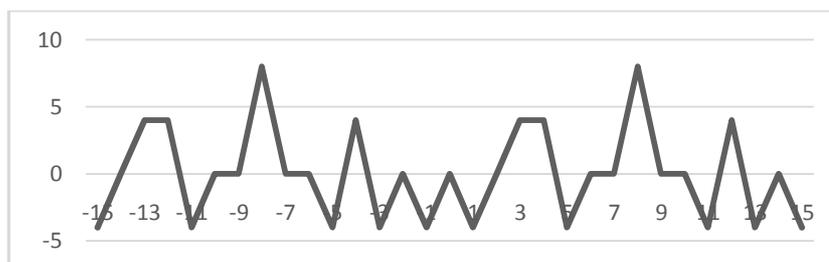


Рис. 9. График ВКФ 2-ой и 12-ой производных функций Уолша (рис.2)

Как видно из графиков ВКФ (рис.9), рассмотренные производные функции Уолша обладают удовлетворительными взаимными корреляционными свойствами. ВКФ являются более-менее равномерной, без особых экстремальных выбросов и могут использоваться в системах с кодовым разделением каналов с применением решающих устройств, не реагирующих на выбросы ВКФ в указанных пределах.

Проанализируем корреляционные свойства рассмотренных выше производных функций Уолша в среде Matlab. Это можно сделать несколькими способами – использовать блоки из библиотеки Simulink для создания генераторов ПСП рассмотренных выше производных функций Уолша или программным способом.

По относительным ААКФ затруднительно оценить влияние боковых лепестков на правильность обработки входных данных. Кроме того, вид корреляционных характеристик зависит от правильного выбора обработки данных – длины буфера данных, времени анализа, поэтому корреляционные характеристики ПСП лучше анализировать программным способом. Программа позволяет вычислять аперiodические и периодические корреляционные функции двух псевдослучайных последовательностей одинаковой длины, которые заданы в биполярной форме произвольной длины. Программа также позволяет вычислять взаимную корреляционную функцию этих двух последовательностей. Результаты вычисления корреляционных характеристик представлены на рис.10 - рис.12 соответственно.

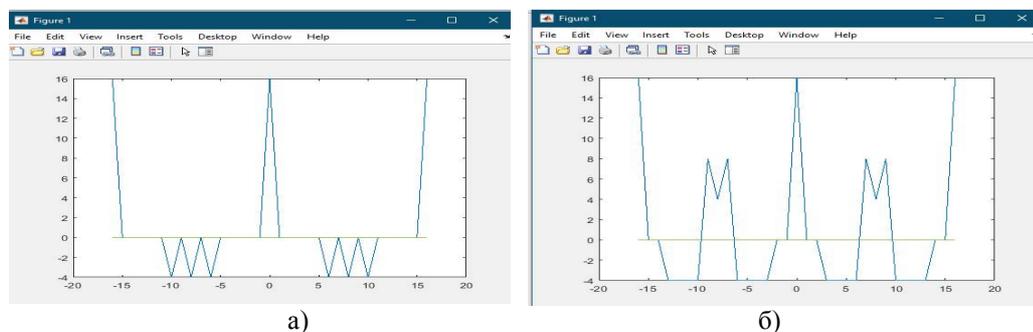


Рис. 10. ПАКФ производных функций Уолша (рис.1): а) 2-ой; б) 12-ой.

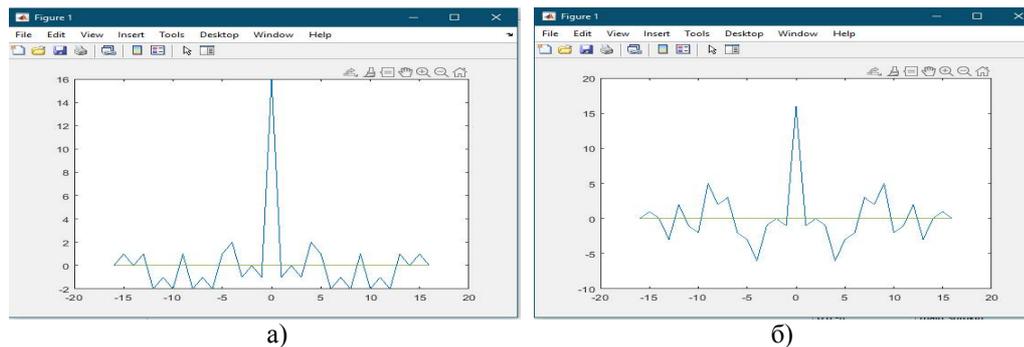


Рис. 11. ААКФ производных функций Уолша (рис.1): а) 2-ой; б) 12-ой.

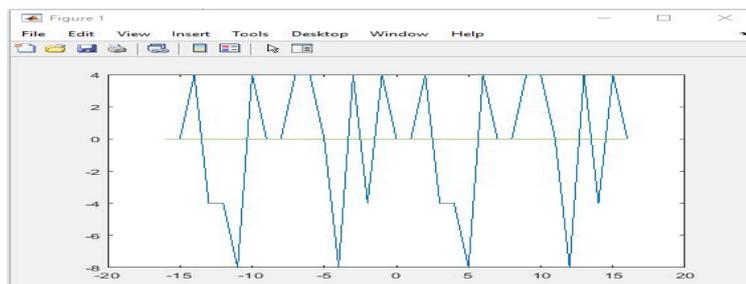


Рис. 12. ВКФ производных функций Уолша (рис.1)

Сравнительный анализ корреляционных свойств производных функций Уолша с производящей функцией, взятой из [2], и с производящей функцией в виде последовательности де Брейна показал, что производные функции Уолша с производящей функцией, взятой из [2], обладают лучшими автокорреляционными характеристиками: коэффициент подавления лежит в пределах от 2,67 для 12-ой производной Уолша до 8 для 2-ой производной функции Уолша для ААКФ и от 2 для 12-ой производной Уолша до 4 для 2-ой производной функции Уолша для ПАКФ. Таким образом, **2-ая производная функции Уолша обладает самими лучшими автокорреляционными свойствами.**

Сравнительный анализ корреляционных характеристик, полученных аналитическим путём (рис.3, рис.4, рис.6) и программным способом (рис.10 - рис.12) показывает на их идентичный вид.

Заключение

Анализ корреляционных свойств исследованных широкополосных сигналов на базе производных функций Уолша позволяет сделать следующие выводы:

1. Корреляционные характеристики функций Уолша, которые являются ортонормированными, обладают хорошими взаимными корреляционными функциями – функция взаимной корреляции между двумя различными функциями Уолша равна нулю. Однако, эти функции обладают такими свойствами только в точке (при нулевом сдвиге). В реальных условиях, особенно при многолучевом распространении ортогональность нарушается и взаимная корреляционная функция этих функций отлична от нуля. Это приводит к увеличению уровня помехи множественного доступа и к ошибкам при разделении сигналов (каналов).

2. Корреляционные свойства производных функций Уолша имеют намного лучше корреляционные характеристики, чем исходные функции Уолша.

3. Корреляционные свойства производных функций Уолша зависят от типа производящей функции. Необходимо выбирать такую производящую функцию, которая позволяет получать наилучшие корреляционные характеристики (в нашем случае производные функций Уолша с производящей функцией взятой из [2]).

4. Производные функции Уолша ($L = 16$ разрядов) имеют большую амплитуду центрального пика АКФ, равную длине последовательности, но амплитуда боковых лепестков при этом несколько увеличивается. Это необходимо учитывать при проектировании многоканальных систем для обеспечения надежной синхронизации приемных устройств при воздействии шумов.

5. Большая длина кода расширения на основе производных функций Уолша позволяет распределить энергию сигнала по спектру, повысить помехозащищенность системы, обеспечить хорошую защиту от несанкционированного доступа и улучшить электромагнитную совместимость с соседними радиотехническими системами. Но необходимо предусматривать специальные меры защиты от воздействия боковых лепестков на обработку входных данных.

6. Производные функции Уолша позволяют получить требуемый набор различных псевдослучайных последовательностей, которые требуются для систем связи с кодовым разделением каналов (например, 64 – разрядные производные функции Уолша позволяют получить 64 различающихся между собой псевдослучайных последовательностей, т.е. такое же количество независимых каналов).

7. Однако при использовании производных функций Уолша необходимо учитывать увеличение уровня боковых лепестков АКФ и выбросы ВКФ, т.е. принимать специальные меры для улучшения синхронизации при приеме и устранения влияния на разделение каналов при увеличении уровня помехи множественного доступа.

8. Результаты моделирования подтвердили корреляционные свойства производных функций Уолша.

Результаты могут быть использованы при разработке широкополосных систем связи и систем передачи информации с защитой от несанкционированного доступа.

Библиографический список

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. – М.: Радио и связь, 1985. – 348с.
2. Мазурков М.И. Системы широкополосной радиосвязи. – О.: Наука и техника, 2009. – 344с.
3. Solomon W. Golomb and Guang Gong. Signal Design for Good Correlation, Cambridge, Cambridge University Press, 2005, 458 p.
4. Феер К. Беспроводная цифровая связь, методы модуляции и расширения спектра. Перевод с англ. / Под ред. В.И. Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000.
5. Гантмахер В.Е., Быстров Н.Е., Чеботарев Д.В. Шумоподобные сигналы. Анализ, синтез и обработка — Спб.: Наука и техника, 2005. - 400 с.
6. Ипатов В. П. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения: Пер. с англ. М.: Техносфера. 2007. - 488 с.
7. Бессарабова А.А., Венедиктов М.Д., Ледовских В.И. Разделение каналов по форме в широкополосных системах передачи информации. – Воронеж: Воронеж. гос. техн. ун-т, 2006. -102 с.
8. Беспалов М.С., Складенко. Функции Уолша и их приложения. – Владимир; Изд-во ВлГУ, 2012. – 35 с.
9. Дербунович Л. В. Генераторы детерминированных тестов на сдвиговых регистрах с нелинейной обратной связью / Л. В. Дербунович, Д. А. Татаренко, А. В. Клименко // Вестник НТУ "ХПИ", - 2005. -№7 - сс. 58-63.
10. Л. Г. Хачатрян, Методы построения последовательностей де Брейна, Дискрет. матем., 1991, том 3, выпуск 4, с. 62–78.
11. Sorokin G. F., Shestacova T. V. Comparative analysis of composite Barker codes and composite Walsh functions. - Innsbruck, Austria//Österreichisches Multiscience Journal №38/2021, pp. 72-78.

УДК 621.391.883; ГРНТИ 49.01.81

НОРМИРОВАНИЕ ЗАТУХАНИЯ АСИММЕТРИИ АНАЛОГОВЫХ ОКОНЧАНИЙ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

К.А. Батенков

Академия ФСО России,
Россия, Орёл, pustur@yandex.ru

Аннотация. В работе представлены аналитическое описание и порядок расчета затухания асимметрии аналоговых окончатий телекоммуникационных сетей.

Ключевые слова: сеть связи, аналоговое окончание, затухания асимметрии, нормирование.

ANALOG TERMINALS ASYMMETRY ATTENUATION NORMALIZATION OF TELECOMMUNICATION NETWORKS

К.А. Batenkov

Academy of Federal Guard Service,
Russia, Orel, pustur@yandex.ru

Abstract. The paper presents an analytical description and the procedure for calculating the attenuation of asymmetry of analog terminals of telecommunication networks.

Keywords: communication network, analog termination, asymmetry attenuation, normalization.

Затухание асимметрии (LCL – longitudinal conversion loss, продольные потери на преобразования) – это мера (отношение, выраженное в дБ) степени нежелательного поперечного сигнала (симметричного напряжения), возникающего на интерфейсах подключения из-за наличия продольного сигнала (несимметричного напряжения) на соединительных выводах [3, 4, 5].

Симметричное напряжение – напряжение между любыми двумя проводниками из заданной группы активных проводников [3].

Общее несимметричное напряжение – среднее значение фазных напряжений между каждым из проводников и регламентированным эталоном, обычно землей или пластиной заземления [3].

Вычисление затухания асимметрии выполняется на основе схемы [4, 5, 6] (рис. 1):

$$a = 20 \lg \left| \frac{U_G}{U_1} \right|.$$

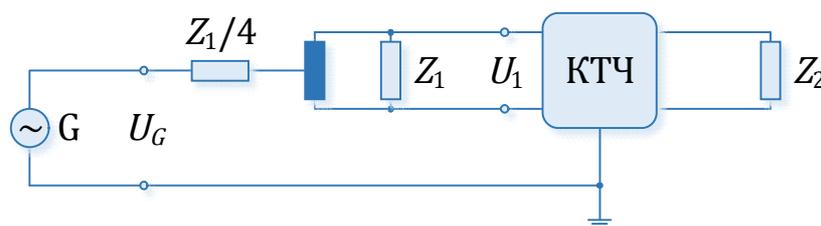


Рис. 1. Схема измерения затухания асимметрии

Затухание асимметрии двухпроводного канала имеет ступенчатую зависимость (рис. 2, а). Затухание асимметрии входных и выходных цепей в четырехпроводном режиме – не менее 43 дБ (рис. 2, б).

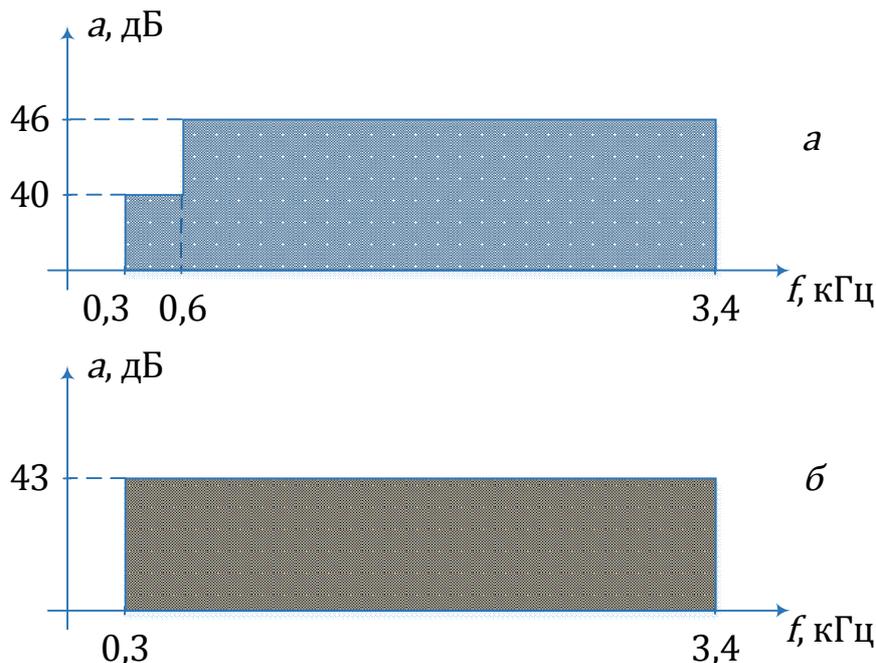


Рис. 2. Нормы на затухание асимметрии a для двухпроводного канала (а) и четырехпроводного канала (б)

Пример.

При подаче нормированных уровней генератора на двух- и четырехпроводные каналы на входе каналов регистрируется напряжение 1 мВ (рис. 1).

Определить затухание асимметрии и его соответствие нормам.

Дано: $U_1 = 1$ мВ.

Найти: a_2, a_4 .

Поскольку абсолютный уровень мощности, относящийся к точке относительного нулевого уровня, не задан, то предполагается использование его величины по умолчанию

$$L_0 = -10 \text{ дБм0.}$$

Номинальный относительный уровень для двухпроводного канала

$$L'_2 = 0 \text{ дБо.}$$

Абсолютный уровень по мощности

$$L_2 = L'_2 + L_0 = 0 \text{ дБо} + (-10 \text{ дБм0}) = -10 \text{ дБм.}$$

Нормированное напряжение на согласованной нагрузке 600 Ом составляет 775 мВ. Таким образом, на двухпроводном входе напряжение сигнала

$$L_2 = 20 \lg \frac{U_G}{U_0}.$$

$$U_G = U_0 \cdot 10^{\frac{L_2}{20}} = 775 \cdot 10^{\frac{-10}{20}} = 245 \text{ (мВ).}$$

Затухание асимметрии

$$a_2 = 20 \lg \left| \frac{U_G}{U_1} \right| = 20 \lg \left| \frac{245}{1} \right| = 47,8 \text{ (дБ)}.$$

Аналогично для четырехпроводного окончания номинальный относительный уровень

$$L'_4 = -13 \text{ дБо}.$$

Абсолютный уровень по мощности

$$L_4 = L'_4 + L_0 = -13 \text{ дБо} + (-10 \text{ дБм0}) = -23 \text{ дБм}.$$

Нормированное напряжение на согласованной нагрузке 600 Ом составляет 775 мВ. Таким образом, на четырехпроводном входе напряжение сигнала

$$L_4 = 20 \lg \frac{U_G}{U_0}.$$

$$U_G = U_0 \cdot 10^{\frac{L_4}{20}} = 775 \cdot 10^{\frac{-23}{20}} = 54,9 \text{ (мВ)}.$$

Затухание асимметрии

$$a_4 = 20 \lg \left| \frac{U_G}{U_1} \right| = 20 \lg \left| \frac{54,9}{1} \right| = 34,8 \text{ (дБ)}.$$

Согласно рисунков 2, *a* и *б* нормам удовлетворяет только двухпроводное окончание ($47,8 > 46$), а четырехпроводное – нет ($34,8 < 43$), поскольку нормированная частота равна 1020 Гц (табл. 1).

Таблица 1. Соответствие нормам на затухание асимметрии на частоте 1020 Гц

показатель	затухание асимметрии двухпроводного канала a_2 , дБ	затухание асимметрии четырехпроводного канала a_4 , дБ
норма	46	43
измеренные значения	47,8	34,8

Библиографический список

- ГОСТ Р 51700–2000. Технические средства, подключаемые к симметричным линиям. Параметры асимметрии относительно земли. – Введ. 2000–12–26. – М. : Госстандарт России, 2000. – 44 с.
- Rec. O.9. Measuring arrangements to assess the degree of unbalance about earth. – 1999–03. – Geneva : ITU-T, 1999. – 21 p.
- Rec. G.117. Transmission aspects of unbalance about earth. – 1996–02. – Geneva : ITU-T, 1996. – 22 p.
- Батенков А.А., Батенков К.А., Фокин А.Б. Формирование сечений телекоммуникационных сетей для анализа их устойчивости с различными мерами связности // Информатика и автоматизация. 2021. Т. 20. № 2. С. 371–406.
- Батенков К.А. Математические модели модулятора и демодулятора с заданным порядком нелинейности // Цифровая обработка сигналов. 2013. № 1. С. 14–21.
- Батенков К.А., Миронов А.Е., Королев А.В., Орешин А.Н. Оценка параметров алгоритмов диспетчеризации на основе имитационного моделирования в программной среде Riverbed // Телекоммуникации. 2018. № 8. С. 17–23.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.43.01

ПРИМЕНЕНИЕ ТЕХНОЛОГИИ БЛОКЧЕЙН В СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ СТАНДАРТА 5G

Д.Р. Лукьянов

Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Россия, Владимир, dmitriy75123@gmail.com

Аннотация. В работе рассмотрено применение технологии блокчейн в сетях передачи данных стандарта 5G. Приводятся основные особенности работы блокчейн в сетях передачи данных и то, как эта технология поможет улучшить безопасность и производительность сетей 5G.

Ключевые слова: Сети 5G, блокчейн, децентрализация, безопасность сетей, смарт-контракты.

APPLICATION OF BLOCKCHAIN TECHNOLOGY IN 5G DATA NETWORKS

D.R. Lukyanov

Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, dmitriy75123@gmail.com

Abstract. This paper examines the application of blockchain technology to 5G data networks. The main features of blockchain in data networks and how this technology will help to improve the security and performance of 5G networks are given.

Keywords: 5G networks, blockchain, decentralization, network security, smart contracts.

Мобильные сети пятого поколения (5G) представляют собой следующий важнейший этап в развитии глобальных сетей и услуг электросвязи. Сети 5G обеспечивают более высокую пропускную способность по сравнению с сетями четвертого поколения (4G), что позволяет обеспечить большую доступность широкополосной мобильной связи. Основное количество мобильных услуг сетей 5G будут нацелены на предоставление персонализированной и ориентированной на пользователя ценности, позволяющей подключать почти все аспекты жизни человека к сетям связи [1]. Тем не менее, новые технологии и услуги в сетях 5G предъявляют и новые требования к безопасности и конфиденциальности данных, поэтому методов и средств информационной безопасности, которые использовались в предыдущих поколениях мобильных сетей, теперь будет недостаточно. Такие проблемы как прозрачность, децентрализация, конфиденциальность сети и уязвимости в системе безопасности будут стоять наиболее остро. Блокчейн может предложить инновационные решения для эффективного решения этих проблем.

В статье будет представлен современный обзор интеграции блокчейна с сетями 5G. Основное внимание будет уделено анализу потенциала блокчейна для использования ключевых технологий 5G, а также описание возможностей блокчейн, с помощью которых можно решить выше описанные проблемы безопасности и улучшить производительность сети.

Интеграция блокчейна и 5G

Для того, чтобы подчеркнуть мотивацию использования блокчейна в сетях 5G, обозначим наиболее важные особенности обеих технологий для интеграции. Блокчейн может предоставлять безопасные услуги передачи данных 5G через защищенный распределенный реестр. Это обеспечивается такими функциями, как неизменность данных, децентрализация, прозрачность и конфиденциальность. Таким образом, ключевыми моментами технологии блокчейна здесь являются его возможности для поддержки безопасности и сетевое управление сетями 5G. С другой стороны, 5G относится к беспроводным сетям последнего поколения, которые, как предполагается, обеспечивают более высокую пропускную способность,

более высокую скорость передачи данных, более низкую задержку, массовое подключение устройств, улучшенное качество обслуживания конечных пользователей (QoE), снижение эксплуатационных расходов и последовательное предоставление услуг. Поэтому ключевыми моментами 5G здесь являются его преимущества в предоставлении быстрых и качественных услуг, а также необходимость улучшения безопасности и сети.

Поэтому мотивация объединения блокчейна и сетей 5G связана главным образом с многообещающими преимуществами блокчейна для решения проблем в сетях 5G с точки зрения безопасности, конфиденциальности, управления приложениями и услугами. Ожидается, что с помощью инновационных проектов блокчейна сети 5G преодолеют существующие проблемы и откроет новые способности для расширения возможностей услуг и приложений на основе блокчейна.

Проблемы безопасности в сетях 5G

Безопасность, связанная с технологиями 5G, считается одним из ключевых требований к таким системам. Существующая технологическая инфраструктура 5G имеет нерешенную проблему с точки зрения безопасности, а также снижения производительности сетей и вычислений из-за ее централизованной архитектуры. Например, современные модели граничных/облачных вычислений полагаются на централизованных поставщиков услуг (например, облако Amazon), что выявляет различные узкие места в системе безопасности. Действительно, эта конфигурация уязвима для единичных сбоев, которые ставят под угрозу доступность облачных и пограничных служб.

Более того, виртуализация сетевых (NFV) и цепочка сервисных функций в сетях 5G, также сопряжены с новыми проблемами безопасности [2]. Поскольку сквозные цепочки сервисных функций могут развертывать NFV в среде с участием нескольких облачных провайдеров, такая передача данных может быть скомпрометирована курьезными облачными объектами, что приводит к проблемам с утечкой данных. Кроме того, в виртуализированном сценарии потребители часто используют одну и ту же облачную инфраструктуру. В этом контексте может увеличиться возможность атак внутри облака, что наносит удар по прозрачности и подотчетности поставщиков данных услуг.

Быстрое распространение мобильного трафика данных и растущие требования пользователей к инфраструктуре 5G также создают новые проблемы с точки зрения безопасности и снижения производительности. Например, потоковая передача фото, видео и другая обработка больших данных очень требовательны к высокой пропускной способности и требуют надлежащей стратегии управления ресурсами спектра 5G, чтобы избежать проблем с нехваткой ресурсов для обеспечения непрерывной работы услуг. Однако совместное использование спектра в таких сценариях также создает проблемы безопасности и обеспечивает центральную точку атак для злоумышленников. Возможный подход заключается в использовании центров сертификации, предоставляющих сертификаты для когнитивных радиостанций внутри каждой ячейки. Кроме того, это требует сложных вычислений, что увеличивает накладные расходы на совместное использование спектра и, таким образом, снижает качество обслуживания (QoS) задействованной системы. Важно отметить, что использование таких централизованных архитектур также создает узкие места с единичным отказом, когда система подвергается атаке или выходит из строя, что приводит к нарушению работы всей сети совместного использования.

В сценариях 5G интернет вещей (IoT), таких как умное здравоохранение, умные города и умные дома, где мобильная среда очень динамична благодаря сочетанию устройств IoT, сложных сетей и повсеместных услуг, проблемы безопасности и конфиденциальности становятся гораздо более сложными для решения. На самом деле непомерно большое количество данных IoT будет непрерывно генерироваться вездесущими сенсорными устройствами. Очень сложно сразу идентифицировать интересующие объекты или обнаружить вреднос-

ные действия из тысяч транзакций данных в больших масштабах. Решение с использованием централизованного управления может быть неприемлемым для таких случаев использования из-за длительной задержки, рисков конфиденциальности из-за любопытных третьих лиц и перегрузки сети. Очевидно, что обеспечение эффективных мобильных услуг (то есть обмена данными, обработки данных, управления пользователями) с малой задержкой и повышенной пропускной способностью сети при одновременном обеспечении высокого уровня безопасности является критической задачей. Поэтому существует острая потребность в инновационных решениях для преодоления вышеуказанных ограничений безопасности и производительности систем для будущих сетей 5G.

Возможности, которые открывает блокчейн для сетей и услуг 5G

Обладая многообещающими свойствами безопасности, блокчейн обещает предоставить новый набор инновационных решений для сетей и сервисов 5G для повышения безопасности, конфиденциальности, децентрализации и преобразования архитектуры управления сетью для улучшения QoS, а также улучшить текущие характеристики сетей 5G. Следовательно, 5G должен использовать преимущества блокчейна для обеспечения гибкости и безопасности при предоставлении услуг мобильной сети и повсеместного использования. В следующих трех пунктах выделим значительные возможности, которые блокчейн может предоставить сетям и услугам 5G, уделяя особое внимание трем основным аспектам, включая повышение безопасности, повышение производительности системы и упрощение сети.

Улучшение безопасности

Блокчейн может устранить концепцию централизованного управления сетью, децентрализовав сетевую инфраструктуру, где нет необходимости в сторонних полномочиях. Например, концепция облачных вычислений на основе блокчейна позволяет децентрализовать облачные и пограничные сети 5G, что устраняет централизованный контроль в базовой сети и обеспечивает децентрализованное соглашение с платформой консенсуса на основе блокчейна, что в свою очередь помогает устранить узкие места при отказе в одной точке и значительно повышает доверие к системе. Кроме того, безопасность связи устройство к устройству (D2D) может быть достигнута путем создания одноранговой сети с помощью блокчейна, который преобразует каждое устройство D2D в узел блокчейна, где хранится его основная копия с возможностью проверки и мониторинга транзакций для повышения прозрачности и надежности системы.

В частности, в отличие от обычных систем управления базами данных, которые часто используют централизованный сервер для выполнения механизмов аутентификации и безопасности доступа, блокчейн со смарт-контрактами может реализовать децентрализованную проверку доступа пользователей, используя вычислительную мощность всех законных участников сети. Это делает услуги 5G (например, совместное использование спектра, совместное использование данных, распределение ресурсов) сильно устойчивыми к модификации данных. Многие исследовательские работы по блокчейну [3], демонстрируют, что внедрение блокчейна выгодно для управления спектром 5G с точки зрения лучшей проверки доступа к спектру с помощью использования смарт-контрактов, а также улучшения доступности благодаря прозрачности блокчейна. Кроме того, использование блокчейна способствует масштабируемому совместному использованию спектра в одноранговой сети, где держатели лицензий и менеджеры диапазонов исключаются для обеспечения высокой степени доверия. Службы реестра с высокой неизменностью из блокчейна также обеспечивают высокую степень безопасности и лучшую защиту системы от DoS-атак и угроз. Благодаря смарт-контрактам, которые обеспечивают очень гибкие эффективные механизмы контроля доступа пользователей с помощью интеллектуальной логики кодирования, блокчейн потенциально

может представить новые решения для аутентификации сотовых сетей 5G. Вместо того, чтобы полагаться на внешнюю инфраструктуру открытых ключей, смарт-контракты могут автоматически аутентифицировать доступ пользователей, обнаруживать угрозы и блокировать злонамеренный доступ из сетей в автономном режиме, не раскрывая при этом информацию о пользователе. Кроме того, публикуя пользовательские данные в реестре, где данные подписываются хэш-функциями и неизменно добавляются к блокам, платформы блокчейна обеспечивают надежную защиту данных. Блокчейн способен обеспечить полный контроль над личными данными при обмене по ненадежной сети, что является уникальным среди всех традиционных подходов, препятствующих отслеживанию пользователями своих данных [4].

Повышение производительности системы

Использование блокчейна также потенциально повышает производительность систем 5G. По сравнению с традиционными платформами баз данных, такими как SQL, блокчейн может обеспечить лучшее хранение данных с малой задержкой при их извлечении. Фактически, запросы ресурсов (то есть доступ к данным) могут быть проверены децентрализованными узлами блокчейна с поддержкой интеллектуальных смарт-контрактов без прохождения централизованного доверенного органа, что обещает уменьшить задержку в сети. Более того, блокчейн может устанавливать прямую связь между поставщиками услуг 5G и пользовательскими мобильными устройствами, что позволяет значительно снизить затраты на управление. Это обеспечит гораздо более гибкую и эффективную модель передачи данных для систем 5G, но при этом будет соответствовать строгим требованиям безопасности. Например, блокчейн может помочь установить безопасную одноранговую связь между пользователями (т. е. в связи D2D), используя вычислительную мощность всех участников для управления сетью, а не через стороннего посредника. Это потенциально уменьшит задержку связи, транзакционные издержки и обеспечит глобальную доступность для всех пользователей, что повысит общую производительность системы. В частности, даже когда объект скомпрометирован злонамеренными атаками или угрозами, общая работа вовлеченной сети по-прежнему будет поддерживаться за счет консенсуса в распределенных реестрах, что в свою очередь гарантирует отсутствие одноточечных сбоев уязвимости для повышения безопасности.

Упрощение сети

Блокчейн должен упростить развертывание сети 5G благодаря своей децентрализованной архитектуре. Действительно, используя блокчейн, операторы мобильной связи теперь могут не беспокоиться о создании серверов централизованного управления. Предоставление услуг 5G может быть обеспечено с помощью сети блокчейн, где доступ пользователей, ответы на услуги и торговля услугами (т. е. торговля ресурсами и оплата) могут быть реализованы в децентрализованных реестрах между участниками сети, включая поставщиков услуг и мобильных пользователей, без необходимости в дополнительной инфраструктуре управления. Таким образом, внедрение блокчейна потенциально снижает сложность сети и, таким образом, значительно снижает эксплуатационные расходы. Кроме того, транзакции для услуг 5G (то есть совместное использование данных) контролируются самой сетью блокчейн, где все объекты имеют одинаковые права на управление и обслуживание сети. Возможность использования внутренних ресурсов участников также является еще одним большим преимуществом, которое блокчейн может предоставить для упрощения организации и управления сетью для лучшего взаимодействия с пользователем и упрощения сервисных операций, особенно в сложных мобильных средах в будущих сетях 5G.

Таким образом, блокчейн, благодаря своим исключительным свойствам безопасности, способен предоставить новые возможности для улучшения мобильных сетей 5G. Конверген-

ция технологий блокчейна и 5G изменила и трансформировала текущие положения оказания услуг связи, гарантируя при этом безопасность сети.

Библиографический список

1. Panwar N., Sharma S., Singh A.K. A survey on 5G: The next generation of mobile communication // Physical Communication. 2016. V. 18. P. 64–84. doi: 10.1016/j.phycom.2015.10.006
2. Ahmad I., Shahabuddin S., Kumar T., Okwuibe J., Gurtov A., and Ylianttila M., “Security for 5G and beyond,” IEEE Communications Surveys & Tutorials. – 2019. – 86 с.
3. Yang R., Yu F. R., Si P., Yang Z., and Zhang Y., “Integrated blockchain and edge computing systems: A survey, some research issues and challenges,” IEEE Communications Surveys & Tutorials, vol. 21, no. 2, pp. 1508–1532, 2019.
4. Rabah K., “Overview of blockchain as the engine of the 4th industrial revolution,” Mara Research Journal of Business & Management-ISSN: 2519-1381, vol. 1, no. 1, pp. 125–135, 2017.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.43.01

ПРОБЛЕМЫ БЕЗОПАСНОСТИ И СЦЕНАРИИ ПОТЕНЦИАЛЬНЫХ АТАК В СЕТЯХ 5G

Д.Р. Лукьянов

*Владимирский государственный университет
имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Россия, Владимир, dmitriy75123@gmail.com*

Аннотация. Статья посвящена анализу проблем безопасности в сетях передачи данных стандарта 5G. Рассмотрены основные угрозы безопасности сетей 5G и разработаны различные тестовые сценарии атак, моделирующие поведение злоумышленника.

Ключевые слова: Сети 5G, мобильная связь, архитектура 5G, угрозы безопасности, тестовые сценарии.

SECURITY ISSUES AND SCENARIOS OF POTENTIAL ATTACKS IN 5G NETWORKS

D.R. Lukyanov

*Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, dmitriy75123@gmail.com*

Abstract. The article is dedicated to the analysis of security problems in 5G data networks. The article analyzes and describes the main threats to the security 5G and also different attack test scenarios that simulate the behavior of a potential attacker.

Keywords: 5G networks, mobile communication, 5G architecture, security protection, test scenarios.

По мере того, как человечество совершенствуется в информационных технологиях, мобильные приложения становятся все более требовательными к пропускной способности, нуждаясь в более высокой скорости передачи данных и безопасности в сотовой сети. Поэтому новые стандарты беспроводной связи неизбежно ведут к цифровой трансформации. По мере того, как 4G достигает своего предела, исследования постепенно обращаются к 5G, который считается будущим сотовых технологий. Сети связи пятого поколения 5G предусматривают более широкий спектр услуг по сравнению с предыдущими поколениями, поддерживая большее количество вариантов использования и приложений.

В феврале 2017 года Международный союз электросвязи (ITU) опубликовал отчет, в котором установлены ключевые требования, то есть минимальные требования, относящиеся к техническим характеристикам ИМТ-2020 для технологии мобильной связи 5G [1]. В этом отчете указывается минимальная пропускная способность 1 ГГц, максимальная скорость передачи данных 20 Гбит/с и минимальное время задержки 1 мс для услуг следующего поколе-

ния. Это технические требования для реализации ключевых целей 5G: суперсвязь, сверхбыстрая и сверхмалая задержка, а также минимальные требования для реализации различных услуг 5G. Кроме того, поскольку продажи отраслей, связанных с 5G, растут, ожидается, что продажи инфраструктуры беспроводных сетей 5G достигнут 6,8 млрд долларов США в 2021 году, согласно отчетам, опубликованным Gartner.

В этом контексте, одна из основных проблем, вызывающих беспокойство экспертов по безопасности 5G, заключается в том, что новые сети по-прежнему подвержены риску из-за проблем безопасности сетей предыдущих поколений. Растет количество пользователей, призывающих к безопасной среде обслуживания 5G, и перед запуском новых услуг требуется множество проверок из-за возможности присутствующих угроз безопасности в существующей сети связи LTE.

Архитектура 5G

Наиболее значительная эволюция архитектуры 5G заключается в том, что она будет более облачной и виртуализированной. Разделение сети - это особая форма виртуализации, которая позволяет нескольким логическим сетям работать поверх общей физической сетевой инфраструктуры [2]. С помощью сегментации сети поставщики мобильных услуг могут разделить свои сетевые ресурсы для решения различных задач. Распределенное облачное хранилище - это эволюция архитектуры облачных вычислений, которая позволяет перемещать хостинг приложений и обработку данных из централизованных центров обработки данных на периферию сети, ближе к месту генерации данных. В этой новой архитектуре IP-соединение будет прекращено на границе оператора, если отсутствуют надлежащие механизмы безопасности, такие как шифрование и межсетевые экраны. По сравнению с устаревшими сотовыми сетями, где большое разнообразие собственных сетевых объектов и специализированные аппаратные устройства развертываются для обеспечения различных функций, аппаратное обеспечение в облачной системе представляет собой ЦП и память общего назначения, что снижает затраты на оборудование и повышает гибкость управления.

Функции реального времени, которые в основном выполняются на физическом уровне и нижнем уровне MAC, например, планирование сети доступа, координация помех, модуляция и кодирование, по-прежнему обрабатываются на распределенных узлах с выделенной аппаратной поддержкой.

Угрозы безопасности

Несмотря на то, что 5G подпадает под действие соглашения об аутентификации и ключах (АКА), системы, предназначенной для установления доверия между сетями, в настоящее время можно отслеживать людей поблизости с помощью их телефонов. Даже можно подслушивать телефонные звонки в реальном времени [4]. Большинство угроз безопасности в сетях 5G наследуют уязвимости сетей LTE, включая утечку информации, отказ в обслуживании (DoS) целевого пользователя, DoS целевого сетевого устройства, прослушивание голоса и несанкционированное использование данных. На рис. 1 показаны отличия угроз безопасности беспроводной сети от угроз безопасности базовой сети.

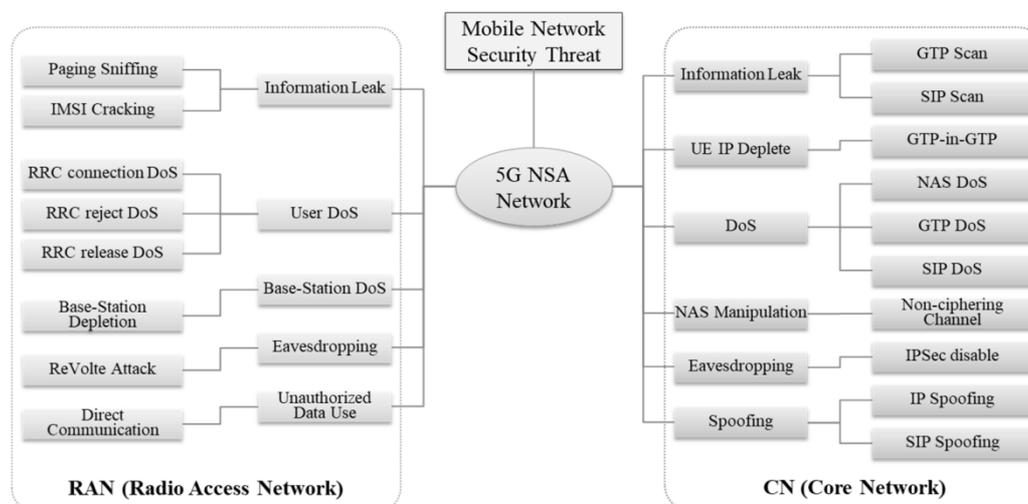


Рис. 1. Дерево атак

5 типов угроз безопасности RAN:

1. Утечка информации: утечка информации связана с такими угрозами, как прослушивание и взлом IMSI. Злоумышленник может установить программно-определяемое радиоприемное устройство (SDR), которое может принимать радиочастотные (RF) сигналы рядом с целевой жертвой и узнать SAE-временный идентификатор мобильного номера жертвы (S-TMSI).

2. DoS-атаки на пользователя: соединения управления радиоресурсами (RRC) DoS, DoS-ошибки RRC и другие включают DoS-атаки на целевого пользователя. Среди них DoS-атаки, использующие S-TMSI жертвы, которая была обнаружена в результате вышеупомянутой атаки с утечкой информации. Злоумышленник вставляет значение S-TMSI жертвы в сообщение запроса на соединение RRC, используемое терминалом при беспроводном доступе, и отправляет сообщение на базовую станцию, к которой обращается жертва.

3. DoS-атаки базовой станции: типичным случаем DoS-атаки на целевое сетевое устройство в беспроводной сети является истощение ресурсов беспроводной базовой станции. Злоумышленник может использовать это, чтобы попытаться подключиться к RRC и даже передать запрос на подключение NAS, используя IMSI жертвы. При запросе аутентификации и ожидании ответа в базовой сети злоумышленник может снова выполнить произвольный доступ, повторить описанный выше процесс и продолжать увеличивать количество RRC-соединений на базовой станции.

4. Подслушивание: всего при создании ключевого потока для шифрования в процедуре безопасности AS используется 4 элемента: количество, направление, длина и идентификатор носителя. Три из этих четырех элементов, за исключением идентификатора канала-носителя, не являются критическими переменными при создании ключевого потока. Чтобы воспользоваться этой проблемой, злоумышленник сохраняет зашифрованное голосовое сообщение жертвы с помощью сниффера. Вскоре после завершения звонка злоумышленник пытается сделать голосовой вызов одной из жертв и сохраняет план-текст и кибер-текст звонка с помощью сниффера. В этом случае злоумышленник применяет плоский текст и зашифрованный текст второго вызова к логике XOR для извлечения ключевого потока, а извлеченный ключевой поток можно использовать для декодирования первого вызова, поскольку эти вызовы были сделаны в одном RRC-соединении и использовали тот же DRB ID [3].

5. Использование неавторизованных данных: два канала, канал по умолчанию и выделенный канал, созданные в терминале, должны использоваться для разрешенных целей, но злоумышленник может использовать их иначе. Возможна передача данных между терминалами без какой-либо платы за связь с использованием выделенного несущего канала. В част-

ности, спуфинг вызывающего абонента также возможен при правильном использовании прямой связи.

Тестовые сценарии угроз безопасности

На основе изложенной выше информации о проблемах защиты информации в сетях 5G и возможных атаках на них, были разработаны тестовые сценарии атак.

Таблица 1. Тестовые сценарии RAN

№	Тест-кейс	Описание
1	DoS	Стандартом определено не проверять идентификатор абонента на базовых станциях, поэтому доступ позволяет отправлять запрос на соединение RRC с идентификатором жертвы.
2	Изменения режима безопасности RRC	Существует угроза уклонения от аутентификации, когда базовая станция игнорирует значение аутентификации (MAC) от терминала для полученной команды режима безопасности RRC и отправляет, что проверка безопасности RRC завершена, таким образом, это нормально обрабатывается на базовой станции.
3	Изменения реконфигурации RRC	Существует угроза уклонения от аутентификации, когда базовая станция игнорирует значение аутентификации (MAC) от терминала для полученной реконфигурации RRC и отправляет RRC, что реконфигурация завершена, таким образом, она нормально обрабатывается на базовой станции.

Таблица 2. Тестовые сценарии CN

№	Тест-кейс	Описание
1	Сканирование EPC	IP-адрес оборудования EPC может быть идентифицирован с помощью ответного сообщения, полученного после внедрения эхо-запроса GTP-C в пользовательские данные и отправки его в CN.
2	Очистка IP-адресов UE	В пользовательских данных и при отправке запроса вызывается очистка ресурсов IP, которые могут быть выделены PGW при создании сеансового запроса, содержащего случайный NISIDN.
3	Целевой запрос на создание сеанса	При отправке запроса может произойти вызов DoS путем нового выделения IP-адреса жертвы при вставке запроса на создание сеанса, который содержит NISIDN жертвы.
4	Удаление сеансового запроса	При отправке запроса может произойти вызов DoS путем удаления сеанса GTP жертвы при внедрении запроса на удаление сеанса, содержащего NISIDN жертвы.
5	Запрос отмены регистрации SIP	Возникает отказ в обслуживании голосовой связи путем удаления регистрации SIP жертвы при передаче запроса на отмену регистрации SIP, который содержит MSISND жертвы.
6	Запрос SIP-сообщения	Вызов фишинга SMS с исходящим номером при отправке запроса SIP-сообщения, содержащего MSISND жертвы.
7	MMS-запрос	Вызов MMS-фишинга с исходящим номером при отправке MMS-запроса, содержащего MSISND жертвы.

5G обещает кардинально изменить понимание современной сети, а безопасность является основой успешного предоставления услуг в эпоху облачных хранилищ, 5G сети и искусственного интеллекта. Известные проблемы протоколов обмена данными сетей предыдущего поколения были учтены при разработке сетевой архитектуры 5G. Однако новые технологии 5G, такие как виртуализация и новые варианты использования, несут новые виды угроз безопасности для сетевых операторов. Все более острым становится вопрос безопасности сетей

5G, к которому нужно подходить осторожно, бдительно и с пониманием потенциала 5G, открывающего широкое поле деятельности для кибератак и вторжений в частную жизнь.

Библиографический список

1. International Telecommunication Union Radiocommunication. Minimum Requirements Related to Technical Performance for IMT-2020 Radio Interface(s); Report ITU-R M.2410-0, 2017.11; International Telecommunication Union Radiocommunication: Geneva, Switzerland. - 2017. - 11 с.
2. Григорьев Ю.Г., Самойлов А.С. 5G-стандарт сотовой связи. – Москва: ФГБУ им Бурназяна А.И., 2020. - 196 с.
3. Rupperecht, D.; Kohls, K.; Holz, T.; Pöpper, C. Call me maybe: Eavesdropping encrypted LTE calls with ReVoLTE. In Proceedings of the 29th USENIX Security Symposium, Online Conference. - 2020. – 17 с.
4. Тихвинский В.О., Терентьев С.В., Коваль В.А. Сети мобильной связи 5G: технологии, архитектура и услуги. – М.: Медиа Паблишер. - 2019. - 376 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ВОССТАНОВЛЕНИЯ СИГНАЛА НА ОСНОВЕ ПРЕОБРАЗОВАНИЯ ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА ПРИ ПОВТОРНОМ РАЗЛОЖЕНИИ

В.Т. Дмитриев, Е.С. Куликова, М.А. Черентаев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, vol77@rambler.ru, culikoa2010@mail.ru, cherentaev.mikhail@gmail.com*

Аннотация. В работе рассмотрен алгоритм Хургина-Яковлева с использованием повторно-го разложения с применением различных кодеков, проведена оценка качества MOS восстановленного сигнала для различных кодеков.

Ключевые слова: алгоритм Хургина-Яковлева, повторное разложение, речевые кодеки, оценка качества восстановления сигнала.

DEVELOPMENT OF A SIGNAL RECOVERY ALGORITHM BASED ON THE KHURGIN-YAKOVLEV TRANSFORMATION UNDER REPEATED DECOMPOSITION

V.T. Dmitriev, E.S. Kulikova, M.A. Cherentaev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, culikoa2010@mail.ru, cherentaev.mikhail@gmail.com*

The summary. The paper considers the Khurgin-Yakovlev algorithm using repeated decomposition using various codecs, and evaluates the quality of the MOS of the restored signal for various codecs.

Keywords: Khurgin-Yakovlev algorithm, re-decomposition, speech codecs, signal reconstruction quality estimation.

В современном мире растет потребность в защите информации. Для увеличения криптостойкости предлагается использовать алгоритм Хургина-Яковлева, который может быть применен при маскировании сигнала или для борьбы с фальсификацией фонограмм. Благодаря своим особенностям данный алгоритм позволяет обнаружить и исправить сфальсифицированные фрагменты переданного сигнала и повысить помехоустойчивость.

Преобразование Хургина-Яковлева для $N=2$ заключается в том, что отсчеты сигнала и его первой производной прореживаются в два раза и предаются в канал связи. На приёмной стороне полученные сигналы декодируются, интерполируются, фильтруются и суммируются. В результате должен получиться восстановленный сигнал без каких-либо изменений, внесенных злоумышленником, что достигается за счёт отдельной передачи отсчетов сигнала и

отсчётов производной. Они могут предаваться как по одному, так и по разным каналам связи, но для внесения изменений необходимо знать, какие именно отсчёты сигналы соответствуют определенным отсчётам производной, что представляет сложную задачу. Дополнительно усложнить эту задачу может повторное преобразование в алгоритме Хургина-Яковлева.

Повторное преобразование заключается в том, что ещё раз проводят такие же действия над сигналом и его первой производной, а именно сигнал и его первая производная аналогично прореживаются в два раза, после от прореженного сигнала и от его производной берут повторно первую производную, и затем прореживают в четыре раза и передают в канал связи. Соответственно, на приемной стороне после декодирования и интерполяции происходит фильтрация четырех сигналов, но с вдвое меньшим количеством отсчётов, которые суммируются, пропускаются через фильтры уже аналогичные фильтрам при использовании не повторного алгоритма при N=2 и вновь суммируются.

Работу алгоритма Хургина-Яковлева при повторном разложении можно проиллюстрировать следующей схемой – рисунок 1.

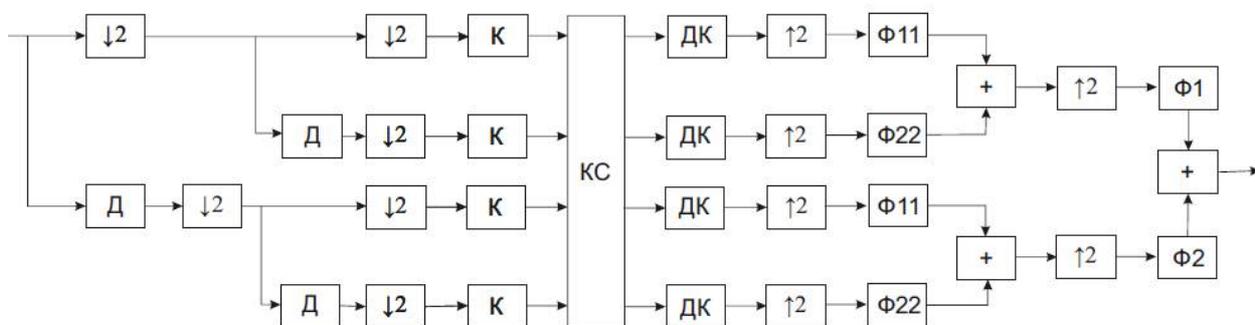


Рис. 9. Схема алгоритма Хургина-Яковлева с повторным разложением

Теперь подробно рассмотрим реализацию этого алгоритма в среде Mathcad. Для проведения эксперимента использовались сигналы с частотой дискретизации 16 кГц.

К исходному сигналу применим комплексное преобразование Фурье, так сигнал переносится в частотную область. Затем вычислим производную в соответствии с выражением:

$$f'(t_i) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (S_{np1}(w_n) \cdot \exp(jw_n \cdot i \cdot \Delta t)),$$

где $S_{np1}(w) = jwS_{c1}(w)$, $S_{c1}(w)$ – отсчёты сигнала, полученные после комплексного преобразования Фурье, Δt – интервал между отсчётами.

В два раза прореживаем отсчёты сигнала и его первой производной и вычисляем производные в соответствии с рисунком 1 и выражениями:

$$f'_1(t_i) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (S_{np2}(w_n) \cdot \exp(jw_n \cdot i \cdot \Delta t)),$$

$$f'_2(t_i) = \frac{1}{K} \sum_{k=0}^{K-1} (S_{np3}(w_n) \cdot \exp(jw_n \cdot i \cdot \Delta t)).$$

где $S_{np2}(w) = jwS_{c2}(w)$, $S_{c2}(w)$ – отсчёты сигнала, полученные после прореживания в два раза,

$S_{np3}(w) = jwS_{p3}(w)$, $S_{p3}(w)$ – отсчёты производной, прореженные в два раза.

Все полученные отсчеты прореживаем ещё в два раза.

В ходе моделирования четыре полученных сигнала пропускались через различные кодеки, в части программы имитирующей прием проводилась интерполяция, а затем фильтрация. Амплитудные и фазовые характеристики фильтров описываются выражениями (1) и (2):

$$A_{11}(\omega) = 2 \cdot \left(1 - \frac{\omega}{\pi F}\right);$$

$$\Phi_{11}(\omega) = 0; \quad (1)$$

$$A_{22}(\omega) = \begin{cases} \frac{2}{\pi}; & \text{при } \omega \neq 0, \pi F; \\ 0; & \text{при } \omega = 0, \pi F \end{cases}$$

$$\Phi_{22}(\omega) = \begin{cases} -\frac{\pi}{2}; & \text{при } \omega \neq 0, \pi F \\ 0; & \text{при } \omega = 0, \pi F \end{cases}. \quad (2)$$

Первый фильтр (1) используется в первом и третьем канале, то есть для сигнала и для его первой дополнительно прореженной производной, второй фильтр (2) – во втором и четвертом канале для оставшихся.

Затем сигналы в первом и втором, в третьем и четвертом каналах попарно суммируются, интерполируются и фильтруются. Характеристики этих фильтров:

$$A_1(\omega) = 2 \cdot \left(1 - \frac{\omega}{2\pi F}\right);$$

$$\Phi_1(\omega) = 0;$$

$$A_2(\omega) = \begin{cases} \frac{2}{\pi}; & \text{при } \omega \neq 0, 2\pi F; \\ 0; & \text{при } \omega = 0, 2\pi F \end{cases}$$

$$\Phi_2(\omega) = \begin{cases} -\frac{\pi}{2}; & \text{при } \omega \neq 0, 2\pi F \\ 0; & \text{при } \omega = 0, 2\pi F \end{cases}.$$

Сигналы снова суммируются и записываются в аудиофайл.

Описанный выше алгоритм был проделан для двадцати аудиозаписей с использованием различных кодеков (табл. 1). Для полученных на выходе аудиозаписей было проведено сравнение с исходными с помощью программы resq.m и получены оценки MOS, их усредненные значения приведены в таблице 1.

Таблица 3. Оценка MOS для кодеков

№ п/п	Название кодека	Оценка MOS
1.	Spirit MMBE 1.2	1,6216
2.	Spirit MMBE 2.4	1,6307
3.	Spirit ICELP 4.8	2,5126
4.	Spirit ICELP 6	2,8476
5.	Spirit ICELP 8	2,8126
6.	Spirit LBRAMR 1	1,6875
7.	Spirit LBRAMR 1.2	1,746
8.	Spirit LBRAMR 2	1,8925
9.	Spirit LBRAMR 2.4	1,8479

10.	ITU G.723.1 5.3	2,5631
11.	ITU G.723.1 6.3	3,0225
12.	ITU G.726 16	1,9246
13.	ITU G.726 24	2,7419
14.	ITU G.726 32	3,0611
15.	ITU G.726 40	3,6105
16.	ITU G.728i 16	3,0774
17.	ITU G.729a 8	2,6968
18.	Без кодека	4,3823

Из таблицы можно заметить, что наилучшие значения оценок получались для высокоскоростных кодеков, в частности для кодека ITU G.726 40.

Таким образом, применение алгоритма восстановления сигнала на основе преобразования Хургина-Яковлева при повторном разложении позволяет довольно точно воспроизвести передаваемый сигнал. При прослушивании аудиозаписи, полученная на выходе, мало отличается от исходной.

Библиографический список

1. С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев. Алгоритмы защиты речевой информации в телекоммуникационных системах: учеб. пособие / РГРТА, Рязань, 2005. 128 с.
2. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Фinitные функции в физике и технике. М.: Наука. 1971. 408с.
3. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Устойчивость первичных кодеков речевых сигналов на основе представления Хургина – Яковлева к действию акустических шумов// Вестник РГРТУ. 2019. № 3. С.17-25.
4. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Алгоритм адаптации кодеков речевых сигналов к акустическим шумам на основе представления Хургина – Яковлева // Материалы IV Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства». Рязань: РГРТУ. 2019. С. 7-13.
5. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина – Яковлева // Радиотехника. 2003. № 1. С. 73-75.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

ОЦЕНКА ИНФОРМАЦИОННОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ВЫСОКОСКОРОСТНОЙ РАДИОЛИНИИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ

А.А. Кашеев

*Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина,
Россия, Рязань, alexei_k1@mail.ru*

Аннотация. В статье предложен комплексный подход к оценке информационной эффективности высокоскоростной радиолинии космических аппаратов дистанционного зондирования Земли с учетом частотных и энергетических характеристик радиоканала.

Ключевые слова: информационная эффективность, частотная эффективность, энергетическая эффективность, дистанционное зондирование Земли, космические аппараты, высокоскоростная радиолиния, пропускная способность.

ESTIMATION TO INFORMATION EFFICIENCY OF HIGH-SPEED SPACE-CRAFT RADIO LINK OF REMOTE SENSING OF THE EARTH

A.A. Kascheev

*Ryazan State Radio Engineering University after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, alexei_k1@mail.ru*

Abstract. Complex approach is offered in article to estimation of information efficiency speediest radiolink cosmic device of the remote flexing the Land with provision for frequency and energy features of the radio link.

Keywords: information efficiency, frequency efficiency, energy efficiency, remote flexing the Land, cosmic devices, speediest radiolink, reception capacity.

На этапе проектирования космических систем дистанционного зондирования Земли (КС ДЗЗ) одной из важнейших задач является выбор технических параметров системы, обеспечивающих максимальную эффективность её функционирования по заданному критерию.

Одним из таких критериев является информационная эффективность высокоскоростной радиолинии (ВРЛ), учитывающая частотные и энергетические характеристики радиолинии.

Повышение эффективности функционирования ВРЛ неразрывно связано с решением задачи многопараметрической оптимизации, где в качестве целевой функции используется приведенный выше критерий. Точность решения такой задачи существенным образом зависит от объективности математического описания целевой функции. Решение указанной проблемы является основной целью настоящей работы.

Постановка задачи

В статье ставится задача оценки информационной эффективности ВРЛ космических аппаратов (КА) ДЗЗ.

Модель ВРЛ предполагает следующее: радиолиния организуется с помощью наземной аппаратуры (НА) ВРЛ, расположенной на наземном пункте приема информации (НППИ) с географическими координатами $(\alpha_i^{НСП}, \beta_i^{НСП})$ и бортовой аппаратуры (БА) ВРЛ, устанавливаемой на КА ДЗЗ. Вероятность искажения бит в кадре при передаче по ВРЛ должна быть не хуже p .

На вход БА ВРЛ поступают данные маршрутов съемки земной поверхности, которые записываются в запоминающее устройство целевой информации объемом V_{ZUCI}^{max} , подвергаются блочному помехоустойчивому кодированию со скоростью r , фазовой манипуляции с индексом m , статистически мультиплексируются в каналные кадры объемом V_K и в общем групповом потоке передаются на НА ВРЛ по радиолинии со скоростью R .

Методика оценки информационной эффективности ВРЛ КА ДЗЗ

В процессе наблюдения земной поверхности КА ДЗЗ передача информации по ВРЛ КА ДЗЗ осуществляется при нахождении космического аппарата в зоне радиовидимости НППИ, а за ее пределами накопление информации происходит в запоминающем устройстве целевой информации [1, 2, 5].

Информационная эффективность ВРЛ КА ДЗЗ является комплексным показателем оценки качества функционирования радиолинии и в соответствии с [3] определяется следующим образом:

$$\eta = \frac{\gamma}{\log_2(\gamma/\alpha + 1)}, \quad (1)$$

где γ - частотная эффективность ВРЛ КА ДЗЗ;

α - энергетическая эффективность ВРЛ КА ДЗЗ.

Частотная эффективность ВРЛ КА ДЗЗ γ определяет качество функционирования радиолинии как количество передаваемой информации на единицу полосы пропускания системы и в соответствии с [3] может быть рассчитана по формуле:

$$\gamma = \frac{R}{\Delta f}, \quad (2)$$

где R – скорость передачи информации по ВРЛ КА ДЗЗ;

Δf - эквивалентная (энергетическая) шумовая полоса приёмника.

Предполагается, что величина Δf равна ширине спектра передаваемого сигнала и в соответствии с [1–4, 7] может быть определена как:

$$\Delta f = \frac{1,2 \cdot R}{r \cdot \log_2 m}, \quad (3)$$

где r – скорость помехоустойчивого кодирования;
 m – индекс фазовой манипуляции сигнала.

Так как информация по радиолинии передается кадрами объемом V_k с вероятностью битовой ошибки передачи p , а также учитывая выражение для достоверной передачи информации в кадре [2, 3] и статистическую независимость бит кадра, формула (3) примет следующий вид:

$$\Delta f = \frac{1,2 \cdot R \cdot (1-p)^{-V_k}}{k_v \cdot r \cdot \log_2 m}, \quad (4)$$

где V_k – объем канального кадра;

$k_v = \frac{V_p}{V_k}$ – коэффициент использования канального кадра;

V_p – объем полезной информации канального кадра.

Подставив (4) в формулу (2) выражение для оценки частотной эффективности ВРЛ КА ДЗЗ примет следующий вид:

$$\gamma = \frac{k_v \cdot r \cdot \log_2 m}{1,2 \cdot (1-p)^{-V_k}}. \quad (5)$$

Энергетическая эффективность ВРЛ КА ДЗЗ α характеризует энергетические затраты на единицу передачи информации и в соответствии с [3] определяется как:

$$\alpha = \frac{R}{(P_{i,j}^{НППИ} / P_{i,j}^u)}, \quad (6)$$

где $P_{i,j}^{НППИ}$ – мощность полезного сигнала на входе приёмника НА ВРЛ i -го НППИ в j -й момент времени;

$P_{i,j}^u$ – мощность шума на входе оборудования НА ВРЛ i -го НППИ.

Учитывая основные энергетические соотношения для линий спутниковой связи [3, 6, 9], величина $P_{i,j}^{НППИ}$ может быть определена следующим образом:

$$P_{i,j}^{НППИ} = \frac{\lambda^2 P^{КА} \eta^{КА} G_i^{КА} G_i^{НППИ} \eta_i^{НППИ}}{16\pi^2 D_{i,j}^2 L_{i,j}^{don}}, \quad (7)$$

где $D_{i,j} = \sqrt{(x_{i,j}^{tpsk})^2 + (y_{i,j}^{tpsk})^2 + (z_{i,j}^{tpsk})^2}$ – дальность от КА ДЗЗ до i -го НППИ; $x_{i,j}^{tpsk}$, $y_{i,j}^{tpsk}$ и $z_{i,j}^{tpsk}$ – линейные координаты движения центра масс КА в топоцентрической системе координат в j -й момент времени, связанной с i -м НППИ; $L_{i,j}^{don}$ – дополнительное затухание энергии радиосигнала между КА и i -м НППИ в j -й момент времени; $G_i^{КА}$ и $G_i^{НППИ}$ – коэффициенты усиления антенны БА ВРЛ КА ДЗЗ на передачу и НА ВРЛ на приём соответственно; $\eta^{КА}$ и

$\eta_i^{НППИ}$ - коэффициент передачи антенно-волноводного тракта БА ВРЛ КА и НА ВРЛ i -го НППИ.

Мощность шума на входе НА ВРЛ i -го НППИ можно рассчитать по формуле [2, 8]:

$$P_{i,j}^{ш} = kT_{i,j}^{\Sigma} \Delta f_{ш}, \quad (8)$$

где $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Вт/Гц·град – постоянная Больцмана; $T_{i,j}^{\Sigma}$ - эквивалентная шумовая температура приёмной системы НА ВРЛ i -го НППИ в j -й момент времени с учётом внутренних и внешних шумов; $\Delta f_{ш}$ - эквивалентная (энергетическая) шумовая полоса приёмника, численно равная ширине спектра передаваемого сигнала Δf .

Учитывая (7) и (8), выражение для энергетической эффективности в соответствии с (6) примет следующий вид:

$$\alpha = \frac{16\pi^2 D_{i,j}^2 L_{i,j}^{дон} kT_{i,j}^{\Sigma} \Delta f_{ш} R}{\lambda^2 P^{КА} \eta^{КА} G_i^{КА} G_i^{НППИ} \eta_i^{НППИ}}. \quad (9)$$

Подставив (5) и (9) в (1) после несложных преобразований выражение для информационной эффективности примет следующий вид:

$$\eta = \frac{k_V \cdot r \cdot \log_2 m}{1,2 \cdot (1-p)^{-V_k} \log_2 \left[\frac{\lambda^2 P^{КА} \eta^{КА} G_i^{КА} G_i^{НППИ} \eta_i^{НППИ}}{16\pi^2 D_{i,j}^2 L_{i,j}^{дон} kT_{i,j}^{\Sigma}} + 1 \right]}. \quad (10)$$

Библиографический список

1. Кашеев А.А. Системный подход к выбору пропускной способности высокоскоростной радиолнии для современных космических аппаратов дистанционного зондирования Земли // Вестник Самарского государственного аэрокосмического университета имени академика С.П. Королёва (национального исследовательского университета). 2016. Т. 15, № 1. С. 180-186. DOI: 10.18287/2412-7329-2016-15-1-180-186.
2. Кашеев А.А. Оценка оперативности доставки информации по высокоскоростной радиолнии космических систем дистанционного зондирования Земли. Ин-т радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, 2016, №8, URL: <http://jre.cplire.ru/jre/aug16/4/text.pdf>. ISSN 1684-1719.
3. Кашеев А.А. Методы повышения эффективности использования ресурсов геостационарных сетей спутниковой связи. \ \ Диссертация на соискание ученой степени кандидата технических наук: Рязань, Рязанский государственный радиотехнический университет, 2009 г.
4. Кашеев А.А., Гусев С.И. Алгоритм построения зоны радиовидимости наземных приемных станций для высоконадежных космических радиолний // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. Рязань, 2018, № 66. Часть 1, С. 16 - 21. ISSN 1995-4565.
5. Кашеев А.А., Гусев С.И. Оценка текущего состояния запоминающего устройства целевой информации космических аппаратов дистанционного зондирования Земли // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2021: сб.тр. IV международного научно-технического форума: в 10 т. Т.6. / под. общ. ред. О.В. Миллоровой. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2021; Рязань. – С. 91-94.
6. Кашеев А.А., Кошелев В.И. Оценка эффективности подавления сигналов спутниковых радионавигационных систем преднамеренными помехами. // Журнал радиоэлектроники: электронный журнал. Ин-т радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН, 2012, №7, URL: <http://jre.cplire.ru/jre/jul12/3/text.pdf>
7. Кашеев А.А., Миронов В.В. Повышение точности оценки длительности сеансов связи космических аппаратов дистанционного зондирования Земли с наземными пунктами приема информации для надежных высокоскоростных радиолний // Современные проблемы дистанционного зондирования Земли из космоса. 2018. Т. 15. № 6. С. 235–244. DOI: 10.21046/2070-7401-2018-15-6-235-244.
8. Кашеев А.А., Гусев С.И. Определение границ зоны радиовидимости наземных пунктов приема космической информации. \ \ Новые информационные технологии в научных исследованиях. Материалы XXIV Всерос-

сийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. – Рязань: ИП Коняхин А.В. (Book Jet), 2019 – С. 148 -151.

9. Спутниковая связь и вещание. Справочник/Под ред. Л. Я. Кантора. – М.: Радио и связь. – 1997.– 344с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

АЛГОРИТМ ПЕРЕДАЧИ СКРЫТОЙ ИНФОРМАЦИИ В КОДЕКЕ CELP

Н.В. Николаев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, nikita.nikolaev.83@bk.ru*

Аннотация. В этой статье рассмотрено сокрытие данных для сигналов речевого хоста. В литературе сокрытие данных для речевых сигналов в основном выполняется непосредственно на цифровом речевом сигнале или в преобразованной области, где последнее обычно направлено на снижение слышимости встроенного водяного знака.

Ключевые слова: кодирование на основе линейного предсказания и кодового возбуждения (CELP), фиксированная кодовая книга (FCB), графический формат, применяемый для хранения фотографий и подобных им изображений (JPEG), стандарт цифрового сжатия видео и аудио (MPEG), узкополосное кодирование (NB), широкополосное кодирование (WB), цифровая одновременная передача голоса и данных (DSVD), передача голоса по интернет-протоколу (VOIP).

ALGORITHM FOR TRANSMITTING HIDDEN INFORMATION IN THE CELP CODEC

N.V. Nikolaev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, nikita.nikolaev.83@bk.ru*

The summary. This article discusses data hiding for speech host signals. In the literature, data hiding for speech signals is mainly performed directly on the digital speech signal or in the transformed area, where the latter is usually aimed at reducing the audibility of the built-in watermark.

Keywords: encoding based on linear prediction and code excitation (CELP), fixed codebook (FCB), graphic formats used for storing photographs and similar images (JPEG), digital video and audio compression standard (MPEG), narrowband encoding (NB), broadband encoding (WB), digital simultaneous voice transmission and data (DSVD), voice transmission over the Internet Protocol (VOIP).

Кодирование речи - это процесс получения компактного представления голосовых сигналов для эффективной передачи по проводным и беспроводным каналам с ограниченной полосой пропускания. Сегодня речевые кодеры стали важнейшими компонентами телекоммуникаций и мультимедийной инфраструктуры. Коммерческие системы, основанные на эффективном кодировании речи, включают сотовую связь, передачу голоса по интернет-протоколу (VOIP), видеоконференции, архивирование и цифровую одновременную передачу голоса и данных (DSVD), а также многочисленные компьютерные игры и мультимедийные приложения.

Кодирование речи - это искусство создания минимально избыточного представления речевого сигнала, которое может быть эффективно передано или сохранено на цифровых носителях, и декодирования сигнала с максимально возможным качеством восприятия. Как и любой другой сигнал непрерывного времени, речь может быть представлена в цифровом виде с помощью процессов дискретизации и квантования; речь обычно квантуется с использованием либо 16-битного равномерного, либо 8-битного квантования.

Однако, как и многие другие сигналы, дискретизированный речевой сигнал содержит большой объем информации, которая либо избыточна (ненулевая взаимная информация

между последовательными выборками в сигнале), либо не относящаяся к восприятию (информация, которая не воспринимается слушателями-людьми).

Устройство кодирования речи преобразует оцифрованный речевой сигнал в кодированное представление, которое обычно передается в виде кадров. Декодер речи принимает закодированные кадры и синтезирует восстановленную речь. Стандарты обычно диктуют отношения ввода–вывода как кодера, так и декодера. Взаимосвязь ввода–вывода задается с использованием эталонной реализации, но допускаются новые реализации при условии сохранения эквивалентности ввода–вывода. Речевые кодеры различаются в основном скоростью передачи данных (измеряется в битах на выборку или битах в секунду), сложностью (измеряется в операциях в секунду), задержка (измеряется в миллисекундах между записью и воспроизведением) и качеством восприятия синтезированной речи. Узкополосное (NB) кодирование относится к кодированию речевых сигналов, полоса пропускания которых составляет менее 4 кГц (частота дискретизации 8 кГц), в то время как широкополосное кодирование (WB) относится к кодированию сигналов с полосой пропускания 7 кГц (частота дискретизации 14-16 кГц). Кодирование NB более распространено, чем кодирование WB, главным образом из-за узкополосного характера проводного телефонного канала (300-3600 Гц).

Однако в последнее время активизировались усилия по широкополосное кодирование речи благодаря нескольким приложениям, таким как видеоконференции.

В системе цифровой связи методы «сокрытия данных» или «цифрового водяного знака» позволяют установить виртуальный канал связи, который встроен в передаваемый «сигнал хоста». На практике этот сигнал хоста обычно представляет некоторые мультимедийные данные, т.е. аудио, изображение или видеоконтент. В общем, хорошая схема сокрытия данных для таких сигналов должна быть разработана таким образом, чтобы:

- скрытые данные могли быть надежно обнаружены/извлечены на принимающей стороне (возможно, даже после преднамеренных «атак»),
- гарантирована минимальная требуемая скорость передачи данных,
- модифицированный сигнал хоста субъективно не отличается (почти не отличается) от исходного сигнала.

Широко распространенным применением сокрытия данных является указание источника сигнала хоста (например, для аутентификации или управления цифровыми правами). Напротив, мы нацелены на скрытую передачу вспомогательных данных (стеганография). В этом случае, устойчивость к преднамеренным атакам может быть менее актуальной, но более важны другие характеристики передачи, такие как более высокая скрытая скорость передачи данных, необходимость постоянной (минимальной) скорости и устойчивость к ошибкам передачи[1].

В частности, в этой статье мы сосредоточимся на сокрытии данных для сигналов речевого хоста. В литературе сокрытие данных для речевых сигналов в основном выполняется непосредственно на цифровом речевом сигнале или в преобразованной области, где последнее обычно направлено на снижение слышимости встроенного водяного знака. В качестве альтернативы, речевые функции, такие как структура высоты тона в сегментах озвученной речи, могут быть изменены для передачи дополнительной информации. Распространенными методами сокрытия данных являются, например, «водяные знаки с расширенным спектром» или методы, основанные на квантовании, такие как «Скалярная схема Коста».

В литературе было предложено несколько систем речевых водяных знаков, которые используют один или комбинацию этих методов. В отличие от этих «классических» подходов стеганографические данные альтернативно может быть встроен в сжатый или закодированный представление сигнала хоста. Этот метод называется «битовый поток водяных знаков» или «водяные знаки сжатого домена». Естественно, это применимо только в том случае, если рассматриваемая система передачи реализует сжатие сигнала, т. е. в нашем случае речевой кодек. Данные затем встраивание выполняется либо непосредственно в содержимое би-

товый поток (например, путем перезаписи младших значащих битов) или путем изменения некоторых частично декодированных параметров (повторное квантование). Реализован водяной знак битового потока для различных мультимедийных схемы кодирования источника, такие как кодирование изображения JPEG, видео H.264 кодирование или расширенное аудиокодирование MPEG-2. В основном, соответствующие методы встраивания специфичны для кодека для которые они были разработаны[2].

В CELP кодовая книга различных сигналов возбуждения поддерживается в кодере и декодере. Кодер находит наиболее подходящий сигнал возбуждения и отправляет его индекс в декодер, который затем использует его для воспроизведения сигнала.

Принцип кодирования с линейным предсказанием, возбуждаемым совместным кодом (CELP) и сокрытие данных было предложено в кодеках, где довольно низкая достигнута стеганографическая пропускная способность. Для применения сокрытия данных к кодировщикам CELP оказывается выгодно интегрировать процедуру нанесения водяных знаков в цикл анализа путем синтеза для поиска по фиксированной кодовой книге (FCB) [3].

Этого можно достичь, применив «Схему биннинга» к FCB. Следовательно, вложение N стеганографических битов в субкадр достигается путем разделения кодовой книги C с фиксированным возбуждением на $M = 2^N$ непересекающихся подкодовых книг C_m с $m \in \{0, \dots, M-1\}$ такой, что $U_{m=0}^{M-1}$, $C_m \subseteq C$. Тогда поиск FCB с внедрением информации можно сформулировать как:

$$\hat{c} = \arg \min_{c \in C_m} \chi(c),$$

где m — встраиваемое сообщение, $c \in C_m$ — проверяемые кодовые векторы-кандидаты, а $\chi(c)$ — функция стоимости CELP:

$$\chi(c) = \|v\|^2 - \frac{(v^T Hc)^2}{\|Hc\|^2},$$

с целевым вектором v (остаток предсказания с удаленным шагом) и перцептивно взвешенная матрица фильтра H . Скрытое сообщение декодируется путем идентификации подкодовой книги, которая содержит полученный вектор \hat{c} , т. е. m определяется выражением:

$$m = \{m : \hat{c} \cap C_m = \hat{c}\}.$$

Учитывая описанную схему встраивания, можно утверждать, что $|C_m| \approx |C|/M$, т. е. число проверенных записей FCB равно уменьшается в M раз для каждого кадра. Неизбежное следствием этого будет снижение качества закодированной речи. Если также возможно установить разбиение FCB, которое обеспечивает M «одинаково хороших» подкодовых книг C_m (каждая из которых обеспечивает кодирование производительность, сравнимая с первоначально используемой подкодовой книгой C), то процедура сокрытия данных не ухудшает (или лишь незначительно) результирующее качество речи. [4].

Мы рассмотрели метод сокрытия стеганографических данных в потоке битов речевого кодека CELP. Скрытие данных выполняется совместно с поиском по кодовой книге методом анализа путем синтеза. Скрытые биты могут быть непосредственно восстановлены из потока битов, в результате чего ошибки в битах могут возникать только из-за зашумленного канала передачи.

Библиографический список

1. B. Geiser and P. Vary, "Backwards compatible wideband telephony in mobile networks: CELP watermarking and bandwidth extension," in Proc. of ICASSP, Honolulu, Hawai'i, USA, Apr. 2007.
2. М.И. Максимов, Н.А. Сидорова, О.В. Чернояров. «Проектирование низкоскоростных речепреобразующих устройств для каналов с высоким процентом ошибок». «Электросвязь». –2008. – №7. –с. 48-50.
3. Z.-M. Lu, B. Yan, and S.-H. Sun, "Watermarking combined with CELP speech coding for authentication," IEICE Trans. on Inf. and Systems, vol. E88-D, no. 2, pp. 330–334, 2005.
4. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. «Цифровая обработка и передача речи». М., «Радио и связь», 2000.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ПРЕДСКАЗАНИЕ ВОСПРИНИМАЕМОГО КАЧЕСТВА РЕЧИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ГОЛОСА ПО IP-СЕТЯМ

А.А. Приходько

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, Artemprihodko2806@gmail.com*

Аннотация. В работе исследуется влияние потери пакетов, использование различных говорящих на воспринимаемое качество речи с использованием объективного алгоритма измерения ITU PESQ, разрабатывается модель ANN, использующая перцептивно релевантную информацию для предсказания качества речи.

Ключевые слова: качество обслуживания (QoS), средняя оценка мнения (MOS) искусственная нейронная сеть (ANN)

PERCEIVED SPEECH QUALITY PREDICTION FOR VOICE OVER IP-BASED NETWORKS

AA Prihodko

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, , Artemprihodko2806@gmail.com*

The summary. The paper investigates the effect of packet loss, the use of different speakers on the perceived quality of speech using the objective measurement algorithm ITU PESQ. An ANN model is being developed that uses perceptually relevant information to predict speech quality.

Keywords: quality of service (QoS), average opinion score (MOS) artificial neural network (ANN)

Наиболее востребованным видом передаваемой информации в телекоммуникационных системах всегда являлась речевая информация.[1] В режиме реального времени голосовая связь оценивается в виде средней оценки мнения (MOS) и является ключевым показателем качества обслуживания (QoS), Значения MOS могут быть получены с помощью субъективных тестов на прослушивание или с помощью объективных методов измерения [2]. Одним из них является алгоритм перцептивной оценки качества речи (PESQ).[3] В приложениях voice over IP разрабатываются статистические методы и методы искусственного интеллекта для предсказания качества речи непосредственно от параметров IP - сети для мониторинга и контроля QoS. В последнее время используются E-модель, а также модели искусственных нейронных сетей (ANN). В отличие от электронной модели, которая является статичной, модели искусственных нейронных сетей могут адаптироваться к динамической среде IP-сетей, таких как Интернет, благодаря своей способности к обучению. Однако успех подхода ANN в передаче голоса по IP зависит от способности моделей полностью изучить нелинейные отношения между IP-сетями нарушения (например, потеря пакетов и дрожание) и воспринимаемое качество речи. В настоящее время как электронная модель, так и методы, основанные на ANN, опираются на базы данных, полученные с помощью субъективных тестов.

Имитационная модель

Структурная схема системы, использовавшейся в исследовании, изображена на рис. 1. Она включает в себя речевую базу данных, кодер/декодер, имитатор потери пакетов, модуль измерения качества речи, извлечение параметров и ANN модель. Для исследования были выбраны три современных кодека. Это G. 729 CS-ACELP (8 Кбит / с), G. 723.1 MP-MLQ/ACELP (5.3/6.3 Кбит / С) и адаптивные мультискоростные (AMR) кодеки с восемью режимами (от 4,75 до 12,2 Кбит / С) [4].

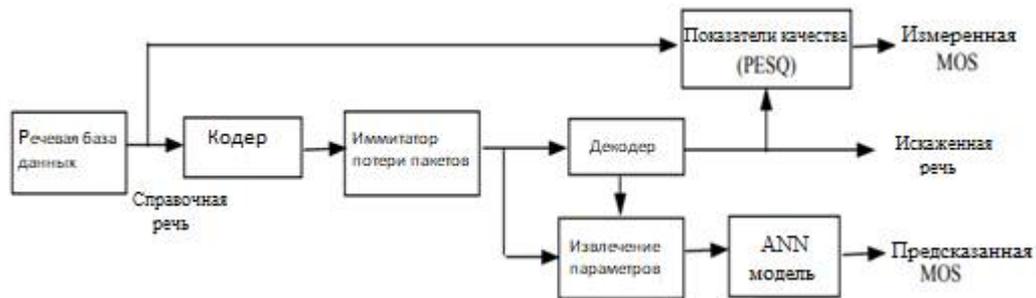


Рис. 1. Структура системы анализа и прогнозирования качества речи

В данной системе новый алгоритм перцептивного измерения МСЭ – перцептивная оценка качества речи (PESQ), используется для измерения воспринимаемого качества речи в различных сетевых условиях и для разных говорящих. PESQ сравнивает деградированную речь с эталонной речью и вычисляет объективное значение MOS по 5-балльной шкале. В этом исследовании оценка MOS, полученная из PESQ, называется "измеренной MOS", чтобы отличить ее от "предсказанной MOS", полученной из модели ANN.

А. Влияние потери пакетов на воспринимаемое качество речи

Для разных кодеков был установлен фиксированный размер пакета. Были выбраны различные сетевые ulp и slp и рассчитан соответствующий балл MOS. Для каждой пары ulp и slp было выбрано 300 различных начальных семян для генерации случайных чисел. Были рассчитаны средний балл MOS и 90% - ный доверительный интервал (CI). Результаты для G. 729 и G. 723.1 (режим 6,3 Кбит/с) показаны на рисунках 2 и 3. Длина теста речь предложения составляла около 12 секунд. Размер пакета для G. 729 и G. 723.1 составлял 2 и 1 кадр/пакет соответственно. ВАД не был активирован. Из рисунков 2 и 3 видно, что slp оказывает очевидное влияние на воспринимаемое качество речи даже при той же средней скорости потерь (ulp). Когда потери при разрыве увеличиваются (slp увеличивается), оценка MOS уменьшается, и вариация оценки MOS (показанная в CI) также увеличивается. Это связано с тем, что потери могут происходить более концентрированно с высокими потерями при разрыве, и это приводит к большим колебаниям в баллах MOS из-за места потерь, в то время как это может происходить равномерно в случаях низких разрывных потерь, что приводит к небольшим отклонениям. Существует лишь небольшая разница между результатами для G. 729 и G. 723.1, когда ulp составляет 10%, а slp-от 40% до 70%.

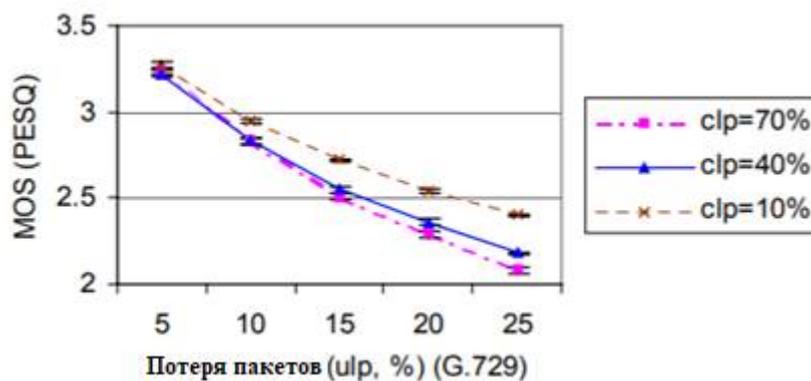


Рис. 2. MOS против потери пакетов для G. 729

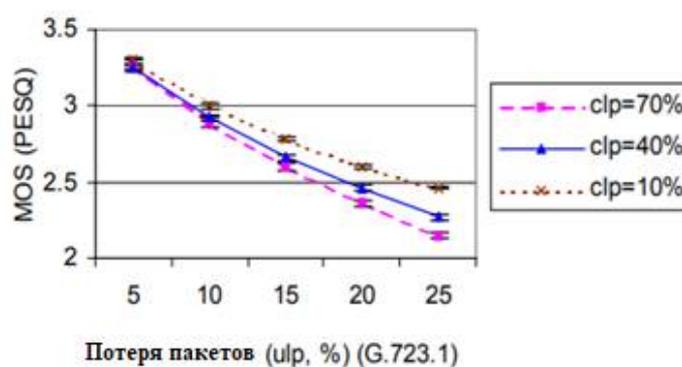


Рис. 3. MOS против потери пакетов для G. 723

Затем было выяснено, что размер пакета в целом не оказывает очевидного влияния на воспринимаемое качество речи. Однако изменение качества речи для одной и той же скорости сетевых потерь зависит от размера пакета и кодека. Когда скорость потери пакетов ниже, а размер пакета больше, более высокие значения стандартного отклонения оценки MOS означают большее изменение качества речи для тех же условий сети. Вариация качества является основным препятствием при предсказании качества речи непосредственно по параметрам сети. Когда потеря пакетов (например, ulp и clp) была рассчитанная по модели Гилберта, потеря не имеет значения для восприятия, поскольку некоторые потери могут произойти в течение периода молчания, который незаметен [5]. В качестве решения было предложено рассчитывать потери только во время разговоров. Сетевой пакет может включать в себя речевой кадр *talkspurt* или кадр молчания. Количество кадров тишины зависит от того, активирован ли VAD (Обнаружение голосовой активности) на стороне кодера. Если VAD активирован, то кадр молчания представляет только кадр SID (Silence Insertion Description). Здесь мы объединили информацию от индикатора VAD декодера и потери сетевых пакетов, и рассчитанные ulp и clp по модели Гилберта только во время речевого спурта. Мы используем $ulp(VAD)/clp(VAD)$, чтобы отличить их от сетевых ulp/clp . Поскольку расчет $ulp(VAD)/clp(VAD)$ был основан на речевом кадре, то были приняты во внимание как паттерн потерь, так и фактор размера пакета.

В. Влияние говорящего на воспринимаемое качество речи

Был проведен эксперимент на изучение того, влияет ли разница в говорящем на воспринимаемую речь качество для тех же сетевых условий. Сначала выбрали 6 носителей английского языка (3 мужчины и 3 женщины) из TIMIT. Набор данных (диалекты 1 и 2). Речевые файлы от одного и того же говорящего были сгруппированы в более длинный файл

(около 10 секунд). Было изменено ulp с 0 до 30 % с шагом 5%, установили clp на 10% и размер пакета на 2 для G. 729 (без VAD). Средний MOS баллы для шести говорящих показаны на рисунке 4. Имя речевого файла начинается с буквы “f” для женщин и “m” для мужчин.

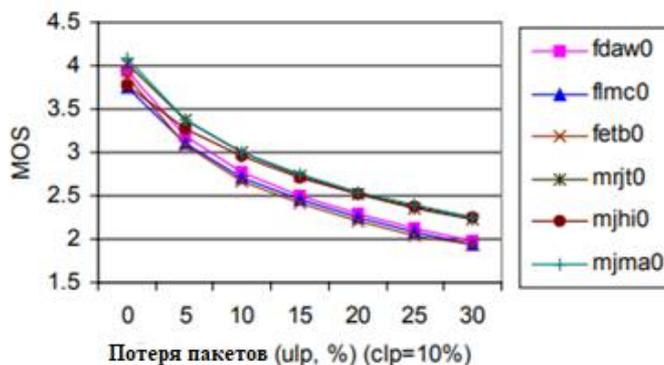


Рис. 4. MOS vs Коэффициент потерь для носителей английского языка

Далее протестировали еще четыре речевых файла (2 мужских и 2 женских говорящих на голландском языке) из базы данных МСЭ [2]. Каждый речевой файл составлял около 8 секунд, с активностью от 45% до 49%. Результаты для четырех речевых файлов показаны на рис.5.

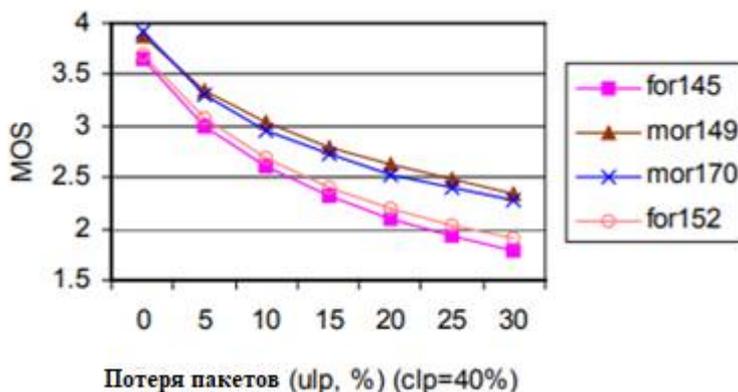


Рис. 5. MOS vs Коэффициент потерь для носителей голландского языка

Из рисунков 4 и 5 видно, что влияние различных говорящих на воспринимаемое качество речи, по-видимому, зависит главным образом от пола говорящего (мужчины или женщины), независимо от языка и акцента. Качество для женского говорящего, как правило, хуже, чем у мужского говорящего для тех же сетевых нарушений. Этот эффект более очевиден, когда потери увеличиваются. Причина зависимости говорящего связана с алгоритмом кодека. Поскольку G. 729, G. 723.1 и AMR-это все кодеки на основе CELP, использование линейной прогностической модели речи производство может привести к различиям в производительности кодека с различными говорящими и языками[6]. В работе внимание было сосредоточено на гендерной проблематике и гендер определен, как один из входных параметров для анализа нейронных сетей. Пол может быть определен в соответствии с задержкой шага, полученной от декодера.

Предсказание воспринимаемого качества речи с помощью искусственной нейронной сети (ANN)

В качестве входных данных для модели нейронной сети были определены четыре переменные, а именно: тип кодека, пол, ulp(VAD) и clp(VAD). Для простоты была выбрана

трехслойная архитектура нейронной сети с обратной связью и стандартный алгоритм обучения обратному распространению. Для обучения и тестирования нейронной сети была создана база данных. Генерирующаяся из 2 говорунов (1 мужчина и 1 женщина) и трех кодеков G. 729, G. 723.1 (6,3 Кб/с) и AMR (12,2 Кб/с). Для двухрежимного G. 723.1 и восьмимодового AMR был выбран только один режим для простоты. Ulp потерь в сети был установлен на 0, 10, 20, 30 и 40%, а clp-на 10, 50 и 90%. Размер пакета был установлен на 1, 2, 3, 4 и 5 кадров/пакет. Для каждого случая начальное семя выбиралось случайным образом, чтобы учесть ряд возможных паттернов потерь. Для того, чтобы сравнить результаты с реальными сетевыми потерями и сетевыми потерями на основе talkspurt, реальная скорость потерь в конце тестового предложения, $ulp(\text{Real})/clp(\text{Real})$ и скорость потерь во время talkspurt, $ulp(\text{VAD})/clp(\text{VAD})$ были рассчитаны одновременно. Разница между $ulp(\text{Real})/clp(\text{Real})$ и ulp/clp обусловлена генерацией псевдослучайных чисел и первоначальным отбором семян. Для каждого условия потери воспринимаемое качество речи между эталонными и деградированными речевыми файлами вычислялось с помощью PESQ. Сравнивая прогнозируемый балл MOS из модели ANN и измеренный MOS, был получен максимум коэффициента корреляции (ρ) 0,967 и средняя ошибка 0.12 для тренировочного набора. Для тестового набора ρ составляло 0,952, а средняя ошибка-0,15. Скорость обучения (η) составила 0,4 и максимальная разница (d_{max}) составила 0,01 для сети 4-5-1. Диаграммы рассеяния прогнозируемых и измеренных баллов MOS для обучающих и тестовых наборов данных показаны на рис. Рис. 6 (а) и (б). Увеличение числа нейронов в скрытом слое не улучшило точность предсказания. Однако при использовании $ulp(\text{Real})/clp(\text{Real})$ вместо $ulp(\text{VAD})/clp(\text{VAD})$ коэффициенты корреляции для обучающих и тестовых наборов данных снизились на 2-3 процента. Это предположило, что $ulp(\text{VAD})/clp(\text{VAD})$ лучше подходят для речи прогноз качества, чем $ulp(\text{Real})/clp(\text{Real})$. Было исследовано влияние включения размера пакета в качестве входного сигнала в нейронную сеть (т. е. 5 входов) и получили аналогичные результаты. Это предположило, что размер пакета может быть не нужен в качестве входных данных для нейронной сети.

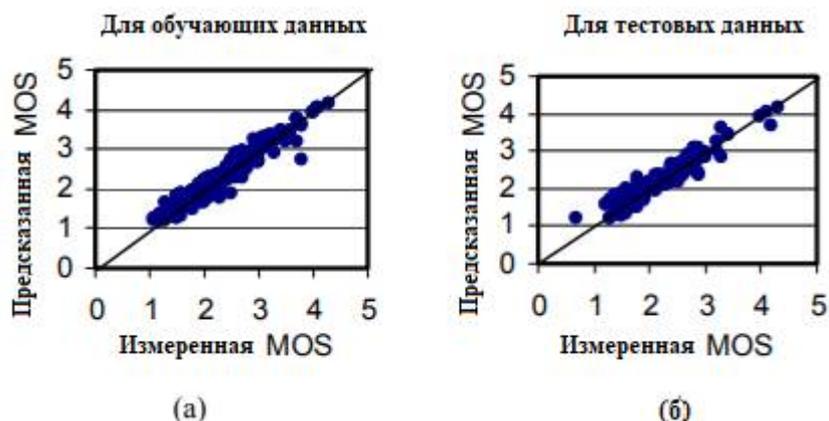


Рис. 6. Прогнозируемые MOS и измеренные MOS для (а) обучающих данных и (б) тестовых данных

Коэффициенты корреляции, полученные из обучающих, тестовых и валидационных наборов данных, находятся в диапазоне от 0,946 до 0,967. Кажется трудным улучшить производительность дальше со стороны нейронной сети. Это происходит по двум причинам:

(1). $ulp(\text{VAD})/clp(\text{VAD})$ все еще недостаточно точны, чтобы выразить перцептивно релевантную информацию о потерях для некоторых паттернов потерь/местоположений;

(2). Объективные оценки MOS от PESQ может быть не так точен, как субъективные оценки MOS для некоторых условий потерь.

Результаты тестов также подтвердили, что PESQ проявляет более высокую чувствительность, чем испытываемые в условиях высокой всплескиваемости, особенно в случае пропущенных слов, тогда как он показывает более низкую чувствительность, чем человеческие испытываемые в случаях более низкой всплескиваемости для G. 729.

Библиографический список

1. АЛГОРИТМ КОМПЛЕКСНОЙ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА РЕЧИ В КАНАЛЕ СВЯЗИ Дмитриев В.Т., Константинова Д.С. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2016. № 57. С. 42-47.
2. ITU-T Recommendation P.800, Methods for subjective determination of transmission quality.
3. ITU-T Recommendation P.862, Perceptual evaluation of speech quality (PESQ), an objective method for end-to-end speech quality assessment of narrowband telephone networks and speech codecs.
4. ETSI EN 301 704 V7.2.1, Digital cellular telecommunications system; Adaptive Multi-Rate (AMR) speech transcoding.
5. L. F. Sun, G. Wade, B. Lines and E. Ifeachor. Impact of Packet Loss Location on Perceived Speech Quality, IPTEL'2001, April, New York, 2001.
6. P. A. Barrent, R. M. Voelcker and A. V. Lewis, Speech transmission over digital mobile radio channels, BT Technol J Vol 14 No. 1 January 1996, pp.45-56.

УДК 681.883.41; ГРНТИ 47.55.31

ОПТИМАЛЬНЫЙ ВЫБОР ЧАСТОТЫ АКТИВНОГО ГИДРОЛОКАТОРА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ СТРУКТУРЫ ДНА

Н.Д. Виноградов, Л.В. Аронов

*ФГБОУ ВО «Рязанский государственный радиотехнический университет» им. В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, Vinogradov247@yandex.ru*

Аннотация. Рассмотрено влияние прохождения зондирующего импульса эхолота в толще водного бассейна в условиях мелководья. Показано, что грамотный выбор частоты излучения импульса в зависимости от условия эксплуатации, позволит реализовать работу эхолота с лучшими характеристиками.

Ключевые слова: гидролокатор, эхолот, подводные системы передачи информации, активный гидролокатор, оптимальная частота.

OPTIMAL SELECTION OF THE FREQUENCY OF AN ACTIVE SONAR FOR DETERMINING THE BOTTOM STRUCTURE

N.D. Vinogradov, L.V. Aronov

*FGBOU VO "Ryazan State Radio Engineering University" V.F. Utkin,
Russian Federation, Ryazan, Vinogradov247@yandex.ru*

Annotation. The influence of the passage of the probing pulse of an echo sounder in the thickness of a water basin in shallow water conditions is considered. It is shown that a competent choice of the frequency of the pulse radiation, depending on the operating conditions, will make it possible to implement the operation of the echo sounder with the best characteristics.

Key words: sonar, echo sounder, underwater information transmission systems, active sonar, optimal frequency.

Актуальность

В последние года наблюдается прирост интереса к созданию подводных гидроакустических систем, которые предназначены для более детального отображения дна водного бассейна, препятствий или косяков рыб. Частота, на которой работает излучатель, влияет на глубину проникновения сигнала и возможность разделения слабых отражённых сигналов для получения большей детализации. Выбор оптимальной частоты позволит более точно определить структуру дна, объектов на пути распространения импульса, а так же для определения сейсмической активности земли [1].

Цель работы

Выбор оптимальной частоты для гидролокатора с активным принципом работы для определения структуры дна на мелководье.

Выбор оптимальной частоты

Современные эхолоты используют для выполнения следующих задач: измерение глубины, определение формы рельефа водяного бассейна, измерение температуры воды, отображение объектов в толще воды, определение скорости движения водяного судна, измерение атмосферного давления, определение геопозиции и направление движения судна.

Принцип работы эхолота заключается в обработке полученной информации от импульса, излученный датчиком эхолота, переотраженного от различных объектов, что позволяет собрать сведения о размере, количестве, плотности объектов и о структуре дна. Поскольку сигналы передаются и поступают несколько раз в секунду, на экране отображается непрерывная линия, обозначающая рельеф водяного бассейна [2].

От выбранной частоты зависит коэффициент затухания, уровень помех, полоса пропускания, коэффициент отражения, длительность и период импульса и т.д.

Частота, на которой работает эхолот, должна выбираться с учетом предполагаемой эксплуатации. Антенны эхолота (трансдюсеры) могут излучать как на ВЧ, так и НЧ. Высокая частота более адаптивна на плотном и твердом грунте. В случаях, когда дно представляет собой рыхлую, илистую структуру или водоросли, преимущественно использовать низкую частоту, которая пронизывает слои взвесей и отражается от плотных слоев донного грунта. Кроме того, низкая частота позволяет работать на большей глубине, чем высокая.

Одна из самых распространенных частот для эхолотов это 200 кГц. Работает примерно в диапазоне 200 метров, создает луч шириной до 60 градусов и наиболее точную картинку, характеризующую постилающую поверхность дна. Кроме того, данная частота работает лучше всего на мелководье и на скорости, и дает наименьшее количество «шумовых» и нежелательных отражений. Т.е. луч для частоты 200 кГц узкий, что позволяет более четко прорисовать морское дно [3].

Зная рабочую частоту эхолотатора, можно рассчитать длину волны в воде:

$$\lambda = \frac{c}{f_p} = \frac{1500 \text{ м/с}}{200\,000} = 0.0075 \text{ м} = 7.5 \times 10^{-3} \text{ м}, \quad (1)$$

где c – скорость звука в воде, м/с;

f_p - рабочая частота, Гц.

Узкоспециализированный гидролокатор выполняет свои функции в пресной и в соленой воде. Скорость звука в воде зависит температуры, солености, глубины и может колебаться в пределах 1450-1550 м/с. В данных обстоятельствах погрешность измерения глубины достигает примерно 3 процентов.

Значение длительности импульса, определяет расстояние, которое занимает импульс в пространстве, следовательно тем большее расстояние между объектами для их одновременной и раздельной локации должно быть. Для увеличения разрешающей способности характерен короткий импульс, а для повышения отношения с/п необходим зондирующий импульс большей длительности. Величина импульсов эхолотов лежит в пределах от [0.5-30] мс.

Длительность зондирующего импульса определяется соотношением:

$$\frac{K_{зан}}{f_p} < \tau < \frac{2H_{мин}}{2c}, \quad (2)$$

где $K_{\text{зап}}$ - коэффициент, характеризующий частоту заполнения импульса. Данный коэффициент безразмерный и лежит в пределах [80-100]; c – скорость звука в воде, м/с;

Подставляя данные значения в формулу (2) получим:

$$0.4 < \tau < 0.67.$$

Исходя из данного промежутка, выберем длительность импульса $\tau = 0.5$ мс.

Исходя из того, что следующий импульс не посылается, до того пока первый не пришел в приемник после отражения, при максимальной дистанции. Из этих соображений получим:

$$T \geq \frac{2H_{\text{max}}}{c}, \quad (3)$$

где H_{max} - максимальная дистанция, в нашем случае 200 м, т.к. частота 200 кГц;

c – скорость звука в воде, м/с.

$$T \geq 0.26 \text{ с.}$$

Для определения затухания звука в акватории известны эмпирические формулы Шихи и Хелли, Шулькина-Марша, Франсуа-Гаррисона [4].

Зависимость Шулькина-Марша, которая учитывает зависимость коэффициента затухания от солености и температуры воды и является самой точной.

Эмпирическая зависимость Шулькина-Марша:

$$\beta = r \times \left[\frac{2.03 \times 10^{-2} S f_{Tm} f_p^2}{f_{Tm}^2 + f_p^2} + \frac{2.93 \times 10^{-2} f_p^2}{f_{Tm}} \right] \times (1 - 6.54 \times 10^{-4} P), \quad (4)$$

где β – коэффициент затухания, дБ;

r – расстояние, км; S – соленость, %;

f_p – частота сигнала, кГц;

P – давление, бар;

T – температура, °С.

Для оценочных расчетов можно использовать формулу Шихи и Хели:

$$\beta = 0.036 f_p^{3/2} \quad (5)$$

Современные эхолоты поддерживают работу излучателя на частотах 50...600 кГц.

Используем эмпирическую зависимость Шулькина-Марша для определения зависимости коэффициента затухания от глубины при использовании частот в пределах от 50...600 кГц, при работе эхолота в Черном море, где:

- соленость – $S = 18\%$;

- температура – $T = 7...24^\circ\text{C}$, в зависимости от времени года;

- условимся для расчета, что эхолот проводит измерения летом, а значит $T = 20^\circ\text{C}$;

- средняя величина давления атмосферы на плоскость океана равна 1 кг/см^2 что соответствует давлению ртутного столба высотой 761 мм на 1 см^2 , или давлению столба морской воды высотой 10,16 м. С увеличением глубины давление увеличивается на каждые 10 м приблизительно на 1 атм, 105 Па, 1 бар.

Составим таблицу зависимости давления от глубины в диапазоне глубины от 1 до 350 м, с шагом 50м:

Таблица 1. Зависимость давления от глубины

Глубина, м	Давление, бар
1	0.1
50	4.85
100	9.7
150	14.55
200	19.4
250	24.25
300	29.1
350	33.95

Построим график зависимости давления от глубины:

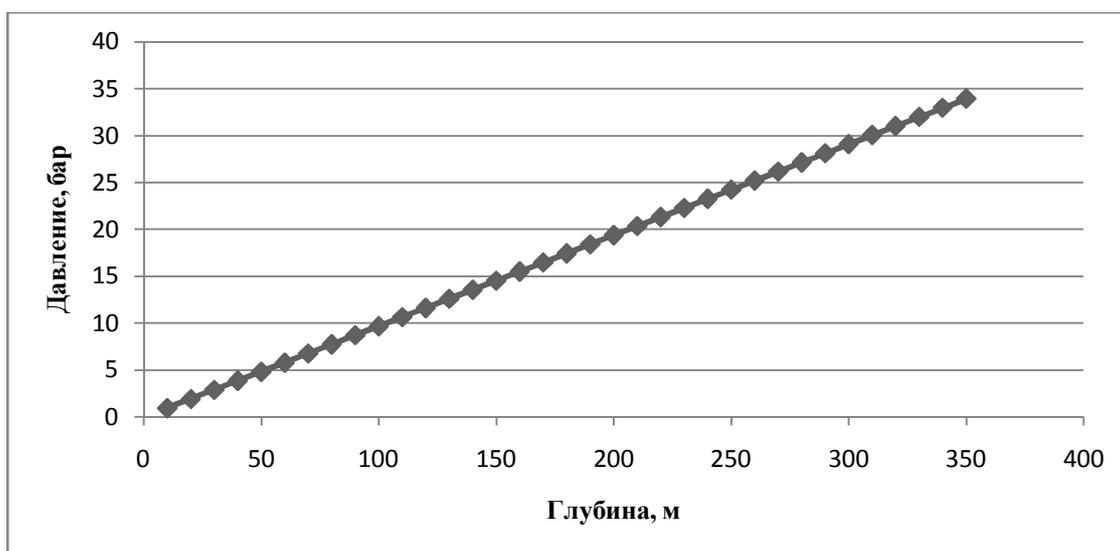


Рис. 1. Зависимость давления от глубины

Исходя из рисунка 1, можно сделать вывод, что при погружении вглубь моря, давление повышается линейно.

Используем формулу 4 для определения коэффициента затухания от глубины, при использовании самых популярных частот для эхолота, а именно 50, 83, 200, 300, 600 кГц, в Черном море.

Таблица 2. Зависимость β от частоты и глубины

Глубина, м	1	10	50	100	200	350
Частота	Коэффициент затухания, дБ					
50 кГц	35.6	45.6	52.6	55.6	58.6	60.1
83 кГц	40.04	50	57	60	62.3	65.4
200 кГц	47.68	57.7	64.7	67.7	70.6	73
300 кГц	51.2	61.2	68.2	71.2	74.2	76.5
455 кГц	54.82	64.82	71.8	74.8	77.8	80.2
600 кГц	57.2	67.22	74.2	77.2	80.2	82.6

Построим по данным в таблице 1, зависимость коэффициента затухания от глубины, для различных частот:

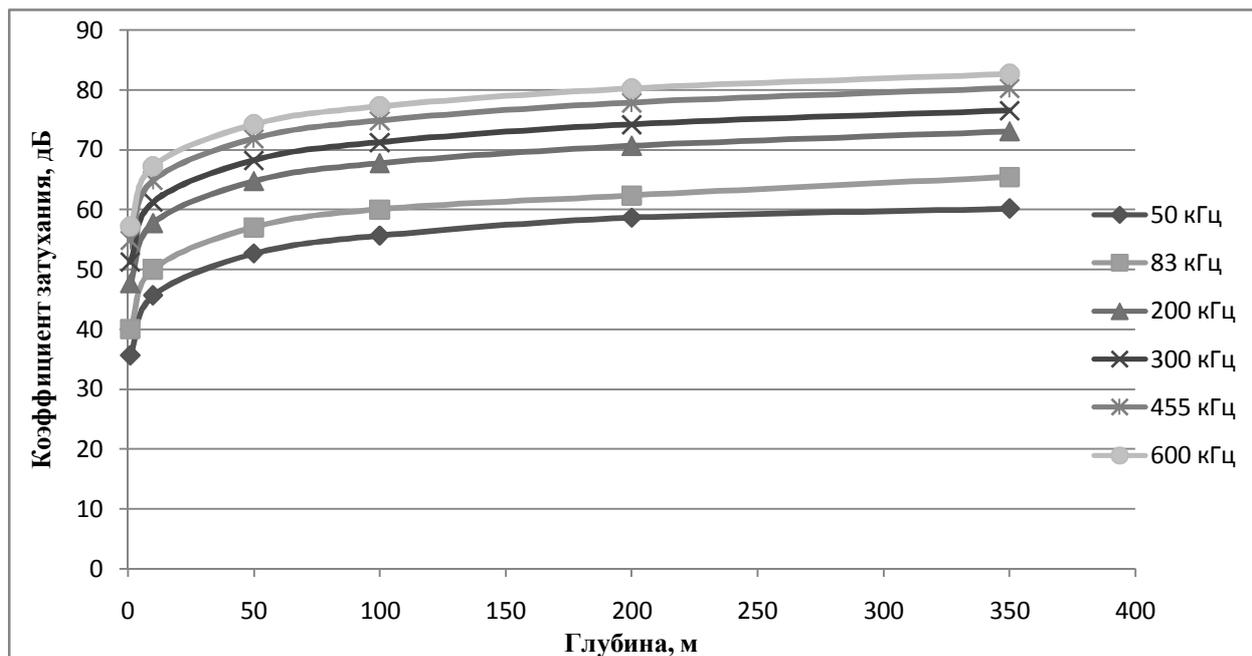


Рис. 2. Зависимость коэффициента затухания различных частот от глубины

Из графика определим, что потери ВЧ сигнала заметно существеннее с изменением глубины проникновения в толщу воды.

Увеличение глубины прохождения зондирующего импульса, при постоянстве ЧХ возможно за счет увеличения мощности передающего сигнала, а так же применения помехоустойчивых алгоритмов и обеспечения способности приема при низких отношениях с/ш. При известной мощности излучения сигнала и уровня шума можно определить потенциальную дальность работы узкоспециализированного гидролокатора [5].

Помимо частоты на которой работает эхолот, после переотражения в приемник поступают сигналы от посторонних объектов и создают помехи, которые искажают структуру истинной частоте. Природа возникновения помех разнообразна. Внешними мешающими помехами могут быть естественные акустические процессы, происходящие в водной среде, а также сигналы других сонарных систем. К внутренним помехам принадлежат флуктуационные шумы, кондуктивные помехи и параметры различных элементов приемника.

Для определения истинности расчетов сравним результат коэффициента затухания для эмпирической зависимости Шулькина-Марша с полуэмпирической формулы затухания, предложенная Торпом.

Обычно коэффициент пространственного затухания выражают в дБ/км, он зависит от частоты колебания. На его значение накладывается влияние множества факторов, таких как температура, химический состав воды.

На частотах менее 100 кГц, коэффициент затухания в соленой воде выше, чем в пресной, примерно три раза. Данное явления объясняется химическими процессами, происходящими с ионами кислоты бора. Данный факт учитывает полуэмпирическая формула затухания, а именно формула Торпа:

$$a = \frac{40 \times f^2}{4100 + f^2} + \frac{0.1 \times f^2}{1 + f^2}, \quad (6)$$

где f – частота акустического колебания, Гц;

$$a = \frac{40 \times (200 \times 10^3)^2}{4100 + (200 \times 10^3)^2} + \frac{0.1 \times (200 \times 10^3)^2}{1 + (200 \times 10^3)^2} = 40.1 \text{ дБ/км.}$$

Общее затухание также вносит заметный вклад релаксация карбоната магния $MgCO_3$, присутствующая в морской воде, и формула Торпа была уточнена:

$$a = \frac{40 \times (200 \times 10^3)^2}{4100 + (200 \times 10^3)^2} + \frac{0.1 \times (200 \times 10^3)^2}{1 + (200 \times 10^3)^2} + \frac{0.03 \times (200 \times 10^3)^2}{36 + (200 \times 10^3)^2}; \quad (7)$$

$$a = 40.13 \text{ дБ/км.}$$

Библиографический список

1. Fomina [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [<https://scs.intelgr.com/archive/2020-03/06-Fomina.pdf>], свободный.
2. Seacomm [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [<https://seacomm.ru/dokumentacija/5169/>], свободный.
3. AKZH [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [http://www.akzh.ru/pdf/1996_1_10-20.pdf], свободный.
4. Sonar [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [<https://sonarmaster.ru/sonars/sonar-works/>], свободный.
5. Fishing [Электронный ресурс]. – Режим доступа: [<https://flsh1ng.ru/echoloti/kak-rabotaet-eholot-i-iz-kakih-chastey-sostoit.html>], свободный.

УДК 621.391; ГРНТИ 49.03.03

МОДЕЛИРОВАНИЕ АЛГОРИТМОВ ОБРАБОТКИ РАЗНЕСЕННЫХ СИГНАЛОВ

С.А. Самойлов, И.А. Аль Тахар, А.С. Цапалова

**Владимирский государственный университет*

*имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых,
Россия, Владимир, ags@vlsu.ru*

Аннотация. Предложен метод моделирования четырехпараметрического закона интерференционных замираний сигналов в многолучевых радиоканалах. Разработаны алгоритмы обработки многолучевых сигналов и реализующие их программы. Представлены результаты моделирования основных алгоритмов обработки многолучевых сигналов при Релеевском и усеченном нормальном законах распределения помех.

Ключевые слова: быстрые замирания, пространственное разнесение, оптимальное сложение, распределение Релея

MODELING ALGORITHMS FOR PROCESSING DIVERSE SIGNALS

S. A. Samoylov, I.A. Al Tahar, A.S. Tsapalova

**Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov,
Russia, Vladimir, ags@vlsu.ru*

Abstract. A method for modeling a four-parameter law for fast fading is described. Algorithms for processing multipath signals are proposed. The results of modeling of the main algorithms for processing multipath signals with Rayleigh and truncated normal distribution of noise are presented.

Keywords: fast fading, space diversity, optimal summation, Rayleigh distribution

В настоящее время в системах радиосвязи одним из основных методов обеспечения надежного качества связи является использование алгоритмов разнесенного приема, с пространственным разнесением антенн передающих и приемных систем (MIMO - Multiple Input Multiple Output) и применение устройств комбинирования принимаемых сигналов [1-4]. Из-за многолучевого распространения на выходе каждой антенны приемника MIMO возни-

кают интерференционные замирания сигнала, которые приводят к ухудшению качества связи.

В работах [5,6] показано, что для радиоканалов с рассеянием и отражениями наиболее точным описанием интерференционных замираний сигнала является распределение вероятностей, называемое четырехпараметрическим законом распределения замираний, плотность вероятностей передаточной функции которого имеет следующий вид

$$w(\gamma) = \frac{\gamma}{\sigma_X \sigma_Y} \exp\left(-\frac{\gamma^2}{2\sigma_X^2} - \frac{m_X^2 \sigma_Y^2 + m_Y^2 \sigma_X^2}{2\sigma_X^2 \sigma_Y^2}\right) \times \\ \times \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{s=0}^{\infty} \frac{(3k+2s-1)! (\sigma_Y^2 - \sigma_X^2)^k m_Y^{2s} \sigma_X^{2s}}{k! (2s)! 2^k \sigma_Y^{2k+4s} m_Y^{k+s}} \times \\ \times \gamma^{k+s} I_{k+s}\left(\frac{m_X}{\sigma_X} \gamma\right),$$

где γ - модуль коэффициента передачи радиоканала;

m_X, σ_X^2 - математическое ожидание и дисперсия квадратурной компоненты X;

m_Y, σ_Y^2 - математическое ожидание и дисперсия квадратурной компоненты Y;

$I_{k+s}(z)$ - модифицированная функция Бесселя порядка $k+s$;

k и s - число неоднородностей в радиоканале по координатам x и y соответственно.

Этот закон наиболее корректно описывает процессы замираний многолучевого сигнала, наблюдаемые на реальных линиях радиосвязи [1,2,8]. Например, четырехпараметрическое распределение вероятностей при различных сочетаниях параметров распределения позволяет реализовать такие распределения, как релейское, обобщенно-релейское, усеченно нормальное, бимодальное и другие. Релейское распределение вероятностей замираний встречается на трассах дальней радиосвязи наиболее часто и по экспериментальным результатам ряда исследователей [7,8] наблюдается в 60 % времени сеансов связи. Это стало основанием для разработки методик расчета линий связи, учитывающих только релейское распределение замираний в многолучевых радиоканалах связи, дающих необоснованно малый запас на замирания при расчетах энергопотенциала линий связи. Но 40% времени сеансов присутствуют другие законы распределения вероятностей замираний, в том числе с большей глубиной замираний. Более глубокие замирания приводят к росту числа ошибок при передаче информации и к претензиям абонентов к операторам связи. Поэтому целью статьи является разработка модели радиоканала с четырехпараметрическим законом распределения вероятностей замираний и доказательства необходимости увеличения запаса на замирания при расчетах линий связи, работающих через многолучевые радиоканалы, а также исследование методов обработки принимаемых системами ММО сигналов.

Так как четырехпараметрический закон распределения замираний базируется на двух законах с нормальным распределением вероятностей [8], то для моделирования замираний на ЭВМ необходимо получить нормальный закон распределения. Однако, практически во всех вычислительных системах функция распределения генерируемых случайных процессов имеет равномерное распределение. Переход от равномерного к нормальному распределению вероятностей можно осуществить с помощью метода Бокса-Мюллера-Марсальи [9] по следующему алгоритму:

$$S = x^2 + y^2$$

для $0 < S \leq 1$

$$u = x \sqrt{\frac{-2 \ln(S)}{S}}, \quad v = y \sqrt{\frac{-2 \ln(S)}{S}},$$

где x, y равномерно распределенные случайные величины;
 u, v нормально распределенные случайные величины.

Получив два некоррелированных случайных процесса с нормальными законами распределения вероятностей, изменяя значение их дисперсий и математических ожиданий, вычисляя две некогерентные нормально распределенные величины и осуществляя их векторное сложение можно получить распределения Райса, Релея, усеченно-нормальное и ряд других распределений случайной величины.

Рассмотрим влияние замираний с разными законами распределения вероятностей на сигнал с модуляцией QPSK. На рисунке 1, приведена глазковая диаграмма сигнала QPSK с Релеевским распределением быстрых замираний. Каждая точка на рисунке отражает два переданных по радиоканалу бита информации. Замирания амплитуды и фазы сигнала приводят к искажениям положения точки принимаемого дебита сигнала аналогично воздействию на сигнал шума, поэтому в дальнейшем будем оперировать термином сигнал/шум. Мощность шума при этом вычисляется как среднее значение квадрата расстояния от центра квадратов.

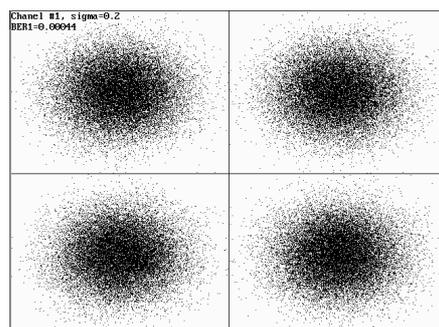


Рис. 1. Глазковая диаграмма Релеевского распределения замираний при модуляции QPSK

Широко применяются несколько алгоритмов обработки разнесенных сигналов [8]. Это алгоритмы автовыбора, линейного и оптимального сложения. Названные алгоритмы базируются на определении соотношения сигнал/шум в каждом канале связи и комбинации, принятых в разных каналах значений символов на квадратурной плоскости. Соотношение сигнал/шум можно определить как величину, обратную квадрату расстояния принятого значения символа до точки соответствующей истинному значению передаваемого символа, то есть до центра соответствующего принятому дебиту квадранта. Так, для модуляции QPSK истинное значение сигнала находится в центре каждого квадранта с координатами $(\pm 0,707; \pm 0,707)$. Однако следует учитывать, что под воздействием помех принятый символ может попасть не в свой квадрант. В этом случае определение соотношения сигнал/шум описанным методом окажется неверным. Чтобы избежать подобных ошибок, можно использовать интегрирующий метод определения соотношения сигнал/шум по следующей формуле:

$$S_{n,j} = CSn + (1 - C)S_{n,j-1},$$

где C -коэффициент интегрирования;

$S_{n,j}$ - текущее значение соотношения с/ш в j -м канале;

S/n_{j-1} – значение сигнал/шум в j -м канале на прошлом шаге.

Рассмотрим разные алгоритмы обработки разнесенных сигналов для сигналов с модуляцией QPSK. Алгоритм автовыбора определяет значение соотношения сигнал/шум в каждом канале связи и за истинный символ принимается символ того канала, где соотношение сигнал/шум выше. По знакам координат принятого символа можно определить его квадрант и таким образом установить значение принятой информации.

Алгоритм линейного сложения в разработанной модели не основан на определении соотношений сигнал/шум в лучах разнесения, а заключается в усреднении всех принятых значений принятых символов и вычислении нужного квадранта

$$\vec{R} = \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N \vec{R}_j,$$

где \vec{R} – координаты вычисленного значения принятого символа;

\vec{R}_j – координаты значений в j -м канале;

N – число каналов разнесения.

Субоптимальный метод обработки разнесенных сигналов состоит в определении соотношений сигнал/шум в каждом канале связи и усреднении принятых значений с весовыми коэффициентами, учитывающими разницу соотношений сигнал/шум во всех каналах разнесения. Основной особенностью субоптимального метода является алгоритм определения коэффициентов при усреднении. Весовые коэффициенты смешивания в предлагаемом субоптимальном методе сложения разнесенных сигналов вычисляются по следующему выражению:

$$K_j = S n_j / S n,$$

где K_j – коэффициент смешивания для j -того канала разнесения;

$S n_j$ – соотношение сигнал/шум для j -того канала;

$S n$ – суммарное соотношение сигнал/шум для всех каналов разнесения.

Для определения выигрыша того или иного метода обработки разнесенных сигналов было проведено моделирование на ЭВМ процесса обработки сигналов в двух каналах разнесения при модуляции QPSK для Релеевского и усеченного нормального распределения замираний. План экспериментов состоял в передаче 1000000 символов с некоррелированными замираниями в каналах разнесения и вычислении итогового соотношения сигнал/шум, для разных алгоритмов обработки двух разнесенных сигналов с различным соотношением сигнал/шум, при фиксированном соотношении сигнал/шум в одном из каналов.

На рисунке 2, приведены результаты обработки двух разнесенных сигналов для Релеевского распределения замираний при разнице соотношений сигнал/шум между каналами от -10 до 10дБ. Соотношения сигнал/шум в первом канале при этом принималось равным 9дБ, величине, характерной при приеме информации с геостационарных спутников связи. Анализ полученных данных показывает, что субоптимальный метод обработки разнесенных сигналов как минимум не хуже чем алгоритмы автовыбор или линейного сложения, а в некоторых случаях способен дать выигрыш от 0,2 до 1 дБ по соотношению сигнал/шум.

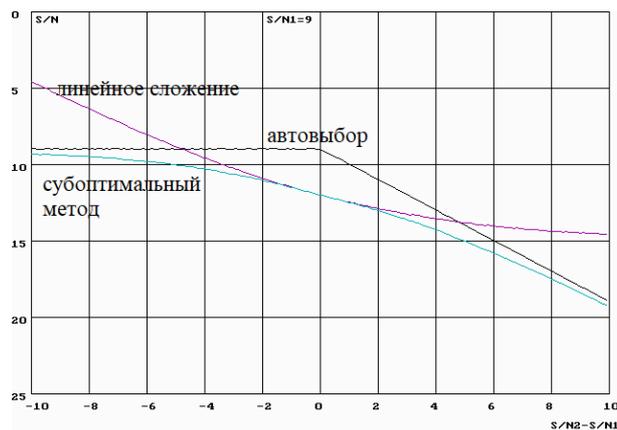


Рис. 2. Алгоритмы обработки сигналов с Релеевским распределением замираний при двухкратном разнесении

Ряд других экспериментов был направлен на определение выигрыша в достоверности передачи информации для Релеевского и усеченного нормального распределения шумов. На рисунке 3, показана вероятности ошибки в принятом символе при Релеевском распределении, а на рисунке 4, при усеченно-нормальном распределении замираний.

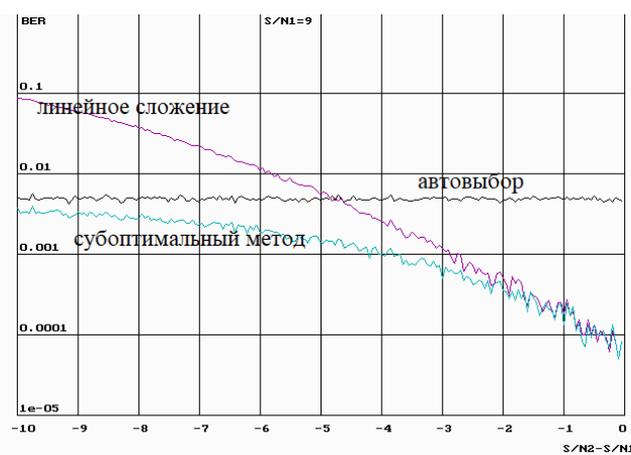


Рис.3. Вероятность ошибки при двухкратном разнесении сигналов с Релеевским распределением замираний

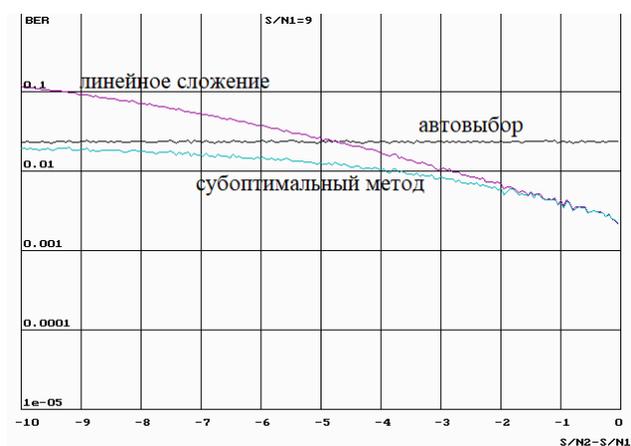


Рис. 4. Вероятность ошибки при усеченно-нормальном распределении замираний

Условия проведения экспериментов оставались неизменными, как и в предыдущем опыте. Анализ полученных результатов показал, что применение субоптимального метода способно при разнице соотношений сигнал/шум значительно уменьшить вероятность ошибки - BER. Кроме того, из полученных результатов видно, что усеченно-нормальный закон распределения замираний по сравнению с Релеевским законом распределения приводит к более высокой вероятности ошибки. Из рисунков 3 и 4 видно, что при двухкратном разнесении при усеченно-нормальном законе распределения вероятностей замираний вероятность ошибки возрастает почти в десять раз. Следовательно, в таком случае, а он не редко наблюдался на линиях связи [8], уменьшается достоверность передачи информации.

Следует отметить, что исследуемые алгоритмы обработки разнесенных сигналов можно реализовать на современной высокоскоростной элементной базе. Таким образом, повышение достоверности информации, например, применение субоптимального метода, в принципе заключается в использовании новых программ при обработке разнесенных сигналов, что, безусловно, является экономически целесообразным и не требует применения иных аппаратных средств.

Выводы

Применение субоптимального метода обработки разнесенных сигналов способно улучшить достоверность передачи информации, а при определенных соотношениях сигнал/шум между каналами привести к выигрышу по итоговому соотношению сигнал/шум до 1дБ. Усеченно-нормальный закон распределения замираний вызывает наибольшие повреждения информации по сравнению с законом распределения Релея. Вероятность ошибки принятого символа можно повысить более чем на порядок при разнице соотношений сигнал/шум в каналах разнесения от 4 до 6 дБ, характерной для границ зон приема спутниковых сигналов, то есть для малых углов места наземных антенн спутниковой связи.

Библиографический список

1. Самойлов А.Г., Самойлов С.А. Разработка комплекса имитации многолучевых радиоканалов / Проектирование и технология электронных средств. - 2017, № 3. - С. 28-32.
2. Ю. Б. Зубарев, А. Г. Самойлов. Проблемы имитации многолучевых радиоканалов связи / Проектирование и технология электронных средств. - 2019, № 4. - С. 10-17.
3. Самойлов А.Г., Самойлов С.А., Альшрайдэх А.М., Жоау А.Ф. Имитация многолучевых каналов передачи информации / Проектирование и технология электронных средств. - 2014, № 2. - С. 12-18.
4. A G Samoylov, S A Samoylov, S A Nasir and I. A. Al Tahar. (2021) Interference Compensator for Communication Systems with Space-Time Coding!. Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications. (2021) Systems of signals generating and processing in the field of on board communications. Publisher: IEEE. Moscow, Russia. INSPEC Accession Number: 20689661. DOI: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416019.
5. Аль Тахар И.А., Насир С.А.Х. Алгоритм моделирования быстрых интерференционных замираний // Проектирование и технология электронных средств. - 2021, №2. - С. 52-54.
6. A. G. Samoylov and I. A. Al Tahar. (2021) Methodology for Evaluating the Probability of Communication Disconnection in Radio Channels of the Systems with Space-Time Coding of Signal. (2021) Systems of Signals Generating and Processing in the Field of on Board Communications, 2021, Publisher: IEEE. Moscow. Russia. INSPEC Accession Number: 20689671. doi: 10.1109/IEEECONF51389.2021.9416066.
7. Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. - М.: Связь, 1969.-375 с.
8. E. Jakeman, R.J.A.Tough Non-Gaussian Models for the Statistics of Scattered Waves / Advances in Physics, 1988, v.37 (5). - pp. 471-529.
9. Электронный ресурс. Код доступа: <https://habr.com/ru/post/208684/> Дата обращения 31.01.2022 г.

УДК 621.397; ГРНТИ 47.47

ПРИМЕНЕНИЕ НЕЭТАЛОННЫХ МЕТРИК ДЛЯ ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ВИДЕОИНФОРМАЦИИ

В.Т. Дмитриев, С.О. Алексенко

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, so.aleksenko@gmail.com*

Аннотация. В работе рассмотрены алгоритмы объективной оценки качества сжатых видеоизображений в системах связи. Проведен анализ применения неэталонной метрики NIQE в системах передачи видеоинформации, использующих алгоритм сжатия MJPEG.

Ключевые слова: сжатие видео, MJPEG, оценка качества видеоинформации, неэталонные метрики, NIQE.

APPLICATION OF NON-REFERENCE METRICS FOR ASSESSING THE QUALITY OF VIDEO INFORMATION

V.T. Dmitriev, S.O. Aleksenko

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan so.aleksenko@gmail.com*

The summary. The paper considers algorithms for an objective assessment of the quality of compressed video images in communication systems. The analysis of the use of the non-reference metric NIQE in video information transmission systems using the MJPEG compression algorithm was carried out.

Keywords: video compression, MJPEG, video quality assessment, non-reference metrics, NIQE.

Любая цифровая видеоинформация, передаваемая через телекоммуникационные сети всех типов, неизбежно подвергается искажениям, которые могут возникать процессе оцифровки, передачи, сжатия, декодирования и воспроизведения видеосигналов. Так, при сжатии видеосигналов неизбежно происходит снижение качества, связанное с уменьшением количества информации о структуре изображения [1].

В ходе передачи видеоинформации по телекоммуникационным сетям используются различные алгоритмы сжатия видеоинформации. Алгоритмы сжатия видеоинформации используют различные математические алгоритмы для уменьшения объема видеофайлов. Достигается это путём уменьшения избыточности информации, в том числе устранения, группирования и/или математического усреднения схожих данных, неизбежно присутствующих в передаваемом видеосигнале. Выбор конкретного алгоритма сжатия видеоинформации обычно обуславливается специфическими требованиями, предъявляемыми к видеоинформационной системе. [2]

Качество видеоинформации — это набор характеристик обработанного видео, проявляющихся и имеющих значение при его непосредственном восприятии и оценке наблюдателем [3]. Как правило в ходе оценки качества видеоинформации проводится сравнение оригинальной и обработанной видеопоследовательности. В ходе развития систем создания и передачи видеоинформации было разработано большое число систем и алгоритмов обработки видео. Поскольку различные системы обработки видео, основанные на отличающихся алгоритмах сжатия и декодирования видеоинформации, оказывают различное специфическое влияние на видео последовательность, оценка качества видео — это важная и сложная задача.

В ходе передачи видеоинформации по телекоммуникационным сетям используются различные алгоритмы сжатия видеоинформации.

Алгоритмы сжатия видеоинформации можно разделить на две большие группы: потоковые и статические. При применении статических алгоритмах процесс сжатия осуществляется с использованием методов обработки изображений. Методы обработки могут быть применены ко всему изображению либо обрабатываемое изображение может быть разделено на

набор отдельных блоков. Из данной группы как самые распространенные можно выделить алгоритмы группы Wavelet и JPEG (англ. Joint Photographic Experts Group, Совместная группа экспертов по фотографии).

Во второй группе алгоритмов сжатия, потоковых, учитывается то что, близкорасположенные кадры не сильно отличаются друг от друга. В данных алгоритмах сжатие достигается за счет кодирования не полных кадров, а только разницы между ними, а также за счет работы с отдельными независимыми объектами, которую присутствуют в нескольких последовательно следующих кадрах. Положение объектов при этом отличается от кадра к кадру. Работа с отдельными объектами внутри кадра существенно усложняет алгоритм, но и позволяет добиться значительно большего сжатия видеoinформации. Одними из наиболее распространенных в потоковых алгоритмах являются алгоритмы групп MPEG.

Компрессия MJPEG (Motion JPEG) основывается на независимом кодировании каждого кадра и объединении полученной последовательности в файл. Сжатие видео осуществляется по JPEG-алгоритму: каждое изображение разбивается на квадраты 8×8 точек и представляется в векторной форме путем дискретного преобразования и высокочастотной фильтрации полученного спектра. Фактически, сжатое видео представляет собой последовательность кадров в форме независимых JPEG-изображений. Поскольку каждый кадр кодируется независимо от других, представляется возможным последующее покадровое редактирование или детальный анализ изображения.

Применительно к MJPEG степень сжатия видео до 1:15 позволяет сохранять видеoinформацию практически без потери качества. Применение степени сжатия от 1:15 до 1:25 приводит к субъективно незначительной потере качества. При большом коэффициенте компрессии (1:30 и выше) сжатие видео по алгоритму MJPEG может сопровождаться следующими хаарктерными видами искажений: на границах сетки разбиения нарушается гладкость изображения, что приводит к нарушению структуры кадра, что в свою очередь влияет на ухудшение качества. [4].

Основным преимуществом видеосжатия Motion JPEG является простота реализации, что делает MJPEG подходящим для реализации в устройствах с ограниченными вычислительными ресурсами. MJPEG даёт качественные стоп-кадры, что позволяет его использовать, например, в системах видеонаблюдения и видеоконтроля.

Недостатками MJPEG являются более низкий коэффициент сжатия по сравнению с потоковыми методами сжатия.

Метрика NIQE представляет собой не эталонный алгоритм оценки качества. Данный подход нашел в настоящее время широкое применение [5,6]. В ходе оценки данной метрикой осуществляется построении набора функций, учитывающих качество видеоизображения. Далее осуществляется адаптация данного набора многомерному гауссовскому режиму (Multivariate Gaussian, MVG). Отсюда метрика NIQE характеризует степень искажений в кадре. Чем ниже рассчитанная оценка, тем выше качество кадра. Алгоритм применяется путем вычисления 36 идентичных функций NSS (Natural Scene Statistic) из фрагментов одинакового размера $P \times P$ из изображения, подлежащего анализу качества, сравнение их с моделью MVG, а затем сравнения ее MVG и естественной модели MVG. Качество искаженного изображения выражается как расстояние между моделью функций NSS с учетом качества и соответствием MVG функциям, извлеченным из искаженного изображения:

$$D(v_1, v_2, \Sigma_1, \Sigma_2) = \sqrt{(v_1 - v_2)^T \left(\frac{\Sigma_1 + \Sigma_2}{2} \right)^{-1} (v_1 - v_2)},$$

где v_1, v_2 и Σ_1, Σ_2 – это средние векторы и ковариационные матрицы естественной модели MVG и модели MVG искаженного изображения, T – порог, выбираемый как часть максимальной резкости фрагмента изображения.

Для проведения анализа был использован видеофайл, сжатый в 22 раза с помощью алгоритма MJPEG. На рисунке 1 приводятся кадры оригинальной и сжатой видеопоследовательностей.



Рис. 10. Кадры исследуемых видеопоследовательностей
(а – оригинальное видео, б – сжатое)

На рисунке 2 показана зависимость изменения значения объективной метрики NIQE для кадров исходного и сжатого видеоизображений.

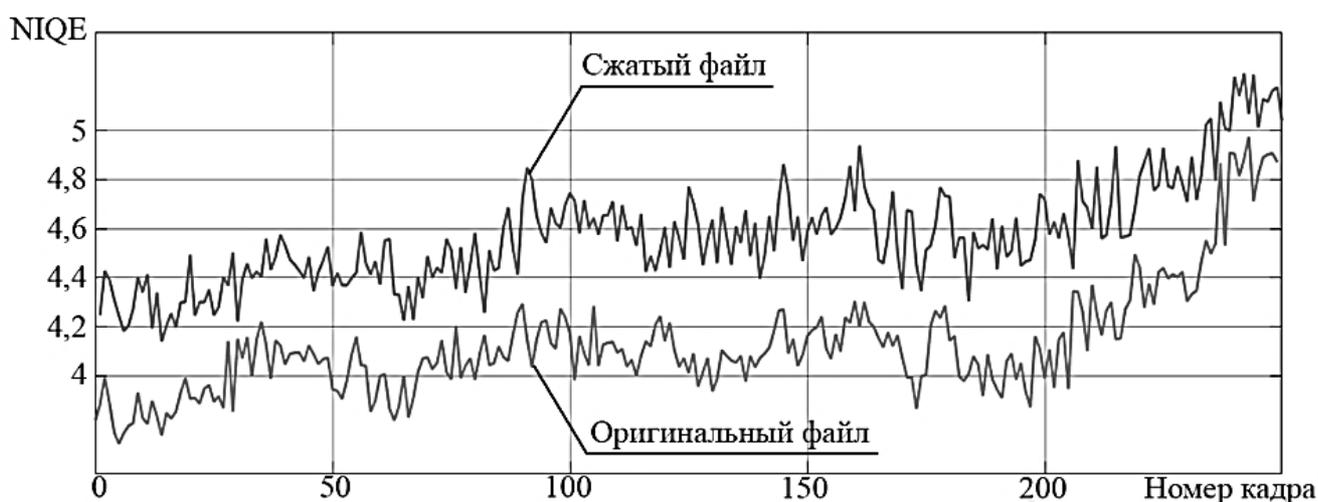


Рис. 2. Зависимость изменения значения объективной метрики NIQE для кадров исходного и сжатого видеоизображений

Анализ зависимости изменения количественных значений объективной не эталонной метрики NIQE, представленной на рисунке 2 показывает, что значение метрики NIQE для кадра сжатого видеоизображения превышает соответствующее значение для кадра исходного видеоизображения в среднем не более чем на 0,45. При этом, поскольку характер изменения

количественных значений объективной не эталонной метрики NIQE для исходного и сжатого видеоизображений практически идентичен, качество сжатого изображения практически не ухудшается.

Диапазон изменения количественных значений объективной не эталонной метрики NIQE для кадров исходного и сжатого видеоизображений не превышает 22 % от соответствующего минимального значения. Кроме того, зависимости, представленные на рисунке 2, отображают несущественное изменение количественных значений данной метрики, что соответствует относительному сохранению качества сжатого видеоизображения, что в целом соответствует результатам субъективной оценки исходного и сжатого видеоизображений. Отсюда объективная объективная не эталонная метрика NIQE при оценке качества рассматриваемой видеоинформации являются стабильной.

Библиографический список

1. Kirillov, S. N. Wireless System of High-Speed Underwater Optical Communication for Transmission for Video-data from a Board of a Submersible / S. N. Kirillov, V. T. Dmitriev, L. V. Aronov // 2018 International Multi-Conference on Industrial Engineering and Modern Technologies, FarEastCon 2018, Vladivostok, 03–04 октября 2018 года. – Vladivostok: Institute of Electrical and Electronics Engineers Inc., 2018. – P. 8602498. – DOI 10.1109/FarEastCon.2018.8602498.
2. Mohammadi P., Ebrahimi A., Shirani S. Subjective and Objective Quality Assessment of Image: A Survey // Elsevier Journal of Visual Communication and Image Representation, 2014. P. 1–50.
3. Столлингс В. Беспроводные линии связи и сети.: Пер. с англ. - М.: Издательский дом «Вильямс», 2003. - 640 С.
4. Неяскина, О. В. Обзор методов сжатия видео / О. В. Неяскина, Е. А. Чихачев, А. К. Чичов // Новые информационные технологии в науке : сборник статей по итогам Международной научно-практической конференции, Казань, 13 мая 2019 года. – Казань: Общество с ограниченной ответственностью "Агентство международных исследований", 2019. – С. 84-93.
5. A. Zvezdakova, D. Kulikov, D. Kondranin, D. Vatolin. Barriers Towards No-reference Metrics Application to Compressed Video Quality Analysis: on the Example of No-reference Metric NIQE. In Proc. of the 29th International Conference on Computer Graphics and Vision (GraphiCon 2019). CEUR WorkshowProceedings, 2019, Vol. 2485, p. 22-27.
6. С.О. Алексенко Обоснование выбора метрик оценки качества телеметрического сигнала бортовых систем видеоконтроля // Наука и технологии. Том 2. – Материалы XLI Всероссийской конференции, посвященной 60-летию полета Ю.А. Гагарина в космос. – Москва: РАН, 2021, С.87 – 93

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

КОМПЕНСАЦИЯ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ВЕКТОРНО-МАТРИЧНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

А.А. Иванова, А.В. Егоров

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, anastasia01012000@yandex.ru*

Аннотация. В работе рассматривается модель векторно-матричного компенсатора помех. Показывается принцип его работы, основные особенности, достоинства и недостатки.

Ключевые слова: слепое подавление, векторно-матричное уравнение Винера-Хопфа, адаптивный фильтр Винера, компенсация помех, векторно-матричный компенсатор.

INTERFERENCE COMPENSATION BASED ON VECTOR-MATRIX TRANSFORMATIONS

A.A. Ivanova, A.V. Egorov

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, anastasia01012000@yandex.ru*

The summary. The paper considers a model of a vector-matrix noise canceller. The principle of its operation, the main features, advantages and disadvantages are shown.

Keywords: blind suppression, vector-matrix Wiener-Hopf equation, adaptive Wiener filter, noise compensation, vector-matrix compensator.

Компенсационные методы направлены на определение параметров помех, с их помощью можно устранить влияние помехового воздействия на прием сигнала [1].

Разделяют одноканальные и многоканальные компенсаторы. В одноканальных компенсаторах сведения о параметрах помехи получают из аддитивной смеси полезного и мешающего сигналов. Недостатком таких компенсаторов является возможность подавления только одной помехи, однако на практике они получили наибольшее распространение в силу своей простоты [1,2]. В многоканальных компенсаторах число компенсационных каналов (КК), как правило, зависит от количества компенсируемых помех. Такие компенсаторы имеют свои недостатки: слабое подавление широкополосных помех из-за неидентичности амплитудно- и фазочастотных характеристик каналов приема. Также при числе помех, меньших числа каналов, снижается эффективность подавления [3].

Компенсационные методы слепого подавления помех

Цифровая обработка неизвестных сигналов, прошедших линейный канал с неизвестными характеристиками на фоне аддитивных шумов, является задачей, так называемой слепой обработки. Слепое подавление помех является сравнительно новым направлением в цифровой обработке неизвестных сигналов.

Основные особенности условий слепой обработки:

1. Отсутствие априорных сведений о распределении и параметрах сигналов и помех. Если на короткое время доступны сигнал или помехи, условия называются полуслепыми.

2. При параметрической и непараметрической неопределенности характеристик помех наличие некоторых гипотез относительно класса распределений сигналов и помех (например, симметричных или гауссовских), их статистических отличий (например, коэффициентов асимметрии и эксцесса), отсутствия сигнала в смеси с помехой на определенное время и т. п.

В настоящее время существуют 4 компенсационных методов слепой обработки:

- слепое выделение помех;
- формирование адаптивных моделей сигналов и помех;
- векторно-матричный компенсатор (ВМК);
- многоканальная адаптивная обработка сигналов и слепое разделение помех в опорном канале.

Метод векторно-матричной компенсации помех

Рассмотрим работоспособность ВМК путем решения задачи селекции непрерывных (гармонических) и импульсных сигналов из смеси с непрерывной и импульсной помехой [4]. Компенсация происходит по алгоритму двухканального подавления помех, применяемому в условиях, когда помехи в компенсационных каналах взаимно некоррелированы [3]. Т.е. помехи не зависят друг от друга, и их возможно разделить.

Метод основан на оценке весовых коэффициентов адаптивного фильтра, находящихся путем решения векторно-матричного уравнения Винера-Хопфа по критерию наименьшего среднеквадратического отклонения (СКО) полезного сигнала от его оценки [4]:

$$W_{opt} = R^{-1} * P, \quad (1)$$

где R^{-1} – матрица обратная к оценке корреляционной матрицы;

P – вектор оценки взаимокорреляционной функции принятого и полезного сигнала.

Векторно-матричное уравнения Винера-Хопфа – это дискретный аналог уравнения Колмогорова-Винера и используется для непрерывных стационарных процессов. Его также называют фильтром воспроизведения сигнала, выполняющим процедуру сглаживания при восстановлении исходного сигнала [5].

Вектор P будет являться вектором оценки автокорреляционной функции (АКФ) полезного сигнала при его независимости от помехи:

$$P = \begin{bmatrix} K_s(0) \\ K_s(1) \\ \vdots \\ K_s(N-1) \end{bmatrix} \quad (2)$$

где K_s — АКФ полезного сигнала $s(n)$.

Принятая смесь содержит компоненту d_1 , коррелированную с помехой d_2 из опорного канала, и полезную компоненту s , некоррелированную с d_2 . Вектор P может быть получен путем вычитания из вектора АКФ принятой смеси P_{s+d1} вектора АКФ помехи d_2 из компенсационного канала [6]. Тогда вектор P :

$$P = P_{s+d1} - P_{d2} \quad (3)$$

С учётом (3) формулу (1) можно записать так:

$$W_{opt} = R^{-1} * (P_{s+d1} - P_{d2}). \quad (4)$$

Принцип работы компенсатора

Рассмотрим подробнее формирование структуры компенсатора. Представим принятый на вход сигнал в виде:

$$y(n) = A_0 * s(n) + B_0 * d(n), \quad (5)$$

где $s(n)$ и $d(n)$ – стационарные случайные процессы, которые являются взаимно некоррелированными, независимыми, центрированными с единичной дисперсией.

На рисунке 1 представлена структурная схема компенсатора.

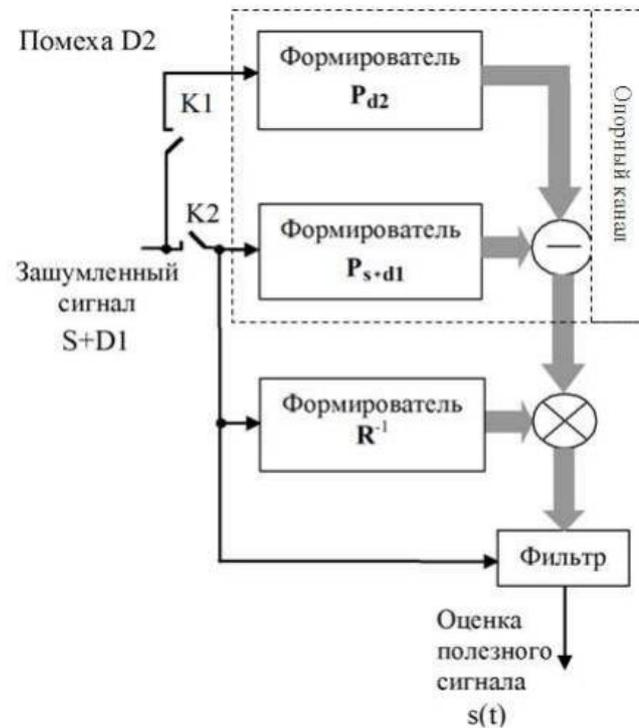


Рис. 1. Структурная схема ВМК

Поскольку компенсатор является двухканальным, выделяют основной и опорный каналы. На основной канал компенсации поступает зашумленный помехой d_1 сигнал s . Далее находится вектор АКФ смеси сигналов P_{s+d1} , из которого формируется теплицева матрица R . Её особенность состоит в том, что на всех диагоналях, параллельных главной, стоят равные элементы. Матрица из АКФ входного сигнала является квадратной размером $N \times N$:

$$R = \begin{bmatrix} A_0^2 + B_0^2 & A_0^2 * K_s(1) + B_0^2 * K_d(1) & \dots & A_0^2 * K_s(N-1) + B_0^2 * K_d(N-1) \\ A_0^2 * K_s(1) + B_0^2 * K_d(1) & A_0^2 + B_0^2 & \dots & A_0^2 * K_s(N-2) + B_0^2 * K_d(N-2) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ A_0^2 * K_s(N-1) + B_0^2 * K_d(N-1) & A_0^2 * K_s(N-2) + B_0^2 * K_d(N-2) & \dots & A_0^2 + B_0^2 \end{bmatrix} \quad (6)$$

где K_s и K_d — АКФ сигналов $s(n)$ и $d(n)$, нормированные по отношению к дисперсии; N — размер АКФ K_s и K_d .

Далее вычисляется обратная матрица R^{-1} :

$$R^{-1} = \begin{bmatrix} A_0^2 + B_0^2 & \dots & A_0^2 * K_s(N-1) + B_0^2 * K_d(N-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_0^2 * K_s(N-1) + B_0^2 * K_d(N-1) & \dots & A_0^2 + B_0^2 \end{bmatrix}^{-1} \quad (7)$$

Тем временем на вход второго канала поступает помеха d_2 . Вычисляется вектор её оценки АКФ P_{d2} :

$$P_{d2} = \begin{bmatrix} B_0^2 \\ B_0^2 * K_d(1) \\ \vdots \\ B_0^2 * K_d(N-1) \end{bmatrix} \quad (8)$$

Затем формируется вектор оценки АКФ входного сигнала $y(n)$, представляющего собой сумму полезного и мешающего сигналов:

$$P_{s+d1} = \begin{bmatrix} A_0^2 + B_0^2 \\ A_0^2 * K_s(1) + B_0^2 * K_d(1) \\ \vdots \\ A_0^2 * K_s(N-1) + B_0^2 * K_d(N-1) \end{bmatrix} \quad (9)$$

Два канала соединяются в один на этапе вычитания из вектора АКФ зашумленного сигнала вектора АКФ помехи, поступающей на канал компенсации:

$$\begin{bmatrix} A_0^2 + B_0^2 \\ A_0^2 * K_s(1) + B_0^2 * K_d(1) \\ \vdots \\ A_0^2 * K_s(N-1) + B_0^2 * K_d(N-1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} B_0^2 \\ B_0^2 * K_d(1) \\ \vdots \\ B_0^2 * K_d(N-1) \end{bmatrix} \quad (10)$$

Эту разницу поэлементно умножают на обратную матрицу АКФ принятого сигнала. Получившийся вектор является набором оптимальных весовых коэффициентов, которые поступают на вход адаптивного фильтра, на выходе которого формируется выделенный из шума полезный сигнал:

$$\begin{aligned} W_{opt} &= \begin{bmatrix} A_0^2 + B_0^2 & \dots & A_0^2 * K_s(N-1) + B_0^2 * K_d(N-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_0^2 * K_s(N-1) + B_0^2 * K_d(N-1) & \dots & A_0^2 + B_0^2 \end{bmatrix}^{-1} * \\ &* \left(\begin{bmatrix} A_0^2 + B_0^2 \\ A_0^2 * K_s(1) + B_0^2 * K_d(1) \\ \vdots \\ A_0^2 * K_s(N-1) + B_0^2 * K_d(N-1) \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} B_0^2 \\ B_0^2 * K_d(1) \\ \vdots \\ B_0^2 * K_d(N-1) \end{bmatrix} \right) = \\ &= \begin{bmatrix} A_0^2 + B_0^2 & \dots & A_0^2 * K_s(N-1) + B_0^2 * K_d(N-1) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ A_0^2 * K_s(N-1) + B_0^2 * K_d(N-1) & \dots & A_0^2 + B_0^2 \end{bmatrix}^{-1} * \\ &* \begin{bmatrix} A_0^2 \\ A_0^2 * K_s(1) \\ \vdots \\ A_0^2 * K_s(N-1) \end{bmatrix} = R^{-1} * P \end{aligned} \quad (11)$$

В результате, при идеальном опорном канале ВМК формирует адаптивный фильтр Винера (Винера – Колмогорова) по критерию наименьшего СКО отфильтрованного сигнала от исходного полезного. С помощью этого оптимального фильтра можно получить наилучшую оценку сигнала. Значение среднеквадратичной ошибки меньше, чем в фильтре Винера, не может быть получено ни в одном линейном фильтре.

Эффективность компенсатора можно рассматривать с точки зрения дисперсии отклонения отфильтрованного сигнала от исходного. Согласно [4] дисперсия ошибки фильтрации на выходе компенсатора при идеальном компенсационном канале составляет:

$$\overline{\varepsilon(t)_{VMC}} = A_0^2 - W_{opt}^T * P \quad (12)$$

где A_0^2 – дисперсия полезного сигнала;

P – вектор АКФ этого полезного сигнала;

W_{opt}^T – транспонированный вектор весовых коэффициентов оптимального фильтра.

С увеличением числа весовых коэффициентов фильтра ошибка имеет тенденцию к уменьшению, которая должна стремиться к неустранимой ошибке фильтра Винера. В этом случае, чем шире полоса пропускания нужного сигнала, тем меньше весовых коэффициентов фильтра требуется.

Было проведено моделирование работы векторно-матричного компенсатора в среде MATLAB с использованием пакета Simulink. На рис. 2 изображена схема векторно-матричного компенсатора, собранного в соответствии с решением векторно-матричного уравнения Винера-Хопфа из формулы (1) и алгоритмом, представленным на рисунке 1.

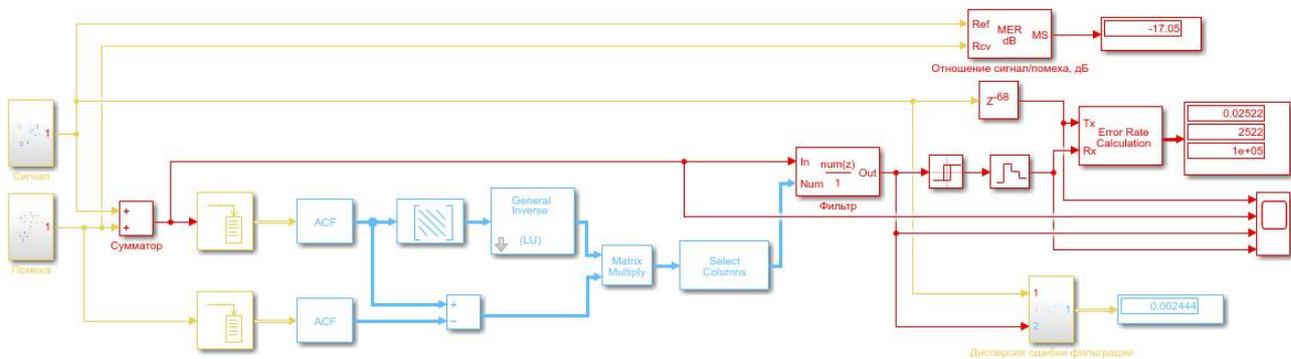


Рис. 2. Схема компьютерного моделирования векторно-матричного компенсатора

Рассмотрена работа компенсатора для приема различных полезных сигналов на фоне помех, отличающихся характеристиками.

Подробнее рассмотрим случай, когда полезный сигнал – это симметричный телеграфный процесс, а помеха – это белый гауссов шум единичной дисперсией. Сигнал в форме телеграфного процесса имеет единственный параметр — интенсивность смены знака — $\lambda_{П} = 0.15$. Полезный сигнал является симметричным, т.е. биполярным (рис.3 сверху). Шум превышает полезный сигнал примерно в 10 раз, отношение сигнал-шум равно -17 дБ. Поскольку помеха очень большая, количество весовых коэффициентов в данном случае возьмем 500.

Результаты моделирования представлены на рисунке 3.

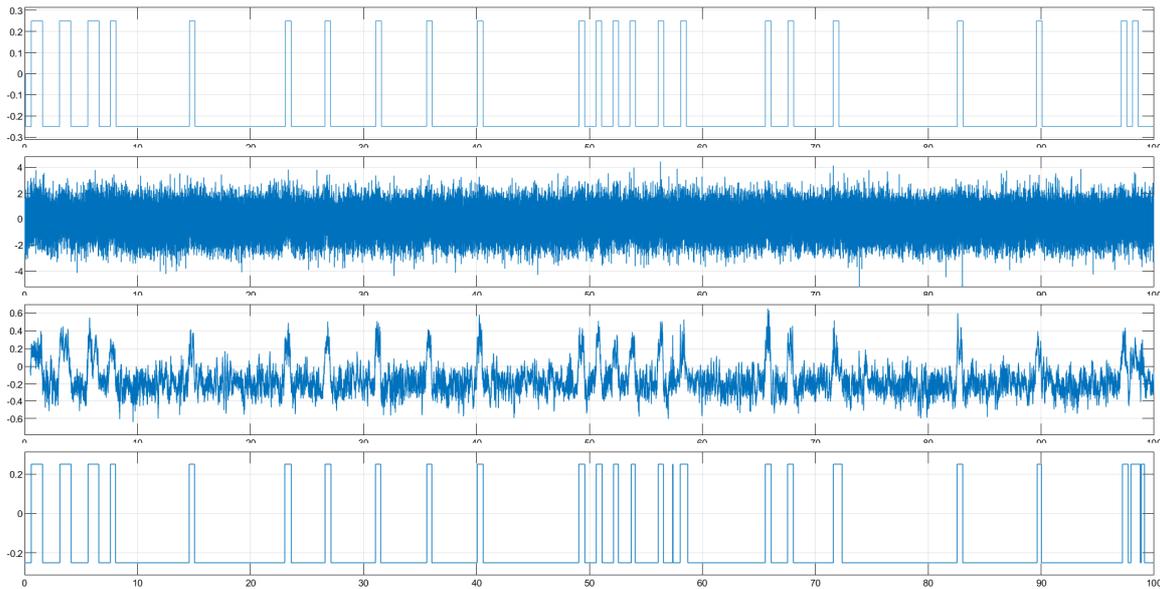


Рис. 3. Симметричный телеграфный процесс (1), его смеси с БГШ (2), выходного сигнала компенсатора (3) и сигнал, прошедший через реле с порогами 0.21 и -0.21 (4)

Таким образом, на основе результатов моделирования векторно-матричного компенсатора и данных, приведенных в [4], можно сделать такие выводы:

1. Смоделированный компенсатор справляется с обработкой как непрерывного, так и импульсного сигнала в смеси с непрерывной помехой, представляющей собой белый гауссовский шум, или импульсной помехой с учетом их взаимной некоррелированности.
2. Достоинством такого компенсатора является возможность выделения сигнала из смеси с сильной помехой, амплитуда которой во много раз больше амплитуды сигнала.
3. С увеличением шума при заданном качестве компенсации, необходимо увеличивать количество весовых коэффициентов.
4. Основная трудность, возникающая при реализации компенсатора - это нахождение оценки корреляционной матрицы принятого сигнала и матрицы обратной ей, а также нахождения с требуемой точностью АКФ входного сигнала и помехи.

Библиографический список

1. Методы слепого подавления помех при обработке полезных сигналов: учебное пособие / А.Е. Манохин ; М-во науки и высш. образования РФ.— Екатеринбург : Изд-во Урал. ун-та, 2021.
2. Григорьев В.А., Щесняк С.С., Гулюшин В.Л., Распаев Ю.А., Хворов И.А., Щесняк А.С. Адаптивные антенные решетки: Учебное пособие. Часть 2. - Санкт-Петербург: Университет ИТМО, 2016.
3. Патент №0001841064 «Компенсатор помех»: URL: <https://edrid.ru/rid/218.016.28d8.html>
4. Метод компенсации помех на основе векторно-матричных преобразований / А.Е. Манохин; Журнал радиоэлектроники, ISSN 1684-1719, №10, 2016
5. Никитин А.А, Петров А.В. «Теоретические основы обработки геофизической информации» учебное пособие – Москва, Издательство 2008
6. Адаптивная компенсация помех в каналах связи / Ю.И. Лосев, А.Г. Бердников, Э.Ш. Гойхман, Б.Д. Сизов; под ред. Ю.И. Лосева. – М.: Радио и связь, 1988

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ВОКОДЕР MELP НА ОСНОВЕ UVS И MVF

Ю.О. Мартишина

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, yuliamartishina@yandex.ru*

Аннотация. Вокодер линейного предсказания со смешанным возбуждением (MELP) обычно используется в вокодерах с низкой скоростью передачи данных, цель которых теперь сосредоточена на снижение скорости кодирования и повышение надежности в общей схеме кодирования. Неозвученный/озвученный/алгоритм обнаружения тишины (UVS) обладает определенной надежностью и защитой от шума, в то время как модель вокализованного возбуждения (MVF) основана на максимальной частоте голоса, приближенной к исходным речевым характеристикам. В этой статье, исходная модель возбуждения вокодера MELP заменена, а UVS объединена. Так достигнут улучшенный вокодер со скоростью кодирования 2,4 кбит/с. По сравнению с MELP федеральных стандартов, улучшенный вокодер лучше владеет синтетической речью, качество и прочность его выше.

Ключевые слова: Обработка сигналов, MELP, UVS, MVF, оценка речи

AN MELP VOCODER BASED ON UVS AND MVF

Y.O. Martishina

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan,*

The summary. Mixed excitation linear prediction (MELP) vocoder is generally used in low bit-rate vocoder, whose target now focuses on overall coding scheme, decrease of coding rate and improvement of robustness. Unvoiced/voiced/ silence detective algorithm (UVS) possesses certain robustness and anti-noise property, while voiced excitation model based on maximum voicing frequency algorithm (MVF) is closer to the original speech characteristics. In this paper, the original excitation model of MELP vocoder is replaced and UVS is joined so that an improved 2.4 kbps coding rate vocoder is accomplished. Compared with MELP of federal standards, the improved vocoder owns better synthetic speech quality and robustness.

Keywords: Signal processing, MELP, UVS, MVF, speech evaluation

Вокодер позволяет передавать речь с ограниченной полосой пропускания, получая в итоге высокую разборчивость и естественность речи. Военная связь нуждается в снижении энергопотребления, мультимедийные системы связи нуждаются в снижении затрат на хранение, спутниковой связи не хватает нужного ресурса канала в плохих условиях связи, подводная связь обладает серьезным ослаблением сигнала. Как результат, речевой сигнал должен быть закодирован с низкой скоростью передачи данных [1, 2].

Исследования вокодера с низкой скоростью передачи данных фокусируются в первую очередь на общей схеме, снижении скорости кодирования и повышении надежности. Как правило, объектом исследования является репрезентативный вокодер MELP, который, тем не менее, обладает низкой естественностью синтетической речи, гулом и низкой устойчивостью в шумовой среде. Производительность модели возбуждения оказывает значительное влияние на качество синтетической речи в кодере, из которых многополосная смешанная модель возбуждения превосходит при небольшой временной и пространственной сложности. Однако обнаружение ошибок интенсивности звука в поддиапазоне (многополосные модели) может иметь серьезные последствия, и в литературе [3] указано, что многополосная модель не соответствует фактическому возбуждению. Требуется более совершенная модель возбуждения.

В этой статье модель, основанная на оригинальном вокодере MELP, объединила новый алгоритм UVS, с моделью возбуждения, основанной на MVF, более близкой к исходной речевой характеристике. По сравнению с производительностью федерального стандарта, улучшенный вокодер MELP повышает качество и надежность синтетической речи.

Принцип работы вокодера MELP

С помощью линейного предсказания [4] форма речевого сигнала анализируется для создания возбуждения канала и параметров передаточной функции, так что кодирование формы речевого сигнала превращается в кодирование параметров, а объем данных передачи речи значительно уменьшается. Улучшенный вокодер ELS сохраняет исходную часть извлечения и количественной оценки параметров, и улучшает производительность своей модели возбуждения, как показано на рис. 1. Кодер извлекает эти параметры, включая UVS, период высоты тона, линейные спектральные пары (LSA), коэффициент усиления, значения рядов Фурье, модель MVF, которая является векторной или скалярно квантованной. Декодер интерполировал параметр, затем генерирует сигнал возбуждения, усиливает адаптивный спектр, линейно прогнозирует и генерирует синтетическую речь. Благодаря подавлению шума, дискретной фильтрации импульсов и так далее декодер улучшает качество синтетической речи.

Алгоритм UVS и модель MVF извлекаются. После извлечения частоты высоты тона, целочисленный частота высоты тона вычисляется с помощью нормализованной корреляционной функции, которая изменяет частоту высоты тона на дробь для поиска конечного целочисленного частоты высоты тона путем рекурсии. Параметр LSF определяется разбросом полосы пропускания на 15 Гц по коэффициентам линейного прогноза 10. Интервал параметров LSF составляет не менее 50 Гц. Если интервал меньше, необходимо увеличить смещение вычислений между первым и вторым компонентами.

Параметр усиления использовал среднеквадратичное значение оконного сигнала. Длина окна равна шагу частоты. Центры соответственно расположены в двух положениях текущего кадра. Необходимо произвести вычисления, чтобы предотвратить усиление кадра, расположенное в переходной части. Ряды Фурье сохраняют 10 самых больших значений гармоник, полученных путем вычисления БПФ остаточного сигнала.

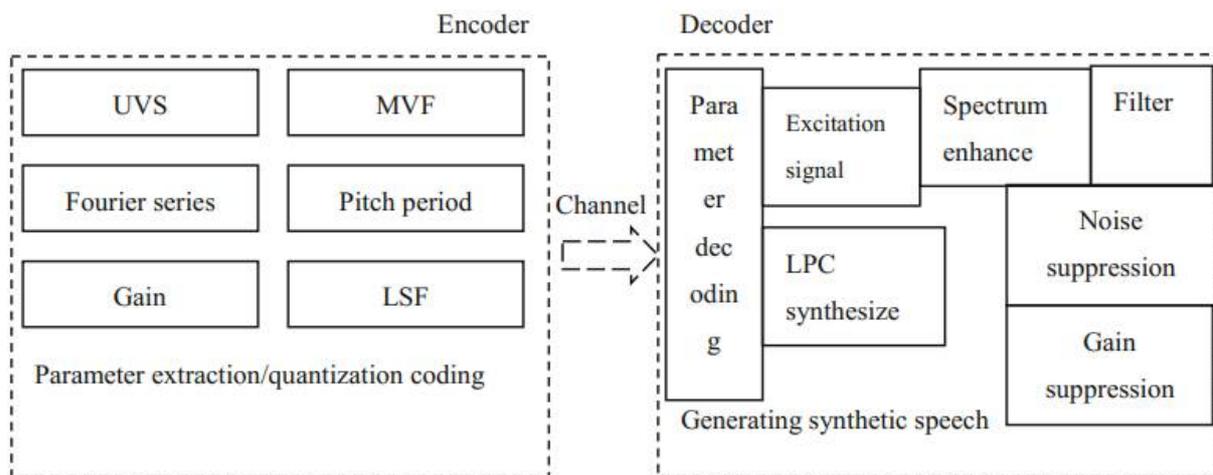


Рис. 1. Улучшенный вокодер MELP

Параметры, извлеченные в кодере, нуждаются в дальнейшем сжатии при относительно небольшом количестве битов. Период шага, коэффициент усиления и ряды Фурье используют скалярное квантование; в то время как LSF использует четырехступенчатое векторное квантование. Для оценки результата алгоритм UVS использует только 2 бита для полного выражения трех типов кадров, а модель MVF алгоритмах использует скалярное квантование. В соответствии с распределением числа

гармоник значение MVF может быть равномерно квантовано по интервалу. Для высоковероятностного числового интервала $[0, 10]$ количественный интервал равен 1. Если число гармоник больше 30, то значение MVF можно рассматривать как распределение по всей полосе частот, поэтому 16 числовых распределений квантуются на 4 бита. Объединяя результаты оценки UVS, количественные битовые числа MVF, также дополнительно уменьша, приводит к тому, что значение MVF беззвучного кадра равно 0, и для квантования требуется всего 1 бит. Беззвучный кадр составляет от $[1, 4]$ и всего 2 бита; озвученный кадр $[8, 24]$ и 3 бита. Модель MVF с количественной оценкой результатов UVS может уменьшить количество битов.

Декодер синтезирует речи. Во-первых, интерполяция параметров преобразует параметр кадра в частоту высоты тона для синхронизации интерполяции с частотой основного тона. Во-вторых, создается сигнал возбуждения, отфильтрованный с помощью адаптивного улучшения спектра, что позволяет синтетической речи лучше соответствовать формантной форме сигнала. Коэффициенты LPC, восстановленные с помощью параметра LSF создают синтетический фильтр. Кроме того, когерентность синтетической речи улучшается за счет коррекции усиления, фильтра формирования импульсов. Затем расширенный амплитудный спектр получается путем умножения компонентов IRM на входной зашумленный спектр. Наконец, речевой сигнал восстанавливается путем применения обратного преобразования Фурье.

Производительность вокодера

Улучшенный вокодер добавляет UVS и MVF для улучшения помехоустойчивости вокодера. Решение UVS фильтрует некоторые стационарные шумовые помехи из временной области. В то же время качество синтетической речи в шумовой среде улучшается в зависимости от длины беззвучного кадра, что может помочь предварительно определить фоновый шум или беззвучный кадр объективной речи. Из частотной области технологии MVF фильтруют шум, сглаживающий шум в речевых кадрах. Гармоники в качестве сигнала возбуждения извлекаются, чтобы избежать воздействия на синтетическую речь шумовой составляющей других частот. Кроме того, для высоких гармонических составляющих частотного шума, технология MVF фильтрует путем их подсчета.

Скорость кодирования вокодера остается 2,4 кбит/с, однако улучшенная версия содержит больше избыточных битов, что может эффективно повысить точность данных в декодере.

Общее количество битов оригинального вокодера MELP составляет 54 бита. Улучшенное значение составляет всего 53 бита в беззвучном кадре и около 11 бит в беззвучном кадре.

Избыточные биты, которые необходимы для кодирования с исправлением ошибок критических параметров позволяет эффективно повысить надежность вокодера. Вычислительная сложность улучшенного вокодера немного ниже, чем у оригинала, в основном из-за следующего: улучшенный вокодер устраняет процесс пяти поддиапазонов, то есть интенсивность звука в пяти поддиапазонах вычислять не нужно. Также он сокращает вычисление периода шага бесшумных кадров, LSF, рядов Фурье и других параметров. У него только половина кадра после некоторой операции низкой сложности, такой как сложение, минус и возведение в квадрат, которые используются для извлечения собственного значения оценки UVS, включая среднее значение и дисперсию. Для вычисления пиков оригинальный MELP использовал двойное жесткое решение для каждого поддиапазона; MVF использует мягкое решение, вычисляя только гармонические пики. В сочетании с оценкой UVS, MVF

рассматривает результат оценки как априорную вероятность, что значительно снижает вычислительную сложность.

Задержка речевой информации уменьшается из-за низкой вычислительной сложности вокодера. Кроме того, в процессе оценки UVS и модели возбуждения MVF промежуточным переменным требуется меньше места для хранения. Для UVS одиночная рамка может определить тип кадра, в котором хранятся среднее значение CAMDF, дисперсия CAMDF и 4 пороговых значения. Для MVF пространственная сложность решения для озвучивания/озвучивания поддиапазона близка к оригиналу. Промежуточные переменные - это в основном накопленная энергетическая ценность гармоник-кандидатов, число которых составляет примерно половину периода основного тона.

Библиографический список

1. C114 communications network in China. Development and application of low bit-rate speech coding (2015).
2. Underwater acoustic communication.
3. Degottex, G., Stylianou, Y.: Analysis and synthesis of speech using an adaptive full-band harmonic model. IEEE Trans. Audio Speech Lang. Process. 21(10), 2085–2095 (2013).

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

РАЗРАБОТКА НИЗКОСКОРОСТНОГО АДАПТИВНОГО КОДЕКА РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ

В.А. Шмаков, В.Т. Дмитриев

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, vitalyshmakov2019@gmail.com*

Аннотация. В данной статье рассматривается проблема оптимизации работы речевого кодека в изменяющихся условиях среды распространения, а именно создание адаптивного кодека на основе совместного использования алгоритма сжатия речевого сигнала, помехоустойчивого кодирования для защиты от ошибок, а также применение устройства анализа канала связи и изменения режима работы.

Ключевые слова: MELP, помехоустойчивое кодирование, адаптивный кодек, детектор активности речи (VAD)

DEVELOPMENT OF A LOW-SPEED ADAPTIVE CODEC FOR SPEECH SIGNALS

V.A. Shmakov, V.T. Dmitriev

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, vitalyshmakov2019@gmail.com*

The summary. This article discusses the problem of optimizing the operation of a speech codec in changing conditions of the distribution environment, namely, the creation of an adaptive codec based on the joint use of a speech signal compression algorithm, noise-resistant coding to protect against errors, as well as the use of a communication channel analysis device and changing the operating mode.

Keywords: MELP, noise-tolerant coding, adaptive codec, voice activity detector (VAD)

Проблема низкоскоростной передачи речи является всегда актуальной, ведь с каждым днем становится все больше пользователей телекоммуникационных систем, а радиочастотный ресурс, в свою очередь, является ограниченным и дорогим «удовольствием». Существует большое количество современных кодеков, работающих как на высоких скоростях с достойным качеством восстановленного звучания, так и на низких битрейтах с удовлетворительным качеством. Разные прикладные ситуации требуют различных подходов к выбору

рабочего кодека. Все зависит от ограничений в необходимой полосе частот и качестве речи. Оптимальным решением является адаптивный кодек. Понятие «адаптивность» подразумевает несколько режимов работы и «подстраивание» параметров кодека под определенные условия.

В качестве основы для такого кодека рассмотрим совместное использование алгоритма MELP для сжатия речевого сигнала, аутентификацию для проверки подлинности говорящего, алгоритм помехоустойчивого кодирования, а также шифрование методом DES. Структурная схема, отражающая работу данного алгоритма, приведена на рисунке 1 [1].

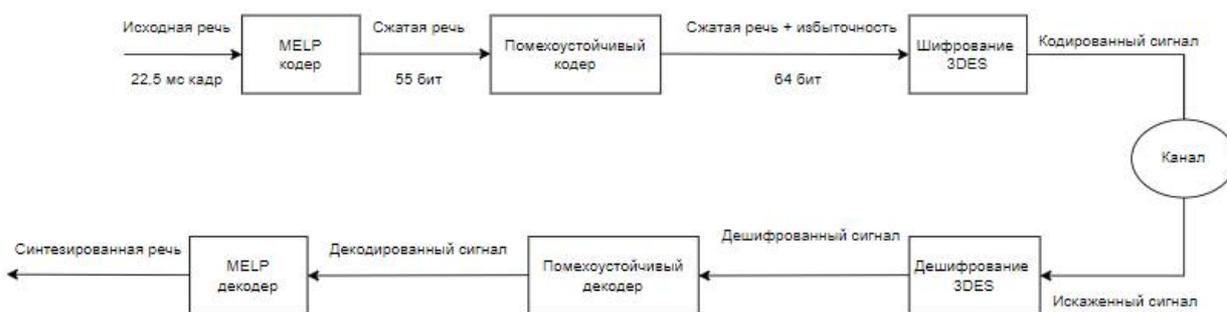


Рис.1. Структурная схема алгоритма

Шаг 1: Сжатие данных

Исходная речь буферизуется в 22,5 мс кадрах и пропускается через фильтр кодирования MELP. Кадр длиной 22,5 мс кодируется в 55-битный сжатый речевой кадр.

Шаг 2: Помехоустойчивое кодирование

Данный алгоритм использует один Хэмминг (31,26) код и один код Хэмминга (15,11). Параметры LPC кодируются 25 битами. Код Хэмминга (31,26) применяется к 25 битам битов параметров LPC и одному биту MSB параметра озвучивания полосы пропускания. Код Хэмминга (15,11) применяется к 5 битам второго параметра усиления, 3 битам первого параметра усиления и трем битам LSB параметра полосового озвучивания. Таким образом, 9 битов четности используются для исправления 2 ошибок в 39 битах из 55 бит. Эти 39 битов охватывают наиболее важные параметры в алгоритме.

Шаг 4: Шифрование

55 бит сжатой речи, 9 битов прямого исправления ошибок буферизуются в 64-битный сжатый речевой кадр. Этот блок из 64 бит шифруется с помощью 3DES, и результирующая 64-битная зашифрованная сжатая речь передается на приемный конец.

Шаг 5: Расшифровка

64 бита зашифрованной речи вводятся для дешифрования 3DES. Результирующая 64-битная декодированная речь передается на следующий этап.

Шаг 6: Помехоустойчивый декодер

В блоке помехоустойчивого декодера на входе имеется 64 битная искаженная помехами и шумом последовательность. На выходе получается 54 бита декодированной последовательности, которая подается на заключительный блок синтеза речи алгоритмом MELP.

Шаг 7: Синтез речи

54 бита сжатого речевого кадра передаются через декодер MELP, который выдает синтезированный речевой кадр продолжительностью 22,5 мс.

Так как в начале статьи было упомянуто наличие адаптивности, соответственно,

должно быть устройство, осуществляющее непрерывный анализ канала связи и своевременно принимающее решение о смене алгоритма на более помехоустойчивый либо более низкоскоростной, если это позволяют текущие условия функционирования системы.

В канале связи наибольшее влияние на передаваемый сигнал оказывают помехи и шумы. Первые возможно частично компенсировать с помощью помехоустойчивого кодирования, о котором говорилось выше. Обычно применяются коды Хэмминга различной длины. Например, код (7, 4) генерирует из 4 бит исходного сообщения 7 битную последовательность, избыточность в данном случае будет составлять 3 бита. С помощью этой избыточности возможно обнаружение 1 ошибки и ее исправление либо обнаружение двух ошибок без исправления. Чем больше в выходной последовательности будет избыточных бит, тем большее количество ошибок возможно будет обнаруживать и исправлять. Но соответственно, необходимо будет передавать большее число бит за то же время, что очевидно приведет к возрастанию скорости передачи, а следовательно, и занимаемой полосе. В условиях слабого воздействия помех на сигнал целесообразно использовать коды меньшей длины для обеспечения меньшей выходной скорости передачи.

С помощью детектора активности речи (VAD) возможно дополнительное сжатие речевого сигнала. Суть работы данного детектора заключается в распознавании в подлежащей передаче речи интервалов активности (оператор разговаривает) и интервалов отсутствия речи (пауз). Подлежать передаче в итоге будут только отрезки с речью, а паузы синтезировать на приемной стороне комфортным шумом [2].

Устройство анализа канала связи может использовать информацию помехоустойчивого декодера, а также детектора активности речи о количестве ошибок и наличии шума, соответственно, в зависимости от текущего состояния канала, изменять режим работы кодека на более помехоустойчивый, но и более скоростной, либо менее помехоустойчивый, но с хорошим сжатием.

Библиографический список

1. Akella Amarendra Babu: Robust Speech Coding Algorithm \ International Journal on Cryptography and Information Security (IJCIS), Vol.2, No.1, March 2012
2. J. Ramírez, J. M. Górriz and J. C. Segura: Voice Activity Detection. Fundamentals and Speech Recognition System Robustness \ University of Granada Spain
3. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т., Д.Е. Крысяев, С.С. Попов Исследование качества передаваемой речевой информации при различном сочетании алгоритмов кодирования источника и канала связи в условиях действия помех. Вестник РГРТУ 2008 № 1 (Выпуск 23). С. 53-56.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

РАЗРАБОТКА МОДИФИКАЦИИ АЛГОРИТМА КОДИРОВАНИЯ CELP С ПЕРЕМЕННОЙ СКОРОСТЬЮ ПЕРЕДАЧИ

Ю.В. Муравьева

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, muravyova.yuv@yandex.ru*

Аннотация. В данной работе предложена модификация алгоритма кодирования CELP с переменной скоростью передачи на основе адаптации кодека к акустически шумам.

Ключевые слова: скорость передачи, речевой сигнал, кодирование речи, кодек CELP, линейное предсказание.

DEVELOPMENT OF A MODIFICATION OF THE CELP CODING ALGORITHM WITH A VARIABLE BIT RATE

Yu.V. Muravyova

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, muravyova.yuv@yandex.ru*

Abstract. In this paper, we propose a modification of the CELP coding algorithm with a variable bit rate based on the adaptation of the codec to acoustic noise.

Keywords: bit rate, speech signal, speech coding, CELP codec, linear prediction.

В современном мире важнейшими проблемами, которые служат ограничениями в беспроводной связи, а особенно в мобильной связи, являются пропускная способность, объем памяти и мощность. Передача речи в беспроводных сетях связана с сокращением лишней информации, присутствующей в сигнале, таким образом, чтобы сохранить качество и разборчивость речи. Для устранения избыточности и передачи речи с приемлемым качеством применяются алгоритмы сжатия речи. В этой статье рассматривается реализация кодера CELP с низкой вычислительной сложностью, приемлемым качеством речи и сохранением разборчивости.

Code Excited Linear Prediction (CELP) — один из наиболее эффективных алгоритмов кодирования речи, в котором речь сжимается со скоростью 4,8 кбит/с с сохранением качества речи [1]. По сути, CELP представляет собой алгоритм анализа путем синтеза, в котором сигнал возбуждения выбирается из метода поиска с замкнутым контуром, а затем это возбуждение вводится в фильтр синтеза. Речевые кодеки с низкой скоростью передачи данных применяются во многих приложениях, включая мобильную радиосвязь. Синтезированная форма волны сравнивается с новым сегментом, и эта последовательность повторяется для всех кодовых векторов возбуждения, присутствующих в кодовой книге. Индекс наилучшего возбуждения выбирается и передается в декодер, где он извлекает вектор возбуждения из кодовой книги и синтезирует речь. Возбуждаемый код имени происходит от того факта, что кодовая книга содержит коды, которые возбуждают фильтр синтеза. [2] По сравнению с используемыми ранее алгоритмами, алгоритм CELP обеспечивает устойчивость к ошибкам и хорошую помехоустойчивость. Применение этого алгоритма позволяет получить хорошее качество речи на выходе декодера. Наилучший результат наблюдается при скорости передачи 14-16кбит/с [3].

Данный кодек позволяет обеспечить отличные результаты, из-за чего и стал широко применять и совершенствоваться. В результате, с момента открытия появилось множество модификаций, обладающих своими особенностями [4].

Кодер CELP в основном зависит от моделей краткосрочного и долгосрочного линейного предсказания. Рассмотрим каждый из них более подробно. При помощи долгосрочного предсказателя удается сохранять отсчеты, смещенные по времени.

Долгосрочный предсказатель можно описать такими показателями, как коэффициент фильтра и задержка. Впоследствии величина задержки преобразуется в индекс кодовой книги [5].

Вторым основным элементом является краткосрочный предсказатель, который отвечает за линейное предсказание (LPC). Информация для формирования LPC берется из изначального речевого сигнала.

Функция «фильтра синтеза основного тона» заключается в создании периодичности речевого сигнала, связанного с основной частотой основного тона, где формантный фильтр синтеза создает спектральную огибающую. Постфильтрация усиливает синтезированную речь. Кодовые книги CELP являются либо адаптивными, либо фиксированными и содержат детерминированные импульсы или случайный шум.

Адаптивная кодовая книга используется для захвата долговременной памяти из-за высоты тона динамика, а фиксированная кодовая книга выбирается как алгебраическая кодовая книга, которая имеет в основном нулевые значения и лишь относительно небольшое количество ненулевых импульсов. Блок анализа основного тона вычисляет долговременную память адаптивной кодовой книги [6].

Кодек CELP отличается от других кодеков тем, что в нем происходит минимизация ошибок на взвешенной области, в то время, как в остальных – минимизация квадратичной ошибки. Данная особенность определяется тем, что при таком подходе искажения можно закодированы на частотах, которые человек не способен услышать.

Кодек CELP используется для достижения наилучшего качества речи с низкой вычислительной сложностью на скорости 4,8 кбит/с. В этом исполнении используется несколько основных методов, чтобы гарантировать низкую вычислительную сложность, что делает его подходящим для обработки в реальном времени цифрового процессора сигналов. Для низких вычислений подпрограммы квантования коэффициентов не пишутся. Точно так же вычисления выполняются непосредственно для коэффициентов LPC. Техника дельта-поиска используется для минимизации вычислений [7].

Общая схема кодера CELP представлена на Рис. 11 1.

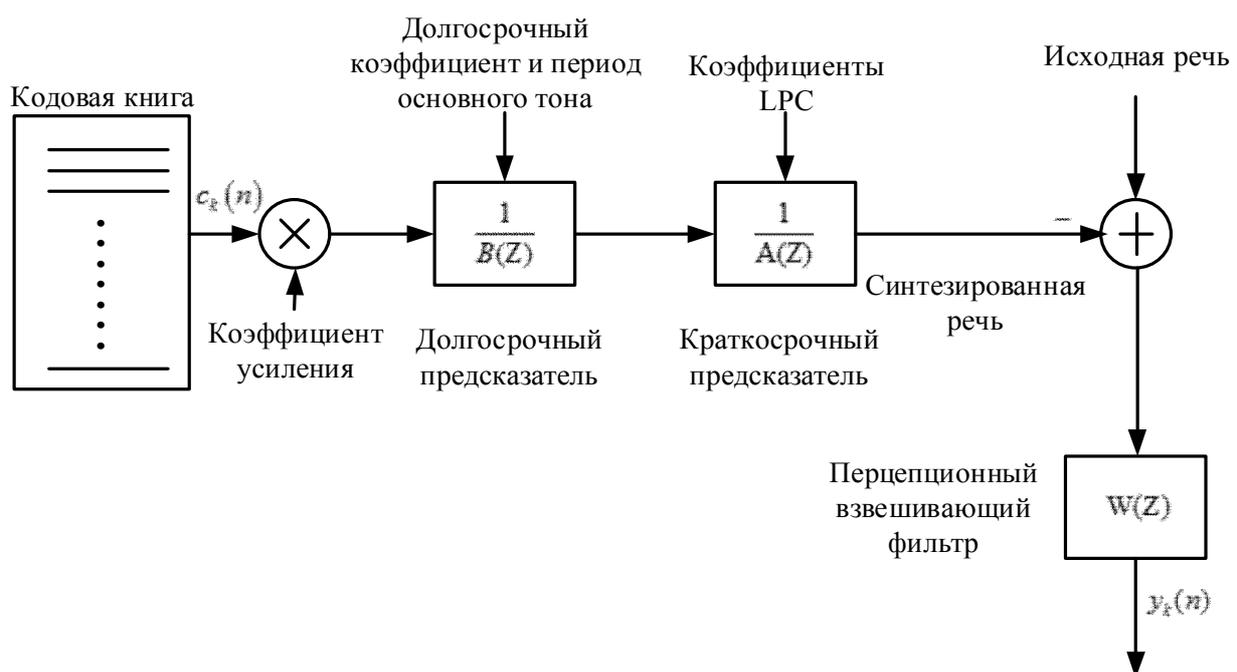


Рис. 11. Схема кодера CELP

Далее следует перейти к модели речеобразования (рисунок 2)

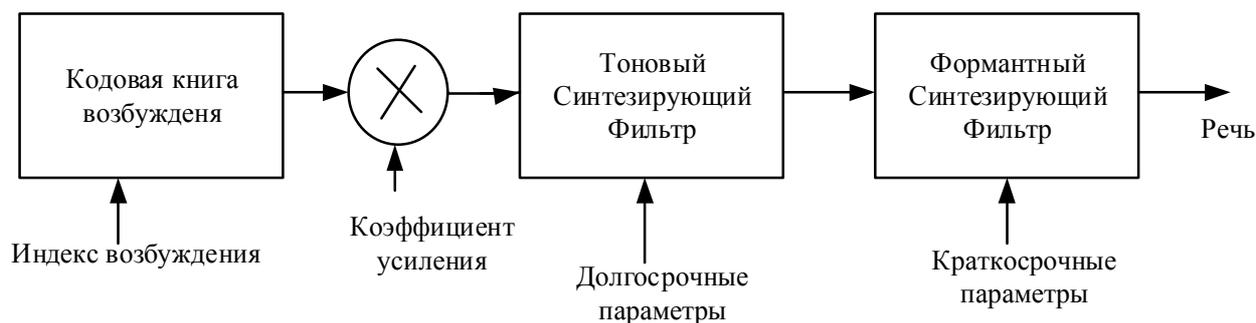


Рис. 2. Модель речеобразования

Принцип работы данной схемы следующий.

Из кодовой книги берется сигнал возбуждения с определенным индексом. Эта последовательность проходит через усилитель, где масштабируется до некоторого уровня. Данная величина зависит от коэффициента усиления. Далее полученная последовательность фильтруется при помощи тонового и форматного фильтров. В результате данных преобразований на выходе получается речевой сигнал [8].

Тоновый фильтр необходим для того, чтобы появилась периодичность в речевом сигнале, которая в свою очередь связана частотой основного тона. Формантный фильтр используется для восстановления спектра сигнала.

В существующих реализациях выделяют следующие параметры кодека CELP. Некоторые параметры для реализаций кодека CELP при различных скоростях представлены в таблице 1 [9].

Таблица 4 - Параметры для различных скоростей кодека CELP

Скор. Передачи Кбит/с	Длительность кадра (мс)	Размер кадра (число отсчетов)	Длительность подкадра (мс)	Число параметров ЛКП	Длина кодового вектора (число отсчетов в подкадре)
16	20	160	5	12	40
9.6	20	160	5	10	40
7	20	160	5	10	40
6.8	20	160	5	10	40
4.9	30	240	7.5	10	60
4.8	30	240	7.5	10	60

В ходе выполнения работы был подробно рассмотрен алгоритм кодирования CELP. Предложена схема адаптации первичного кодека на основе алгоритма к акустическим шумам. Адаптация осуществляется за счет определения вида акустического шума в алгоритме VAD. Разработан алгоритм первичного кодирования, адаптированный под русскую речь, способный работать в сложной акустической обстановке.

Библиографический список

1. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. 2003. №1. С. 73-75.
2. В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С.133-136.
3. Bishnu S. Atal, AT & T Bell Laboratories. Code-Excited Linear Prediction (CELP): High-Quality Speech At Very Low Bit Rates. 1985. – 4с.
4. Шелухин О.И., Лукьянцев Н.Ф. Цифровая обработка и передача речи – М.: Радио и связь, 2000. – 456с.
5. Goldberg, Randy G. “Related Internet Sites”. A Practical Handbook of Speech Coders . 2000.
6. Kondoz A.M. Digital Speech: Coding for Low Bit Rate Communication Systems. Second Edition; 2004. – 459с.
7. В.Т. Дмитриев Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С.133-136.
8. В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. //Вестник РГРТУ2016. №2 (Выпуск 56) - С.38-44.
9. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Комплексный алгоритм объективной оценки качества декодированного речевого сигнала при действии акустических помех. // Труды СПИИРАН 2018 №1 – С. 34 -55.

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИЯ О IV МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2021»	3
МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»	5
Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»	5
Мейрамбекулы Н. Опыт моделирования антенн для малых космических аппаратов. Анизотропный фрактал Жанабаева.....	5
Ву Ба Хунг Влияние моделей радиоволны на точность оценок положения движущихся объектов.....	8
Потапов А.А. Эффекты субволновой фотоники (нанофотоники) в технологиях оптических 2D метаматериалов и новых топологических устройств обработки многомерных сигналов.....	17
Паршин В.С., Нгуен В.Д. Влияние паразитной амплитудной модуляции на измерение малых расстояний ЧМ дальномером.....	27
Чайко Е.В., Васильев И.В., Проценко В.А., Никитин В.В. Пакет программ GNURadio - инструмент для знакомства школьников с радиотехникой.....	32
Самойлов В.С. Особенности распространения радиоволн на радиолиниях космический аппарат – земная станция.....	37
Таланов Я.Д. Электродинамический расчёт бесконечной фазированной антенной решётки комбинированным методом.....	42
Сычев А.С. Методы комплексирования изображений на основе кратномасштабного разложения.....	48
Лобков С.А. Исследование погрешности оценивания направления прихода радиоизлучения методами нелинейного спектрального анализа.....	54
Кожухметова Б.А., Жетписбаева Г.Т., Қойшыбай С.С. Возможности применения фрактальных антенных решеток в системах радиосвязи.....	58
Сиников Д.С. Эффективность пространственного алгоритма защиты от активных шумовых помех при нестационарной помеховой обстановке.....	61
Серебрякова Е.А. Исследование эффективности алгоритмов сверхразрешения.....	65

Штрунова Е.С. Сравнительный анализ методов пространственно-временной обработки широкополосных сигналов в адаптивных антенных решетках.....	68
Ионкин М.В. Моделирование диодного смесителя на гибридном кольце.....	72
Петухов А.В., Сафонова А.В. Анализ помехоустойчивости систем передачи данных с различными видами фазовой модуляции.....	75
Молчанов М.А. Исследование предельного быстродействия различных схмотехнических вариантов реализации череспериодных компенсаторов на ПЛИС.....	79
Кудряшова А.А. Пространственное подавление Spoofing-помех в радионавигационных системах.....	85
Поспелов И.А., Васильев Е.В. Исследование двухполупериодного амплитудного детектора с повышенным быстродействием.....	89
Кислицына Т.С. Сравнительный анализ эффективности градиентных методов выделения контуров заданной угловой ориентации.....	92
Буй К.В. Спектральные характеристики пассивных помех при наличии мультипликативных искажений оценка параметров низкочастотных шумов.....	99
Г.П. Мазаев, А.Ю. Паршин Оценка параметров низкочастотных шумов.....	105
Эль-Марди Ф., Паршин Ю.Н. Применение mmo технологии в дискретном канале передачи информации.....	108
Олмасов А.А., Валетов Р.Ш., Салахитдинов А.Н., Мирзокулов Х.Б. Логопериодическая дипольная антенна с улучшенными техническими параметрами.....	114
Приходько К.И. Обнаружение сигнала на изображении в задачах поиска удалённого абонента в беспроводных оптических линиях связи.....	118
Нгуен В. Н. Т. Повышение эффективности схемы Аламоути в беспроводных ММО системах передачи информации при наличии помех.....	122
Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА».....	129
Фокин А.Б., Батенков К.А. Методы защиты передаваемого трафика от влияния аварий на транспортных сетях связи.....	129
Костров В.В., Орлов А.В. Комбинированные испытания систем приема и обработки гидроакустических сигналов телеметрии.....	133

Шестакова Т.В., Сорокин Г.Ф. Уменьшение уровня помех множественного доступа в многоканальных системах передачи данных.....	138
Батенков К.А. Нормирование затухания асимметрии аналоговых окончаний телекоммуникационных сетей.....	146
Лукьянов Д.Р. Применение технологии блокчейн в сетях передачи данных стандарта 5G.....	149
Лукьянов Д.Р. Проблемы безопасности и сценарии потенциальных атак в сетях 5G.....	153
Дмитриев В.Т., Куликова Е.С., Черентаев М.А. Разработка алгоритма восстановления сигнала на основе преобразования Хургина-Яковлева. при повторном разложении.....	157
Кашеев А.А. Оценка информационной эффективности высокоскоростной радиолинии космических аппаратов дистанционного зондирования земли.....	160
Николаев Н.В. Алгоритм передачи скрытой информации в кодеке CELP.....	164
Приходько А.А. Предсказание воспринимаемого качества речи для передачи голоса по IP-сетям.....	167
Виноградов Н.Д., Аронов Л.В. Оптимальный выбор частоты активного гидролокатора для определения структуры дна.....	172
Самойлов С.А., Аль Тахар И.А., Цапалова А.С. Моделирование алгоритмов обработки разнесенных сигналов.....	177
Дмитриев В.Т., Алексенко С.О. Применение неэталонных метрик для оценки качества видеоинформации.....	183
Иванова А.А., Егоров А.В. Компенсация помех на основе векторно-матричных преобразований.....	186
Мартишина Ю.О. Вокодер MELP на основе UVS и MVF.....	193
Шмаков В.А., Дмитриев В.Т. Разработка низкоскоростного адаптивного кодека речевых сигналов.....	196
Муравьева Ю.В. Разработка модификации алгоритма кодирования CELP с переменной скоростью передачи.....	199

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

Научное издание

В 10 томах

Том 1

Под общей редакцией О.В. Миловзорова.

Подписано в печать 15.06.22. Формат 60x84 1/8.

Бумага офсетная. Печать офсетная.

Гарнитура «Times New Roman».

Усл. печ. л.

Тираж 100 экз. Заказ №.

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Редакционно-издательский центр РГРТУ,
390005, г. Рязань, ул. Гагарина, д. 59/1.
Отпечатано в типографии Book Jet,
390005, г. Рязань, ул. Пушкина, д. 18