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-2023

VI МЕЖДУНАРОДНЫЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЙ ФОРУМ

Сборник трудов

Том 1

Рязань
2023

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

Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2023 [текст]: сб. тр. VI междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2023.

ISBN 978-5-7722-0373-6

Т.1: – 240 с.,: ил.

ISBN 978-5-7722-0374-3

Сборник включает труды участников VI Международного научно-технического форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2023.

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 предприятими 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 978-5-7722-0373-6

© Рязанский государственный
радиотехнический университет, 2023

ISBN 978-5-7722-0374-3

ИНФОРМАЦИЯ О VI МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2023

VI Международный научно-технический форум «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2023 состоялся 01.03.2022-03.03.2022 в г. Рязань в Рязанском государственном радиотехническом университете имени В.Ф. Уткина.

В рамках форума «Современные технологии в науке и образовании» СТНО-2023 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;
- Информационные технологии в конструировании электронных средств;
- Модели искусственного интеллекта в САПР;
- Информационные системы и защита информации;
- Математические методы в научных исследованиях;
- Обработка данных, 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;
- 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;

Корячко А.В., проректор по учебной работе, к.т.н., доц. – зам. председателя;

Миловзоров О.В., зам. начальника управления организации научных исследований, к.т.н, доц. – координатор, главный редактор сборника трудов Форума;

Миронов В.В., ответственный редактор сборника трудов Форума;

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:

Бабаян П.В., зав. кафедрой автоматики и информационных технологий в управлении, к.т.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.;

Губарев А.В., доцент кафедры информационно-измерительной и биомедицинской техники, к.т.н., доц.;

Дмитриев В.Т., зав. кафедрой радиоуправления и связи, к.т.н., доц.;

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.;

Карпунина Е.В., доцент кафедры экономической безопасности, анализа и учета, к.э.н., доц.;

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

Клочко В.К., профессор кафедры автоматики 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.;

Крошилина С.В., доцент кафедры вычислительной и прикладной математики, к.т.н., доц.;

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.;

Мельник О.В., профессор кафедры информационно-измерительной и биомедицинской техники, д.т.н., доц.;

Митрошин А.А., доцент кафедры систем автоматизированного проектирования вычислительных средств, к.т.н., доц.;

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.;

Подгорнова Н.А., доцент кафедры государственного, муниципального и корпоративного управления, к.э.н., доц.;

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.;

Сапрыкин А.Н., доцент кафедры систем автоматизированного проектирования вычислительных средств, к.т.н., доц.;

Семенов А.Р., ст.преподаватель кафедры химической технологии, к.ф.-м.н.;

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

Скрипкина О.В. доцент кафедры экономической безопасности, анализа и учета, к.э.н., доц.;

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

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

Тарасова В.Ю., ассистент кафедры электронных вычислительных машин, магистр;

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

Холопов С.И., декан ф-та автоматики 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.;

Челебаев С.В., доцент кафедры автоматизированных систем управления, к.т.н., доц.

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

СЕКЦИЯ «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49.29

ОПТИМИЗАЦИЯ ФИЛЬТРОВ РЕЖЕКЦИИ НЕЭКВИДИСТАНТНЫХ ОТСЧЕТОВ ПАССИВНЫХ ПОМЕХ

Д.И. Попов

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

Аннотация. Рассмотрены нерекурсивные режекторные фильтры с весовыми коэффициентами, оптимизированными для случая обработки вобулированной последовательности в диапазоне возможного изменения ширины спектра помехи. Введен критерий оптимизации вектора весовых коэффициентов режекторного фильтра.

Ключевые слова: адаптация, весовой вектор, вобуляция периода повторения, минимаксный критерий, оптимизация, пассивная помеха, режекторный фильтр.

OPTIMIZATION OF REJECTION FILTERS NON-EQUIDISTANT COUNTS OF CLUTTER

D.I. Popov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, adop@mail.ru

The summary. Non-recursive rejection filters with weighting coefficients optimized for the case of processing a wobbled sequence in the range of a possible change in the width of the interference spectrum are considered. The criterion of optimization of the vector of the weight coefficients of the rejec-tion filter is introduced.

Keywords: adaptation, weight vector, repetition period wobble, minimax criterion, optimization, clutter, rejection filter.

При обнаружении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех, создаваемых мешающими отражениями от неподвижных или медленно перемещающихся объектов, основной операцией является режектирование спектральных составляющих помехи [1-3]. Априорная неопределенность спектрально-корреляционных характеристик помехи, а также их неоднородность и нестационарность в зоне обзора затрудняют реализацию эффективной защиты от пассивных помех. Преодоление априорной неопределенности параметров помехи основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным параметрам помехи, что приводит, в частности, к алгоритмам адаптивного режектирования помехи с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [4]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работе [5] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой связью.

Эффективная селекция сигналов движущихся целей невозможна при так называемых слепых скоростях цели, когда спектральные линии сигнала и помехи совпадают. Одним из способов борьбы со слепыми скоростями является вобуляция периода повторения зондирующих импульсов [3, 6]. При произвольных значениях доплеровской фазы помехи необхо-

димым условием эффективного режектирования является обеспечение адаптации фильтра к центральной частоте спектра помехи и оптимизация весовых коэффициентов фильтра по заданному критерию в априорно известном диапазоне спектрально-корреляционных свойств помехи, что позволяет перейти от полной адаптации фильтра к частичной.

Таким образом, представляет интерес рассмотрение в условиях обработки вобулированной последовательности фильтров, обеспечивающих адаптацию к доплеровской фазе помехи, с весовыми коэффициентами, оптимизированными в априорно известном диапазоне изменения спектрально-корреляционных свойств помехи по заданному критерию (фильтры с частичной адаптацией).

Критерий оптимизации режекторных фильтров

В общем случае для произвольного значения нормированной ширины спектра помехи $\beta_{\text{П}}$ оптимальный вектор весовых коэффициентов $\mathbf{G}_l = \{G_k^{(l)}\}$, $k = \overline{0,m}$, выбирается по критерию максимума коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха в каждом l-м периоде повторения:

$$\mu_l = \max_{\mathbf{G}_l} (\mathbf{G}_l^{\mathrm{T}*} \mathbf{G}_l / \mathbf{G}_l^{\mathrm{T}*} \mathbf{R}_l \mathbf{G}_l), \tag{1}$$

где $\mathbf{R}_l$ – корреляционная матрица помехи с элементами вида $R_{jk}^{(l)} = \rho_{jk}^{(l)} \exp(\mathrm{i}\phi_{jk}^{(l)}) + \gamma\delta_{jk}$;

$\rho_{jk}^{(l)} = \rho(t_{l-j} - t_{l-k})$ – модули коэффициентов корреляции;

$\phi_{jk}^{(l)} = \phi(t_{l-j} - t_{l-k})$ – фазовый сдвиг помехи за интервал времени $t_{l-j} - t_{l-k}$;

δ_{jk} – символ Кронекера;

γ – отношение шум/помеха на входе фильтра;

символы T и * означают транспортирование и комплексное сопряжение соответственно.

Из экстремальных свойств характеристических чисел матриц следует, что минимумом отношения Релея в (1) является минимальное собственное число $\alpha_{\min}^{(l)}$ матрицы $\mathbf{R}_l$. Достижение нерекурсивным режекторным фильтром предельной эффективности подавления пассивной помехи $\mu_{\max}^{(l)} = (\alpha_{\min}^{(l)} + \gamma)^{-1}$ возможно при оптимальном векторе $\mathbf{G}_l$, который не зависит от γ и находится как собственный вектор матрицы $\mathbf{R}_l$, соответствующий $\alpha_{\min}^{(l)}$, в виде

$$\{G_k^{(l)}\} = \left\{ g_k^{(l)} \exp\left(\mathrm{i} \sum_{s=0}^{k-1} \phi_s^{(l)} \right) \right\},$$

где коэффициенты $g_k^{(l)}$ определяются согласно алгоритмам работы [7] коэффициентами $\rho_{jk}^{(l)}$, которые, являясь скалярными величинами, при известной форме корреляционной функции помехи могут быть описаны нормированной шириной спектра $\beta_{\text{П}}$.

В условиях априорной параметрической неопределенности необходимым условием использования алгоритмов работы [7] является определение оценок $\hat{\rho}_{jk}^{(l)}$, необходимость в

которых при оптимизации фильтра в соответствии с некоторым выбираемым критерием в известном диапазоне изменения спектрально-корреляционных свойств помехи отпадает.

В качестве решающего применим минимаксное правило решения. В рассматриваемой задаче такой подход приводит к некоторому значению $\beta = \widetilde{\beta}$, которое соответствует вектору весовых коэффициентов $\widetilde{\mathbf{g}}_l$ и определяется путем применения минимаксного принципа к величине относительных потерь в предельной эффективности:

$$\delta\mu^{(l)}(\beta_{\min}, \widetilde{\beta}) = \mu^{(l)}(\mathbf{g}_l, \beta_{\min}) / \widetilde{\mu}^{(l)}(\widetilde{\mathbf{g}}_l, \beta_{\min}),$$

где $\beta_{\min}$ – нормированная ширина спектра помехи в минимальном периоде повторения в переделах ядра вобуляции P;

$\mu^{(l)}(\mathbf{g}_l, \beta_{\min})$ – эффективность нерекурсивного фильтра при оптимизации вектора $\mathbf{g}_l$ по критерию (1) для некоторой ширины спектра помехи $\beta_{\min}$;

$\widetilde{\mu}^{(l)}(\widetilde{\mathbf{g}}_l, \beta_{\min})$ – эффективность фильтра при той же ширине спектра помехи $\beta_{\min}$, но при оптимизации весового вектора $\mathbf{g}_l = \widetilde{\mathbf{g}}_l$ в соответствии с некоторым значением $\beta_{\min} = \widetilde{\beta}$.

Критерий выбора величины $\widetilde{\beta}$ в соответствии с принципом минимакса может быть представлен по аналогии с работой [8] в виде:

$$\min_{\beta} \max_{\beta_{\min}} \delta\mu^{(l)}(\beta_{\min}, \widetilde{\beta}) \le \max_{\beta_{\min}} \delta\mu^{(l)}(\beta_{\min}, \widetilde{\beta}). \qquad (2)$$

Для реализации этого критерия необходимы априорные данные о возможном интервале $\Delta\beta_{\text{П}}$ изменения нормированной ширины спектра помехи, одномерный поиск в переделах которого приводит к искомому значению $\widetilde{\beta}$, которое в l-м периоде повторения при известной форме корреляционной функции помехи определяет матрицу $\{\widetilde{\rho}_{jk}^{(l)}\}$. Весовой вектор $\widetilde{\mathbf{g}}_l$ в каждом периоде повторения находится согласно алгоритмам работы [7]. Таким образом, оптимизация нерекурсивного режекторного фильтра в диапазоне $\Delta\beta_{\text{П}}$ при вобуляции периода повторения заключается в определении в каждом периоде повторения весового вектора, при котором во всем диапазоне оптимизации обеспечиваются минимальные потери по сравнению с оптимальной обработкой [7].

Результаты оптимизации

По предлагаемой методике была произведена оптимизация весовых коэффициентов нерекурсивного режекторного фильтра порядка $m = 3$ для гауссовской аппроксимации спектра помехи в различных априорных интервалах $\Delta\beta$ в случае линейной вобуляции с глубиной модуляции 60% и ядром $P = 8$. Табл. 1 содержит значения $\widetilde{\beta}$ для $\gamma = 10^{-6}$ при различных значениях границ диапазона оптимизации ($\beta_{\min}$, $\beta_{\max}$ – соответственно нижняя и верхняя границы диапазона оптимизации).

Таблица 1

$\beta_{\max}$	$\beta_{\min}$			
	0,05	0,06	0,08	0,1
0,16	0,064	0,076	0,098	0,116
0,18	0,064	0,076	0,098	0,118
0,2	0,064	0,076	0,098	0,12
0,22	0,064	0,076	0,098	0,12

Из таблицы 1 следует, что определяющее влияние на получаемую величину $\widetilde{\beta}$ оказывает нижняя граница диапазона оптимизации.

Таблица 2 содержит весовые коэффициенты, полученные при оптимизации в априорном интервале $\beta_{\text{П}} = 0{,}05...0{,}2$ при $\gamma = 10^{-6}$. Как видим, вектор весовых коэффициентов в каждом периоде является несимметричным и изменяется от периода к периоду.

Таблица 2

l	$\widetilde{g}_0^{(l)}$	$\widetilde{g}_1^{(l)}$	$\widetilde{g}_2^{(l)}$	$\widetilde{g}_3^{(l)}$
3	1	–3,028	3,164	1,135
4	1	–3,01	3,136	1,126
5	1	–2,992	3,11	1,117
6	1	–2,975	3,084	1,109
7	1	–2,958	3,06	1,101
8	1	–2,94	3,035	1,094
9	1	–-2,29	1,956	0,666
10	1	–2,851	2,519	0,667

На рисунке 1 представлены выигрыши $\Delta\mu$ в предельной эффективности, обеспечиваемые фильтром с оптимизированными по критерию (2) весовыми коэффициентами (табл. 2) по сравнению с коэффициентами по алгоритмам, приведенным в справочнике [3]. Кривые *1, 2, 3* соответствуют значениям $\gamma = 10^{-6}$ ($\widetilde{\beta} = 0{,}064$), 10^{-4} ($\widetilde{\beta} = 0{,}09$), 10^{-2} ($\widetilde{\beta} = 0{,}155$). При этом в пределах диапазона оптимизации $\beta_{\text{П}} = 0{,}05...0{,}2$ возникают потери оптимизированного по критерию (2) алгоритма по сравнению с оптимальным по критерию (1) при различных отношениях шум/помеха ($\gamma = 10^{-6}$, 10^{-4}, 10^{-2}).

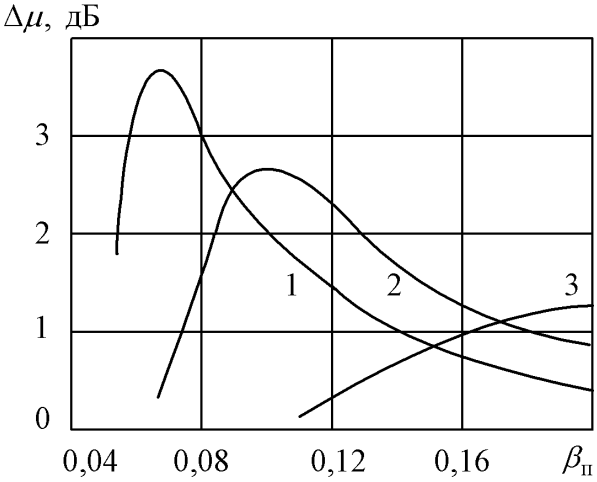


Рис. 1. Зависимости выигрышей в эффективности фильтра
с оптимизированными весовыми коэффициентами

Как следует из рисунка 1, с увеличением отношения шум/помеха γ происходит рост интервала изменения $\beta_{\text{п}}$, соответствующего выигрышам.

Это можно объяснить тем, что увеличение отношения шум/помеха приводит к уменьшению потерь по сравнению с оптимальным по критерию (1) алгоритмом обработки. Очевидно также, что сокращение интервала оптимизации $\Delta\beta_{\text{П}}$ также позволяет снизить рассматриваемые проигрыши.

Принципы реализации и структурная схема оптимизированного фильтра

Реализация оптимизированного фильтра может быть осуществлена на основе системной функции в z-плоскости $H(\{z_l\})$, определяемой как суперпозиция P частных системных функций. Можно показать, что для канонической формы фильтра:

$$H(\{z_l\}) = \frac{1}{P}\sum_{l=m}^{P+m-1}\sum_{k=0}^{m}\tilde{g}_k^{(l)} z_l^{-k}\exp\left(\mathrm{i}\sum_{s=1}^{k}\phi_{s-1}^{(l)}\right),$$

где $z_l = \exp(\mathrm{i}\omega T_l)$.

Синтез фильтров на основе этого выражения приводит к комплексным весовым коэффициентам, что существенно затрудняет реализацию фильтров высоких порядков. Упрощение структуры системы достигается при раздельном решении задач автокомпенсации доплеровской фазы помехи и дальнейшего режектирования «остановленной» помехи фильтром с действительными весовыми коэффициентами, для реализации которого при $m > 2$ целесообразно использование каскадного включения звеньев 1-го и 2-го порядков, обладающих переменными во времени весовыми коэффициентами. Системная функция в z-плоскости для фильтра нечетного порядка может быть представлена в виде:

$$H(\{z_l\}) = \frac{1}{P}\sum_{l=m}^{P+m-1}(1-z_l^{-1})\sum_{u=1}^{(m-1)/2}(1+\tilde{h}_1^{(l,u)}z_l^{-1}+\tilde{h}_2^{(l,u)}z_l^{-2}), \qquad (3)$$

где весовые коэффициенты $\tilde{h}_1^{(l,u)}$, $\tilde{h}_2^{(l,u)}$ каждого из u звеньев второго порядка могут быть оптимизированы в соответствии с критерием (2) или выражены через вектор $\tilde{\mathbf{g}}_l$.

В соответствии с (3) фильтр третьего порядка, в частности, может быть представлен в виде последовательного включения звеньев 1-го и 2-го порядка с коэффициентами $\widetilde{h}_1^{(l)} = \widetilde{g}_1^{(l)} + 1$, $\widetilde{h}_2^{(l)} = \widetilde{g}_3^{(l)}$. Структурная схема соответствующего фильтра приведена на рисунке 2, где АК – автокомпенсатор доплеровской фазы помехи, ФВВ – формирователь весового вектора, определяющий по значению $\widetilde{\beta}$ вектор оптимизированных весовых коэффициентов, БУ – блок управления, обеспечивающий коммутацию от периода к периоду весовых коэффициентов $\widetilde{h}_1^{(l,u)}$, $\widetilde{h}_2^{(l,u)}$.

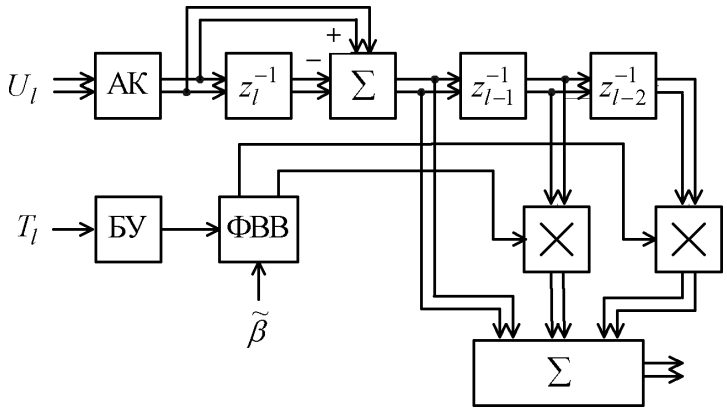


Рис. 2. Структурная схема режекторного фильтра с частичной адаптацией

Алгоритм работы автокомпенсатора в каждом l-м периоде повторения в соответствии с работой [5] может быть описан выражением:

$$\widetilde{U}_l = U_l \exp\left\{-\mathrm{i}\sum_{s=0}^{m-1}\hat{\phi}_s^{(l+1)}\right\},$$

где U_l – принимаемый отчет;

$\widetilde{U}_l$ – отчет с компенсированным доплеровским сдвигом фазы;

$\hat{\phi}_s^{(l)}$ – оценки доплеровского сдвига фазы помехи за интервал времени $t_{l-s-1} - t_{l-s-2}$ в l-м периоде повторения.

Для компенсации допплеровской фазы помехи при вобуляции периода повторения необходимо оценить m аргументов $\phi_s^{(l)}$. Это вызывает необходимость иметь P обучающих периодов, образующих в пределах n смежных элементов по дальности обучающую выборку в виде совокупности n независимых векторов $\mathbf{U}_k^{(l)} = \{U_{jk}^{(l)}\}$, где $U_{jk}^{(l)} = x_{jk}^{(l)} + \mathrm{i}y_{jk}^{(l)}$, $j = \overline{0,P}$, $k = \overline{1,n}$. При этом оценка максимального правдоподобия искомых аргументов имеет вид

$$\hat{\phi}_s^{(l)} = \arg\left(\sum_{l=1}^{n} U_{l-s-1,l}^{*} U_{l-s,l}\right),$$

откуда следует, что точность оценивания аргументов $\phi_s^{(l)}$ определяется объемом обучающей выборки n. В связи с этим в дальнейшем может представлять интерес анализ зависимости

эффективности подавления пассивной помехи фильтром с частичной адаптацией от объема обучающей выборки.

Таким образом, предложенный метод позволяет оптимизировать весовые коэффициенты нерекурсивного режекторного фильтра с частичной адаптацией к доплеровской фазе пассивной помехи при вобуляции периода повторения в заданном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи. При этом достигаются выигрыши в предельной эффективности по сравнению с неоптимизированными весовыми коэффициентами.

Библиографический список

1. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. – 924 p.

2. Melvin W.L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. – 846 p.

3. Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Сколника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. – 672 с.

4. Попов Д.И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2009. – Т. 52. – № 4. – С. 46-55.

5. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы многочастотных пассивных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2018. – № 65. – С. 32–37.

6. Попов Д.И. Обработка неэквидистантных сигналов на фоне пассивных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2022. – № 80. – С. 24–31.

7. Попов Д.И. Режектирование пассивных помех при вобуляции периода повторения // Радиотехника. – 2015. – № 5. – С. 97-101.

8. Попов Д.И. Оптимизация систем обработки многочастотных радиолокационных сигналов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2019. – № 67. – С. 11–18.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49.29

КОРРЕЛЯЦИОННЫЕМАТРИЦЫ НА ВЫХОДЕ АДАПТИВНЫХ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ

Д.И. Попов

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

Аннотация. Рассмотрен основанный на асимптотических свойствах оценок максимального правдоподобия метод анализа корреляционных матриц в зависимости от объема обучающей выборки. Проведено усреднение корреляционной матрицы на выходе адаптивных режекторных фильтров на основе статистического описания свойств оценок неизвестных параметров пассивной помехи и получено сответствующее аналитическое выражение.

Ключевые слова: адаптивный режекторный фильтр, анализ, весовой вектор, вобуляция периода повторения, корреляционная матрица, обучающая выборка, пассивная помеха.

CORRELATION MATRICES AT THE OUTPUT ADAPTIVE REJECTION FILTERS

D.I. Popov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, adop@mail.ru

The summary. A method based on the asymptotic properties of maximum likelihood estimates for analyzing correlation matrices depending on the volume of the training selection is considered. Averaging of the correlation matrix at the output of adaptive rejectionh filters is carried out on the basis of a statistical description of the properties of estimates of unknown parameters of passive interference and the corresponding analytical expression is obtained.

Keywords: adaptive rejection filter, analysis, weight vector, repetition period wobble, correlation matrix, training sample, clutter.

Широкое распространение при обнаружении сигналов движущихся целей на фоне пассивных помех получили системы селекции движущихся целей, осуществляющие когерентное режектирование поступающих данных с последующим накоплением остатков режектирования [1]. Отсутствие априорной информации о спектрально-корреляционных характеристиках помехи и слепые скорости цели существенно затрудняют реализацию эффективного обнаружения движущихся целей [2]. Преодоление априорной неопределенности основывается на методах адаптации к неизвестным корреляционным свойствам помехи – к аргументу и модулю коэффициентов межпериодной корреляции, что приводит к алгоритмам адаптивного режектирования с комплексными весовыми коэффициентами и соответствующим адаптивным режекторным фильтрам (АРФ) [3, 4].

Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работе [5] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой связью.

Одним из способов исключения слепых скоростей является изменение (вобуляция) периода повторения импульсов [3, 6]. В работе [7] по энергетическому критерию эффективности синтезированы алгоритмы адаптивного режектирования пассивных помех с априорно неизвестными корреляционными характеристиками при вобуляции периода повторения. При этом эффективность адаптивных алгоритмов обусловлена погрешностями оценивания неизвестных характеристик помехи, что приводит к задаче выбора одного из основных параметров адаптивных алгоритмов – объема обучающей выборки.. Целью данной работы является анализ корреляционных матриц в зависимости от объема обучающей выборки путем усреднения элементов матрицы на выходе адаптивных режекторных фильтров на основе статистического описания свойств оценок неизвестных параметров пассивной помехи при вобуляции периода повторения.

Для анализа АРФ и систем обработки в целом необходимо определить корреляционные матрицы на выходе АРФ. При гауссовской статистике исходных данных обрабатываемый N-мерный вектор $\mathbf{U} = \{U_j\}^{\mathrm{T}}$ на входе АРФ порядка m описывается N-мерной корреляционной матрицей

$$\mathbf{R} = \overline{\mathbf{U}\mathbf{U}^{*\mathrm{T}}} / 2\sigma_{\mathrm{п}}^2 = \| R_{jk} \exp(\mathrm{i}\theta_{jk}) \|, \quad j,k = \overline{0, N-1}.$$

В данной формуле в случае только сигнала

$$R_{jk} = qr_{jk}, \quad \theta_{jk} = \sum_{a=0}^{j-1} \varphi_a - \sum_{a=0}^{k-1} \varphi_a,$$

а в случае только помехи

$$R_{jk} = \rho_{jk} + \lambda\delta_{jk}, \quad \theta_{jk} = \sum_{a=0}^{j-1} \psi_a - \sum_{a=0}^{k-1} \psi_a,$$

где $q = \sigma_{\mathrm{с}}^2 / \sigma_{\mathrm{п}}^2$, $\lambda = \sigma_{\mathrm{ш}}^2 / \sigma_{\mathrm{п}}^2$ – отношения сигнал/помеха и шум/помеха соответственно;

φ_a, ψ_a – доплеровский набег фазы в a-том периоде повторения соответственно сигнала и помехи;

δ_{jk} – символ Кронекера.

Полагаем, что форма огибающей корреляционной функции помехи неизвестна. При этом для точного описания корреляционных свойств помехи необходима совокупность $M_1=(m+1)m/2$ оценок $\{\hat{\rho}_s^{(a)}\}$ коэффициентов межпериодной корреляции и совокупность $M_2=m$ оценок $\{\hat{\psi}_c^{(a)}\}$ (здесь $a=\overline{m,N-1}$ – номер текущего периода повторения, $\hat{\rho}_s^{(a)}=\hat{\rho}(a-s_j,a-s_k)$ – оценки коэффициентов межпериодной корреляции, $\hat{\psi}_c^{(a)}=\hat{\psi}(T_{a-c-1})$ – оценки сдвига фазы помехи за соответствующий период повторения, $s=P(s_j,s_k)=P(s_k,s_j)$, $P(\cdot)$ – преобразование, ставящее в соответствие паре неравных друг другу индексов единственный порядковый номер).

Обработку исходного N-мерного вектора $\mathbf{U}$ в АРФ с весовыми коэффициентами

$$\hat{g}_j^{(a)}\exp\left(\mathrm{i}\sum_{c=0}^{j-1}\hat{\psi}_c^{(a)}\right),$$

модули которых рассчитаны в результате функциональных преобразований $\hat{g}_j^{(a)}=g_j(\{\hat{\rho}_s^{(a)}\})$, определяемых адаптивными алгоритмами работы [7], можно описать N-мерной матрицей треугольной формы $\mathbf{G}$ с элементами

$$\hat{G}_{jk}=\hat{g}_{k-j}^{(k)}\exp\left(\mathrm{i}\sum_{c=j}^{k-1}\hat{\psi}_c\right)\ \text{ при }\ k\le j+m\ \text{ и }\ \hat{G}_{jk}=0\ \text{ при }\ k>j+m.$$

Тогда на выходе АРФ получим матрицу $\hat{\mathbf{A}}=\hat{\mathbf{G}}^{*\mathrm{T}}\mathbf{R}\hat{\mathbf{G}}$, элементы которой при $a,b\ge m$ равны

$$\hat{A}_{ab}=\left\{\sum_{j,k=0}^{m}\hat{g}_j^{(a)}\hat{g}_k^{(b)}R(a-j,b-k)\cos\left[\sum_{c=a-j}^{a-1}(\hat{\psi}_c-\theta_c)-\sum_{c=b-k}^{b-1}(\hat{\psi}_c-\theta_c)\right]\right\}\mathrm{e}^{\mathrm{i}\theta_{ab}},\qquad(1)$$

где $\theta_{ab}=\sum_{c=0}^{a-1}\theta_c-\sum_{c=0}^{b-1}\theta_c$.

Перейдем от текущих значений оценок $\{\hat{\rho}_s^{(a)}\}$, $\{\hat{\psi}_c^{(a)}\}$ к параметрам их распределений. Для этого произведем соответствующие усреднения в (1), используя асимптотические свойства оценок максимального правдоподобия [8].

Разложив функцию $\hat{g}_j^{(a)}=g_j(\{\hat{\rho}_s^{(a)}\})$ в многомерный ряд Тейлора в окрестности точки $\{\rho_s^{(a)}\}$ и ограничиваясь ввиду малости $\{\hat{\rho}_s^{(a)}-\rho_s^{(a)}\}$ двумя первыми членами, найдем

$$\hat{g}_j^{(a)}=g_j^{(a)}+\sum_{s=0}^{M_1-1}\frac{\partial g_j^{(a)}}{\partial\rho_s^{(a)}}(\hat{\rho}_s^{(a)}-\rho_s^{(a)}),$$

Учитывая. что M_1-мерный нормальный закон распределения оценок $\{\hat{\rho}_s^{(a)}\}$ характеризуется векторами средних $\{\rho_s^{(a)}\}$ и элементами ковариационных матриц

$$M_{cd}^{(a)} = \overline{(\hat{\rho}_c^{(a)} - \rho_c^{(a)})(\hat{\rho}_d^{(a)} - \rho_d^{(a)})}\,,\ c, d = \overline{0, M_1 - 1},$$

получим

$$\overline{\hat{g}_j^{(a)} \hat{g}_k^{(b)}} = g_j^{(a)} g_k^{(b)} + \sum_{c,\,d=0}^{M_1-1} \frac{\partial g_j^{(a)}}{\partial \rho_c^{(a)}} M_{cd}^{(ab)} \frac{\partial g_k^{(b)}}{\partial \rho_d^{(b)}}, \tag{2}$$

где $M_{cd}^{(ab)} = \overline{(\hat{\rho}_c^{(a)} - \rho_c^{(a)})(\hat{\rho}_d^{(b)} - \rho_d^{(b)})}$ – «смешанный» ковариационный момент оценок $\{\hat{\rho}_s^{(a)}\}$, причем $M_{cd}^{(ab)} = 0{,}5(M_{c,d1}^{(a)} + M_{c1,d}^{(b)})$ при $|a-b| < m$ и $M_{cd}^{(ab)} = 0$ при $|a-b| \geq m$ ($c1, d1$ – индексы c, d, «приведенные» к соответствующим периодам b, a) $g_j^{(a)} = g_j(\{\rho_s^{(a)}\})$.

Ковариационная матрица $\mathbf{M}_a = \| M_{cd}^{(a)} \|$ оценок $\{\hat{\rho}_s^{(a)}\}$ определяется путем обращения соответствующей информационной матрицы Фишера $\mathbf{K}_a$ [8] (т. е. $\mathbf{M}_a = \mathbf{K}_a^{-1}$), которая в свою очередь может быть определена с помощью функции правдоподобия $L_n(\{\hat{\rho}_s^{(a)}\})$. Тогда при гауссовской статистике входных данных, описываемых «скользящей» корреляционной матрицей $\mathbf{R}_a$, элементы матрицы Фишера $\mathbf{K}_a$ определяются в виде

$$K_{cd}^{(a)} = \frac{n}{\det^2 \mathbf{R}_a} \left(\frac{\partial \det \mathbf{R}_a}{\partial \rho_c} \cdot \frac{\partial \det \mathbf{R}_a}{\partial \rho_d} - \det \mathbf{R}_a \cdot \frac{\partial^2 \det \mathbf{R}_a}{\partial \rho_c \partial \rho_d} \right), \tag{3}$$

где n – объем обучающей выборки, определяемый числом независимых отсчетов, усредняемых при вычислении оценок [4, 5];

$\mathbf{R}_a$ – «скользящая» корреляционная матрица сигнала (помехи), соответствующая a-му периоду; det – детерминант матрицы.

Усреднение косинуса в выражении (1) с учетом M_2-мерного нормального закона распределения оценок $\{\hat{\psi}_c^{(a)}\}$ с векторами средних $\{\psi_c^{(a)}\}$ и элементами ковариационных матриц

$$F_{cd}^{(a)} = \overline{(\hat{\psi}_c^{(a)} - \psi_c^{(a)})(\hat{\psi}_d^{(a)} - \psi_d^{(a)})}\,,\ c, d = \overline{0, M_2 - 1}.$$

дает

$$\overline{\cos\left[\sum_{c=a-j}^{a-1} (\hat{\psi}_c - \theta_c) - \sum_{c=b-k}^{b-1} (\hat{\psi}_c - \theta_c) \right]} = \overline{\cos\left[\sum_{c=0}^{j-1} (\hat{\psi}_c^{(a)} - \theta_c^{(a)}) - \sum_{c=0}^{k-1} (\hat{\psi}_c^{(b)} - \theta_c^{(b)}) \right]} =$$

$$= \cos\{(\psi_{\min} - \theta_{\min})[(t_a - t_{a-j}) - (t_b - t_{b-k})]/T_{\min}\} \times$$

$$\times \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\sum_{c,\,d=0}^{j-1} F_{cd}^{(a)} - \sum_{c=0}^{j-1} \sum_{d=0}^{k-1} F_{cd}^{(ab)} + \sum_{c,\,d=0}^{k-1} F_{cd}^{(b)} \right) \right], \tag{4}$$

где $\theta_{\min} = 2\pi f_{\text{с(п)}} T_{\min}$ – набег фазы сигнала (помехи) за минимальный период повторения; $F_{cd}^{(ab)} = \overline{(\hat{\psi}_c^{(a)} - \psi_c^{(a)})(\hat{\psi}_d^{(b)} - \psi_d^{(b)})}$ – «смешанный» ковариационный момент оценок $\{\hat{\psi}_c^{(a)}\}$, причем $F_{cd}^{(ab)} = 0{,}5(F_{c,\,d1}^{(a)} + F_{c1,\,d}^{(b)})$ при $|a-b| < m$ и $F_{cd}^{(ab)} = 0$ при $|a-b| \geq m$; $c1, d1$ – это индексы c, d «приведенные» к соответствующим периодам b, a.

Ковариационная матрица $\mathbf{F}_a = \| F_{cd}^{(a)} \|$ оценок $\{\hat{\psi}_c^{(a)}\}$ также определяется путем обращения соответствующей информационной матрицы Фишера $\mathbf{J}_a$ (т. е. $\mathbf{F}_a = \mathbf{J}_a^{-1}$), причем сама матрица Фишера, в свою очередь, может быть определена с помощью функции правдоподобия $L_n(\{\hat{\psi}_c^{(a)}\})$ [8]. Тогда при гауссовской статистике входных данных, описываемых корреляционной матрицей $\mathbf{R}_a$, элементы матрицы Фишера $\mathbf{J}_a$ определяются в виде

$$J_{cd}^{(a)} = J_{dc}^{(a)} = -2n \sum_{r=0}^{c} \sum_{s=d+1}^{m} R_{rs}^{(a)*} W_{rs}^{(a)}, \; c \leq d, \tag{5}$$

где $R_{rs}^{(a)} = R(a-r, a-s)$, $r, s = \overline{0, m}$ – элементы корреляционной матрицы сигнала (помехи) $\mathbf{R}_a$, соответствующей a-му периоду;

$W_{rs}^{(a)}$ – элементы матрицы $\mathbf{W}_a = \| W_{rs}^{(a)} \| = \mathbf{R}_a^{-1}$.

После использования выражений (2), (4) с учетом соответственно соотношений (3), (5) формула (1) для элементов усредненной матрицы $\overline{\hat{\mathbf{A}}}$ принимает вид

$$\overline{\hat{A}_{ab}} = \sum_{j,k=0}^{m} \left\{ R_{a-j,\,b-k} \left(g_j^{(a)} g_k^{(b)} + \sum_{c,d=0}^{M_1-1} \frac{\partial g_j^{(a)}}{\partial \rho_c^{(a)}} M_{cd}^{(ab)} \frac{\partial g_k^{(b)}}{\partial \rho_d^{(b)}} \right) \times \right.$$

$$\times \cos\{(\psi_{\min} - \theta_{\min})[(t_a - t_{a-j}) - (t_b - t_{b-k})]/T_{\min}\} \times$$

$$\left. \times \exp\left[-\frac{1}{2} \left(\sum_{c,d=0}^{j-1} F_{cd}^{(a)} - \sum_{c=0}^{j-1} \sum_{d=0}^{k-1} F_{cd}^{(ab)} + \sum_{c,d=0}^{k-1} F_{cd}^{(b)} \right) \right] \right\}. \tag{6}$$

Таким образом, выражение (6) описывает усредненные элементы корреляционных матриц на выходе адаптивных режекторных фильтров и на основе асимптотических свойствах оценок максимального правдоподобия устанавливает связь с параметрами используемых оценок доплеровской фазы и коэффициентов межпериодной корреляции пассивной помехи, что открывает возможности в выборе объема обучающей выборки в зависимости от величины допустимых потерь в эффективности анализируемых систем обработки сигналов на фоне пассивных помех аналогично работе [9].

Библиографический список

1. Richards M.A., Scheer J.A., Holm W.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. – 924 p.
2. Melvin W.L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. – 846 p.
3. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. – Киев: КВiЦ, 2000. – 428 с.
4. Попов Д.И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров // Известия вузов. Радиоэлектроника. – 2009. – Т. 52. – № 4. – С. 46-55.
5. Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы многочастотных пассивных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2018. – № 65. – С. 32–37.
6. Попов Д.И. Обработка неэквидистантных сигналов на фоне пассивных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2022. – № 80. – С. 24–31.
7. Попов Д.И. Режектирование пассивных помех при вобуляции периода повторения // Радиотехника. – 2015. – № 5. – С. 97-101.
8. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем.. – М.: Сов. радио, 1977. – 432 с.
9. Попов Д.И. Адаптивная межпериодная обработка многочастотных сигналов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2018. – № 64. – С. 17–22.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49.29

СИНТЕЗ АЛГОРИТМОВ ОЦЕНИВАНИЯ ВРЕМЕНИ ЗАДЕРЖКИ КВАНТОВАННЫХ ИМПУЛЬСОВ

Д.И. Попов

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

Аннотация. С использованием аппарата конечных цепей Маркова методом максимального правдоподобия синтезирован оптимальный алгоритм оценивания времени задержки последовательности двоично-квантованных сигнальных импульсов, не накладывающий ограничений на выбор периода временно́й дискретизации по отношению к длительности сигнальных импульсов.

Ключевые слова: алгоритмы оценивания, временна́я дискретизация, время задержки, двоично-квантованные сигналы, метод максимального правдоподобия, цепи Маркова.

SYNTHESIS OF TIME ESTIMATION ALGORITHMS QUANTIZED PULSE DELAYS

D.I. Popov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, adop@mail.ru

The summary. The optimal algorithm for estimating the delay time of the sequence of binary-quantized signal pulses, which does not impose restrictions on the choice of the time sampling period in relation to the duration of signal pulses, has been synthesized using the Markov finite circuit apparatus by the method of maximum truthfulness.

Keywords: estimation algorithms, time sampling, delay time, binary quantized signals, maximum likelihood method, Markov chains.

Оценивание времени задержки сигнальных импульсов (дальности цели) является одной из важнейших задач радиолокационных систем различного назначения [1-3]. Оценивание дальности может основываться на различных физических принципах, среди которых по своей распространенности и важности наибольшее значение имеет прямой радиолокационный метод, основанный на кодировании дальности до цели в задержке принимаемого сигнала и на оценивании этой задержки [4-7].

При построении цифровых алгоритмов и устройств оценивания существенное значение имеет выбор периода временно́й дискретизации при аналого-цифровом преобразовании принимаемых сигналов. Распространенное применение нашел выбор периода дискретизации $\tau_д$ из условия сохранения разрешающей способности по дальности — примерно равным длительности простого или сжатого сигнального импульса $\tau_с$. В этом случае время задержки τ соответствует номеру элемента разрешения по дальности, в котором произошло обнаружение цели.

При согласованной цифровой фильтрации сложных (широкополосных) сигналов для их эффективного сжатия требуется более высокий (в 2…3 раза) темп временно́й дискретизации [7]. Кроме того, развитие цифровых аппаратных средств открывает возможности для высокоточного оценивания, не лимитированного условиями выбора периода временно́й дискретизации. При таком подходе происходит дробление отраженных сигнальных импульсов по смежным периодам дискретизации (кольцам дальности), что предполагает использование специальных алгоритмов оценивания, рассматриваемых ниже.

Свойства квантованных импульсов

В случае многоуровневого амплитудного квантования цифровые алгоритмы оценивания строятся по известному аналоговому прототипу [8]. Переход к цифровому эквиваленту осуществляется путем замены операций с непрерывными величинами операциями с дискретными отсчетами (например, интегрирования — суммированием), что в первом приближении представляется принципиально ясной задачей.

При двоичном амплитудном квантовании статистические свойства квантованных импульсов существенно отличаются от статистических свойств исходного процесса. В связи с этим цифровой эквивалент аналогового прототипа не будет оптимальным для двоично-квантованных сигналов, что предполагает проведение статистического синтеза соответствующих алгоритмов оценивания.

Заметим, что двоичное квантование, широко применявшееся в прошлом из-за ограниченных возможностей многоуровневых аналого-цифровых преобразователей, не потеряло своей актуальности и в настоящее время, так как в сочетании с последующей синхронной обработкой двоично-квантованных сигналов позволяет эффективно отсеивать несинхронные и хаотические импульсные помехи.

При выборе периода временно́й дискретизации меньше времени корреляции исходного процесса, что соответствует условию $\tau_д < \tau_с$, дискретные выборки в смежных периодах дискретизации оказываются статистически зависимыми. Тогда адекватным и безальтернативным математическим аппаратом описания статистических свойств двоично-квантованных сигналов являются конечные цепи Маркова [9, 10].

Полагаем, что в обзорном радиолокаторе поступает периодическая последовательность (пачка) N сигнальных импульсов на фоне собственных шумов приемника. В результате аналого-цифрового преобразования соответствующий k-му периоду импульс в моменты времени $\tau_l = l\tau_д$ представляется L отсчетами z_{kl}, статистические свойства которых аппроксимируются простой (односвязной) неоднородной цепью Маркова с двумя состояниями 0 и 1, описываемой начальными вероятностями $p_k(0,\tau_1) = p_{k1}(0)$, $p_k(1,\tau_1) = p_{k1}(1)$ и матрицей вероятностей перехода

$$\| p_k(\alpha,\beta,\tau_l) \| = \| p_{kl}(\alpha,\beta) \| = \begin{Vmatrix} p_{kl}(0,0) & p_{kl}(0,1) \\ p_{kl}(1,0) & p_{kl}(1,1) \end{Vmatrix};\ k = \overline{1,N};\ l = \overline{1,L};\ \alpha,\beta = 0,1.$$

Начальные и переходные вероятности определяются следующим образом:

$$p_{k1}(\alpha) = \int_{\Delta u_\alpha} w_1(u_{k1} / s_{k1}) \mathrm{d}u_{k1},$$

$$p_{kl}(\alpha, \beta) = \int_{\Delta u_\alpha} \int_{\Delta u_\beta} w_2(u_{k,l-1}, u_{kl} / s_{k,l-1}, s_{kl}) \mathrm{d}u_{k,l-1} \mathrm{d}u_{kl} / p_{k,l-1}(\alpha),$$

где $w_1(u_{k1} / s_{k1})$ и $w_2(u_{k,l-1}, u_{kl} / s_{k,l-1}, s_{kl})$ — соответственно одномерная и двумерная плотности вероятности квантуемых отсчетов u_{kl};

$\Delta u_\alpha, \Delta u_\beta$ — области квантования, разделяемые пороговым уровнем двоичного квантования u_0;

$s_{kl} = s_k(\tau_l, \tau)$ — отсчеты в моменты времени $\tau_l = l\tau_д$ k-го сигнального импульса, задержанного по дальности на интервал τ.

Как видим, вероятности $p_{kl}(\alpha, \beta)$ являются функциями задержанных по дальности отсчетов сигнальных импульсов $s_k(\tau_l, \tau)$ и, следовательно, времени задержки τ. Данные вероятности описывают статистически зависимые в пределах длительности импульса отсчеты.

Синтез алгоритмов оценивания

При условии и с учетом отсутствия межпериодной статистической зависимости отсчетов функция правдоподобия для N импульсов записывается в виде произведения

$$P(\{z_{kl}\} / \tau) = \prod_{k=1}^{N} \prod_{l=1}^{L} \prod_{\alpha, \beta} [p_{kl}(\alpha, \beta)]^{\mathrm{d}_{kl}(\alpha, \beta)} =$$

$$= \prod_{k=1}^{N} \prod_{l=1}^{L} [p_{kl}(0,0)]^{\mathrm{d}_{kl}(0,0)} [p_{kl}(0,1)]^{\mathrm{d}_{kl}(0,1)} [p_{kl}(1,0)]^{\mathrm{d}_{kl}(1,0)} [p_{kl}(1,1)]^{\mathrm{d}_{kl}(1,1)},$$

где $\mathrm{d}_{kl}(\alpha, \beta) = \begin{cases} 1 & \text{при } z_{k,l-1} = \alpha \text{ и } z_{kl} = \beta, \\ 0 & \text{при } z_{k,l-1} \neq \alpha \text{ или } z_{kl} \neq \beta, \end{cases}$ — оператор состояний цепи;

$\mathrm{d}_{k1}(0,0) = \mathrm{d}_{k1}(1,0) = \mathrm{d}_{k1}(0)$, $\mathrm{d}_{k1}(0,1) = \mathrm{d}_{k1}(1,1) = \mathrm{d}_{k1}(1)$ — операторы начального состояния;

$p_{k1}(0,0) = p_{k1}(1,0) = p_{k1}(0)$, $p_{k1}(0,1) = p_{k1}(1,1) = p_{k1}(1)$ — начальные вероятности.

Учитывая, что

$$\mathrm{d}_{kl}(0,0) = 1 - \mathrm{d}_{kl}(0,1), \quad \mathrm{d}_{kl}(1,0) = 1 - \mathrm{d}_{kl}(1,1),$$

$$p_{kl}(0,0) = 1 - p_{kl}(0,1), \quad p_{kl}(1,0) = 1 - p_{kl}(1,1),$$

представим функцию правдоподобия в виде

$$P(\{z_{kl}\} / \tau) = \prod_{k=1}^{N} \prod_{l=1}^{L} \left[\frac{p_{kl}(0,1)}{1 - p_{kl}(0,1)} \right]^{\mathrm{d}_{kl}(0,1)} \left[\frac{p_{kl}(1,1)}{1 - p_{kl}(1,1)} \right]^{\mathrm{d}_{kl}(1,1)} [1 - p_{kl}(0,1)][1 - p_{kl}(1,1)].$$

После логарифмирования данного выражения получаем

$$\ln P(\{z_{kl}\}/\tau) = \sum_{k=1}^{N}\left\{\sum_{l=1}^{L}\{\mathrm{d}_{kl}(0,1)[\ln p_{kl}(0,1) - \ln(1-p_{kl}(0,1))] + \right.$$

$$\left. + \mathrm{d}_{kl}(1,1)[\ln p_{kl}(1,1) - \ln(1-p_{kl}(1,1))]\} + \sum_{l=1}^{L}\{\ln(1-p_{kl}(0,1)) + \ln(1-p_{kl}(1,1))\}\right\},$$

а после дифференцирования по оцениваемому параметру и приведения к общему знаменателю выражений в квадратных скобках с учетом $p_{kl}(0,0)+p_{kl}(0,1)=1$ и $p_{kl}(1,0)+p_{kl}(1,1)=1$ находим

$$\frac{\partial \ln P(\{z_{kl}\}/\tau)}{\partial \tau} = \sum_{k=1}^{N}\left\{\sum_{l=1}^{L}\left[\mathrm{d}_{kl}(0,1)\frac{p'_{kl}(0,1)}{p_{kl}(0,0)p_{kl}(0,1)} + \mathrm{d}_{kl}(1,1)\frac{p'_{kl}(1,1)}{p_{kl}(1,0)p_{kl}(1,1)}\right] - \right.$$

$$\left. - \sum_{l=1}^{L}\left[\frac{p'_{kl}(0,1)}{p_{kl}(0,0)} + \frac{p'_{kl}(1,1)}{p_{kl}(1,0)}\right]\right\}, \qquad (1)$$

где $p'_{kl}(\alpha,\beta) = p'_k(\alpha,\beta,\tau_l) = \dfrac{\partial p_k(\alpha,\beta,\tau_l)}{\partial \tau}$, $\alpha,\beta = 0,1$.

Вторая сумма по l в соотношении (1) не зависит от входных данных $\mathrm{d}_{kl}(\alpha,\beta) = 0,1$ и при симметричной форме квантуемых импульсов равна нулю.

Уравнение правдоподобия для оценивания времени задержки имеет вид

$$\sum_{k=1}^{N}\sum_{l=1}^{L}[\mathrm{d}_{kl}(0,1)\eta_{kl}(0,1) + \mathrm{d}_{kl}(1,1)\eta_{kl}(1,1)]\Big|_{\tau=\hat{\tau}} = 0, \qquad (2)$$

где $\eta_{kl}(0,1) = \dfrac{p'_{kl}(0,1)}{p_{kl}(0,0)p_{kl}(0,1)}$, $\eta_{kl}(1,1) = \dfrac{p'_{kl}(1,1)}{p_{kl}(1,0)p_{kl}(1,1)}$ — асимметричные дискретные весовые функции (последовательности весовых коэффициентов), определяющие веса позиций отсчетов сигнальных импульсов в оценке времени задержки и имеющие вид дискриминационных характеристик, крутизна которых зависит от формы импульсов, а нулевые точки совпадают с максимумами импульсов.

Таким образом, оптимальный алгоритм одноканального оценивания времени задержки последовательности двоично-квантованных импульсов состоит в скользящем по азимуту межпериодном накоплении результатов скользящей по дальности внутрипериодной весовой обработки отдельных импульсов в двумерном стробе азимут-дальность с последующей фиксацией момента прохождения накопленной суммы через нуль, соответствующего оценке времени задержки $\hat{\tau}$. Весовые коэффициенты переключаются в зависимости от значений отсчетов на смежных позициях (l–1, l), что приводит к выделению из четырех возможных лишь двух комбинаций 01 и 11, взвешиваемых соответственно коэффициентами $\eta_{kl}(0,1)$ и $\eta_{kl}(1,1)$.

В целом алгоритм (2) обеспечивает оценивание времени задержки совместно для всех импульсов последовательности с учетом их временно́го перекрытия. Однако программирование весовых коэффициентов и необходимость их переключения существенно усложняют

техническую реализацию измерителя. Данный алгоритм представляет интерес как «путеводная нить» при усовершенствовании известных алгоритмов.

Библиографический список

1. Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. 862 p.
2. Radar Handbook / ed. by M. I. Skolnik. 3rd ed. McGraw–Hill, 2008. 1352 p.
3. Richards M.A., Scheer J. A., Holm W.A. Principles of Modern Radar: Basic Principles. New York: SciTech Publishing, IET, Edison. 2010. 924 p.
4. Melvin W. L., Scheer J. A. Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.
5. Richards M.A. Fundamentals of Radar Signal Processing, Second Edition. – New York: McGraw–Hill Education, 2014. 618 p.
6. Попов Д.И. Обработка сигналов в многофункциональных РЛС // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – 2000. – Вып. 7. – С. 3–7.
7. Кузьмин С.З. Цифровая радиолокация. Введение в теорию. Киев: Изд-во «КВіЦ», 2000. 428 с.
8. Попов Д.И. Адаптивная обработка радиолокационных сигналов // Вестник Рязанской государственной радиотехнической академии. – 2001. – Вып. 9. – С. 98–108.
9. Кемени Дж., Снелл Дж. Конечные цепи Маркова: пер. с англ. под ред. А. А. Юшкевича. М.: Наука, 1970. 272 с.
10. Попов Д.И. Одноканальная обработка когерентно-импульсных сигналов при наличии пассивных помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2021. – № 77. – С. 29–35.

УДК 621.372; ГРНТИ 47.45.29

ПЕЧАТНАЯ АНТЕННА ДЛЯ АНАЛИЗА СИГНАЛОВ В ДИАПАЗОНЕ УВЧ

Р.Ш. Валетов*, А.А. Олмасов, Х.Б. Мирзокулов*****
*Государственное унитарное предприятие центр электромагнитной совместимости, Узбекистан, *1214222@mail.ru , **axmad1984@mail.ru*
****Самаркандского филиала Ташкентского университета информационных технологий имени Мухаммада ал-Хоразмий, Узбекистан, liverpool_2592@mail.ru*

Аннотация. В данной статье представлены свойства и возможности печатной антенны. В ходе научных исследований с использованием среды CST Studio было выполнено имитационное моделирование печатной антенны. Модель антенны состоит из заземляющего контура, подложки и возбудителя в виде полосковой печатные антенны. В ходе имитационного моделирования были получены результаты для параметра S (возвратные потери) и диаграммы направленности. Далее был создан экспериментальный образец антенны и проведены измерительные работы. Полученные результаты показывают, что данная антенна является широкополосной и эффективно работает в диапазоне УВЧ.
Ключевые слова: накладная антенна, моделирование, диаграмма направленности, чувствительность, сигнал, волна.

PRINTED ANTENNA FOR ANALYZING SIGNALS IN THE UHF RANGE

R.S. Valetov*, A.A. Olmasov, Kh.B. Mirzokulov*****
*State Unitary Enterprise Center for Electromagnetic Compatibility, Uzbekistan, *1214222@mail.ru, **axmad1984@mail.ru*
****Samarkand branch of Tashkent university of information technologies named after Muhammad al-Khwarizmi, Uzbekistan, liverpool_2592@mail.ru*

The summary. Studio environment, a simulation of a patch antenna was performed. The antenna model consists of a grounding layer, a substrate and an exciter in the form of a strip patch antenna. During the simulation, the results were obtained for the parameter S (return losses) and the radiation pattern. Next, an experimental sample of the antenna was created and measurement work was carried out. The results obtained show that this antenna is broadband and works effectively in the UHF range.
Keywords: overhead antenna, simulation, directional pattern, sensitivity, signal, wave.

1.ВВЕДЕНИЕ

Сегодня мобильные сети являются одними из наиболее широко используемых сетей передачи данных. В беспроводных сетях параметры антенных устройств безусловно определяют качество и точность всей системы. Антенна — это устройство, предназначенное для излучения или приема электромагнитных волн. Антенны необходимы для обеспечения распространения радиоволн в пространстве и, тем самым, организации беспроводных каналов связи при работе различных телекоммуникационных систем. Они обеспечивают связь между фидером и окружающей средой.

Излучающая система — это область устройства, в которой протекают токи, возбуждающие электромагнитные волны. В силу принципа реверсивности антенн то же название может быть сохранено и для приемных антенн.

Для организации радиодоступа в сетях беспроводной связи используются разные диапазоны частот радиоволн, а также разные антенные устройства. Такие как диполь, вибратор, печатные и другие типы антенных систем. В современных беспроводных сетях широко применяются печатные антенны различной конфигурации, в частности микрополосковые печатные антенны, так как они работают на высоких частотах и отличаются компактностью.

Практически все поколения сетей мобильной связи используют печатные антенны и основная цель исследований - создать антенну, которая могла бы анализировать сигналы этих коммуникационных сетей.

Такие антенны обладают механической прочностью, способностью принимать нужную форму, малой кросс-поляризационной зависимостью диаграммы направленности, их производство экономически выгодно.

II. ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Микроволновая антенна представляет собой особый тип печатной антенны, которая создается с использованием методов, аналогичных тем, которые используются для печатных плат. Примерами печатных антенн являются печатный диполь, антенны с коническими щелями и печатная антенная решетка в виде галстука-бабочки, показанная на рис. 1. Микроволновая антенна (MSA) состоит из металлической пластины, напечатанной поверх тонкой подложки, с плоскостью заземления на нижней части подложки, как показано на рисунке 1 [1].

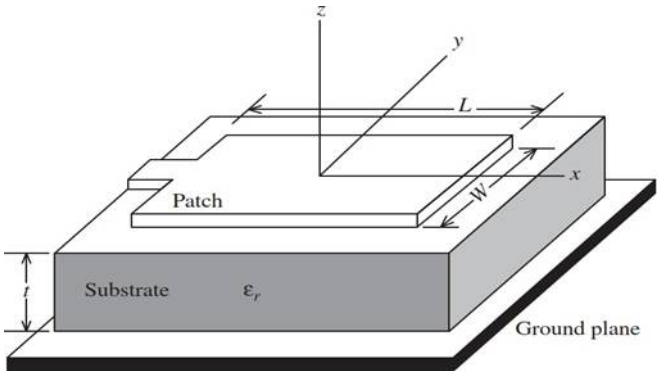


Рис. 1. Геометрия для анализа микроволновой антенны

Микроволновая антенна представляет собой плоский металлический проводник, расположенный над заземленной подложкой. При этом печатные антенна (рис. 1), как правило, выполнена в виде печатной платы, имеет длину L, ширину W и располагается на верхней части диэлектрической подложки с относительная диэлектрическая проницаемость ε_r.

Микроволновые дорожки передачи данных и заземление изготовлены из высокопроводящего металла (обычно из меди). Толщина подложки h много меньше рабочей длины волны λ:

$$\lambda = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon_r}} . \quad (1)$$

Толщина металла микроволновая антенны и заземления не имеет решающего значение.

Распределение электрической составляющей между печатной антенной и землей в определенный момент времени.

Изменение E(t) приводит к излучению (или приему) электромагнитного поля в пространстве, окружающем антенну.

Центральную рабочую частоту f_0 такой антенны можно найти из приближенного уравнения [2]

$$f_0 = \frac{C}{2L\sqrt{\varepsilon r}} . \quad (2)$$

Изменяя значение L и диэлектрическую проницаемость параметра ε_r, становится возможным изменять рабочую частоту и условия излучения.

Из уравнения (2) следует, что длина микрополосковой антенны L должна составлять примерно половину длины электромагнитной волны, распространяющейся в диэлектрической среде (3)

$$L = \frac{\lambda}{2} . \quad (3)$$

Ширина W микрополосковой антенны определяется из уравнения (4) и влияет на входное сопротивление и полосу пропускания антенны.

$$W = \frac{C}{2f0} \cdot \sqrt{\frac{2}{\varepsilon_r + 1}} . \quad (4)$$

Для квадратной антенны входное сопротивление может быть порядка 300 Ом. Увеличивая ширину, можно уменьшить входное сопротивление и увеличить полосу пропускания. Однако для снижения входного сопротивления до 50 Ом часто требуется достаточно большая ширина антенны.

Как известно, основным недостатком микроволновых антенн является их узкая полоса пропускания. Максимальная полоса пропускания классических микрополосковых антенн составляет около 8% от центральной рабочей частоты. Для увеличения этой полосы используется ряд методов [3–5].

Например, в [5] рассматривается новая сверхширокополосная микроволновая печатная антенна со структурой элементарной ячейки ФСС для повышения коэффициента усиления в виде печатной платы с прорезанными пазами, за счет чего обеспечиваются широкополосные характеристики. Структура массива ячеек 3x3 помогает увеличить усиление с 1,63 дБм до 5,76 дБм, что соответствует увеличению на 4,13 дБм. Кроме того, провал, достигаемый в S-параметрах, 34,77 дБ, что неплохо. Предложена микрополосковая накладная СШП-антенна, имеющая двойной резонанс на частотах 3,72 ГГц, 7,25 и 8,97 ГГц соответственно с полосой импеданса 4,875 ГГц соответственно. Антенна имеет обратные потери (S) значительно ниже -10 дБ для указанного диапазона частот.

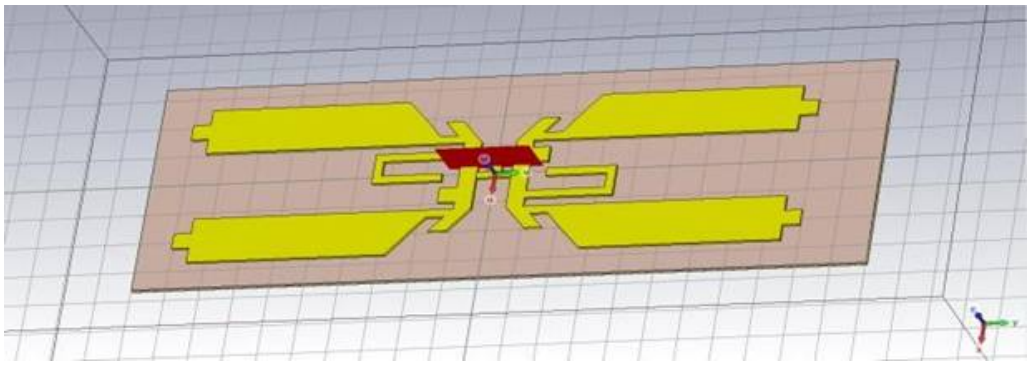


Рис. 2. Имитационная модель микрополосковой антенны

На основе изученных выше материалов нами разработана модель микроволновой антенны на подложке FR4, показанная на рисунке 2.

На рисунке 3 представлены размеры печатной антенны, которая в общем случае имеет длину 180 мм и состоит из двух одинаковых частей, перевернутых зеркально друг к другу. Они расположены на расстоянии 10 мм друг от друга. Толщина антенны 1 мм, она изготовлена из латуни.

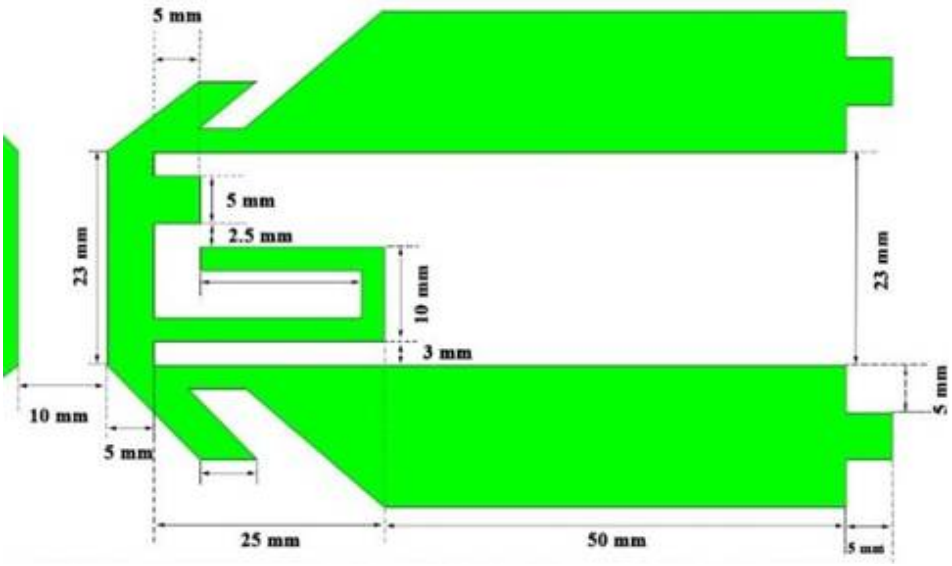


Рис. 3. Размеры моделируемой антенны

III. РЕЗУЛЬТАТЫ И ОБСУЖДЕНИЕ

На рисунке 4 показаны моделируемые обратные потери (параметр S) проектируемой антенны. Хорошо видно, что предлагаемая антенна имеет многодиапазонную характеристику в ультравысокочастотном (СВЧ) спектре. Три резонансные частоты расположены примерно на 0,69 ГГц, 1,01 ГГц и 2,34 ГГц, а обратные потери достигают -44 дБ, -18 дБ, -20,66 дБ соответственно. Полоса пропускания антенны ниже -10 дБ колеблется от 3,1 ГГц до 10 ГГц. Он может хорошо работать в системах связи, работающих в диапазоне сверхвысоких частот (УВЧ). В целом влияние размера заземляющего слоя следует учитывать с осторожностью, так как оно зависит от конкретной антенны и расположения антенны и фидера.

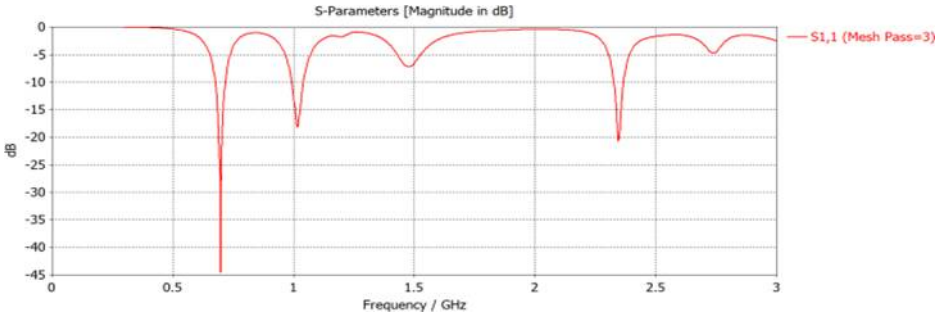
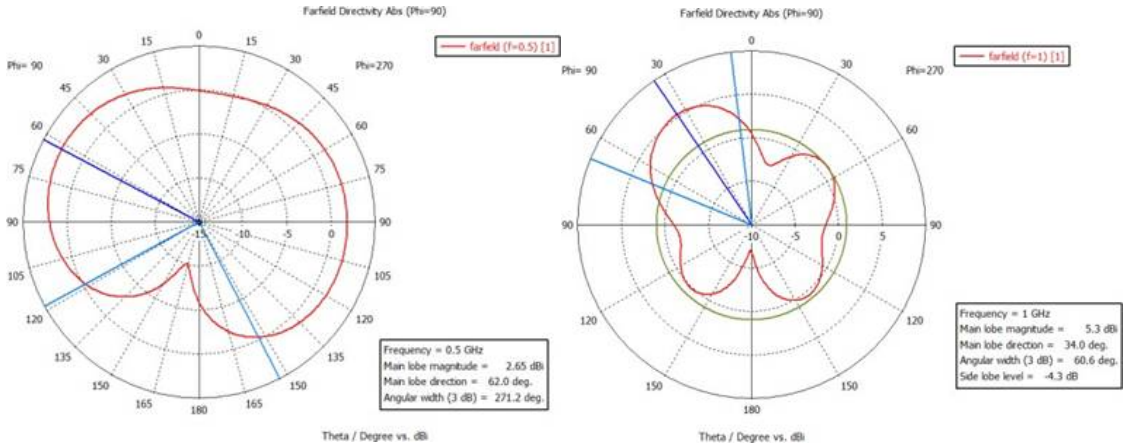


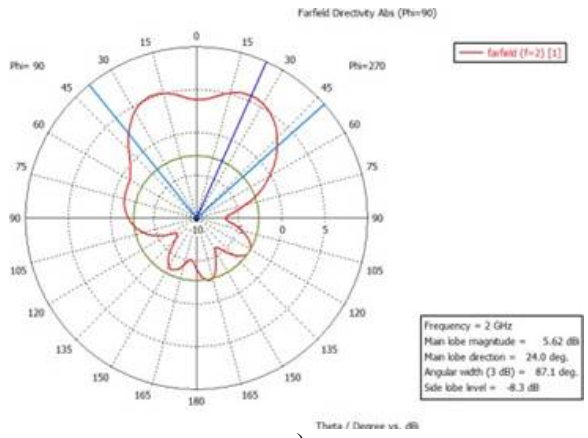
Рис. 4. Возвратные потери (параметр S) проектируемой антенны в зависимости от частоты

На рисунке 5 показаны результаты диаграммы направленности смоделированной печатной антенны.

Диаграмма направленности на частоте 500 МГц симметрична практически во всех точках (рис. 5, а). На частоте 1 ГГц исчезает симметрия диаграммы направленности, основной лепесток распределения ЭМ волн соответствует 34˚ (рис. 5, б), на частоте 2 ГГц появляются задние лепестки (рис. 5, в) .



а) б)



в)

Рис. 5. Диаграмма направленности
а) на частоте 500 МГц; б) на частоте 1 ГГц; в)на частоте 2 ГГц

IV. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ЧАСТЬ

В настоящее время для измерения уровня сигнала систем мобильной связи используются различные типы антенных устройств. В данной работе представлены материалы по разработанной нами печатной антенне для измерения помехоустойчивых сигналов мобильной связи, работающих в диапазоне частот от 350 МГц до 3 ГГц. Эта антенна используется для измерения уровня сигналов практически всех поколений и технологий мобильной связи, широко используемых в нашей республике.

Печатная антенна имеют ряд преимуществ, высокую точность изготовления за счет использования технологии фотопечати, простую интеграцию с другими устройствами, малые габариты антенн, подходящие для переносных карманных устройств и многое другое.

Нами была разработана модель широкополосной печатной антенны из латунного материала, закрепленной на диэлектрической подложке, способной измерять сигналы мобильной связи. Разработанная антенна используется в качестве широкополосной антенны, доказательство этому было показано выше с помощью имитационной модели (рис. 4).

Разработанная антенна состоит из двух отдельных групп диполей и подключается к измерительной установке одной кабельной линией. Внешний вид разработанной антенны показан на рисунке 6.

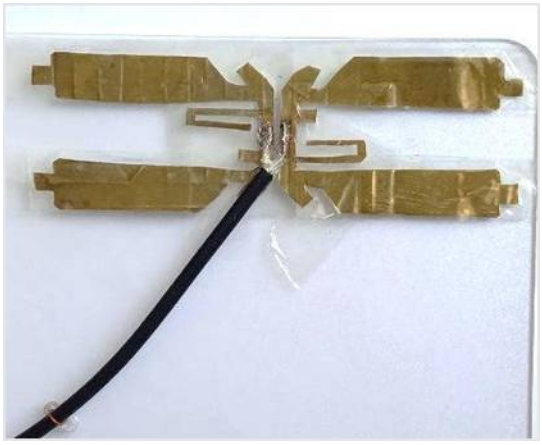


Рис.6. Внешний вид печатныеантенны, предназначенной для измерения помехоустойчивых сигналов мобильной связи

Для измерения параметров антенны ее подключают к портативному анализатору PR-100 производства Rohde & Schwarz с помощью коаксиального кабеля. Портативный анализатор PR-100 работает в широком диапазоне частот от 9 кГц до 7,5 ГГц [6].

Разработанная антенна используется для измерения и контроля сигналов мобильной связи, телерадиовещания. Кроме того, его можно использовать для обнаружения маломощных передатчиков. PR-100 также можно использовать в сочетании с другими антеннами, такими как широкополосные всенаправленные антенны HE 400 UWB и стержневые антенны STI.

Для сравнения эффективности печатныеантенны в процессе измерений также были получены и показаны результаты (рис. 7) антенны STI из гибкого стального провода, состоящей из большого количества металлических катушек, и активной направленной антенны HE 400 UWB.

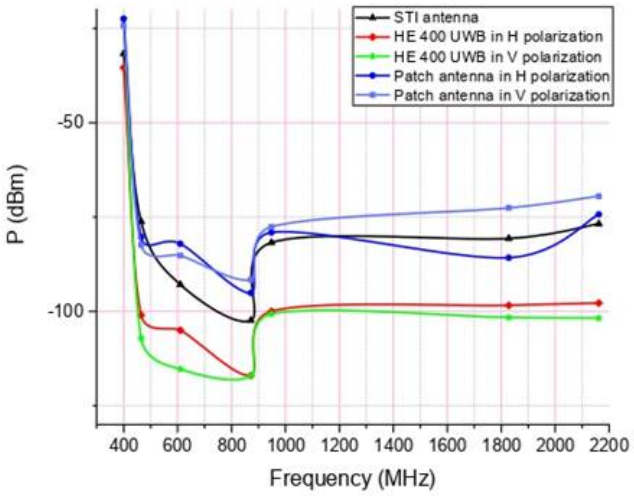


Рис. 7. Результаты измерений при использовании разных типов антенн

Свойства созданной печатныеантенны сравнивались с другими антеннами в реальных условиях (рис. 3). По чувствительности сигнала разработанная печатныеантенна показала себя хорошо практически во всем диапазоне частот (от 300 МГц до 2160 МГц), в частности, при использовании в вертикальной поляризации на частоте 1828 МГц она на 8 дБм лучше, чем у СТИ. Антенна по сравнению с Антенной HE 400 показала хорошие результаты до 29 дБм лучше. Следует отметить, что созданная печатная антенна показала практически одинаковый результат как в вертикальной, так и в горизонтальной поляризациях, то есть ее можно использовать в обеих поляризациях в широком диапазоне частот.

V. ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Основной целью данной статьи было на основе изучения возможностей печатной антенны, создать модель антенного устройства, работающего в широкополосном дециметровом диапазоне. В ходе исследований была разработана модель печатной антенны с использованием программного обеспечения CST Studio, и в результате моделирования были смоделированы и представлены графики параметра S (обратные потери) и диаграммы направленности на различных частотах.

На рисунке 4, где показаны значения параметра S (возвратные потери), хорошо видны на резонансных частотах 0,69 ГГц, 1,01 ГГц и 2,34 ГГц, что означает, что моделируемая антенна является широкополосной. Также моделируются диаграммы направленности печатныеантенны, что позволяет показать ее свойства.

По результатам, полученным в процессе моделирования, на ключевом этапе научных исследований был создан экспериментальный образец антенны и проведены измерения. Полученные результаты сравнивались с антеннами других типов и были получены удовлетворительные результаты. Созданная печатная антенна может использоваться как универсальная антенна для измерения уровня сигнала в диапазонах частот мобильных поколений и стандартов, таких как CDMA450, GSM900, GSM1800, 3G (WCDMA/UMTS), 4G (LTE), а также в стандарте цифрового телевизионного сигнала DVB-T2.

Печатная антенна - это тип антенны, который все еще находится в стадии разработки и еще не оценен в полной мере. Поэтому изучение и применение печатных антенн в различных технологиях беспроводной связи является актуальным.

Библиографический список

[1] L.S. Warren, A. Gary, Antenna theory and design. John Wiley and Sons, Thiele – 3rd edition, 2013.

[2] В.И. Попов, В.А. Скуднов, А.С. Васильев, Антенные системы мобильных терминалов в сотовых сетях мобильной связи. Современное состояние и перспективы развития. (Antenna systems of mobile terminals in cellular networks of mobile communication. Current state and development prospects), International scientific journal "Eurasian Union of Scientists", vol. 11 (3), 2015.

[3] A. Boutejdar, B. Edmund, Novel Microstrip Antenna Aims at UWB Applications, Microwaves & RF, vol. 54 (7), 2015.

[4] I. -K. Kim, J. Ghimire, J. Maharjan, I. Nadeem, S. -W. Kim and D. -Y. Choi, "Ultra Wideband (UWB) Microstrip Patch Antenna with Adjustable Notch Frequencies," 2019 IEEE International Conference on Industry 4.0, Artificial Intelligence, and Communications Technology (IAICT), 2019, pp. 70-73, doi: 10.1109/ICIAICT.2019.8784734.

[5] P. Wadhwa, R.A. Pandhare and D. Yadav, Novel UWB Microstrip Patch Antenna with a FSS Unit Cell Structure for Gain Enhancement, 2020 IEEE International Conference on Communication, Networks and Satellite (Comnetsat), 2020, pp. 288-291, doi: 10.1109/Comnetsat50391.2020.9328975.

[6] 9. URL: https://www.rohde-schwarz.com/ua/products/aerospace-defense-security/receivers-and-direction-finders/rs-pr100-portable-receiver_63493-9653.html

УДК 535+620.3; ГРНТИ 47.49.02

ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ МЕТАПОВЕРХНОСТИ: МИНИ-ОБЗОР

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 рассматривается современное состояние интеллектуальных метаповерхностей и их применения в передовых интегрированных устройствах. Рассмотрены основные стратегии проектирования интеллектуальных метаповерхностей.

Ключевые слова: Фотоника, радиофотоника, метаоптика, искусственный интеллект, радиофизика, наноструктуры, интеллектуальная метаповерхность, обработка многомерных сигналов, фрактал, оптические аналоговые вычисления.

INTELLIGENT METASURFACES: A MINI REVIEW

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, Russian Federation, Moscow; People's Republic of China, Guangzhou; potapov@cplire.ru

Abstract. The paper considers the current state of intelligent metasurfaces and their applications in advanced integrated devices. The main strategies for designing intelligent metasurfaces are considered.

Keywords: photonics, radiophotonics, meta-optics, artificial intelligence, radiophysics, nanostructures, intelligence metasurface, processing of multidimensional signals, fractal, optical analog computing.

В последние годы появились многообещающие приложения искусственного интеллекта (ИИ) во многих дисциплинах, включая оптику, инженерию, медицину, экономику и т.д. В частности, синергия ИИ и метаоптики приносит большую пользу обеим областям. *Метаоптика* - это усовершенствованная плоская оптика с новыми функциями и способностями управления светом [1]. Метаматериалы позволяют точно адаптировать взаимодействия света и материи в субволновом масштабе, обеспечивая доступ ко всему спектру электромагнитных реакций, закодированных в уравнениях Максвелла и работающих в огромной полосе электромагнитного спектра. Метаповерхности (МП) представляют собой плоские оптические субволновые устройства, которые могут манипулировать светом (электромагнитными вол-

нами). МП состоит из специально расположенного массива метаатомов. Искусственные метаатомы спроектированы и рассчитаны для управления фазой, амплитудой и поляризацией падающих электромагнитных волн. Новый волновой фронт может быть реконструирован МП. Многочисленные функции мета-устройств могут быть реализованы с помощью нескольких этапов, таких как выбор материала, проектирование метаатомов, проектирование фазового распределения, конфигурация макета, изготовление, характеристика и демонстрация приложений. Эти шаги были подробно представлены в предыдущих обзорах [2-8].

На рисунке 1 показана тенденция развития ИИ (красный цвет) и метаоптики (синий цвет) [1]. По совпадению, обе области начали быстро расти примерно в 2012 году. Развернутое пояснение основных этапов развития ИИ и метаоптики на рисунке 1 приведено в [1]. Главным образом, в обзоре [1] классифицируются и обсуждаются последние разработки, интегрированные двумя темами, а именно ИИ для метаоптики и метаоптика для ИИ. Первая описывает, как применять ИИ к исследованиям метаоптики для проектирования, моделирования, оптического анализа информации и применения. Вторая сообщает о развитии оптических систем и вычислениях с помощью метаоптики.

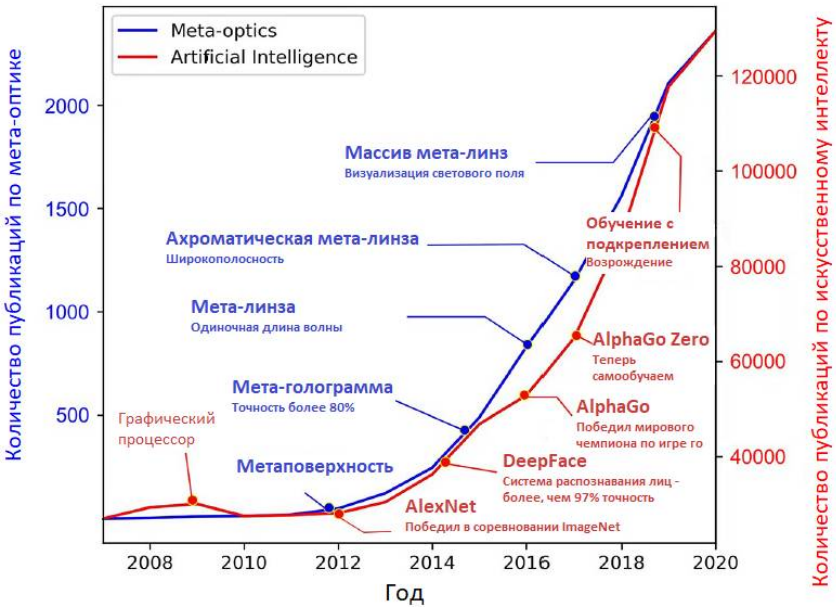


Рис. 1. Тенденции развития ИИ и метаоптики (количество публикаций в год - поиск в Web of Science [1])

Данная работа является непосредственным продолжением предыдущего авторского доклада-обзора по физике и дизайну основных вычислительных диэлектрических МП и их применениям [9], в которой учтены исследования с китайскими учеными в совместной лаборатории информационных технологий и фрактальной обработки сигналов в Китае за период 2022 - 2023 гг. [10-15].

Оптические аналоговые вычисления на основе МП

Перед лицом все более сложных информационных технологий вопрос о том, как улучшить производительность обработки, скорость работы и эффективные вычислительные возможности, становится важной проблемой в информационной и инженерной сфере. По сравнению с традиционными аналоговыми вычислениями оптическая аналоговая операция реализуется посредством модуляции света. Таким образом, этот процесс является параллельным и пассивным, а его преимуществами являются низкое энергопотребление и высокая скорость работы. Историческое обозрение оптических аналоговых вычислений приведено в об-

зоре [16] и показано на рисунке 2, а их физика – на круговой диаграмме (рисунок 3, с дополнениями).

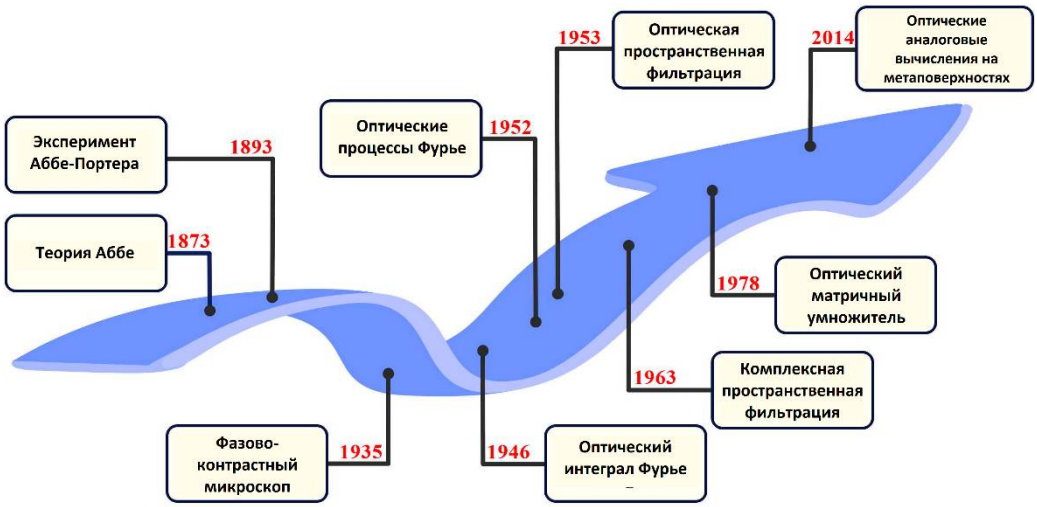


Рис. 2. Развитие оптических аналоговых вычислений [16]

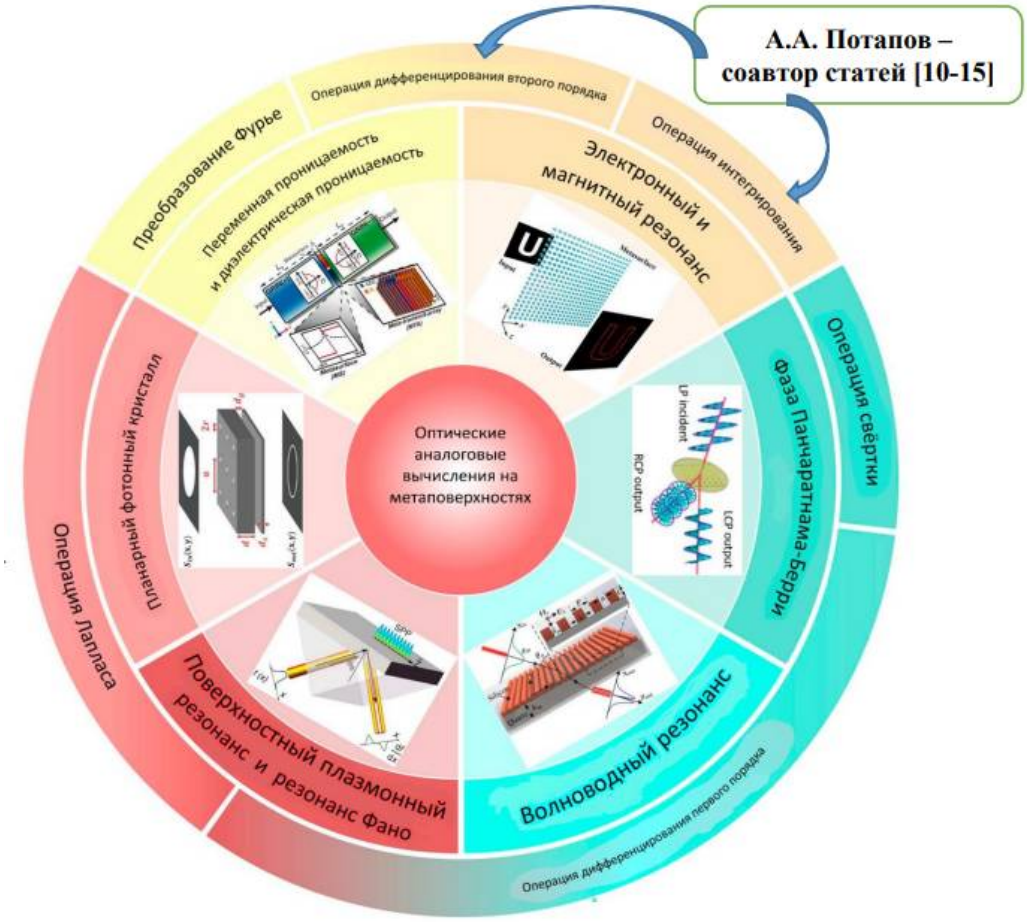


Рис. 3. Различные физические основы оптических аналоговых операций [16] (адаптировано)

Функция МП состоит в том, чтобы манипулировать волновым фронтом падающего света путем адаптации фазового профиля заданной рабочей длины волны. Метод достижения

полной 2π фазовой модуляции является ключом к обеспечению полного управления волновым фронтом. Диэлектрические метаатомы поддерживают различные локальные резонансы сильного электрического и магнитного рассеяния, которые описываются с помощью теории Ми. Когда частота падающего света ниже или вблизи частоты запрещенной зоны диэлектрического материала, электрический диполь и магнитный дипольные резонансы возбуждаются. Диэлектрический резонатор Ми включает различные электрические и магнитные компоненты, которые позволяют создавать электромагнитные волны [1].

Как наиболее интуитивно понятный метод восприятия объектов, обнаружение краев изображения является неотъемлемой частью распознавания изображений, ИИ и машинного обучения [10-16]. Обнаружение краев изображения можно просто рассматривать как процесс фильтрации высоких частот, усиливающий полезную высоко пространственную информацию о пространственных частотах и подавляющий нерелевантную низко пространственную информацию о пространственных частотах. Оптические аналоговые вычисления привлекли большое внимание в последнее время, Кроме того, оптические аналоговые вычисления также продемонстрировали уникальный потенциал в работе свертки и решении сложных математических уравнений. Высокая интеграция, высокая скорость отклика и точное управление оптическими аналоговыми операциями делают их перспективным инструментом для реализации конкретных задач обработки многомерных сигналов.

Когда определенные резонансы возбуждаются в МП электромагнитными волнами, могут наблюдаться резкие фазовые изменения. Эти резонансы можно разделить на электрический резонанс и магнитный резонанс в зависимости от дипольного момента соответствующей структуры. Простейший класс МП состоит из субволновых периодических массивов диэлектрических или металлических включений, обладающих чисто электрическим дипольным откликом, тогда как МП Гюйгенса включают электрический отклик и магнитный отклик [10, 12, 14, 16]. Поверхность Гюйгенса - МП, используемая для достижения определенного волнового фронта с использованием принципа Гюйгенса. Общий отклик МП регулируется принципом Гюйгенса, где каждая точка на волновом фронте является источником вторичных волн. Модуляция электрических и магнитных диполей на МП Гюйгенса может контролировать рассеянное поле. В частности, в [17] демонстрируется путь к формированию высококачественного факторного волнового фронта в двух пространственных измерениях на основе полностью диэлектрических МП Гюйгенса с использованием резонансов Ми более высокого порядка в ближнем ИК диапазоне.

Интеллектуальные метаматериалы

1. Одновременное управление электромагнитными волнами и информацией с помощью информационных МП имеет центральное значение в современном мире. Метаматериалы эволюционировали от инженерных структур до интеллектуальных волновых агентов, добились огромных успехов в управлении взаимодействием волны, информации и материи, чего нельзя было достичь с природными материалами [18]. В последнее время обычные структурные или пассивные МП сделали значимый шаг вперед к интеллектуальным МП за счет интеграции с алгоритмами и нелинейными материалами или активными устройствами [1, 6, 18-20]. Метаатом интеллектуальной МП интегрирован с перестраиваемыми функциональными материалами или активными устройствами и предназначен для перепрограммирования in-situ под управлением соответствующих алгоритмов.

В отличие от обычных МП, *интеллектуальная МП* обладает тремя важными свойствами: цифровизацией, программируемостью и интеллектом, предоставляя нам возможность контролировать взаимодействие волны, информации и материи без вмешательства человека. Здесь цифровизация позволяет интеллектуальной МП кодировать/декодировать и хранить цифровую информацию на физическом уровне; программируемость означает, что интеллектуальная МП способна реализовывать различные функции с одной физической сущностью, и переключение между которыми путем изменения последовательностей управляющего кода;

в то время как интеллект указывает на то, что интеллектуальная МП имеет локальные или облачные алгоритмы в качестве своего мозга и способна принимать решения, самопрограммироваться и выполнять ряд последовательных задач без контроля человека [18]. Поэтому реконфигурируемые и перепрограммируемые МП можно отнести к стадии младенчества разумной МП, поскольку они строго не являются разумными согласно приведенному выше определению.

Одним словом, интеллектуальные МП могут предоставить нам интеллектуальные платформы для манипулирования волново-информационными взаимодействиями материи, которые обладают многообещающими потенциалами в установлении прямой связи между физическим миром и цифровым миром и служат естественной ролью слияния физической сущности с ее цифровым двойником. Интеллект является ядром интеллектуальных МП, и алгоритмы (особенно методы глубокого обучения) могут хорошо взять на себя эту роль.

Исторически сложилось так, что в ходе эволюции интеллектуальных МП произошло два важных события: активные МП и программируемые МП кодирования. В отличие от пассивных (т.е. только структурных) МП, активные МП представляют собой гибридные структуры, встроенные перестраиваемые функциональные материалы (например, $Ge_2Sb_2Te_5$) и активные элементы (например, PIN-диоды), позволяющие нам динамически управлять взаимодействием волна-информация-материя за счет энергопотребления. В программируемых МП каждый строящийся метаатом имеет конечное число квантованных физических состояний и может быть использован для кодирования цифровой информации на физическом уровне, соединяя цифровой мир и физический мир. Интеллектуальная МП состоит из управляемых метаатомов, и каждый метаатом имеет ряд квантованных физических состояний.

Большинство современных вариантов проектирования интеллектуальной МП, способов преобразования падающего на МП пучка освещения в пучок с желаемым волновым фронтом и/или формой волны, беспроводная передача энергии и сбор энергии в обществе Интернета вещей (IoT) и методов формирования динамических голограмм с помощью интеллектуальных МП приведено в [18].

2. *Беспроводная связь* стала важным инструментом решения постоянно растущих потребностей в беспроводной передаче информации в современном обществе. Основные архитектуры беспроводной связи с помощью интеллектуальной МП (или реконфигурируемая интеллектуальная поверхность) были предложены недавно, и их в [18] классифицируют на три основных типа: (A) немодулированные метаповерхностные обратные рассеянные коммуникации (NMMBC), (B) модулированные метаповерхностные обратные рассеяния (MMCC) и (C) окружающие модулированные метаповерхностные коммуникации обратного рассеяния (AMMBC).

3. *Интеллектуальное зондирование почти без цифровых вычислений* [18]. В настоящее время для большинства практических сенсорных систем наиболее важной, но сложной проблемой является работа с многомерными данными или «кризисом данных». К счастью, многомерные данные имеют некоторые структурированные представления во многих практических сценариях; Известная лемма Джонсона-Линденштрауса (Johnson–Lindenstrauss) утверждает, что структурированные высокоразмерные данные могут быть спроецированы в низкоразмерное пространство признаков с почти пренебрежительной потерей информации через правильно спроектированное линейное преобразование [21]. Другими словами, существенная информация о многомерных данных может быть получена из их удивительно сокращенных измерений в большинстве практических условий. К настоящему времени существует множество популярных линейных преобразований встраивания с так называемым свойством ограниченной изометрии. Среди них некоторые встраиваемые преобразования, например, принципиальный компонентный анализ (ПКА), позволяют создавать низкоразмерные представления с математически или физически значимыми признаками, подразумевая, что целевая информация может быть хорошо извлечена из этих низкоразмерных признаков почти без цифровых вычислений.

В [22] рассмотрено использование методов линейного встраивания в интеллектуальные метаповерхностные датчики. Интеллектуальная МП способна генерировать почти произвольно диаграммы излучения или режимы измерения методами машинного обучения. Была предложена концепция перепрограммируемого тепловизора машинного обучения [22], в котором интеллектуальная МП обучается с помощью огромного количества обучающих данных с использованием ПКА, так что желаемые машинным обучением диаграммы излучения могут быть достигнуты на физическом уровне. Затем интеллектуальная МП служит физическим вычислительным устройством, которое выводит низкоразмерные функции ПКА из входных данных высокоразмерных необработанных данных аналоговым вычислительным способом. Таким образом, результирующая стратегия зондирования почти свободна от цифровых вычислений. Интеллектуальная МП предназначена для работы на частоте около 3 ГГц. Можно заключить, что стратегия зондирования с помощью машинного обучения позволяет получать высококачественные изображения в режиме реального времени с почти игнорируемыми цифровыми вычислениями, и такая стратегия зондирования предоставит нам многообещающий маршрут для интеллектуального зондирования на различных частотах и за их пределами.

4. *Интеллектуальное зондирование на основе гибридных вычислений* [18]. В последнее время использование беспроводных сигналов в области зондирования, особенно зондирования человеческого поведения, приобрело у исследователей интенсивную привлекательность, но эти стратегии страдают от ограниченного пространственно-временного разрешения изображения и точности распознавания из-за ограниченного размера области обзора. В отличие от этих методов, здесь следует выделить трехаспектные критические роли интеллектуальной МП. Во-первых, интеллектуальная МП используется для зондирования людей в режиме реального времени в сцене полного просмотра с высоким временно-пространственным разрешением. Во-вторых, интеллектуальная МП управляет электромагнитными волновыми полями (например, окружающими беспроводными сигналами) в направлении локальных точек, представляющих интерес, для эффективного распознавания мелкозернистых признаков тела, с помощью которых нежелательные помехи от окружающей среды и других частей тела могут быть значительно подавлены. Наконец, признаки тела (например, тонкий язык жестов) и физиологическое состояние нескольких не контактирующих друг с другом людей, могут быть четко идентифицированы в режиме реального времени.

5. *Интеллектуальное интегрированное зондирование на основе гибридных вычислений* [18]. Чтобы в полной мере воспользоваться преимуществами интеллекта во всей цепочке зондирования, три составляющих компонента интеллектуального зондирования - сцена в физическом мире, данные в цифровом мире и мера, соединяющая два мира - должны быть совместно рассмотрены в уникальном обучаемом конвейере.

Интеллектуальная МП, развернутая в физических средах, имеет очень сильную электромагнитную связь с окружающей средой и целями. Однако к настоящему времени окружающая среда в значительной степени рассматривается как свободное пространство, например, в области беспроводной связи, что, очевидно, нереально и оказывает значительное негативное влияние на производительность сбора и обработки информации. Поэтому требуется *моделировать реалистичное взаимодействие* между интеллектуальными МП и окружающей средой. Ниже рассмотрим *уникальный пример интеллектуальной МП*, опубликованный в июне 2022 гола [23].

Беспроводная «мысленная связь» через платформу мозг – компьютер – МП

Исследование механизмов мозга человека, и, в частности, изучение механизмов обеспечения психических процессов, является одной из актуальных проблем современной науки. Китайские ученые представили электромагнитную интеллектуальную МП с интерфейсом мозг-компьютер (BCI), управляемую с помощью сигналов мозга напрямую и неинвазивно [23]. В своей работе ученые разработали и экспериментально подтвердили возможность бес-

проводной «мысленной связи» и дистанционного управления «силой мысли». Для работы устройства используются неинвазивные электроды, которые считывают электроэнцефалограмму (ЭЭГ) с помощью метода вызванного потенциала на волне P300. Напомню, что волна P300 (P3) - это компонент потенциала, связанный с событиями, возникающий в процессе принятия решений. Считается, что это эндогенный (происходящий из живой системы) потенциал, поскольку его возникновение связано не с физическими свойствами стимула, а с реакцией человека на него. Утверждается, что активность мозга можно превратить в радиоволны с помощью программируемой МП. Эта технология открывает путь к созданию управляемых «сознанием» радаров, систем обнаружения уставших водителей и другим применениям.

1. В последнее время перепрограммируемые МП, включающие в себя PIN-диоды, варикапы, микро/наноэлектромеханические системы (MEMS/NENS) [19], позволили осуществлять активный в реальном времени и программируемый контроль над функциями электромагнитного поля, которые (МП) раньше были статическими или полностью ограничены в обычных пассивных аналогах. В [23] впервые предложена и создана **электромагнитная платформа мозг-компьютер-МП (EBCM) для неинвазивного управления синтезом информации и ее беспроводной передачей** - рисунок 4. Оператор, оснащенный электродами и устройством P300 BCI, может напрямую управлять МП с различными электромагнитными функциями под визуальным стимулом с помощью определенных временных последовательностей кодирования. На рисунке 4,а продемонстрированы четыре типичные схемы, включая беспроводную связь мозга, расшифровка шаблонов кодирования, сканирование луча и многофункциональность электромагнитных модуляций.

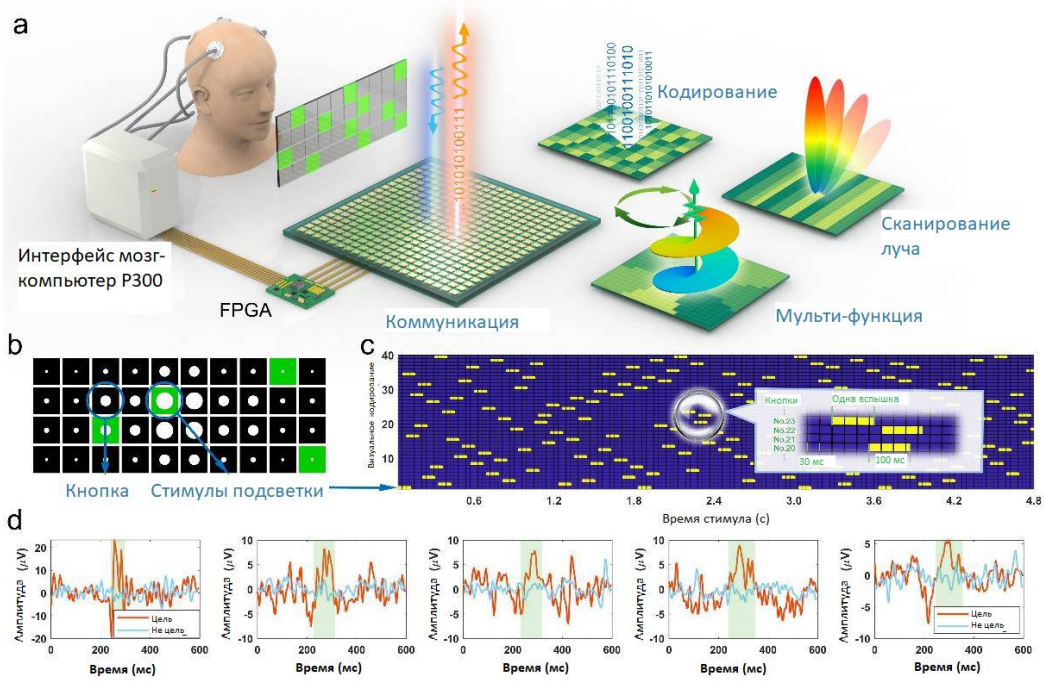


Рис. 4. Платформа EBCM [23]: (a) Системная архитектура EBCM.
(b) Графический пользовательский интерфейс схемы отклонения луча. Кнопки с разными кружками представляют разные направления рассеяния луча, где выделенный стимул — зеленые блоки.
(c) Схематическая диаграмма последовательности стимулов, в которой 40 строк представляют 40 кнопок, а желтые блоки отмечают выделение кнопок, каждое из которых длится 100 мс.
(d) Экспериментально измеренные сигналы ЭЭГ пяти нажатий кнопок, где очевидные пики амплитуды возникают примерно через 300 мс

Дисплей размещается перед оператором для отображения графического пользовательского интерфейса (GUI) и имеет виртуальную матрицу кнопок, как показано на рисунке 4,b. Разные кнопки соответствуют разным операциям шаблона кодирования EBCM. Каждая по-

пытка соответствует одной отправке команды, и кнопки начинают последовательно мигать в случайном порядке около 5 раундов, каждый из которых содержит по одной вспышке для каждой кнопки. Последовательность вспышек генерируется случайным образом перед каждым испытанием. На рисунке 4,c представлена последовательность мигания 40 кнопок (40 рядов) в схеме сканирования луча, где желтые квадраты указывают начальную точку стимула. Вертикальная ось представляет количество кнопок от 1 до 40, а горизонтальная ось представляет 160 последовательных вспышек стимула, отмеченных желтыми полосами на рисунке 4,c. Каждый отмеченный блок на рисунке 4,c соответствует продолжительности 30 мс, а каждая вспышка длится 100 мс, что охватывает чуть более 3 блоков. На рисунке 4,c мы дополнительно показываем увеличенное изображение трех вспышек, чтобы более четко проиллюстрировать временные последовательности стимулов различных кнопок.

Внимание оператора сосредоточено на кнопке, соответствующей команде, которую он хотел бы подать (т. е. цели). Когда мишень мигает, положительный потенциал может быть обнаружен на ЭЭГ примерно через 300 мс, получивший название потенциала P30034. Экспериментально доказано, что такой BCI на основе P300 эффективен для непосредственного управления мозгом внешними устройствами. Чтобы представить сигналы мозга для двух типов стимулов (целевой и нецелевой), на рисунке 4,d показаны измеренные сигналы ЭЭГ, где красная и синяя кривые соответствуют сигналам для целевого и нецелевого стимула соответственно. На каждом подрисунке рисунка 4,d сигналы, соответствующие как целевой, так и нецелевой кнопкам, усредняются по множеству вспышек. Для каждой вспышки кнопки в испытании сегмент сигнала ЭЭГ от 0 до 600 мс после начала вспышки извлекается и корректируется с помощью базовой линии, извлеченной из 200 мс до начала вспышки. Затем этот последовательный стимул используется для прямого управления программируемой логической интегральной схемой (ПЛИС) для выполнения соответствующих инструкций.

2. В качестве демонстрации концепции EBCM в [23] представлена **беспроводная «мысленная связь» между двумя операторами** – рисунок 5,a. Для оператора BCI предоставляется текстовый графический интерфейс в котором визуальная кнопка кодируется непосредственно как определенная последовательность кодирования, состоящая из «0» и «1», связанная с двумя шаблонами кодирования. Используется однолучевая диаграмма с высоким усилением и диаграмма уменьшения рассеяния для амплитудной модуляции, соответственно «1» (высокая амплитуда) и «0» (низкая амплитуда). В качестве доказательства прототипа показана беспроводная передача текста мысленно от одного оператора к другому в рамках системы связи EBCM. Оператор A, как передатчик текста, отправляет буквы, визуально глядя на кнопку символа в графическом интерфейсе EBCM. Когда целевая буква декодируется из сигналов ЭЭГ, последовательность кодирования, основанная на кодах ASCII, реализуется на ПЛИС для переключения изменяющихся во времени шаблонов.

В процессе кодирования, поскольку кнопки, представляющие связанные текстовые символы, имеют соответствующие коды ASCII, выбранная кнопка напрямую преобразуется в двоичные коды ASCII с заголовком кадра «11111111110000», как показано на рисунке 5,c. Затем, в соответствии с окончательным кодом, МП отражает высокую или низкую интенсивность в пространстве. В процессе декодирования мы сначала собираем пространственную электромагнитную энергию, используя приемный канал, включающий микрополосковую антенну, встроенную рядом с МП, как показано на рисунке 5,e, а также малошумящий усилитель (МШУ) и высокоскоростной аналого-цифровой преобразователь (АЦП), управляемый ПЛИС. Собранный поток данных представляет собой набор последовательных кадров, который представляет замеренную интенсивность при частоте сбора данных 10 МГц. Используется алгоритм декодирования, чтобы определить положение заголовка кадра для определения начальной точки кадра данных, как показано на рисунке 5,f. Затем выборочные данные переводятся в двоичные коды ASCII, и далее текст отображается в графическом интерфейсе.

Четыре текстовые последовательности успешно отправляются и принимаются с помощью платформы EBCM, включая «HELLO WORLD», «HI, SEU», «HI, SCUT» и «BCI METASURFACE». Среднее время ввода каждого символа составляет около 5 с при использовании BCI на базе P300 опытным оператором BCI. Поскольку программируемая МП может достигать скорости передачи кода «0/1» не менее 1 Мбит/с, максимальная скорость передачи символов для МП составляет около 5×10^4 символов в секунду (20 бит в каждой последовательности). Следовательно, конечная скорость передачи текста составляет около 12 символов в минуту. Стоит отметить, что BCI на основе P300 обеспечивают большую точность и надежность среди неинвазивных BCI.

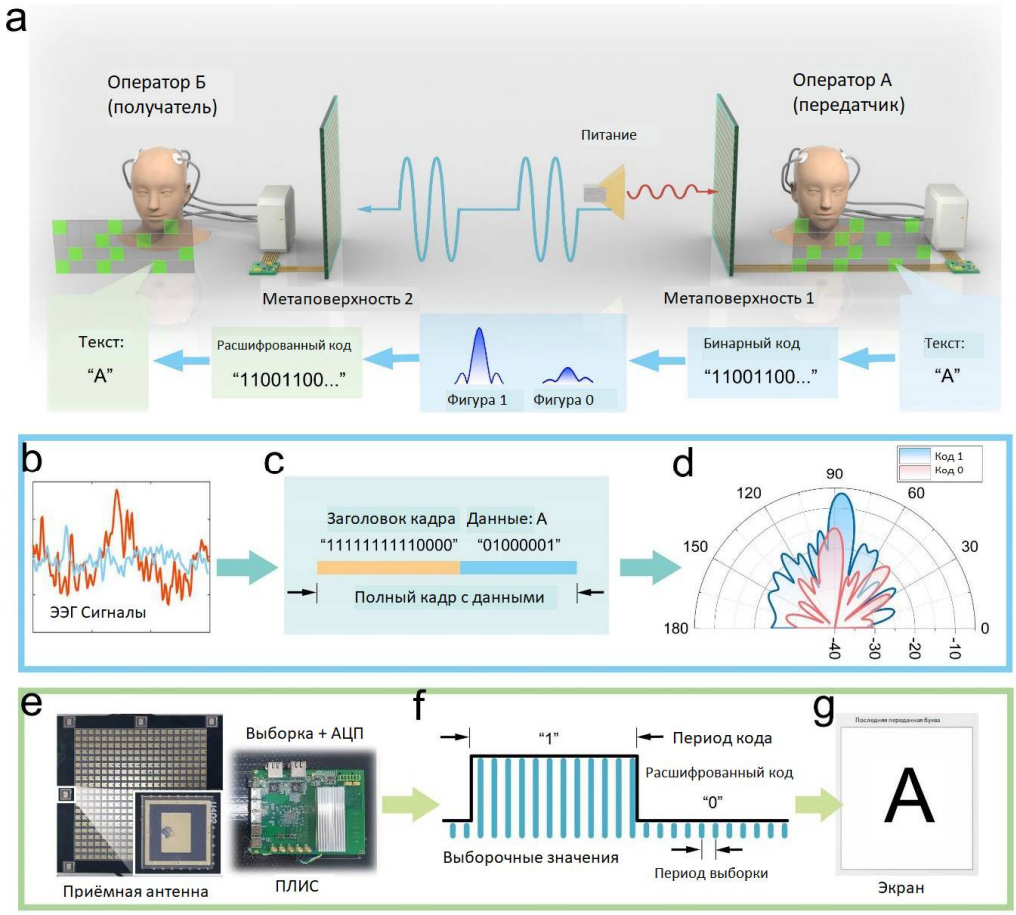


Рис. 5. Беспроводная текстовая связь с использованием EBCM [23]: a) системная архитектура системы текстовых сообщений, а также процесс кодирования и декодирования.
(b)-(d) Процесс кодирования сигналов ЭЭГ в переданные электромагнитные сигналы, где сигналы ЭЭГ, показанные в (b), сначала обнаруживаются BCI и преобразуются в цифровую последовательность (c) для беспроводной передачи, а затем излучаются с помощью МП с разными амплитудами (d).
(e)-(g) Процесс декодирования беспроводной связи, когда антенна и ПЛИС (e) сначала принимают и дискретизируют сигналы из пространства и преобразуют их в цифровые сигналы. Выборочные данные дискретизируются в коды 0/1 для декодирования (f), и, наконец, переводятся в текст для отображения (g)

3. Рассмотрим **реализацию эксперимента и результаты беспроводной связи** [23]. Подробно система связи представлена на рисунке 6,a. В передающей части сигналы ЭЭГ сначала обнаруживаются и обрабатываются устройствами BCI и транслируются в соответствующие управляющие сигналы ПЛИС. Сигналы управления следуют принципу кодирования сигналов соответствующего интерфейса, показанного на рисунках 4,b–4,d. ПЛИС выполняет кодирование и переводит PIN-диоды в нужные состояния. В приемной части микрополосковая антенна (МПА) рядом с метаповерхностью принимает электромагнитные сигналы от пе-

редатчика и направляет их в МШУ и детектор. Детектор производит выборку аналоговой амплитуды, которая далее преобразуется в цифровые коды для ПЛИС. Представленный процесс является однонаправленным, но система связи ЕВСМ является двунаправленной, поскольку фронты передачи и приема являются соответственно метаповерхностью и МПА, как показано на рисунке 6,b.

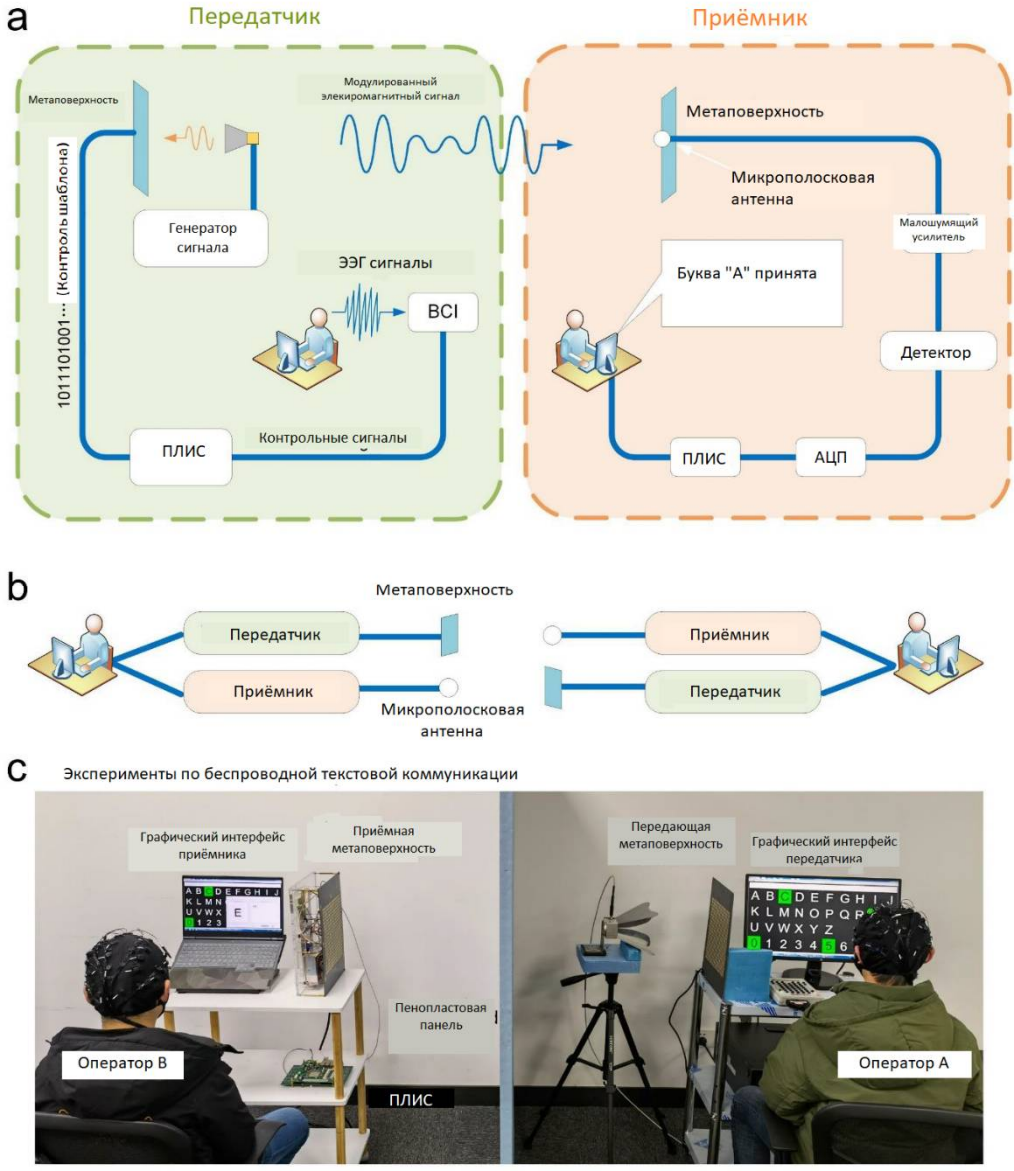


Рис. 6. Экспериментальная реализация беспроводной текстовой связи [23]:
(a) Системная архитектура эксперимента по беспроводной текстовой связи.
(b) Иллюстрация рабочего механизма передающей и принимающей частей.
(c) Сценарий эксперимента с беспроводной текстовой связью напрямую через ЕВСМ, где между двумя операторами помещается панель из пенопласта для проверки свойств беспроводной связи

Экспериментальный сценарий представлен на рисунке 6,c, в котором оператор А выполняет задачу передачи текста, а оператор Б получает и читает текст. Расстояние между передающей и принимающей МП составляет около 1,3 м, при этом передающая МП возбуждается широкополосной антенной с расстояния 0,3 м, а приемник представляет собой интегрированную вблизи приемной МП антенну, которая подключена к МШУ и детектору, а также АЦП, управляемым другим ПЛИС. Полученные и демодулированные буквы и текст оконча-

тельно отображаются в разработанном графическом интерфейсе. Результаты всех экспериментов представлены дополнительно к [23].

На рисунке 7,а представлены обработанные ЭЭГ - ответы канала 0Z на два типа стимулов (целевой и нецелевой) при произнесении испытуемым слова «HELLO». В каждой подфигуре, соответствующей написанию одного символа, для каждого из двух типов стимулов формы сигналов потенциала, связанного с событием (ERP), извлекаются с помощью фиксированного по времени среднего значения сигналов ЭЭГ по всем вспышкам цели или одной из кнопок без цели в испытании. По сравнению с нецелевыми данными, высокая амплитуда четко наблюдается примерно через 300 мс после стимула. В соответствии с сигналами ЭЭГ, EBCM выдает амплитудно-модулированные электромагнитные сигналы различных букв, используя код ASCII.

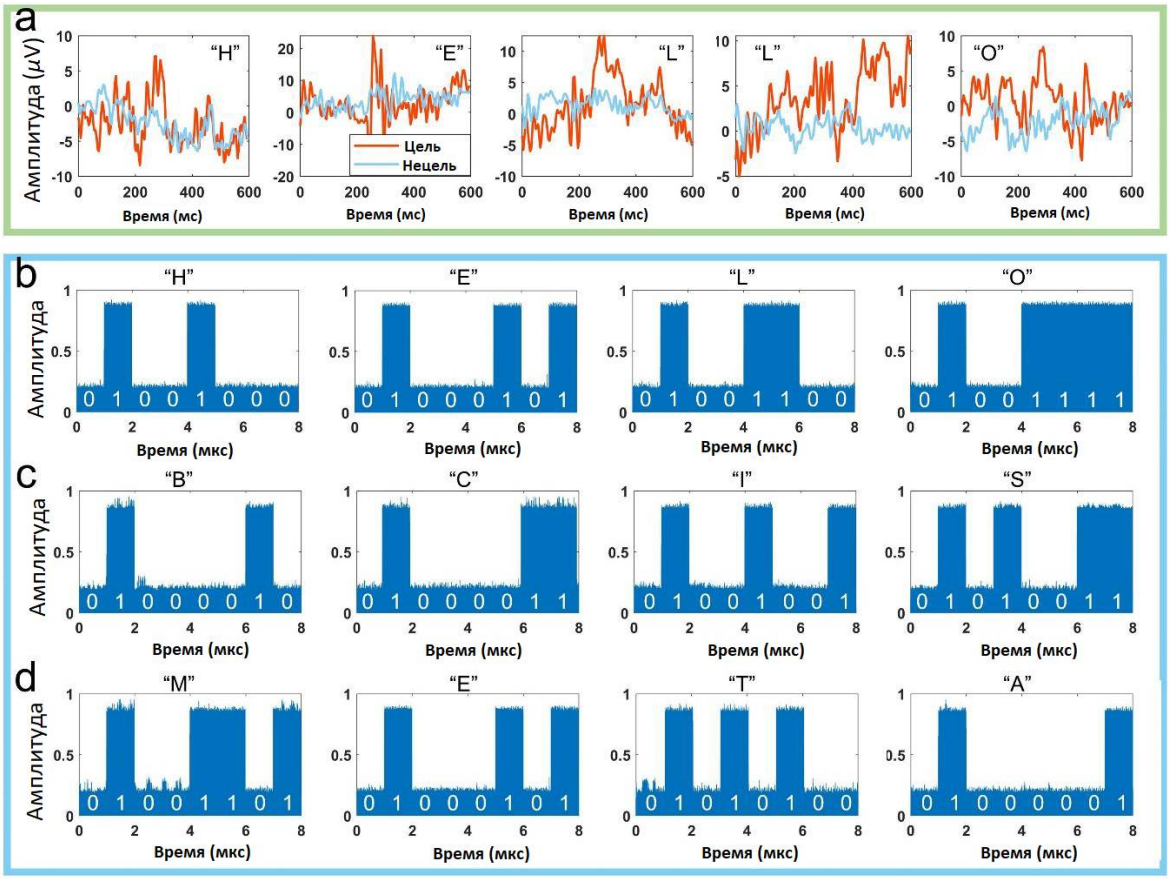


Рис. 7. Экспериментальные результаты беспроводной текстовой связи с использованием EBCM [23]:
(a) Экспериментально измеренные сигналы ЭЭГ в схеме текстовой коммуникации.
Для демонстрации представлены сегменты ЭЭГ, соответствующие пяти буквам «HELLO».
(b)-(d) Измеренные электромагнитные сигналы букв «HELO», «BCIS» и «META»

Чтобы полностью продемонстрировать беспроводную связь, дополнительно в [23] предоставлены 12 сегментов измеренных электромагнитных сигналов, включая буквы "H, E, L, O, B, C, I, S, M, E, T, A", как показано на рис. 7,b–7,d, где высокие и низкие амплитуды соответственно означают “1” и “0” в коде ASCII. Представленные данные собираются электромагнитным детектором и нормализуются. Каждое обнаружение генерирует амплитудный импульс и множество амплитудных импульсов для составления представленных данных, где высокие и низкие амплитуды соответственно означают коды 1 и 0. ASCII-коды этих букв четко прослеживаются в соответствии с рисунками 7,b–7,d.

4. Дополнительные функции **синтеза волнового фронта с помощью ЕВСМ** исследовались также в [23]. Для этого были разработаны три типовых приложения, включая сканирование визуального луча, множественные электромагнитные модуляции и ввод шаблона кодирования, а также, установлен демонстрационный прототип ЕВСМ, в котором МП заменена светодиодом вместо PIN-диода, как показано на рисунке 8,а.

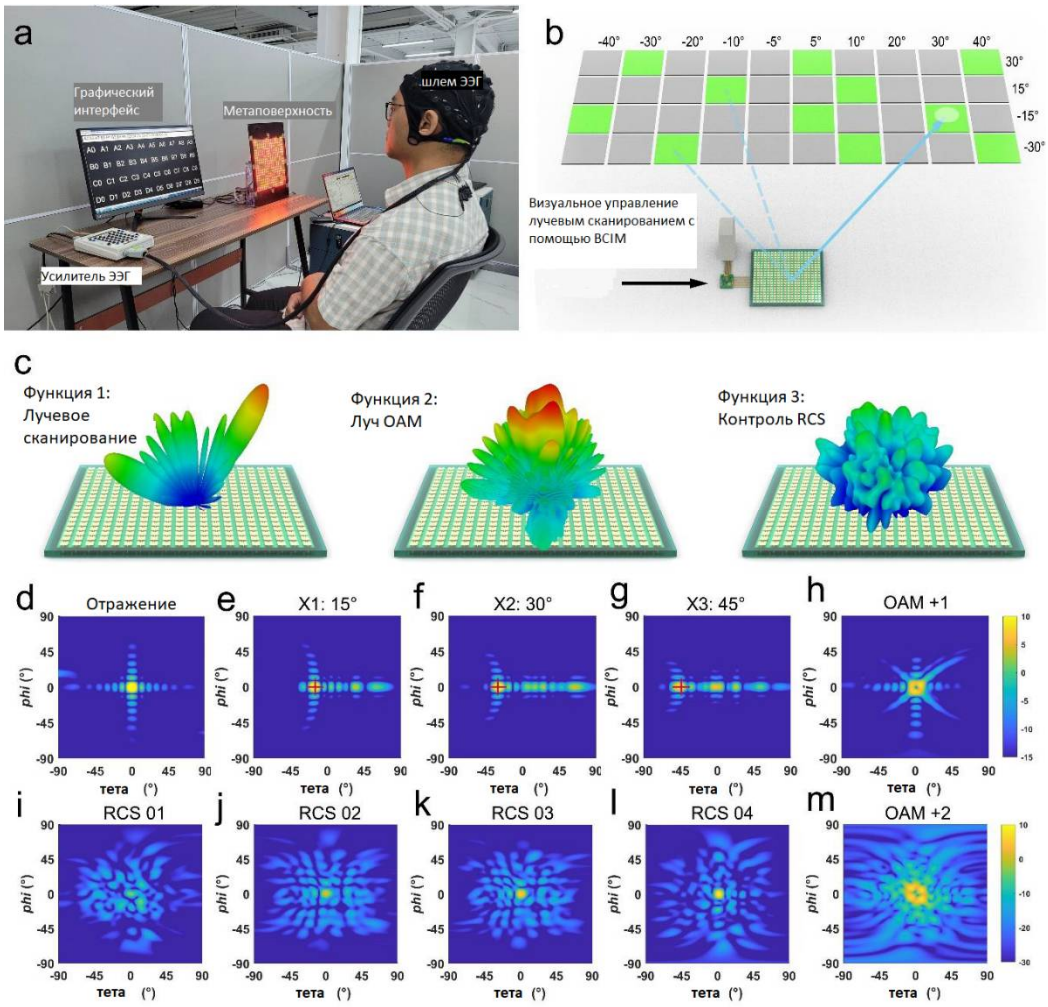


Рис. 8. Дополнительные функции синтеза волнового фронта с использованием ЕВСМ [23]:
(a) Фото схемы кодирования образов.
(b) Иллюстрация сканирования луча с помощью ЕВСМ. Визуальный взгляд оператора BCI непосредственно управляет МП, чтобы отрегулировать направление рассеяния до желаемого угла. Каждая кнопка относится к определенному направлению рассеяния.
(c) Три типовые электромагнитные функции, включая сканирование луча, генерацию луча OAM и управление RCS.
(d)-(g) Смоделированные результаты четырех видов полей сканирования луча, где результат измерения основного направления отмечен красным крестом. Рассеивающий пучок отклоняется от 0 до 45^0 по оси x.
(g)-(j) Результаты смоделированного поля контроля RCS, где значения от «01» до «04» указывают четыре уровня интенсивности отражения.
(k) и (l) Результаты моделирования в дальней зоне для режимов OAM +1 и +2. Отчетливо виден центральный нуль

Поскольку шаблоны кодирования на МП напрямую определяют электромагнитные функции, светодиоды встраивались так, чтобы интуитивно визуализировать управление шаблоном в системе проверки ЕВСМ. В схеме сканирования визуального луча мы хотим, чтобы оператор мог соответствующим образом управлять сканированием электромагнитного луча с помощью ЕВСМ, включая отклонения луча, генерацию луча с орбитальным угловым

моментом (orbital-angular momentum - OAM) и контроль радиолокационного поперечного сечения (radar cross section - RCS), как показано на рисунке 8,b. Был разработан графический интерфейс сканирования луча - рисунок 5,e. Предполагается, что эта схема может быть дополнительно интегрирована с техникой дополненной реальности (augmented reality - AR) и найдет больше применений в *адаптивной беспроводной связи «разум-текст» и интеллектуальном обнаружении радаров.*

Теперь оператор может напрямую управлять EBCM для различных электромагнитных функций, включая отклонения луча, генерацию луча с OAM и контроль RCS, как показано на рисунке 8,c. Результаты моделирования этих функций представлены на рисунках 8,d-8,m. Например, мы иллюстрируем результат вертикально отраженного одиночного луча, генерируемого однородной фазовой диаграммой на рисунке 5d, и результаты трех углов отклонения на рисунках 5,e-g, где смоделированные данные четко указывают направления рассеяния 15^0, 30^0 и 45^0, что свидетельствует о большом совпадении с измеренными направлениями, отмеченными красным крестом. В регулировке уровня RCS четыре кнопки RCS от «01» до «04» будут генерировать рассеянные поля, представленные на рисунках 8,i-l, показывающие уровни рассеяния -15 дБ, -12 дБ, -9 дБ и -6 дБ соответственно. Для генерации пучка OAM мы наблюдаем два поля рассеяния двух мод OAM (+1 и +2) на рисунках 8,h и 8,m, на которых отчетливо наблюдается нуль центральной амплитуды.

5. Таким образом, на основе платформы EBCM в [23] показано, что оператор больше не нуждается в каких-либо мышечных действиях, а только смотрит на конкретную визуальную кнопку для соответствующего последовательного стимула, который может быть распознан EBCM и преобразован в соответствующие электромагнитные сигналы для связи. Представленная работа, объединяющая электромагнитное волновое пространство и BCI, может открыть *новое направление для изучения глубокой интеграции метаповерхности, интеллекта человеческого мозга и искусственного интеллекта с целью создания новых поколений биоинтеллектуальных метаповерхностных систем.*

Заключение

Метаоптика на основе ИИ демонстрирует возможности самоконтроля. Эти умные и интеллектуальные мета-устройства на основе ИИ могут стать новой горячей темой в перекрестном поле между ИИ и метаоптикой. В настоящее время метаоптика реализовала множество оптических приложений, которые могут управлять фазой, частотой, поляризацией, амплитудой и направлением распространения света. Микроскопическая обработка изображений, квантовая обработка изображений, голографическая обработка изображений и полностью оптический сверточный чип обсуждаются в [16].

По сравнению с вычислениями с электронами в качестве среды, фотонные вычисления, естественно, имеют преимущества высокой размерности передачи информации и сильной возможности параллельной передачи. Хотя цифровые технологии относительно зрелые, их энергопотребление велико, а скорость медленная. Полностью оптические вычисления являются альтернативной схемой.

Ранние исследования объемных метаматериалов и экзотических свойств были вытеснены работой над тонкими метаповерхностями, созревшими для коммерциализации, как указано в выпуске «*Метаповерхности становятся мейнстримом*» 2023 г. [8].

Благодарности

Автор выражает искреннюю благодарность китайским ученым, с которыми были совместно выполнены и опубликованы статьи по фотонике [10-15] в ведущих международных научных журналах за период 2019–2023 гг.: 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, Jin Yuan, Xin Zhang, Wei Zhang, а также всем тем ученым из Китая, которые оперативно присылают мне через ResearchGate свои недавно вышедшие оригинальные работы.

Библиографический список

1. Chen Mu Ku, Liu Xiaoyuan, Sun Yanni, and Tsai Din Ping. Artificial Intelligence in Meta-optics // Chemical Reviews. 2022. V. 122. No. 19. P. 15356-15413.
2. Su Vin-Cent, Chu Cheng Hung, Sun Greg, and Tsai Din Ping. Advances in optical metasurfaces: fabrication and applications // Opt. Express. 2018. V. 26. No. 10. P. 13148-13182.
3. Qiu Cheng-Wei, Zhang Tan, Hu Guangwei, and Kivshar Yuri. Quo Vadis, Metasurfaces? // Nano Letters. 2021. V. 21. No. 13. P. 5461-5474.
4. Liu W, Li Z, Cheng H, Chen S. Dielectric Resonance-Based Optical Metasurfaces: From Fundamentals to Applications // iScience. 2020. V. 23. No. 12. Article No. 101868.
5. Chen Mu Ku, Leng Borui, Fan Yubin, Yao Jin, Liang Yao, Zhang Jingcheng, Liu Xiaoyuan, Sun Linshan, and Tsai Din Ping. High dimensional optical meta-devices: classical to quantum // Proc. SPIE. 2022. V. 12231. ODS 2022: Industrial Optical Devices and Systems, Article No. 1223101 (30 сентября 2022).
6. Abdelraouf Omar A. M., Wang Ziyu, Liu Hailong, Dong Zhaogang, Wang Qian, Ye Ming, Wang Xiao Renshaw, Wang Qi Jie, and Liu Hong. Recent Advances in Tunable Metasurfaces: Materials, Design, and Applications // ACS Nano. 2022. V. 16. No. 9. P. 13339-13369.
7. Padilla, W.J., Averitt, R.D. Imaging with metamaterials // Nature Reviews Phys. 2022. V. 4. No. 2. P. 85-100.
8. Metasurfaces go mainstream // Nature Photonics. 2023. V. 17. No. 1. P. 1. (22 декабря 2022).
9. Потапов А.А. Вычислительные диэлектрические метаповерхности в фотонных топологических устройствах обработки сигналов и полей // Сб. тр. XXVIII Междунар. НТК “Радиолокация, навигация, связь” (Воронеж, 27 – 29 сентября 2022 г.): В 6 тт. / Воронежский государственный университет; АО «Концерн “Созвездие”». Воронеж: Издательский дом ВГУ, 2022. Т. 4. С. 230-259.
10. Wan Lei, Pan Danping, Yang Shuaifeng, 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.
11. 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)”).
12. 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 p.
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. 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.
15. Wang Fugen, Yuan Jin, Yang Shuaifeng, Potapov Alexander A., Zhang Xin, Liang Zixian, and Feng Tianhua. Compact ring resonators of silicon nanorods for strong optomechanical interaction // Nanoscale. 2023. V. 15. No. 7. (09 февраля 2023)
16. Xu Dingyu, Wen Shuangchun, and Luo Hailu. Metasurface-Based Optical Analog Computing: From Fundamentals to Applications // Advanced Devices & Instrumentation. 2022. V. 2022. Article No. 0002. (21 декабря 2022).
17. Hail Claudio U., Foley Morgan, Sokhoyan Ruzan, Michaeli Lior, Atwater Harry A. High quality factor metasurfaces for two-dimensional wavefront manipulation // https://arxiv.org/abs/2212.05647 (12 декабря 2022). 19 p.
18. Li Lianlin, Zhao Hanting, Liu Che, Li Long, and Cui Tie Jun. Intelligent metasurfaces: control, communication and computing // eLight. 2022. V. 2. No. 7. (06 мая 2022).
19. Zhao Xiaoguang, Sun Zhenci, Zhang Lingyun, Wang Zilun, Xie Rongbo, Zhao Jiahao, You Rui, and You Zheng. Review on Metasurfaces: An Alternative Approach to Advanced Devices and Instruments // Advanced Devices & Instrumentation. 2022. V. 2022. Article No. 9765089. (12 сентября 2022).
20. Badloe T., Lee S., Rho J. Computation at the speed of light: metamaterials for all-optical calculations and neural networks // Advanced Photonics. 2022. V. 4. No. 6. Article No. 064002. (21 декабря 2022). 21 p.
21. Johnson William B., Lindenstrauss Joram. Extensions of Lipschitz mappings into a Hilbert space // Conf. in Modern Analysis and Probability (New Haven, Conn., June 8-11, 1982). P. 189-206, Contemporary Mathematics, V. 26, Amer. Math. Soc., Providence, RI, 1984.

22. Li Lianlin, Ruan Hengxin, Liu Che, Li Ying, Shuang Ya, Alù Andrea, Qiu Cheng-Wei, and Cui Tie Jun. Machine-learning reprogrammable metasurface imager // Nature Communications. 2019. V. 10. Article No.1082. (06 Марта 2019).

23. Ma Qian, Gao Wei, Xiao, Qiang, Ding Lingsong, Gao Tianyi, Zhou Yajun, Gao Xinxin, Yan Tao, Liu Che, Gu Ze, Kong Xianghong,. Abbasi Qammer H., Li Lianlin, Qiu Cheng-Wei, Li Yuanqing, and Cui Tie Jun. Directly wireless communication of human minds via non-invasive brain-computer-metasurface platform // eLight. 2022. V. 2. No. 1. (11 июня 2022).

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49

АНАЛИЗ АЛГОРИТМА СТАБИЛИЗАЦИИ УРОВНЯ ЛОЖНОЙ ТРЕВОГИ С НОРМИРОВКОЙ

В.А. Белокуров, Ч.К. Нгуен

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, belokurov.v.a@rsreu.ru, trongquang3883686@gmail.com

Аннотация. В данной работе приведён анализ влияния объема обучающей выборки на вероятность ложной тревоги и потерь в пороговом отношении сигнал-шум для различных алгоритмов стабилизации уровня ложной тревоги. Результаты анализа и моделирования показали, что при достаточно большом объеме выборки вероятность ложной тревоги F незначительно изменяется. Потери в пороговом отношении сигнал-шум не превосходят 0,1 дБ при объёме обучающей выборки больше 64 отсчетов.

Ключевые слова: стабилизация уровня ложной тревоги, пороговое отношение сигнал-шум, потоянная вероятность ложных тревог.

ANALYSIS OF ALGORITHM FOR FALSE ALARM LEVER STABILISATION WITH NORMALIZATION

V.A. Belokurov, T. Q. Nguyen

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, belokurov.v.a@rsreu.ru, trongquang3883686@gmail.com

Abstract. In this paper, we analyze the effect of sample size on the false alarm probability and the loss in threshold signal-to-noise ratio of algorithms for false alarm lever stabilisation with normalization. The results of the analysis show that with a sufficiently large sample size the false alarm probability F changes insignificantly. The loss in threshold signal-to-noise ratio does not exceed 0.1 dB when the sample size is greater than 64.

Keywords: false alarm lever stabilisation, threshold signal-to-noise ratio, CFAR.

Введение

Важным требованием в процессе обнаружения является стабилизация уровня ложных тревог (СУЛТ) [1]. На практике дисперсия шума неизвестна, кроме того, из-за изменения мощности шума изменяется заданное значение вероятности ложной тревоги. Для решения этой проблемы применяются алгоритмы стабилизации уровня ложной тревоги [2], которые обеспечивают постоянную вероятность ложной тревоги при неизвестной дисперсии шума. Возможны два подхода для решения этой задачи. В первом случае проводится оценка мощности шума и формируется адаптивный порог обнаружения. Во втором случае порог обнаружения фиксированный, но происходит нормировка входных данных к оценке дисперсии шума.

Цель работы – анализ влияния объема обучающей выборки на вероятность ложной тревоги для алгоритма стабилизации уровня ложной тревоги с нормировкой входных данных.

Постановка задачи

Модель пачки отражённого сигнала имеет вид [1]:

$$\begin{cases} H_0 : \mathbf{z} = \mathbf{n} \\ H_1 : \mathbf{z} = \mathbf{s} + \mathbf{n} \end{cases},$$

где, **n**– вектор с шумами измерений, представляющий собой комплексный случайный процесс с нулевым математическим ожиданием и неизвестной дисперсией;

s– вектор сигнала [3].

Гипотеза H_0: отсутствие целей; гипотеза H_1: присутствие целей. Фаза сигнала φ_c, равномерно распределена на интервале $[0...2\pi]$.

Отношение правдоподобия имеет вид:

$$\Lambda(\mathbf{z}) = \frac{p(z|H_1)}{p(z|H_0)}, \quad (1)$$

где $p(z|H_i)$ - плотность вероятности вектора **z** при гипотезе H_i, i=0,1.

Функция правдоподобия при гипотезе H_0 имеет вид:

$$p(\mathbf{z}|H_0) = \frac{1}{\pi^N \det\{\mathbf{R}_ш\}} \exp(-\mathbf{z}^H \mathbf{R}_ш^{-1} \mathbf{z}), \quad (2)$$

где H – символ комплексного сопряжения и транспонирования;

$\mathbf{R}_ш$ - корреляционная матрица шума.

Функция правдоподобия при гипотезе H_1 имеет вид:

$$p(\mathbf{z}|H_1) = \frac{1}{\pi^N \det\{\mathbf{R}_{сш}\}} \exp(-z^H \mathbf{R}_{сш}^{-1} z), \quad (3)$$

где $\mathbf{R}_{сш}$ – корреляционная матрица смеси сигнал – шум: $\mathbf{R}_{сш} = \sigma_c^2 \mathbf{p}\mathbf{p}^H + \mathbf{R}_ш$;

p – опорный вектор, который имеет вид: $\mathbf{p} = \{\exp(jk\varphi_c)\}$.

Из выражений (2), (3) получается отношение провдоподобия (1):

$$\ln\Lambda(\mathbf{z}) = \ln\left(\frac{p(\mathbf{z}|H_1)}{p(\mathbf{z}|H_0)}\right) = \ln\left(|\mathbf{R}_ш|\right) - \ln\left(\left|\sigma_c^2 \mathbf{p}\mathbf{p}^H + \mathbf{R}_ш\right|\right) + \sigma_c^2 \frac{\mathbf{z}^H \mathbf{R}_ш^{-1} \mathbf{p}\mathbf{p}^H \mathbf{R}_ш^{-1} \mathbf{z}}{1 + \sigma_c^2 \mathbf{p}^H \mathbf{R}_ш^{-1} \mathbf{p}}. \quad (4)$$

Из выражения (4), достаточная статистика имеет вид:

$$\left|\mathbf{p}^H \mathbf{R}_ш^{-1} \mathbf{z}\right|^2 \geq \eta,$$

где η - порог обнаружения.

При отсутствии корреляции шума наблюдений в каналах по дальности, достаточная статистика обозначается:

$$y = \frac{1}{\sigma_{ш}^2}\left|\mathbf{p}^{\mathrm{H}}\mathbf{z}\right|^2 \geq \eta\,.$$

Плотность распределения вероятностей величины $\left|\mathbf{p}^{\mathrm{H}}\mathbf{z}\right|^2$ в *i*-м канале по скорости соответствует экспоненциальному закону распределения [4]:

$$p(x_i) = \frac{1}{\sigma_{ш}^2}\exp\left(\frac{-x_i}{\sigma_{ш}^2}\right). \tag{5}$$

Зависимость вероятности ложной тревоги F от порога обнаружения u определяется выражением:

$$F = \int_{u}^{\infty} p(x / H_0) = \int_{u}^{\infty} \frac{1}{\sigma_{ш}^2}\exp\left(\frac{-x}{\sigma_{ш}^2}\right)dx\,. \tag{6}$$

Из выражения (6) порог обнаружения имеет вид:

$$u = \sigma_{ш}^2 \cdot \ln\left(\frac{1}{F}\right). \tag{7}$$

Как видно из выражения (7), порог обнаружения зависит от значения дисперсии шума $\sigma_{ш}^2$. С учётом того, что априорно значение $\sigma_{ш}^2$ неизвестно, то в выражение (7) подставляют оценку дисперсии шума $\hat{\sigma}_{ш}^2$.

Оценка дисперсии шума при экспоненциальном распределении отсчётов имеет вид:

$$\hat{\sigma}_{ш}^2 = \frac{1}{M}\sum_{i=0}^{M-1} y_i\,. \tag{8}$$

Оценка дисперсия шума имеет гамма-распределение [5]:

$$p_{\hat{\sigma}_{ш}^2}(y) = \frac{M}{\Gamma(M)\hat{\sigma}_{ш}^2}\left(\frac{My}{\hat{\sigma}_{ш}^2}\right)^{M-1}\exp\left(-\frac{My}{\hat{\sigma}_{ш}^2}\right). \tag{9}$$

Вероятность ложной тревоги шума имеет вид:

$$F = \int_{u}^{\infty}\left[\int_{0}^{\infty}\frac{1}{\sigma_{ш}^2}\exp\left(\frac{-x}{\sigma_{ш}^2}\right)\frac{M}{\Gamma(M)\sigma_{ш}^2}\left(\frac{M\cdot x}{\sigma_{ш}^2}\right)^{M-1}\exp\left(\frac{-Mx}{\sigma_{ш}^2}\right)d\left(\sigma_{ш}^2\right)\right]dx\,. \tag{10}$$

Требуемое значение порога обнаружения по нормировке шума при стабилизации вероятности ложной тревоги имеет вид [1]:

$$u = M\left(F^{-\frac{1}{M}} - 1\right). \tag{11}$$

Схемы стабилизации уровня ложной тревоги с нормировкой

Рассмотрим и проанализируем схемы алгоритмов стабилизации уровня ложной тревоги при обнаружении пачки импульсов, отражённых от целей.

На рисунке 1 показана структурная схема алгоритма стабилизации уровня ложной тревоги с адаптивным порогом, имеющая следующие обозначения: ПУ – пороговое устройство; БПФ – быстрое преобразование Фурье; КвД – квадратичный детектор; Ум – умножитель.

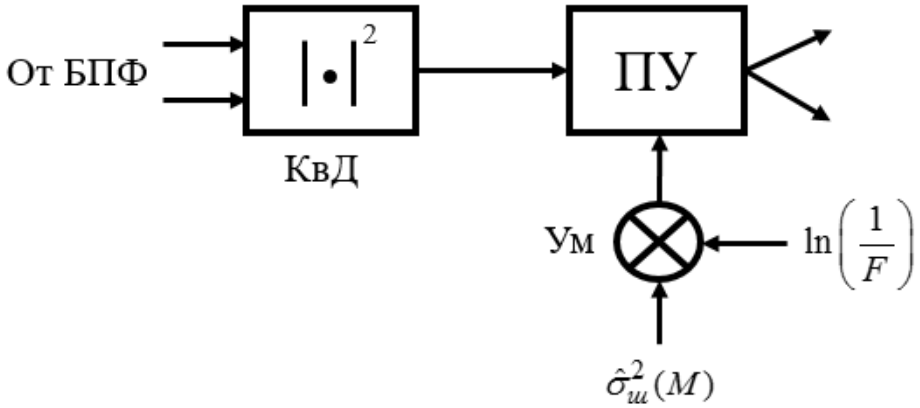


Рис. 1. Структурная схема алгоритма стабилизации уровня ложной тревоги с адаптивным порогом

Адаптивный порог обнаружения получается путем умножения оценки оценку дисперсии шума $\hat{\sigma}_ш^2$ на постоянную $\ln\left(\frac{1}{F}\right)$. В этой схеме, величина $\left|\mathbf{p}^{\mathrm{H}}\mathbf{z}\right|^2$ с выхода квадратичного детектора сравнивается с адаптивном порогом.

На рисунке 2 показана структурная схема алгоритма стабилизации уровня ложной тревоги с фиксированным порогом.

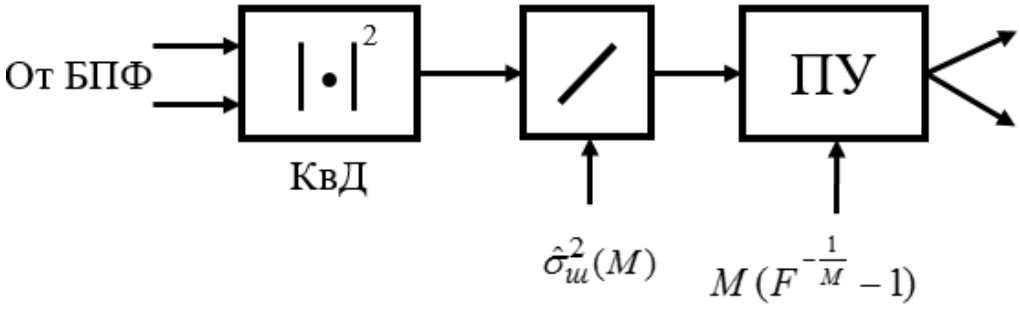


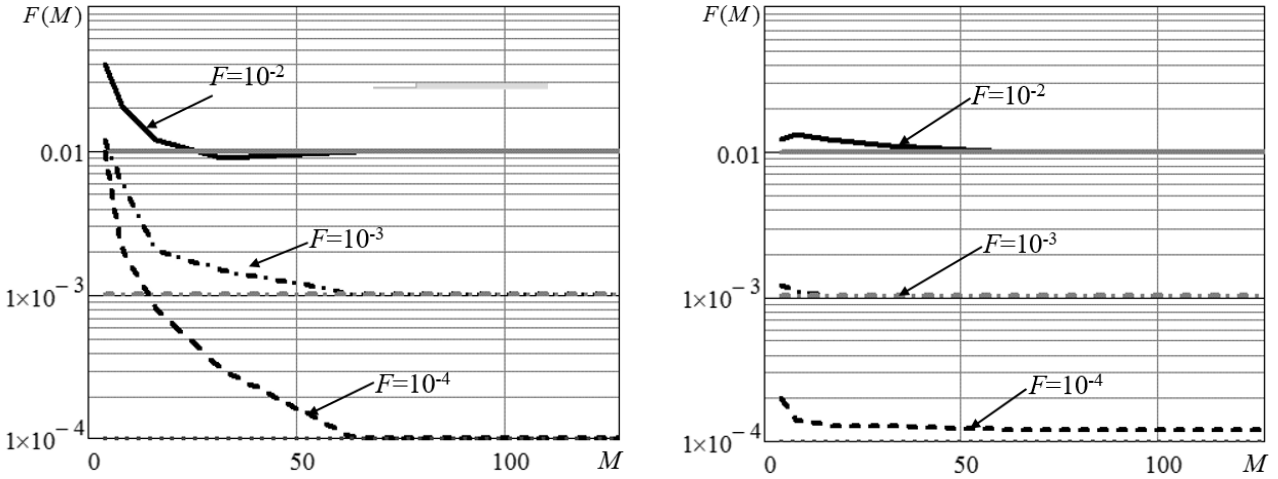
Рис. 2. Структурная схема алгоритма стабилизации уровня ложной тревоги с фиксированным порогом и нормировкой входных данных

Величина $\left|\mathbf{p}^{\mathrm{H}}\mathbf{z}\right|^2$ с выхода квадратичного детектора нормируется путем деления на оценку дисперсии шума $\hat{\sigma}^2_{ш}$. После этого отсчеты нормированной статистики $\frac{1}{\hat{\sigma}^2_{ш}}\left|\mathbf{p}^{\mathrm{H}}\mathbf{z}\right|^2$ сравниваются с фиксированным порогом $M(F^{-\frac{1}{M}}-1)$.

Результаты моделирования

Далее проверяем стабилизацию уровня ложной тревоги для обеих схем стабилизации уровня ложной тревоги, представленных на рисунках 1 и 2.

На рисунках 3а и б показаны зависимости вероятности ложной тревоги, полученной при помощи моделирования для схем стабилизации вероятности ложной тревоги, представленных на рис.1 и 2 в зависимости от объёма обучающей выборки *M*. Параметры, при которых построены данные зависимости: заданные вероятности ложной тревоги F=10^{-2}, F=10^{-3}, F=10^{-4}; объём выборки меняется в диапазоне M = 4…128. Сплошной линией показана зависимость вероятности ложной тревоги от объема выборки при значении F=10^{-2}; штрихпунктирной тонкой линией – значение F=10^{-3}; пунктирной линией – значение F=10^{-4}.

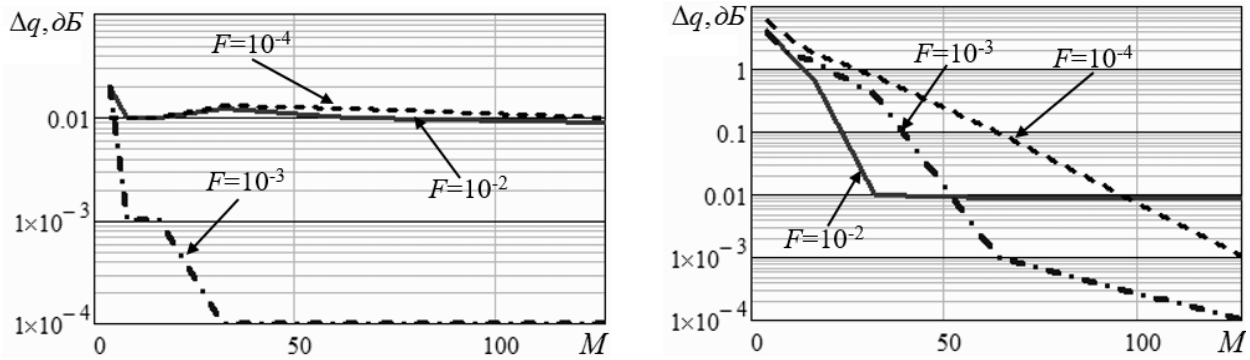


а) б)

Рис. 3. Зависимость вероятности ложной тревоги от объёма выборки:
а) адаптивный порог; б) фиксированный порог

Анализ зависимостей на рис. 3 показывает, что оценка вероятности ложной тревоги стремится к истинному значению при увеличении объема обучающей выборки для схемы с адаптивным порогом и незначительно изменяется для схемы с фиксированным порогом.

Рассмотрим зависимость потерь в пороговом отношении сигнал-шум от объёма обучающей выборки *M* для обеих схем стабилизации уровня ложных тревог при различных значениях *F*. Потери определялись при *D*=0,9. Данные зависимости показаны на рис. 4а и б.



а) б)

Рис. 4. Зависимости потери в пороговом отношении сигнал-шум от объёма выборки:
а) адаптивный порог; б) фиксированный порог

На рисунках 4а, б сплошная линией - потери в пороговом отношении сигнал-шум при значении $F=10^{-2}$; штрихпунктирная тонкая линия – при $F=10^{-3}$; пунктирная линия – при $F=10^{-4}$. Анализ зависимостей показывает, что в схеме с адаптивным порогом обнаружения величина потерь в пороговом отношении не превосходит 0,01 дБ при объеме обучающей выборки M больше 8. В схеме с фиксированным порогом обнаружения величина потерь уменьшается до 0,1 дБ при M больше 64 отсчётов.

Выводы

Результаты анализа показывают, что при использовании алгоритма стабилизации уровня ложной тревоги адаптивным порогом величина потерь в пороговом отношении сигнал-шум не превосходит 0,01 дБ от объема обучающей выборки M, однако при этом вероятность ложной тревоги F стремится к установленному значению вероятности при M больше 64 отсчётов при N=256. В схеме стабилизации уровня ложных тревог с фиксированным порогом обнаружения и нормировкой входных данных величина вероятности ложной тревоги не зависит от объема обучающей выборки M. При увеличении объёма M обучающей выборки больше 64 отсчётов потери составляют величину не более 0,1 дБ.

Полученные в данной работе результаты позволяют рекомендовать схему с адаптивным порогом обнаружения при объеме M больше 64 отсчётов, а схему с фиксированным порогом обнаружения при M меньше 64.

Библиографический список

1. Mark A. Richards. Fundamentals of Radar Signal Processing. – McGraw – Hill Education. 2014, p. 894.

2. Жиганов, С.Н. Алгоритм стабилизации уровня ложных тревог при «короткой» помехе / С.Г. Жиганов // Методы и устройства передачи обработки информации. – 2006, №7. - С.133-138.

3. Белокуров В.А. Когерентное межобзорное накопление флуктуирующих пачек импульсов / В.А. Белокуров // Вестник РГРТУ. – 2019, №68. - С15-19.

4. Горяинов, В.Т. Статистическая радиотехника: Примеры и задачи / В.Т. Горяинов, А.Г. Журавлев, В.И. Тихонов // М.: Советское радио. – 1980. – 544с.

5. Белокуров, В.А. Пороговая обработка при межобзорном обнаружении отраженного радиолокационного сигнала на фоне нестационарного некоррелированного шума / В.А. Белокуров, В.И. Кошелев // Цифровая обработка сигналов. – 2022. - №1. – С53-56.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

НЕОЧЕВИДНЫЕ ПРОБЛЕМЫ СИММЕТРИЧНОГО МЕТОДА ШИФРОВАНИЯ РАДИОСООБЩЕНИЙ

В.А. Королев*, К.С. Кириченко,**
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
*Российская Федерация, Рязань, *korolevvlad@yandex.ru,** the.radik.the@gmail.com*

Аннотация. В работе рассматриваются способы передачи информации с использованием симметричного метода шифрования. Приводятся его основные достоинства и недостатки, а также принципы шифрования информационных сигналов.
Ключевые слова: базовый ключ (BK), симметричный метод шифрования (SEM), криптоалгоритмическая задача (CAP), блокчейн (BC).

UNOBVIOUS PROBLEMS OF THE SYMMETRIC RADIO MESSAGE ENCRYPTION METHOD

V.A. Korolev*, K.S. Kirichenko**
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
*Russian Federation, Ryazan, *korolevvlad@yandex.ru,** the.radik.the@gmail.com*

Annotation. The paper considers ways of transmitting information using a symmetric encryption method. Its main advantages and disadvantages, as well as the principles of encryption of information signals are given.
Keywords: Basic key (BK), symmetric encryption method (SEM), crypto-algorithmic problem (CAP), Blockchain (BC).

Для шифрования любой мощности и степени сложности действуют схожие правила. Говоря о методах шифрования, стоит уточнить, что любой метод кодирования может быть разгадан, и сообщение будет дешифровано. Эта главная особенность линейной криптографии: любая, сколь угодно сложная, система шифрования достаточно объёмного сообщения может быть взломана перебором всех возможных ключей. Существуют абсолютно криптостойкие шифры, но они не взламываются только теоретически, так как требуют слишком много времени на шифровку и дешифровку, притом действительно они не используются для передачи секретных радиосообщений.

Отправитель изменяет сообщение – шифрует его. Чаще всего, он последовательно производит ряд дискретных операций с линейным отображением радиограммы. Алгоритм последовательности этих операций в виде линейного сообщения, то есть те правила, по которым шифруется сообщение, представленные в виде числа – это ключ. Соответственно, при условии шифровки, в любой задаче по криптографии неизменно используются понятия ключа и сообщения. И как бы они не назывались, сколько ключей бы не использовалось, и какие бы не создавались алгоритмы, для генерации новых ключей во время работы программы шифрования, мы будем считать, что работаем с двумя линейными последовательностями.

Таким образом, при решении стандартной задачи шифрования информации, у нас присутствуют следующие элементы: отправитель и получатель, передаваемое сообщение, шифр и ключ, а также злоумышленник, который собирается перехватить информацию. Притом, мы допускаем, что злоумышленник не собирается расшифровывать сообщение простым перебором всех возможных значений ключа бесконечное количество времени, а использует стратегии по дешифровке, или перехвату ключа.

Стоит уточнить, что при обмене засекреченными радиосигналами, дешифровкой занимается не только злоумышленник, который пытается перехватить сигнал, но и получатель, которому предназначалось сообщение. Разница лишь в том, что получателю известен код расшифровки (ключ), а перехватчик пытается расшифровать исходное послание без ключа. Но существуют и такие методы шифрования, где даже наличие ключа и понимания алгоритма шифрования, не позволит дешифровать сообщение.

Симметричный метод шифрования подразумевает, что для потокового обмена сообщениями со стороны отправителя и получателя применяется всего один пароль. Алгоритм такого обмена выглядит следущим образом: существует программа шифратор, работающая в обе стороны (на шифровку и дешифровку) и некий простой неизменный математический алгоритм шифрования. На его вход подаётся сообщение и ключ (в симметричных системах шифрования он называется просто «пароль»). На выходе программа обмена получает зашифрованное сообщение. Оно отправляется получателю вместе с ключом. На рисунке 1 схематично представлен процесс работы симметричного алгоритма с информацией. Очевидно, что вторая сторона используя полученный код и шифр также получает доступ к сообщению при помощи единственного ключа. Такой способ хорош для систем, от которых требуется надёжность и оперативность.

Рис.1. Симметричный метод шифрования

Все незащищённые месенджеры используют именно такой метод шифрования сообщений. Звонки и видеозвонки шифруются более надёжно. Брелоки, связывающиеся с автомобилем или автоматической дверью, шлагбаумом или окном тоже используют один простой ключ для шифровки сообщений. Для таких систем связи не принципиально, как будет защищена информация. Такие системы оценивают по критериям надёжности и быстродействия. Очевидно, что для более устойчивых ко взлому систем созданы другие алгоритмы и принципы шифровки информации.

Чтобы исправить недочёты первого метода, был разработан асимметричный способ шифрования. При использовании такого метода неизменно применяют два (или более) ключа. Ключи тоже делятся на два вида — публичный (открытый ключ) и секретный (закрытый ключ). Публичный ключ это сложный алгоритм шифровки, он сгенерирован таким образом, что им можно только шифровать сообщения, но расшифровать с его помощью уже невозможно. Это можно сравнить с захлопыванием входной двери. Чтобы расшифровать сообщение программа прибегает ко второму типу ключа. Закрытый ключ не отсылается всем участникам обмена информацией, а остаётся на стороне сервера. На рисунке 2 схематично представлен процесс работы асимметричного алгоритма с информацией.

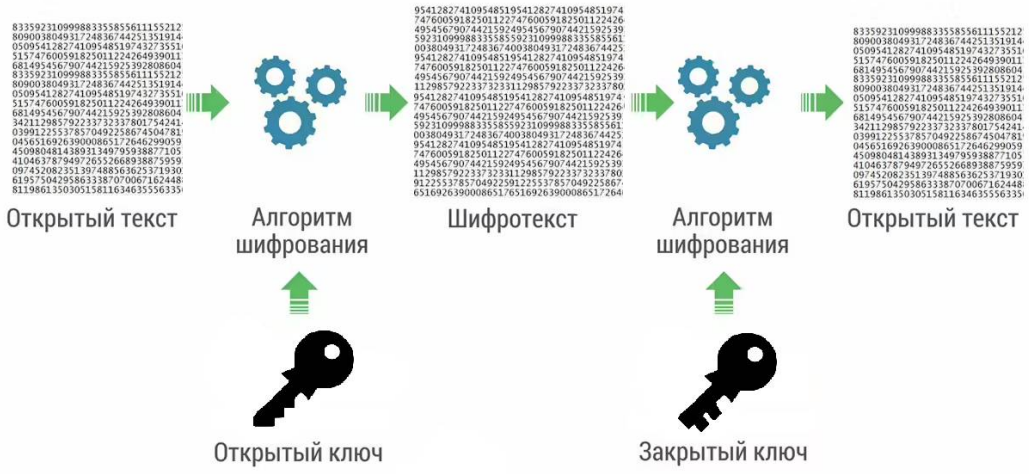


Рис.2. Асимметричный метод шифрования

Чаще всего, говоря о ассиметричном методе шифрования информации, упор делается на положение второго ключа. На самом деле, главное новшество, которое и делает этот способ таким надёжным, заложено в принципе асимметрии: зашифрованное одним из ключей сообщение можно расшифровать лишь с помощью другого, и никак иначе. Шифратор не является дешифратором. По сути, и значимости сами ключи равноценны, и даже если исключить из системы сервер, алгоритм всё ещё будет достаточно надёжен. Он устойчив до такой степени, что если один из абонентов будет постоянно передавать вместе со своим сообщением ключ к расшифровке, злоумышленник не сможет никак прочитать переписку.

Таким образом, область применения метода шифрования расширяется. Данные алгоритмы шифрования и расшифровки дают возможность программе агрегации сообщений одновременно поддерживать связь с любым количеством пользователей, и для устойчивости сети от взлома не нужно генерировать разные ключи для каждой пары абонентов. Помимо этого, этот метод шифрования даёт возможность открыто распространять пароли, как по внутренней сети связи конкретного приложения, так и по другим сетям, ведь не имея второго ключа, любое исходное сообщение останется для злоумышленника недоступным.

Такой метод шифрования крайне популярен для решении задач налаживания связи с большим числом пользователей. Притом, только он позволяет достичь достаточного уровня безопасности.

Именно на этом принципе работает протокол SSL, позволяющий устанавливать безопасные соединения с пользователями, т. к. закрытый ключ есть только на стороне сервера и недоступен даже отправителю сообщения. Также, при обмене паролями и их сверке для любых устройств используется только этот метод.

При использовании сайтов «https://», при использовании большинства мобильных приложений с выходом в интернет используется усложнённый ассиметричный метод шифрования. Дело в том, что симметричный метод очень уязвим. Это одна из главных проблем такого метода.

При упоминании достоинств метода ассиметричного метода шифрования, может сложиться впечатление, что симметричный метод не так надёжен из-за принципа хранения ключа. Это не совсем так.

Существует базовое функциональное различие между генерацией ключа для симметричного и асимметричного метода шифрования. Оно связано с длиной и сложностью ключей, которые измеряются в битах и напрямую связаны, как со временем работы программы, так и с уровнем безопасности каждого алгоритма [1].

При использовании симметричного метода шифрования система шифровки подбирает ключи случайным образом. Несмотря на то, что математически для численных методов разработки ключа генерация случайного значения это одна из самых сложных операций, затраты компенсируются его размером. Общепринятая длина ключа для симметричного метода шифрования варьируется между 128 и 256 бит в зависимости от требуемого уровня безопасности.

В асимметричном шифровании невозможно сгенерировать оба ключа случайно. Чтобы один ключ был только для шифровки, а другой для дешифровки, между открытым и приватным ключами должна существовать прямая математическая связь. Но, эта связь не должна быть очевидной, чтобы при получении одного ключа можно было получить другой. Чаще всего, в таких системах заложено уравнение, и блок со входом и выходом. Открытый и приватный ключ связывает определенная математическая формула, притом программа устроена так, что из приватного ключа получают открытый, а не на оборот. Таким образом, если злоумышленник получит формулу, связывающие ключи, он не сможет применить эту информацию, чтобы сразу получить второй ключ и разгадать шифр. Из результата работы блока с формулой и самой формулы получить исходные данные невозможно без долгих вычислений. Это ещё одна преграда на пути взломщика. Такая мера защиты – это ещё и неочевидная проблема симметричного типа шифрования, потому что там такую зависимость создать не удастся даже при использовании нескольких ключей.

Несмотря на такой метод создания связи между ключами, между ними есть математическая связь, которой может воспользоваться злоумышленники. Вредоносная программа взлома способна автоматически сгенерировать из открытого ключа и сообщения шаблон для взлома шифра. Чтобы усложнить работу этих программ, сами асимметричные ключи должны быть достаточного размера и сложности, чтобы обеспечить высокий уровень безопасности, за счёт замедления работы взломщика при создании оптимального шаблона дешифровки сообщений.

У представленных методов различие в длине ключа настолько существенное, что 128-битный симметричный ключ и 2048-битный асимметричный ключ обеспечивают примерно один и тот же уровень криптосктойкости.

Основная проблема симметричного метода шифрования

Далее речь пойдёт о неочевидных вопросах, которые связаны с хранением и получением симметричного ключа. Можно не прибегать к ассиметричному методу шифрования, если у отправителя и получателя будут достаточно надёжные ключи, которые будут со временем меняться. При использовании SEM(симметричного метода шифрования) необходимо либо передавать ключ с сообщением, либо существует необходимость наличия двух изначально одинаковых ключей, которые будут располагаться на разных устройствах и независимо симметрично (одинаково во времени и по общей сумме) меняться со временем, неизменно приходя к новым значениям. При удалённом изменении ключей, они обязательно должны приходить к одним результатам.

Именно поэтому, чаще всего, ключи изменяются по встроенному алгоритму. Нет надобности в его изменении, так как сам алгоритм никогда не пересылается между устройствами, использующими SM. Ключевая последовательность манипуляций проста и доступна, потому она и преобразованный единственный ключ (ВК) могут многократно использоваться во время обмена информацией [2].

Речь идёт не о шифровке сообщения, а о преобразовании ключа. С точки зрения математической основы криптографии не существует кода, который невозможно расшифровать без ключа, условно бесконечно перебирая разные комбинаций взаимодействий с зашифрованным сообщением, но существуют способы передачи зашифрованной информации, кото-

рые сводят возможность перехвата и дешифровки к минимуму. Эти способы связаны с передачей между устройствами [3].

При передаче данных с использованием SM, существует потребность в наличии двух ключей, у отправителя и получателя сообщения. В современной криптографии эта проблема имеет ряд обоснований, таких как: принципы независимой передачи без дополнительных маркеров, предупреждающих о смене ключа, а также закрепление ключа за некиминтернет-ресурсом. Это только один из способов решения этой проблемы. Существуют два основных метода.

Методы передачи ключа при симметричном методе шифрования

Первый метод основан на простой отправке ключа вместе с зашифрованным сообщением. С точки зрения криптосктойкости, не имеет значения, как передавался ключ, вместе с сообщением или раздельно, в любом случае, такой метод принято считать самым уязвимым.

Вторым методом можно назвать использование стороннего алгоритма, который будет генерировать новый ключ на устройстве получателя и отправителя. Такой метод более защищён, но современные технологии позволяют разгадать алгоритм генерации нового ключа, имея достаточный объём сообщений.

Несмотря на удачные примеры использования таких методов решения проблемы, существует версия, что каждый новый этап развития криптографии, а именно, способов перехвата зашифрованных сообщений делает более очевидной проблему невозможности наличия двух базовых ключей, меняющихся вместе и симметрично [4].

Решение проблем SMс использованием технологии Блокчейн (BC)

Высказываются предположения, что существует средство, которое способно решить проблему симметричных базовых ключей – это Блокчейн (BC). Блокчейн сам по себе является криптографической структурой: непрерывная цепочка блоков, доступ к каждому из которых можно получить, только имея информацию о предыдущем. Это значит, что не только блокчейн использует криптографические алгоритмы, но и самые эти алгоритмы можно улучшить, используя блокчейн, как единственный способ держать ключ вне устройств и менять его по нужде шифрования сообщений.

В настоящее время Блокчейн использует две основные формы криптографии: криптографию с открытым ключом и хэш-функции. Однако все чаще используются и другие криптографические методы для обеспечения масштабирования, конфиденциальности и внешних подключений к Блокчейну. При разговоре о шифровании информации, нас интересуют те функции Блокчейна, которые позволят хранить ключ в недоступном месте, и чтобы доступ к нему мог получать только один из абонентов во время создания и обеспечения шифрованной связи.

Только используя BC возможно гарантированно изменить сам принцип хранения ключа при шифровании информации. Отдельным аргументом за использование BC является сфера использования классических методов шифрования, которые борются с проблемой ключей (BK) базовыми методами.

Такие системы широко применяются как для гражданских, так и для военных нужд. Только ассиметричный способ шифрования позволяет гарантировать сохранность передаваемой информации. Рассекретив способ шифровки, невозможно точно определить, как расшифровать такое сообщение. Если же зашифрованное сообщение будет дешифровано, то ответное послание злоумышленник дешифровать не сможет, потому что оно расшифровывается другим секретным ключом. Эти преимущества и сделали ассиметричный

способ шифрования основным в настоящее время, но проблема хранения ключей и работе с ними осталась нерешённой [5].

Использование шифрования криптовалютами

Перечисленные в статье методы шифрования уже давно используются многими в крипто-кошельках в качестве единственного способа обеспечения высокого уровня безопасности конечных пользователей. Методы, относящиеся к ассиметричному методу шифрования, часто используются, когда внешний пользователь платформы с технологией Блокчейн устанавливает пароль для файла своего кошелька, который используется для доступа к программному обеспечению (использует цифровую подпись).

Возможно, методы применяемые ими не только включают себя упомянутые приёмы передачи ключа, но и изменяют метод симметричного шифрования.

Из-за того, что почти все существующие криптовалюты используют уже знакомые открытый и приватный ключ, существует распространенное заблуждение, что такие Блокчейн системы используют классическое асимметричное шифрование. Но это не совсем так.

Не все системы с цифровой подписью используют шифрование, даже если они предоставляют публичный и приватный ключи. Фактически, сообщение может быть подписано цифровой подписью вовсе без использования любого из перечисленных шифров. Защищённость обеспечивается иным образом. Сам факт подписи изменяет алгоритм, и новые ключи генерируются по-новому. Например, RSA является одним из примеров такого алгоритма. Его можно использовать для подписи зашифрованных сообщений, но у алгоритма цифровой подписи, который используется в Биткойн (называемый ECDSA) классическое ассиметричное шифрование отсутствует.

Возможно, благодаря самой технологии Блокчейн исчезнет надобность для создания пар ключей и алгоритмов по выдаче их пользователям и серверам. Алгоритмы ключа будут записываться в самих блоках и меняться от сообщения к сообщению.

Таким образом, предложенные в этой статье методы могут существенно улучшить способы шифрования информации [6].

Библиографический список

1. А. П. Алферов, А. Ю. Зубов, А. С. Кузьмин, А. В. Черемушкин. Основы Криптографии / Гелиос АРВ (дополненное издание), 2002.

2. Мао В. Современная криптография: Теория и практика / пер. Д. А. Клюшина / М.: Вильямс, 2005.

3. Шнейер Брюс, Фергюсон Нильс. Прктическая криптография.

4. К. Шеннон. Теория связи в секретных системах / Работы по теории информации и кибернетике / Перевод С. Карпова. / М.: ИЛ, 1963. — С. 243—322. Архивная копия от 22 декабря 2014.

5. Павел Исаев. Некоторые алгоритмы ручного шифрования / КомпьютерПресс. — 2003. — Вып. 3.

6. Binans Academy. Сравнение симметричного и ассиметричного метода шифрования. Опубликовано 22 апреля 2019. Обновлено 16 ноября 2022.

УДК 621.317; ГРНТИ 29.33.18

АНАЛИЗ ЛАЗЕРНЫХ ОТРАЖЕНИЙ ОТ АТМОСФЕРНЫХ ОБЪЕКТОВ

Е.А. Жирков

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина,
Российская Федерация, Рязань, jirckow.evgeny2013@yandex.ru

Аннотация. Рассмотрены вопросы цифровой обработки сигнала, являющимся отражением лазерного луча от объекта, скрытого гидрометеором. В статье предложен алгоритм выделения полезного сигнала на фоне помехи, вызванной отражениями от взвешенных в воздухе частиц воды. Введена двухфакторная модель лазерных отражений, учитывающая как изменение уровня (среднего значения) отражённого сигнала, так и его мощности (дисперсии).
Ключевые слова: разладка, лидар, лазер, гидрометеор, оценка, статистика.

LASER REFLECTIONS' ANALYSIS FROM ATHMOSPHERIC OBJECTS

E.A. Zhirkov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin,
Russia, Ryazan, jirckow.evgeny2013@yandex.ru

The summary. The issues of digital signal processing, which is a reflection of a laser beam from an object hidden by a hydrometeor, are considered. The article proposes an algorithm for isolating a useful signal against the background of interference caused by reflections from water particles suspended in the air. A two-factor model of laser reflections is introduced, taking into account both the change in the level (average value) of the reflected signal and it's power (dispersion).
Keywords: disorder, LiDAR, laser, hydrometeor, estimate, statistic.

Введение

При сканировании местности в горизонтальной плоскости с использованием технологии LiDAR (Light Detection And Ranging) вполне реальна ситуация, когда интересуемый сектор обзора скрыт (частично или полностью заслонён) за низким облаком или туманом. Лазерный луч, отражённый от границы раздела двух оптических сред, — атмосферы и гидрометеора, — в данном случае может быть ложно воспринят отражением от элемента ландшафта. Однако статистика отражений отличается от гидрометеора и поверхности Земли отличается. В частности, изменяется среднее значение и дисперсия лазреных отражений. Предлагается использовать эти отличия для классификации объекта отражения (кромка гидрометеора или поверхность Земли). Показано, что использование подобной двухфакторной модели отражении повышает эффективность сканирования рельефа в условиях наличия мешающего гидрометеора.

Математическая постановка задачи

Разладка — явление, заключающееся в резком, скачкообразном изменении параметров случайного процесса (вплоть до закона распределения) [1, 2]. А если такие числовые характеристики, как математическое ожидание, дисперсия и т. д. изменяются во времени, то процесс теряет свою стационарность, и классические методы оценки его параметров (подобно усреднению по длине реализации) не представляются возможными [2]. Это характерно для ситуации, когда состояние исследуемой системы изменяется во времени.

В рассматриваемом случае разладка имеет место быть, когда лазерный луч, проходя через атмосферу, встречает на своём пути некоторую неоднородность (например, гидрометеор). Эта неоднородность вызывает скачок средней мощности рассеяния и увеличение интенсивности отражённого излучения на всей протяжённости пути, что эквивалентно смещению математического ожидания (МО) и росту дисперсии процесса (см. рисунок 1). Для лазерного излучения характерна зависимость этих характеристик. То есть МО и дисперсия коррелированны между собой.

Следует отметить, что модель центрирована относительно среднего значения процесса, наблюдаемого до разладки. Пунктиром показан средний уровень процесса, наблюдаемого после разладки.

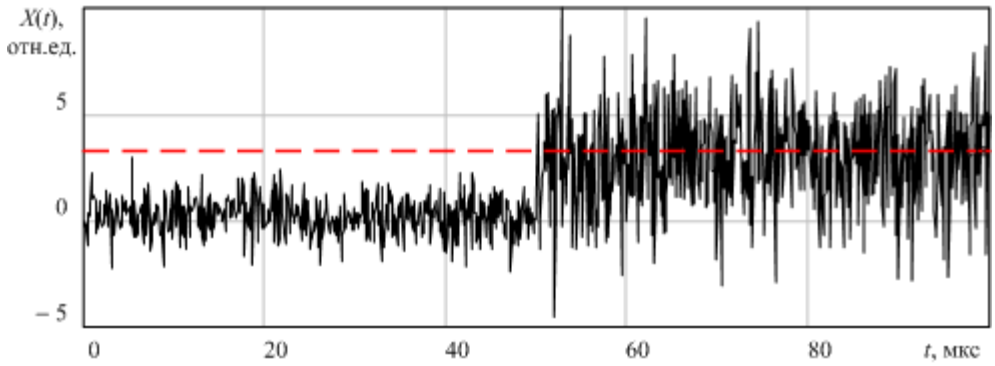


Рис. 1. Временная диаграмма реализации X(t) световых отражений

Имитационную модель (см. рисунок 1) можно описать следующим образом. Пусть имеется некоторый непрерывный составной случайный процесс $X(t)$, наблюдаемый на интервале времени от 0 до T, где T — длина реализации процесса $X(t)$, причём СП $X(t)$ таков, что до некоторого момента времени t_0 наблюдается процесс $X_0(t)$ с математическим ожиданием m_0 и дисперсией σ_0^2, а после момента времени t_0 — процесс $X_1(t)$ с математическим ожиданием m_1 и дисперсией σ_1^2. Для удобства работы с имитационной моделью все СП приняты нормальными гауссовскими. Момент времени t_0, когда процесс $X(t)$ скачкообразно изменяется, называется моментом разладки и подлежит оценке. Именно в оценке параметра t_0 и заключается цель исследования.

Аналитическое решение

Итак, математическая постановка задачи заключается в оценке заведомо неизвестного параметра t_0. Из существующих методов оценивания удобно использовать метод максимального правдоподобия [3, 4]. При этом предполагается наличие двух гипотез:

1) гипотеза H_0: разладки нет, процесс $X(t)$ — стационарный, $X(t)=X_0(t)$ для $t \in [0; T]$;

2) гипотеза H_1: разладка присутствует, процесс $X(t)$ — составной, $X(t)=X_0(t)$ для $t \in [0; t_0)$ и $X(t)=X_1(t)$ для $t \in [t_0; T]$.

Отношение правдоподобия (ОПП) примет вид [3]:

$$L = \frac{W\left[X(t) \mid H_1\right]}{W\left[X(t) \mid H_0\right]}$$

где $W[X(t)|H_i]$, i=0, 1 — условная функция плотности распределения вероятности (ФПРВ) для каждой из гипотез H_0, H_1 соответственно.

Так как дальнейшие операции анализа предполагается производить в цифровой системе, то следует перейти к дискретной конечной выборке, полученной из непрерывного процесса $X(t)$ путём аналого-цифрового преобразования.

Использование скользящего окна позволяет повысить быстродействие системы обнаружения благодаря тому, что в качестве выборки для принятия решения используется не

вся совокупность отсчётов, а лишь небольшая их часть, ограниченная размером q скользящего окна. Очевидно, что чем меньше размер q окна, тем выше скорость анализа выборки. Однако с уменьшением размера q окна увеличивается ошибка в получаемой оценке момента t_0 разладки. Поэтому следует искать некоторый компромисс между скоростью и точностью вычислений. Обычно требования к быстродействию системы предъявляются заранее, что позволяет ограничить сверху величину q. Как правило, это несколько десятков отсчётов [4].

Для повышения вычислительной эффективности ОПП следует преобразовать, а именно — взять логарифм ОПП и упростить выражение. Тогда решающее правило примет вид:

$$\lambda = \frac{1}{q}\ln\left(\frac{\hat{\sigma}_0^2}{\hat{\sigma}_1^2}\right) - \frac{1}{2}\left[\frac{\left\|\mathrm{x}_{\mathrm{cut}}{}^2\right\| + q\hat{m}_1^2 - 2\hat{m}_1\sum_i \mathrm{x}_{\mathrm{cut}\,i}}{\hat{\sigma}_1^2} - \frac{\left\|\mathrm{x}_{\mathrm{cut}}{}^2\right\|}{\hat{\sigma}_0^2}\right] \lessgtr \lambda_{пор},$$

где λ — логарифм ОПП;

q — порядок скользящего окна;

$\hat{\sigma}_0^2$ и $\hat{\sigma}_1^2$ — оценки дисперсий процессов до и после разладки;

$\mathbf{x}_{\mathrm{cut}}=[x_{\mathrm{cut}}]$ — анализируемый q-мерный вектор отсчётов;

$\hat{m}_1^2$ — оценка МО анализируемой выборки;

$\lambda_{\mathrm{пор}}$ — пороговое значение, по которому принимается решение о наличии/отсутствии разладки.

Пороговое значение $\lambda_{\mathrm{пор}}$, с которым сравнивается текущая величина логарифма λ ОПП, выбирается из условия заданной вероятности ложной тревоги (неверного обнаружения кромки гидрометеора) по критерию Неймана – Пирсона [3, 4].

Предлагаемый алгоритм и описание его работы

Метод реализации вычислительного модуля достаточно прост. Основная идея заключается в следующем: текущее на данном такте k значение λ_k сравнивается с фиксированным либо адаптивным пороговым значением $\lambda_{\mathrm{пор}}$, и на основании данной операции принимается решение о наличии либо об отсутствии аномалии (разладки) в наблюдаемом процессе $X(t)$.

Как отмечалось выше, анализируется не вся выборка, а лишь её часть, ограниченная окном размера q дискретных временных отсчётов. При этом окно на каждом такте k сдвигается на один отсчёт выборки. Далее находятся оценки начальных и центральных моментов оконной выборки $\mathbf{x}_{\mathrm{cut}}$. Совокупность отсчётов $\mathbf{x}_{\mathrm{cut}}$ анализируется: вычисляется её среднее значение $\mathrm{E}[\mathbf{x}_{\mathrm{cut}}]=m_1$ и дисперсия $\mathrm{D}[\mathbf{x}_{\mathrm{cut}}]=\sigma_1{}^2$. Важно иметь сведения о процессе до разладки, то есть оценку дисперсии $\sigma_0{}^2$. Это может быть либо уже известное заранее значение, либо величина, вычисленная оцененная предварительно.

Как только текущее значение λ_k ОПП превышает порог, то фиксируется номер такта k и вычисляется момент времени t_0, соответствующий моменту разладки по следующему выражению:

$$t_0 = k\,\Delta t,$$

где Δt — интервал дискретизации.

Результаты модельного эксперимента

Для компьютерного моделирования использовались следующие исходные данные:

- выборки из нормальной генеральной совокупности с параметрами $m_0 = 0$, $\sigma_0^2 = 1$, $m_1 = 3$, $\sigma_1^2 = 10$;
- размер скользящего окна — $q = 20$;
- пороговое значение решающей функции — $\lambda_{пор} = 20$;
- контрольное значение момента разладки — номер такта — $k = 500$;
- вероятность ложной тревоги (ВЛТ) — ВЛТ = 10^{-3};
- объём усреднения для получения оценки по ансамблю реализация — 300.

По окончании расчёта на основании получения 300 оценок момента разладки построена гистограмма *Hist*(*k*) распределения оценки — номера такта *k* (рисунок 2). При заданном пороге $\lambda_{пор} = 20$ обнаружение разладки происходит с задержкой не более, чем размер окна *q*. При этом вероятность ложных срабатываний соответствует заданной (10^{-3}). Увеличение ВЛТ повышает чувствительность системы, однако вместе с этим растёт и риск преждевременного или ложного срабатывания [3].

Гистограммой (рисунок 2) подтверждается приемлемая точность вычислений — оценка среднего уклонения оценки от истинной величины составила 3,9 (в тактах). При частоте дискретизации сотни мегагерц ошибка измерения дальности составит несколько метров на дистанции до одного километра.

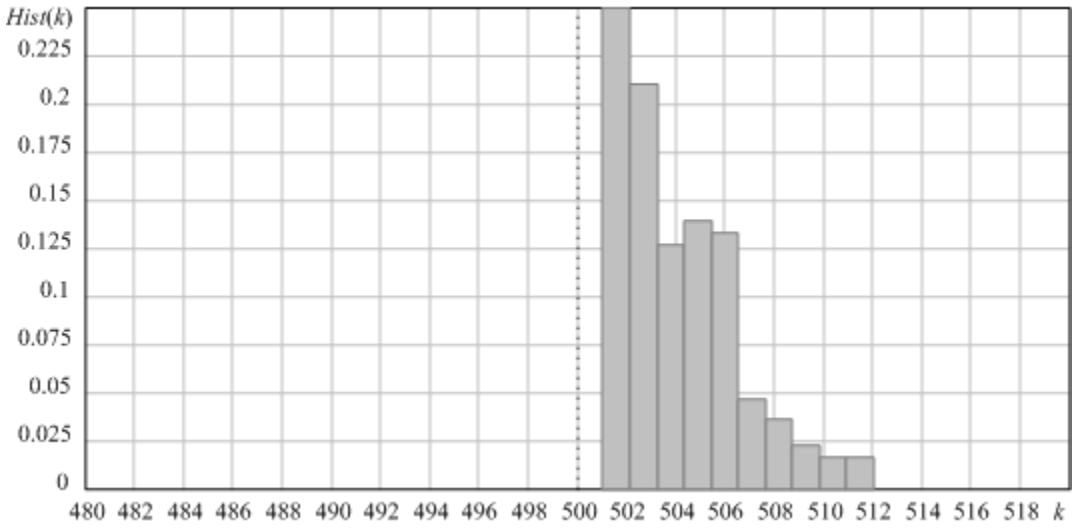


Рис. 2. Гистограмма оценки номера такта *k*

Выводы и прикладное значение проведённого исследования

Предлагаемый алгоритм поиска разладки отличается относительной простой реализации и удовлетворительным быстродействием, так как рассчитан на работу с небольшими объёмами данных, что позволяет использовать его в реальном масштабе времени. Изменяя размер *q* скользящего окна, можно добиться требуемого баланса между скоростью вычислений и точностью получаемого результата.

С практической точки зрения данный алгоритм позволяет решать следующие практические задачи:

- экологический мониторинг атмосферы — поиск задымлений, очагов возникновения пожара над лесным массивом;

- оценка дальности прямой видимости в горизонтальном и вертикальном направлениях для, например, обеспечения влёта и посадки воздушных судов;
- измерение нижней границы облачности;
- мониторинг водных бассейнов и выявление в них замутнённостей [5].

Оценка момента разладка t_0 вышеизложенным методом (построение и анализ двухфакторной модели) даёт выигрыш перед обычной однофакторной моделью, учитывающей изменение только одного из параметров — либо математического ожидания, либо дисперсии. Выигрыш, получаемый предлагаемым методом, заключается в получении более точной оценки и повышения достоверности измерений за счёт усложнения математических вычислений

Библиографический список

1. А.Н. Колмогоров, Ю.В. Прохоров, А.Н. Ширяев Вероятностно-статистические методы обнаружения спонтанно возникающих эффектов. — Тр. МИАН СССР, 1988, том 182, 4 23.
2. А.Н. Ширяев Статистический последовательный анализ. — М.: Наука, 1976, 272 с.
3. Я.Д. Ширман, В.Н. Манжос Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981, 416 с.
4. Статистическая теория радиотехнических систем: учеб. пособие / Д.И. Попов. — Рязан. гос. радиотехн. ун-т., Рязань, 2014, 56 с.
5. Ю.П. Сафронов, Р.И. Эльман Инфракрасные распознающие устройства. — М.: Воениздат, 1976, 207 с.

УДК 621.396.67; ГРНТИ 78.25.13

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ GNURADIO ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ЭФФЕКТИВНОЙ ПОВЕРХНОСТИ РАССЕИВАНИЯ МАЛЫХ ЦЕЛЕЙ СЛОЖНОЙ ФОРМЫ

И.В. Васильев*, В.В. Никитин**
*ТОО «СКТБ «Гранит» Казахстан, Алматы, *iv@granit.kz, **nikitin@granit.kz*

Аннотация. Описывается эксперимент по измерению эффективной поверхности рассеивания полуволновых вибраторов с использованием системы GNURadio и USRP приёмопередатчика. Обосновывается возможность проведения измерений внутри помещений без использования безэховых камер в широком диапазоне частот.
Ключевые слова: GNURadio, USRP, антенна, радиолокация, ЭПР, эффект Доплера

USING GNURADIO TO MEASURE EFFICIENCY SCATTERING SURFACES OF SMALL TARGETS OF COMPLEX SHAPE

I.V. Vassilyev*, V.V. Nikitin**
*LLP «SKTB «Grani»t Kazakhstan, Almaty *iv@granit.kz, **nikitin@granit.kz*

The summary. An experiment on measuring the effective dispersion surface of half-wave vibrators using the GNURadio system and a USRP transceiver is described. The possibility of carrying out measurements indoors without the use of anechoic chambers in a wide frequency range is substantiated.
Keywords: GNURadio, USRP, antenna, radar, RCS, Doppler effect

Применение малогабаритных беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) в вооружённых конфликтах повышает актуальность их своевременного обнаружения. Радиолокационные станции (РЛС) в настоящее время остаются основным средством их обнаружения. В работе [1] приводятся расчётные дальности обнаружения малых БПЛА при различных значениях эффективных поверхностей рассеивания (ЭПР) для импульсных локаторов:

- для РЛС метрового диапазона – 8–14 км для БПЛА с ЭПР около 0,1 м^2 и 0,1–1,5 км для БПЛА с ЭПР, равной 0,01 м^2;

- для РЛС дециметрового диапазона – 9–16 км (ЭПР = 0,1 м^2) и 0,8–2,0 км (ЭПР = 0,01 м^2);

- для РЛС сантиметрового диапазона – 12–25 км и 1,4–2,8 км.

Достоверных данных о реальных значениях ЭПР малогабаритных БПЛА, подобных тем, которые приведены на рисунке 1, в открытой литературе почти нет. В то же время, имеются публикации, показывающие перспективность использования для обнаружения малых БПЛА локаторов непрерывного излучения метрового и нижней части дециметрового диапазонов [2, 3].

а) б) в)

Рис. 1. Внешний вид некоторых малогабаритных БПЛА:
а) Trimble zx5, б) DJI Inspire 1 Pro, в) DJI Phantom 4 Pro

Для измерения ЭПР требуется, как правило, достаточно сложное и дорогостоящее оборудование, а также безэховые камеры. Пример схемы измерения ЭПР показан на рисунке 2 [4].

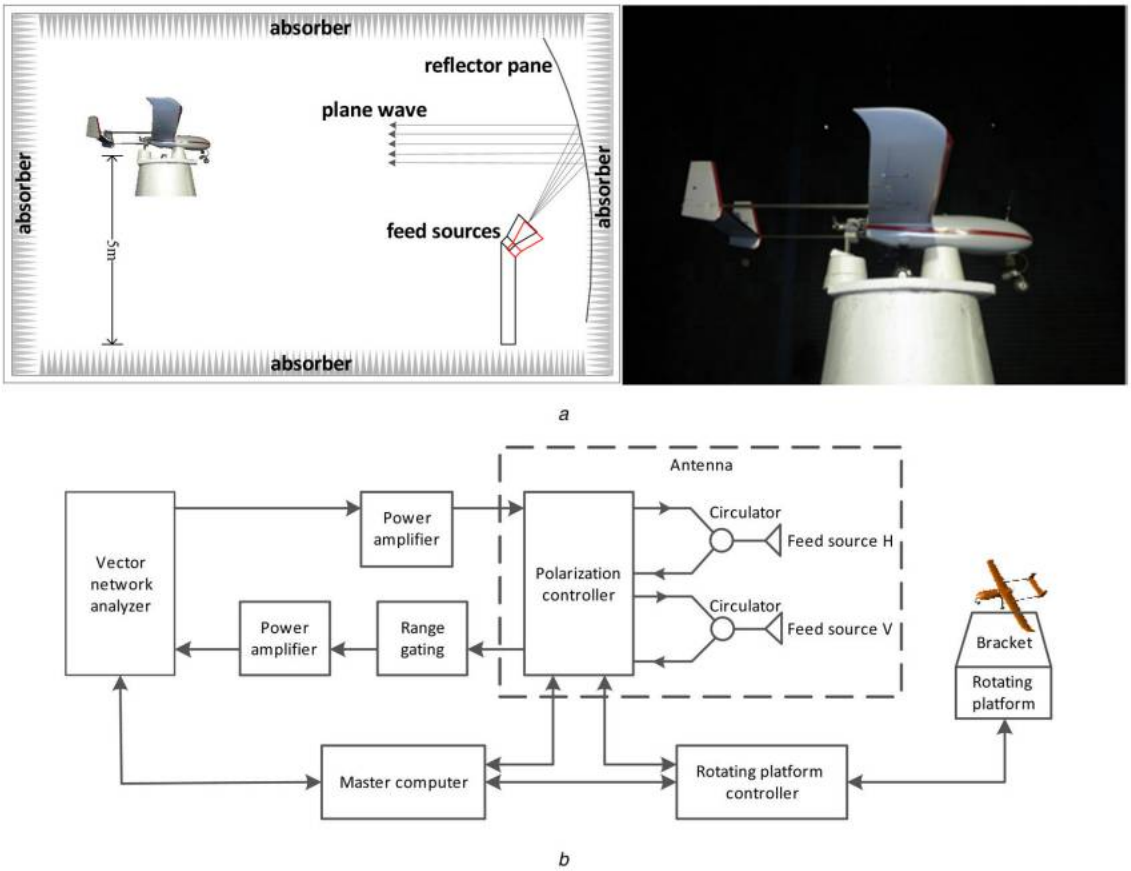


Рис. 2. Измерение ЭПР малогабаритных БПЛА: a) Внешний вид измерительного стенда, b) Схема измерения ЭПР

Описание метода измерения

Развитие недорогих программно определяемых приёмников и передатчиков, а также программного пакета GNU Radio открывает возможности при относительно небольших финансовых затратах решать много прикладных учебных и практических затрат [5, 6]. С помощью данного пакета программ и USRP приёмо-передатчика достаточно просто реализуются доплеровские радиолокаторы. Экспериментируя в помещении с различными вариантами построения таких локаторов и разными видами целей, была предложена идея измерять ЭПР малых БПЛА с помощью доплеровского радиолокатора. Такой локатор принимает сигналы с частотами, отличающимися от частоты излучаемой передатчиком на величину доплеровского сдвига, и не реагирует на радиосигналы, отражаемые от неподвижных предметов (стен, предметов мебели, неподвижных людей). Это позволяет проводить измерения без использования безэховых камер, нужно только обеспечить движение цели, ЭПР которой следует измерить.

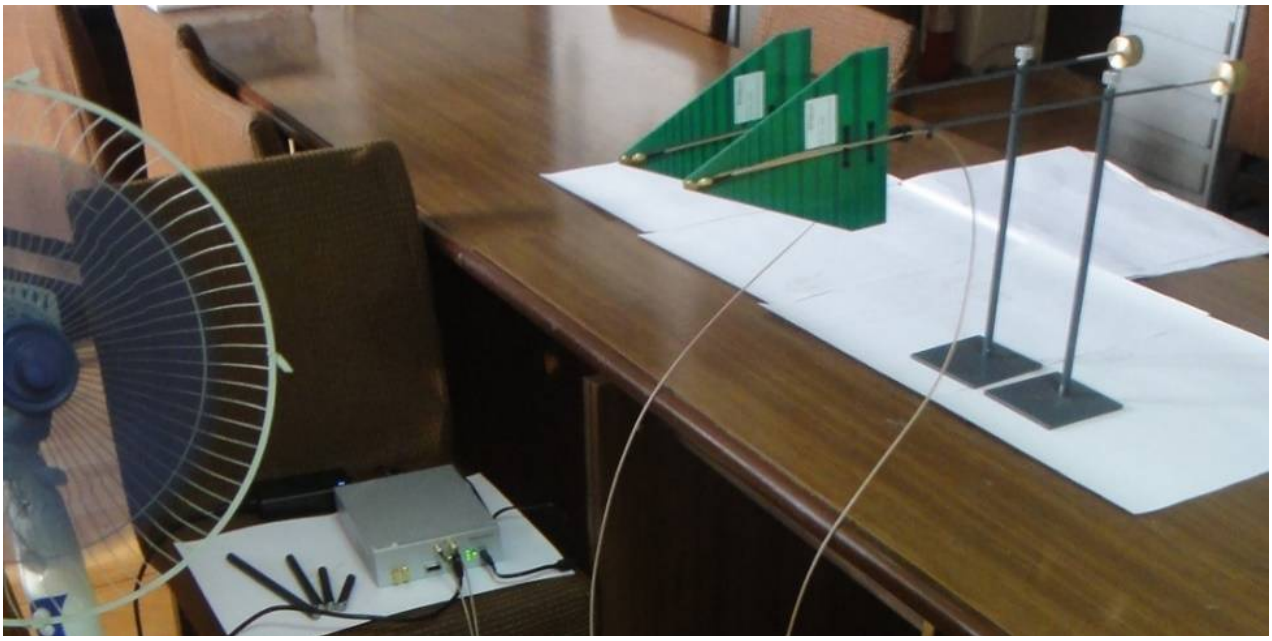


Рис. 3. Комплект испытательного оборудования

Целью настоящей работы была разработка методики расчёта ЭПР целей доплеровским локатором и оценка достижимой точности измерения. В качестве испытательного стенда было выбрано устройство USPR N210 с комплектом широкополосных логопериодических антенн AT0965. В качестве эталонных целей были изготовлены металлические стержни длиною 20, 15, 10 и 7,5 см. Комплект этого оборудования показан на рисунке 3, а схема испытательной установки на рисунке 4.

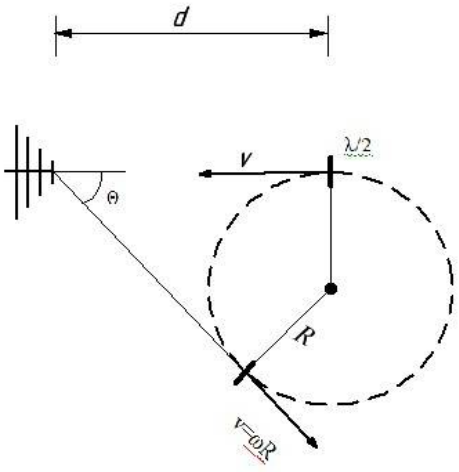


Рис. 4. Схема испытательной установки

Изготовленные металлические стержни соответствовали размерам полуволновых диполей на частотах 750, 1000, 1500 и 2000 МГц, соответственно. Максимальная ЭПР полуволнового диполя в направлении нормали к его оси должна составлять $0{,}856\lambda^2$. Как видно из рисунка 4, максимальная ЭПР должна измеряться дважды за оборот, при этом, истинное значение должно определяться при движении цели в сторону антенны локатора, когда цель будет находиться в максимуме диаграммы направленности измерительной антенны локатора. Также, дважды за оборот, в этих же точках, показанных на рисунке 4 должна регистрироваться максимальная доплеровская скорость цели. Таким образом, для расчёта ЭПР измерить уровень отражённого сигнала, имеющего максимальную доплеровскую скорость.

В опытной измерительной установке, которую можно использовать для демонстрации на лекциях или лабораторных работах, к стержням привязывались верёвки и они раскручивались человеком подобно праще, хотя на рисунке 3 показана установка с вентилятором, к одной из лопастей которой крепилась полоска фольги полуволновой длины.

С помощью такого способа возможно получение линейных скоростей движения цели более 30 м/с, что должно обеспечивать получение доплеровских скоростей на выбранных для эксперимента частотах измерений 75, 100, 150 и 200 Гц, соответственно.

Для проверки возможностей регистрации доплеровских скоростей с такими частотами был использован калибровочный стенд, показанный на рисунке 5.

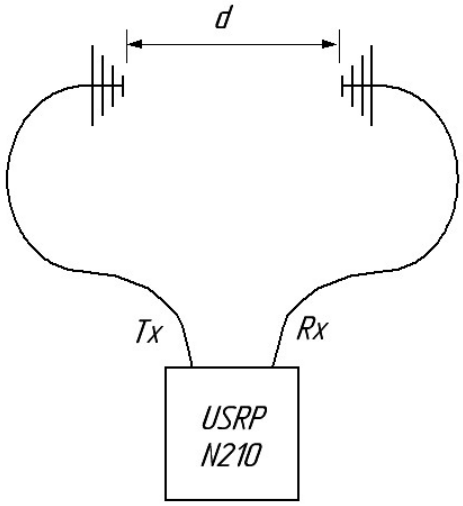


Рис. 5. Стенд для калибровки измерительной установки

На этом стенде доплеровский сдвиг имитировался изменением частоты передатчика USPR N210. Результаты измерений при расстоянии d=50 см приведены в таблице 1.

Таблица 1. Изменение уровня принятого сигнала при расстройке частоты

Смещение частоты передатчика, Гц	1	2	3	4	5	10	15	20	30	40	50	70
Уровень принятого сигнала на частоте 1 ГГц, дБм	-48	-42	-38,5	-36	-34,5	-29,5	-27,5	-26,5	25,5	-25	-25	-25,5
Уровень принятого сигнала на частоте 2 ГГц, дБм	-56	-50	-47	-44,5	-42	-38	-35,5	-35	-34	-33,5	-33,5	-33,5

Так как чувствительность приёмного устройства заметно снижается при малых значениях расстройки частоты, было принято решение о сдвиге частоты передатчика относительно частоты приёмника на 100 Гц. В этом случае принятый доплеровский сигнал также сдвинется в частотной области, но эту поправку легко учесть. Уровень сигнала измеренного при калибровке будет определяться уравнением радиосвязи (1).

$$P_r^{com} = P_t \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^2 d^2} = \frac{K}{(4\pi)^2 d^2} \ , \tag{1}$$

где P_r^{com} - уровень принятого сигнала;

P_t – мощность передатчика;

G_t – коэффициент усиления передающей антенны;

G_r - коэффициент усиления приёмной антенны;

λ - длина волны;

$K = P_t G_t G_r \lambda^2$.

При измерении ЭПР цели использовался стенд, показанный на рисунке 6.

Уровень сигнала при измерениях ЭПР цели будет определяться уравнением радиолокации (2).

$$P_r^{rad} = P_t \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi)^3 d^4} \sigma = \frac{K}{(4\pi)^3 d^4} \sigma \, , \tag{2}$$

где P_r^{rad} - уровень принятого сигнала, σ - ЭПР цели.

Если разделить уравнение (2) на уравнение (1), получим выражение (3).

$$\frac{P_r^{rad}}{P_r^{com}} = \frac{\sigma}{4\pi d^2} \ . \tag{3}$$

Из этого выражения можно рассчитать ЭПР цели (4).

$$\sigma = 4\pi d^2 \frac{P_r^{rad}}{P_r^{com}} . \tag{4}$$

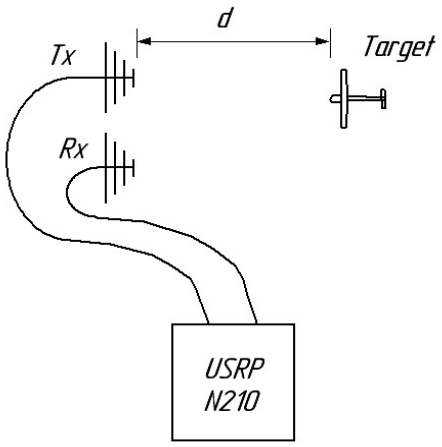


Рис. 6. Стенд для измерения ЭПР

Из выражения (4) следует, ЭПР цели прямо пропорциональна отношению сигналов, полученных при измерении ЭПР и при калибровке.

Результаты измерений

Для проведения измерений использовался проект GNURadio (рис. 7).

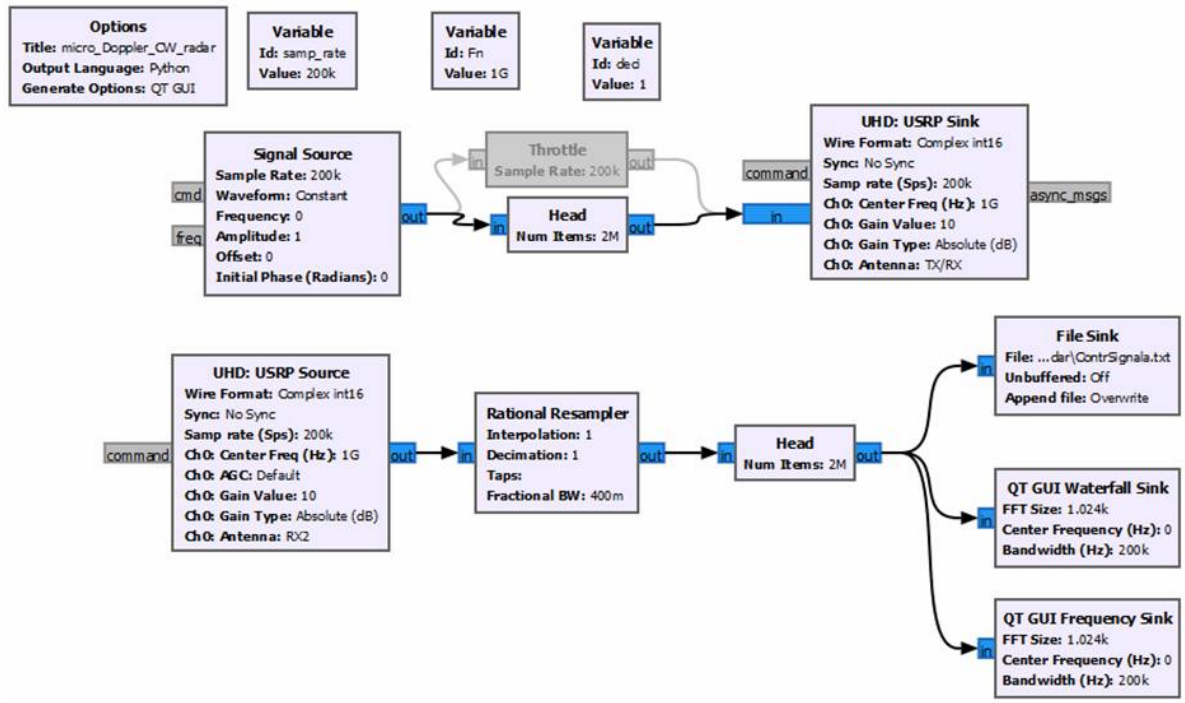


Рис. 7. Проект GNURadio, использованный при измерениях ЭПР

На рисунке 8 показано изображение экрана компьютера в процессе проведения измерений на частоте 1,5 ГГц.

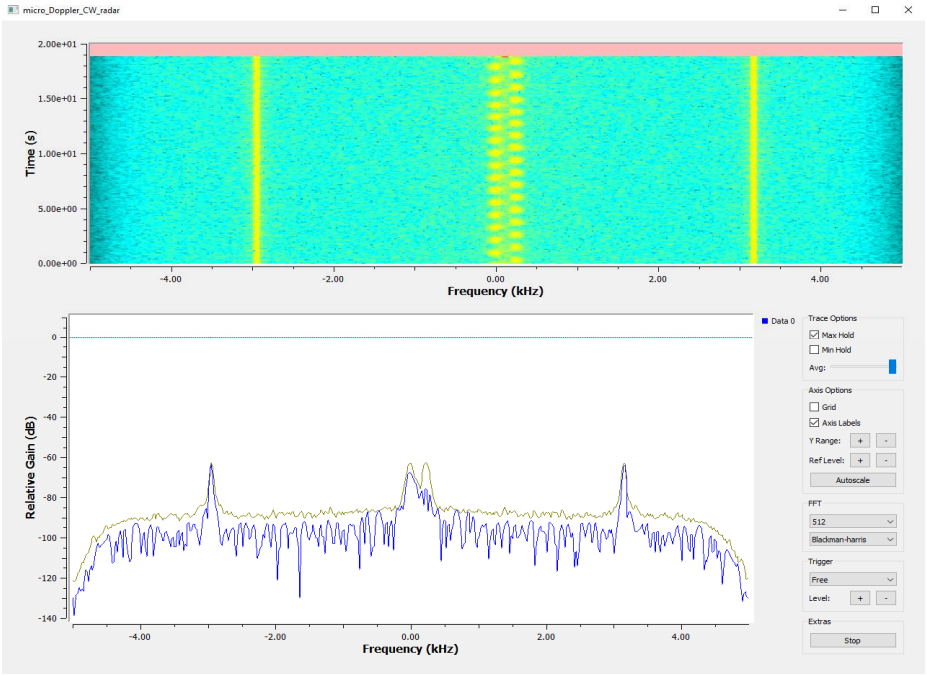


Рис. 8. Спектр принятого сигнала в виде динамической спектрограммы (вверху). Спектр мгновенного принятого сигнала на фоне графика пиковых измеренных значений (внизу)

Заключение

Полученные результаты демонстрируют принципиальную возможность достаточно точного измерения ЭПР сложных целей, в частности БПЛА, с использованием недорогого оборудования и без безэховых камер. Ошибки измерения ЭПР в данном эксперименте связаны с тем, что при расчётах не учитывалось смещение фазового центра логопериодических антенн при изменении рабочей частоты и не строгая параллельность металлического стержня и верёвки, к которой он был прикреплён, при вращении из-за сопротивления воздуха. Корректный учёт этих факторов при создании рабочего стенда позволит снизить уровень ошибок измерения.

Библиографический список

1. Е. Д. Филин, р. В. Киричек Методы обнаружения малоразмерных беспилотных летательных аппаратов на основе анализа электромагнитного спектра // Информационные технологии и телекоммуникации. 2018. т. 6. № 2 стр. 87-93.

2. Васильев И.В., Петровский В.Г. Обнаружение БПЛА с использованием РЛС метрового диапазона // Современное состояние и перспективы развития БПЛА в Республике Казахстан: Материалы Международной научно-теоретической конференции, 24 сентября 2020: Сборник статей и докладов, каталог БПЛА мировых производителей – Нур-Султан, Республика Казахстан, 2020 – стр. 57-59.

3. Васильев И.В. Обнаружение БПЛА локаторами метрового диапазона // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2021 [текст]: сб. тр. IV междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2021; Рязань. – С. 5-9.

4. Yang, Yong & Bai, Yang & Wu, Jia‐Ni & Wang, Xue‐Song. (2020). Experimental analysis of fully polarimetric radar returns of a fixed-wing UAV. IET Radar, Sonar & Navigation. 14. 10.1049/iet-rsn.2019.0312.

5. Е.В. Чайко, И.В. Васильев, В.А. Проценко, В.В. Никитин Пакет программ GNURadio - инструмент для знакомства школьников с радиотехникой // СТНО-2022 [текст]: сб. тр. V междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2022; Рязань. – С. 32-36.

6. Салий С.М., Васильев И.В., Поливанов П.К., Алтынбеков Р.М., Проценко В.А., Никитин В.В. Использование пакета программ GNURADIO для моделирования работы радиолокаторов непрерывного излучения // Шекара, Специализированный научный журнал, Алматы, 2022. - № 1 (54). – С. 126-133.

УДК 621.396.67; ГРНТИ 47.49.29

ВЛИЯНИЯ НЕТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ ЛУЧА АНТЕННЫ РСА КОСМИЧЕСКОГО БАЗИРОВАНИЯ НА ДОПЛЕРОВСКИЙ СДВИГ

В.В. Костров*, А.В. Ракитин**

**Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, Российская Федерация, Муром, vvk_2004@rambler.ru*

***АО «Научно-исследовательский институт «Субмикрон», Российская Федерация, Москва, Зеленоград, alexey.rakitin@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматриваются различные аспекты влияния неточности установки максимума диаграммы направленности луча антенны радиолокатора с синтезированием апертуры антенны (РСА) на качество синтезирования радиолокационных изображений (РЛИ). Основное внимание уделяется вариациям доплеровского смещения частоты, связанным с погрешностями позиционирования космического аппарата (КА) и луча антенны по угловым координатам. На примере РСА X диапазона обсуждаются и обосновываются основные требования к точности управления КА по реализации требуемых параметров съемки.

Ключевые слова: радиолокатор с синтезированием апертуры антенны (РСА), доплеровское смещение частоты, точность позиционирования луча, радиолокационное изображение, угол места, азимут.

EFFECTS OF INACCURACY OF POSITIONING OF THE BEAM OF THE SPACE-BASED SAR ANTENNA ON THE DOPPLER SHIFT

V.V. Kostrov*, A.V.Rakitin**

**Murom Institute (branch) Vladimir State University named after Alexander Grigoryevich and Nikolai Grigoryevich Stoletov, Russian Federation, Murom, vvk_2004@rambler.ru*

***JSC "Submicron Research Institute", Russian Federation, Moscow, Zelenograd, alexey.rakitin@mail.ru*

Annotation. The paper considers various aspects of the influence of the inaccuracy of the maximum installation of the antenna beam pattern of synthetic aperture radar (SAR) on the quality of synthesizing radar images. The main attention is paid to the variations of the Doppler frequency shift associated with the positioning errors of the spacecraft (spacecraft) and the antenna beam in angular coordinates. Using the example of the X-band radar, the basic requirements for the accuracy of spacecraft control for the implementation of the required shooting parameters are discussed and justified.

Keywords: synthetic aperture radar (SAR), Doppler frequency shift, beam positioning accuracy, radar image, elevation angle, azimuth.

Одним из наиболее эффективных инструментов дистанционного зондирования Земли из космоса являются радиолокаторы с синтезированием апертуры антенны (РСА), которые обеспечивают выполнение целевых задач независимо от времени суток и погоды [1, 2]. В отличие от радиолокаторов бокового обзора РСА существенно используют доплеровское смещение частоты, возникающее в отраженном от земной поверхности сигнале за счет движения носителя [1–3]. Качество синтезируемых радиолокационных изображений (РЛИ) при заданных программе и параметрах съемки зависит от множества факторов, в первую очередь определяемых траекторными нестабильностями и ошибками позиционирования. Эти факторы наиболее сильно проявляются при работе РСА, устанавливаемых на аэродинамических объектах (самолетах, вертолетах, беспилотных летательных аппаратах) [1,3,4]. Траекторные нестабильности полета, вибрации корпуса, порывы ветра, случайные изменения модуля и направления вектора скорости носителя приводят к фазовым искажениям и расфокусировке радиолокационных изображений. Оценивание нестабильности положения фазового центра антенны с последующей компенсацией этих нестабильностей может быть реализовано с по-

мощью пространственно распределенной системы микронавигации [5–7], включая спутниковые системы.

В системах дистанционного зондирования Земли космического базирования перечисленные проблемы дополнительно усложняются необходимостью учета движения Земли, нелинейности траектории космического аппарата (КА) и кривизны поверхности объекта съемки [2]. Большое удаление КА от объекта съемки и наличие угловых погрешностей в позиционировании диаграммы направленности антенны (ДНА) приводят к значительным ошибкам при синтезе РЛИ, соответствующего поверхности Земли. К основным проблемам, которые возникают при получении РЛИ высокого разрешения в таких условиях, можно отнести:

- расфокусировку изображения, снижающую пространственное разрешение;
- смещение границ реализованной съемки относительно плановых, которое затрудняет привязку РЛИ к картам местности и стыковку соседних кадров;
- появление дополнительной радиометрической неравномерности в РЛИ;
- снижение контрастности изображения;
- появление в изображении дополнительных геометрических искажений, затрудняющих совмещение с реперными точками;
- появление дополнительных помех неоднозначности.

Ряд этих проблем решается при первичной обработке за счет учета и компенсации фазовых искажений в траекторном сигнале, например, применяется автофокусировка; решение некоторых проблем переносится на этап вторичной обработки. В любом случае погрешности проявляются в изменении доплеровского смещения частоты, поэтому основной целью работы является рассмотрение влияния основных источников погрешностей съемки на доплеровское смещение частоты.

Данные вопросы имеют системный характер, затрагивают весь космический комплекс, включая управление космическим аппаратом (КА) и режимы съемки бортового радиолокационного комплекса (БРЛК), формирование полетного задания на борту и обработку радиоголограмм в наземном центре [8]. Сама технология съемки РСА предполагает наличие доплеровского сдвига, причем увеличение времени синтезирования приводит к увеличению доплеровского сдвига и повышению разрешения по азимутальной координате. В большинстве режимов съемки (исключение составляют скошенные режимы, многопроходные режимы детальной съемки, в которых специально вводится угловое отклонение от траверза) используется настройка БРЛК с нулевым значением доплеровского смещения для траверза [1,2]. Рассмотрим отклонение доплеровского сдвига на траверзе от его номинального (нулевого) значения и допустимые пределы этих изменений с разных точек зрения.

Критерии качества РЛИ

Для решения вопроса о допустимой величине доплеровского сдвига необходимо иметь критерии, по которым оценивать отклонения доплеровского сдвига, допустимость или недопустимость. Без введения критериев вопрос об оптимизации, оценивании или обнаружении сигналов, поиска границ устойчивой работы и т.п. является беспредметным. Поэтому при решении вопроса – хорошо или плохо функционирует космический комплекс, необходимо иметь критерий. В данной системе их несколько:

- разрешающая способность по азимуту и дальности,
- относительный пиковый уровень боковых лепестков,
- уровень радиометрических ошибок,
- уровень неоднозначности по дальности и азимуту,
- точность определения местоположения,
- уровень геометрических искажений и др.

Критерии формулируются с учетом степени автоматизации обработки (автоматическая, визуальная с оператором). На основе этих критериев разрабатываются специальные

комплексы программного обеспечения (ПО) наземного пункта приема и обработки, в которых предусматривается оценка качества РЛИ по отдельным критериям. Работают программы по получаемой от БРЛК информации.

На стадии проектирования эти оценки формируются теоретически с привлечением математического моделирования всех этапов получения траекторного сигнала (радиоголограммы), включая движение КА по орбите и движение Земли, проектирование режимов съемки, расчет параметров сигналов БРЛК и синтеза РЛИ. При реализации такой работы возникнет много неопределенных параметров, что сделает результаты приближенными. Ориентировочно можно принять следующие значения:

- снижение разрешающей способности по азимуту и дальности не более чем в 1,4…1,5 раз;
- увеличение относительного пикового уровня боковых лепестков до уровня минус 11…13 дБ;
- рост уровня радиометрической неравномерности изображений на 0,5 дБ;
- увеличение уровня помех неоднозначности по дальности и азимуту до значений не более минус 25…30 дБ;
- погрешность определения местоположения кадра съемки не более 2…5% от размера кадра;
- увеличение уровня геометрических искажений не более чем в 1,2…1,4 раза.

Общее влияние ориентации КА на процедуру съемки

На доплеровское смещение траекторного сигнала воздействует множество факторов: вращение Земли, движение КА, ориентация КА в выбранной системе координат (крен, курс, тангаж), ориентация диаграммы направленности, восходящая или нисходящая ветви витка; местность, над которой пролетает КА (вызывает изменение высоты орбиты, появляется вертикальная составляющая скорости и дополнительное доплеровское смещение). Угловые отклонения осей КА также приводят к дополнительным радиальным компонентам скорости и дополнительному среднему доплеровскому смещению [2].

Для конкретных расчетов примем следующие параметры БРЛК: рабочая частота 9600 МГц (длина волны $\lambda = 3{,}125$ см); ширина диаграммы направленности антенны (ДНА) в азимутальной плоскости $\theta_{0,5a} = 0{,}5°$; угол визирования $\beta = 40°$; высота орбиты КА 550 км. При таких параметрах орбитальная скорость КА составляет $V_{KA} = 7589$ м/с, а наклонная дальность $R_H = 741{,}2$ км.

На рисунке 1 приведена зависимость погрешности в определении азимутальной координаты объекта съемки. Поскольку здесь рассматриваются малые отклонения позиционирования по азимутальной координате, то зависимость получается практически линейной. При угловых ошибках $\delta\alpha = 0{,}01°$ (0,6 угловых минут) линейные ошибки достигают100 м, что составляет 1% от типового размера кадра прожекторного режима (10 км). С этой точки зрения такие отклонения луча допустимы, однако при этом будут наблюдаться большие расхождения расчетной наклонной дальности с действительной. Как показывает рисунок 2, ошибки достигают величины 125 м.

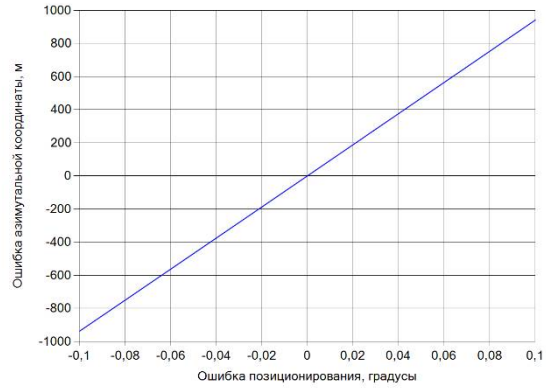


Рис.1. Ошибки в азимутальной координате

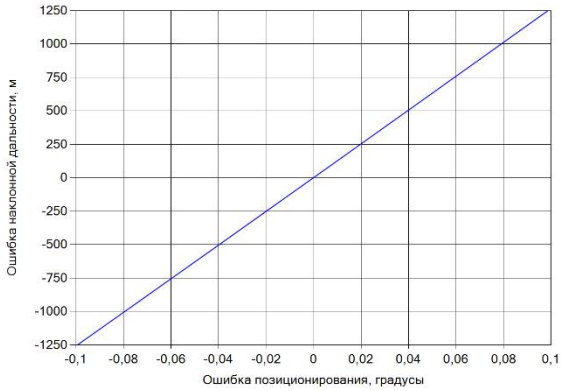


Рис. 2. Ошибки в наклонной дальности

Области, где допускается использование одних и тех же опорных функций, определяются соотношением [3] $\Delta L = 2 \cdot \delta l \cdot \delta r / \lambda$, где δl и δr – разрешение на поверхности по азимутальной и дальностной координатам. Для режимов метрового разрешения размеры этих областей (50…130 м) соизмеримы с ошибками позиционирования, поэтому для сохранения качества синтеза РЛИ требуется увеличение частоты пространственной дискретизации, в первую очередь – азимутальной координаты. Кроме того, погрешности в измерении наклонной дальности осложняют решение проблемы миграции сигналов по каналам дальности. Все это приводит к дополнительной загрузке используемого вычислительного комплекса.

Организация режима съемки

Перед радиолокационной съемкой проводятся соответствующие расчеты, и формируется полетное задание. Это делается с использованием ПО, как в наземном комплексе (общие параметры задания на съемку), так и в бортовом вычислительном комплексе (детальный расчет настроечных параметров). В качестве исходной определяется (назначается) так называемая опорная точка, вокруг которой выстраивается сцена. Обычно она соответствует центру сцены, но опорную точку можно также выбирать, например, по центру азимутальной координаты сцены на ближней к КА границе.

На основании общих параметров задания на съемку в бортовом вычислительном комплексе проводится расчёт параметров и времён выдачи команд управления системами КА и наведения луча антенной системы, установка длительности импульсов, периода следования, девиации и т.п. параметров БРЛК для каждого участка съёмки и режима съёмки. При расчёте используются геодезические координаты заданной опорной точки сцены, данные о возвышении этой точки относительно эллипсоида Красовского, координаты КА и др. баллистические параметры траектории. При необходимости производится коррекция пространственного положения КА таким образом, чтобы в момент достижения траверзного положения КА относительно опорной точки выполнялось условие нулевого доплеровского сдвига. Это достигается поворотом КА по курсу, тогда при произвольной широте объекта съемки можно скомпенсировать радиальную составляющую скорости Земли. В целом это вопрос прогнозирования взаимного положения точки съемки и КА, которое обеспечивает отсутствие влияния взаимного движения РСА и земной поверхности.

Ошибки в пространственной ориентации комплекса при выводе КА в точку съемки приводят к появлению угловой ошибки $\delta\alpha$ прогноза траверза. Как следствие, появляется дополнительный доплеровский сдвиг $F_{dop} = 2 \cdot V_{KA} \cdot \sin \delta\alpha / \lambda$, который переводит режим работы из нормального бокового в группу скошенных режимов съемки. На рис. 3 представлена зависимость дополнительного доплеровского сдвига от ошибки в установке луча. В режимах высокого разрешения такие отклонения от расчетного нулевого значения необходимо учи-

тывать при синтезе РЛИ и, в особенности, на этапе компенсации миграции сигналов по каналам дальности [8].

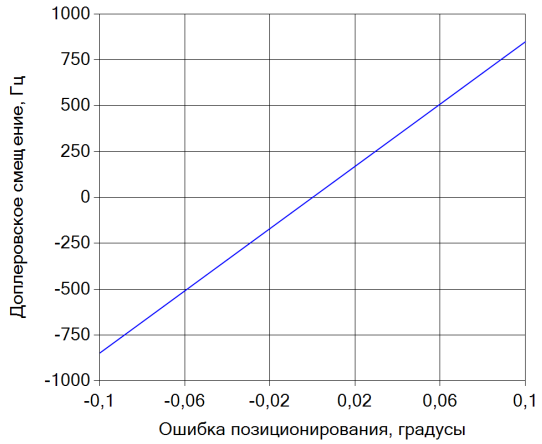


Рис. 3. Дополнительное доплеровское смещение

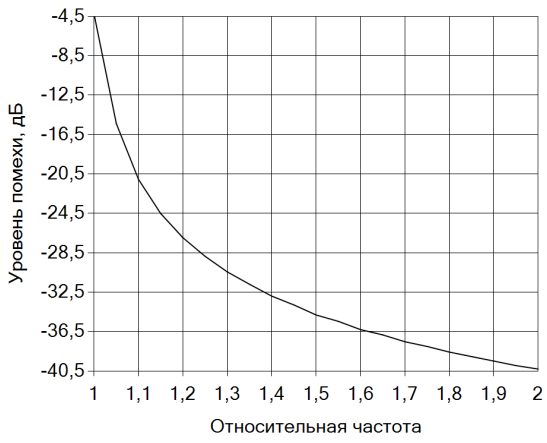


Рис. 4. Уровень помехи наложения

Доплеровское смещение траекторного сигнала

Предположим, что в плоскости траверза антенна для опорной точки выведена на нулевой доплеровский сдвиг. Тогда в азимутальной плоскости максимальное доплеровское смещение частоты определяется соотношением

$$F_{d\max} = \pm\frac{2V_{KA}}{\lambda}\sin(0{,}5\cdot\theta_{0{,}5a}),$$

где $\theta_{0,5a}$ – ширина диаграммы направленности антенны (ДНА) в азимутальной плоскости.

Ширина спектра траекторного сигнала $\Delta F_{ts} = 2\left| F_{d\max} \right|$ соответствует в первом приближении девиации частоты ЛЧМ сигнала (это относится к маршрутному и сканирующему режимам, когда используется квадратичная аппроксимация изменения расстояния).

Оценим приближенно ширину спектра с учетом данных проекта. При ширине ДНА 0,5°, скорости 7589,2 м/с, длине волны 0,03125 м получаем

$$\Delta F_{ts} = 2\cdot\frac{2\cdot 7589{,}2}{0{,}03125}\sin(0{,}5\cdot 0{,}5^{\circ}) = 4238{,}6 \text{ Гц}.$$

Одним из критериев качества синтеза РЛИ является уровень помех наложения. На рисунке 4 представлена зависимость уровня помех наложения от соотношения частоты дискретизации траекторного сигнала F_{pulse} к девиации частоты ЛЧМ сигнала ΔF_{ts}. Для неискаженного воспроизведения ЛЧМ сигнала (соответственно, для качественного сжатия по азимуту и синтеза РЛИ) необходимо иметь частоту повторения зондирующих импульсов F_{pulse} не менее $F_{pulse} = (1{,}2\ldots 1{,}4)\,\Delta F_{ts}$, т.е. нужно иметь запас по начальному доплеровскому смещению частоты $(10\ldots 20\ \%)\,\Delta F_{ts}$. В рассматриваемом примере это составляет 425…850 Гц в зависимости от частоты повторения. В противном случае будет возникать наложение спектров, которое разрешить сложнее.

При определении уровня помех наложения необходимо учитывать дополнительный доплеровский сдвиг, возникающий из-за неточности установки луча антенной системы $\delta\alpha$. Из рисунка 3 видно, что такие ошибки будут давать довольно существенное приращение до-

плеровского смещения до 20…25%, поэтому частоту повторения F_{pulse} нужно еще увеличивать до $(1{,}4\ldots1{,}65)\Delta F_{ts}$. Конечно, при этом необходимо контролировать и остальные параметры РСА, в частности, возможности радиопередающего устройства, поскольку увеличение частоты повторения приводит к снижению скважности зондирующего сигнала и росту тепловой нагрузки на передатчик.

Поворот КА вокруг продольной оси

Предположим, что плоскость антенны выведена на нулевой доплеровский сдвиг. Тангаж или крен вызывает отклонение максимума диаграммы направленности антенны (ДНА) от линии визирования в угломестной (вертикальной) плоскости. Поскольку строб приемника остается на месте, то сигнал от сцены будет ослабевать, в худшем случае попадая в первый ноль ДНА. Тогда мы не получим изображения, будет черная картинка, но доплеровское смещение здесь не при чем. В зависимости от величины смещения могут быть остатки РЛИ в конце или в начале дистанции.

Такая ситуация наблюдается при погрешностях установки $\delta\beta \approx \theta_{0,5в}$ и более ($\theta_{0,5в}$ – ширина ДНА в вертикальной плоскости). Поэтому для снижения неравномерности радиометрических искажений требования к точности установки максимального направления ДНА предъявляются порядка $\left(\frac{1}{16}\ldots\frac{1}{8}\right)\theta_{0,5в}$.

При малых ошибках наведения луча ДНА в вертикальной плоскости $\delta\beta$ на объект съемки зависимость ошибки дальностной координаты вблизи центра снимаемой сцены приведена на рис. 5. График показывает, что даже малые погрешности установки луча $\delta\beta$ = 0,02…0,05° дают смещение съемки относительно планового варианта на 250…700 м, что составляет 5…10 % от размера всей сцены. Такой разброс приводит к ограничению размера кадра РЛИ как информационного продукта.

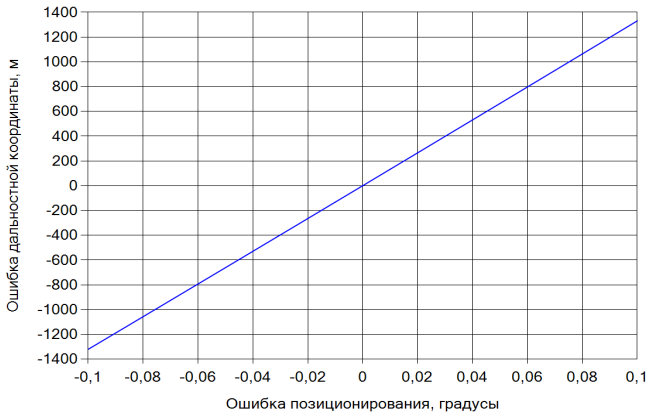


Рис. 5. Зависимость ошибки в дальностной координате

Заключение

Проведенный анализ показал, что одним из ключевых вопросов получения детальных РЛИ высокого качества является обеспечение высокой точности управления и вывода КА в точку съемки по угловым координатам. Критическими значениями в работе РСА космического базирования становятся неточности установки луча антенной системы порядка 0,5…1 угловых минут. Одной из вспомогательных программ обработки изображений является программа измерения средней доплеровской частоты по синтезируемому кадру [9,10]. За счет того, что количество отсчетов велико и составляет в кадре несколько миллионов, точность

измерения высока (десятые доли Гц). Измеренная частота вводится как поправка в алгоритмы синтеза и, тем самым, обеспечивает качественный синтез РЛИ. В ряде разработок радиограмма разбивается на части, в каждой из которых определяется среднее значение доплеровской частоты. Затем изменение доплеровской частоты по полученным отсчетам аппроксимируется 2D поверхностью, которая учитывается при синтезе РЛИ.

Другим эффективным направлением повышения качества синтезируемого РЛИ является применение автофокусировки. Не смотря на то, что к настоящему моменту времени разработано достаточно много алгоритмов [1–3], они продолжают совершенствоваться [11,12].

Такие меры позволяют смягчить эффект от неточности позиционирования луча антенны, однако полностью они проблему не устраняют. В связи с этим ошибки ориентации КА и антенны не должны превышать 0,5′...1′, что требует сложного навигационно-баллистического обеспечения на всех этапах функционирования космического комплекса: при формировании полетного задания, маневрировании КА, в процессе съемки и обработки радиограмм в наземном центре.

Библиографический список

1. Радиолокационные системы воздушной разведки, дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. *Л.А. Школьного*. – М.: ВВИА им. проф. Н.Е. Жуковского, 2008. – 531 с.
2. *Верба В.С., Неронский Л.Б., Осипов И.Г., Турук В.Э.* Радиолокационные системы землеобзора космического базирования / Под ред. *В.С. Вербы*. – М.: Радиотехника. 2010. – 680 с.
3. Авиационные системы радиовидения / Под ред. *Г.С. Кондратенкова*. – М.: Радиотехника. 2015. – 648 с.
4. Воздушная разведка. Автоматизированное дешифрирование радиолокационных изображений / Под ред. *И.К. Антонова*. – М: Радиотехника, 2021. – 296 с.
5. *Чернодаров А.В., Патрикеев А.П., Билик В.В., Коврегин В.Н.* Пространственно-распределенная система микронавигации для радиолокатора с синтезированной апертурой // XVIII Международная конференция по интегрированным навигационным системам (Санкт-Петербург, 30 мая–01 июня 2011). – СПб: ЦНИИ «Электроприбор», 2011. С.185-194.
6. *Брайткрайц С.Г., Ильин Е.М., Мартышин А.В. и др.* Унифицированный интегрированный с подсистемой микронавигации малогабаритный многофункциональный радиолокатор для беспилотных летательных аппаратов средней и малой дальности // Известия ТулГУ. Технические науки. 2018. Вып. 11. С.313-326.
7. *Кулакова В.И., Ноздрин С.А., Сохарев А.Ю., Царик Д.В.* Система микронавигации для поддержки радиолокатора с синтезированной апертурой на борту малогабаритного БПЛА // Гироскопия и навигация. Том 27. №4 (107), 2019. С.130-146.
8. *Костров В.В., Толстов Е.Ф.* Проблемы дистанционного зондирования Земли с использованием космических РСА высокого разрешения // Проблемы дистанционного зондирования, распространения и дифракции радиоволн: Конспекты лекций / VII Всероссийские Армандовские чтения: молод. школа. – Муром: ИПЦ МИ ВлГУ, 2017. – С.76-113.
9. *Long T., Liu L., Ding Z.* Strategy of Doppler centroid estimation in synthetic aperture radar // IET Radar, Sonar and Navig. 2011. Vol. 5. № 3. Pp.279-287.
10. *Zhu S. et al.* Unambiguous Doppler centroid estimation approach for sythetic aperture radar data based upon compressed signal magnitude // IET Radar, Sonar and Navig. 2011. Vol. 5. № 3. Pp.341-348.
11. *Монаков А.А.* Автофокусировка радиолокационных изображений методом максимизации резкости // Радиолокация, навигация, связь: Сборник трудов XXIV Международной научно-технической конференции (17-19 апреля 2018 г.). Том 2. Воронеж: ООО «Вэлборн», 2018. С.321-334.
12. *Зайцев С.Э., Карпов О.А., Костров В.В.* Непараметрический алгоритм автофокусировки, оптимальный по критерию максимума дисперсии РЛИ // VIII Всероссийские Армандовские чтения: Современные проблемы дистанционного зондирования, радиолокации, распространения и дифракции волн / Материалы Всероссийской научной конференции. (26.06-28.06.2018, г. Муром). – Муром: Изд.-полиграфический центр МИ ВлГУ, 2018. С. 435-446.

УДК 621.391; ГРНТИ 78.25.31

КОМПЕНСАЦИЯ НЕСТАЦИОНАРНОГО ФОНА ПРИ АВТОМАТИЧЕСКОМ ПОИСКЕ ОБЪЕКТОВ

В.В. Костров*, А.В.Ракитин**

**Муромский институт (филиал) Владимирского государственного университета имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых, Российская Федерация, Муром, vvk_2004@rambler.ru*

***АО «Научно-исследовательский институт «Субмикрон», Российская Федерация, Москва, Зеленоград, alexey.rakitin@mail.ru*

Аннотация. В работе рассматривается оценочно-компенсационный подход к обработке изображений для обеспечения функционирования устройства автоматического обнаружения объектов. С привлечением математического моделирования проводится сравнение использования в качестве оценок фона каузальных и некаузальных фильтров изображений. Обсуждаются их основные особенности работы, достоинства и недостатки.

Ключевые слова: оптико-электронная система (ОЭС), оценочно-компенсационная обработка, матричный фотоприемник, атмосферный фон, компенсация фона, дифференцирование сигнала.

COMPENSATION OF NON-STATIONARY BACKGROUND AT AUTOMATIC OBJECT SEARCH

V.V. Kostrov*, A.V.Rakitin**

**Murom Institute (branch) Vladimir State University named after Alexander Grigoryevich and Nikolai Grigoryevich Stoletov, Russian Federation, Murom, vvk_2004@rambler.ru*

***JSC "Submicron Research Institute", Russian Federation, Moscow, Zelenograd, alexey.rakitin@mail.ru*

Annotation. The paper considers an estimation-compensation approach to image processing to ensure the functioning of an automatic object detection device. Using mathematical modeling, a comparison is made of the use of causal and non-causal image filters as background estimates. Their main features of work, advantages and disadvantages are discussed.

Keywords: optoelectronic system (OES), estimation-compensation processing, matrix photodetector, atmospheric background, background compensation, signal differentiation.

При организации автоматического поиска объектов на изображениях, получаемых от оптико-электронных систем (ОЭС), одной из основных проблем, которую нужно решать в первую очередь, является снижение влияния нестационарного фона [1]. В случае наблюдения воздушного пространства таким фоном становится излучающая атмосфера, содержащая различные облачные и другие метеообразования. Для получения изображений часто используют матричные фотоприемные устройства, сигналы которых представляются в виде набора строк и образуют растр, как правило, прямоугольной конфигурации. Такой сигнал обрабатывается в специальном видеопроцессоре, причем организация процедур обработки может ограничиваться в простейшем случае пределами одной строки, в более сложных случаях – охватывать несколько строк и, наконец, наиболее полную информацию можно получить обработкой нескольких кадров. К настоящему времени сложилось несколько направлений построения сигнальной обработки для снижения влияния атмосферного фона (АФ). Основным является направление, связанное с улучшением изобразительных свойств получаемых с помощью ОЭС изображений. Сюда можно отнести различные методы фильтрации (усредняющие, медианные, морфологические, масочные, рекуррентные и др. виды фильтров), улучшения контраста, эквализации гистограмм и т.д. Так, например, в [2] выделение объектов связывается с алгоритмом Собеля и получением контуров изображений, в [3] различные средства фильтрации и эквализации используются для обнаружения движущихся объектов. Для локализации объектов в потоке видеокадров применяются методы и алгоритмы, учитывающие межкадровые корреляционные связи и основанные на многомерной марковской фильтрации

[4, 5] или на шаблонах (распознавание объектов на изображении с использованием коэффициента корреляции или цветовой сегментации); методы с использованием контурных моделей (пространственное дифференцирование, преобразование Хафа), нейросетевые методы, метод Виолы-Джонса, метод опорных векторов и другие [6]. Более приспособлены под задачи автоматического обнаружения объектов методы пространственной фильтрации с корреляционной обработкой строк и столбцов [7, 8], однако они удовлетворительно работают при разбиении изображений на небольшие фрагменты, не содержащие более одного объекта. В работе [9] для обнаружения сигналов ОЭС с учетом фона предлагается оценочно-компенсационный алгоритм, который для построения оценок требует существенной априорной информации.

Целью данной работы является рассмотрение принципов и алгоритмов компенсации фона в нестационарных условиях с общих позиций оценочно-компенсационного приема при использовании информации в пределах только одного кадра.

Наблюдаемый процесс на входе устройства обработки сигналов ОЭС может быть представлен в традиционном виде [10, 11]

$$U_{ij}^{(k)} = \theta S_{ij} + V_{ij} + \xi_{ij},$$

где θ – индикатор наличия или отсутствия сигнала, $\theta = 0$ в случае отсутствия сигнала или $\theta = 1$ при его наличии; S_{ij} – полезный сигнал; V_{ij} – коррелированная помеха, аппроксимирующая атмосферный фон (АФ); ξ_{ij} – широкополосный шум, аппроксимирующий некоррелированную составляющую наблюдаемого сигнала (шум усилителей сигналов и матричного приемника изображений); i – индекс времени по строке, $i = 0, 1, 2, ... W$; j – номер строки, $j = 0, 1, 2, ... H$; $W \times H$ – размер изображения по ширине и высоте; k – номер кадра.

В качестве сигнала объекта далее используется модель точечного объекта, яркость которого носит случайный характер. Вообще говоря, если сравнивать системы видимого диапазона и ИК диапазона, то можно отметить, что резкость изображения с увеличением длины волны падает, и изображение точки растекается по соседним пикселям. Поэтому реальное изображение точки получается в общем случае размытым и вокруг точки наблюдается некоторое довольно быстрое снижение яркости. Такая постановка задачи наиболее полно отвечает использованию широкоугольных ОЭС наблюдения воздушного пространства. Атмосферный фон в таких условиях представляет собой нестационарный процесс, который может иметь большие перепады яркости, например при переходе линии горизонта. Вместе с тем, АФ имеет достаточно сильную корреляцию, зависящую от структуры облачных образований [12], что может быть использовано для фильтрации и компенсации АФ.

Перед устройствами обработки изображений (УОИ) стоят задачи обработки случайных сигналов в условиях априорной неопределенности и атмосферного фона, среди которых на первом плане стоит задача обнаружения сигналов. Данная задача является бинарной, в процессе решения которой УОИ должно произвести выбор между двумя гипотезами: 1) присутствует только аддитивная смесь теплового шума электронных устройств ОЭС и атмосферный фон (АФ), 2) присутствует аддитивная смесь сигнала точечного объекта, теплового шума электронных устройств ОЭС и АФ.

Обобщенная структура ОЭС с компенсатором помех представлена на рисунке 1. В типовой схеме (показана пунктиром) после оцифровки видеосигнал поступает на блок цифровой обработки видеопроцессора, где осуществляется повышение контраста, определение границ, сглаживание шума, коррекция битых пикселей и др. обработка для улучшения визуальных свойств изображений.

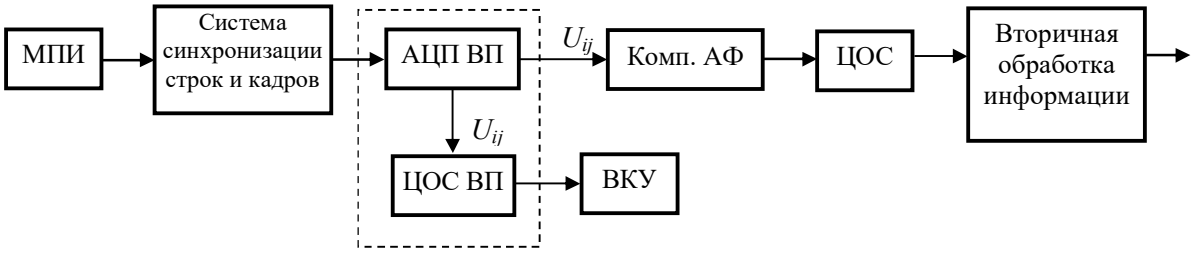


Рис. 1. Обобщенная структура ОЭС с компенсатором помех:
МПИ – матричный приемник изображений; АЦП ВП – аналого-цифровой преобразователь видеопроцессора; ЦОС – цифровая обработка сигналов; ЦОС ВП – цифровая обработка сигналов видеопроцессора; Комп. АФ – компенсатор атмосферного фона; ВКУ – видеоконтрольное устройство

В ЦОС после компенсации АФ проводится анализ изображения и принимается решение об обнаружении объектов, т.е. по существу производится переход к бинаризированным изображениям, содержащим только полезную информацию. На основании полученных изображений оцениваются координаты и размеры объекта, которые передаются дальше к исполнительным устройствам.

В автоматизированной системе обработки сигналов ОЭС центральное место занимает компенсатор атмосферного фона, структура которого приведена на рисунке 2. Основой синтеза квазиоптимальных алгоритмов является устройство оценивания АФ. Способ получения экстраполяционной оценки $\hat{V}_{0(ij)-1}$ зависит от формы области $G_{i,j}^{(k)}$, которая используется для ее построения (k – число используемых пикселей). Для наглядности преобразований и результатов обработки сигналов точечный объект представлен в виде набора точек определенной иконки (рис. 3).

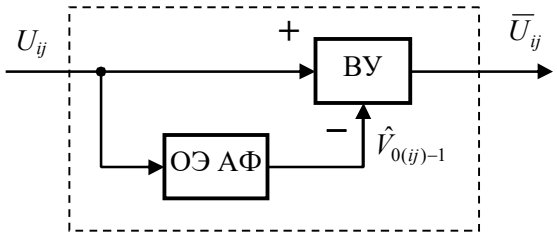


Рис. 2. Структура компенсатора АФ:

ОЭ АФ – оптимальный (квазиоптимальный) экстраполятор атмосферного фона; ВУ – вычитающее устройство

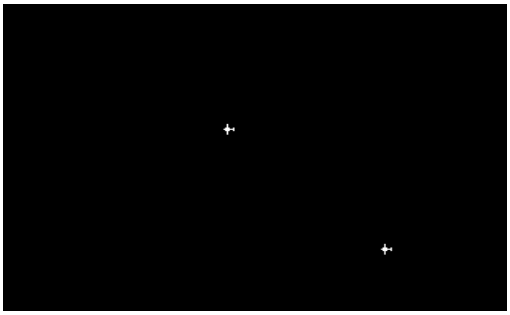


Рис. 3. Исходная модель изображения

Рассмотрим различные конфигурации построения области $G_{i,j}^{(k)}$ (рис. 4, на котором неиспользуемые пиксели представлены белым цветом, анализируемый пиксель – темным цветом, зона анализа, участвующая в формировании оценки, – светлым цветом). Одним из самых простых методов подавления коррелированных помех является череспиксельная компенсация (рис. 4а, $k=1$). Аналогичный метод (чересстрочная компенсация) широко используется в радиолокационных системах селекции движущихся целей и соответствует квазиоптимальному компенсатору марковского сигнала 1-го порядка. Для компенсации пассивной помехи из текущего значения наблюдаемого процесса вычитается его предыдущее. Результат компенсации при построчном методе будет записан следующим образом: $\overline{U}_{ij}=U_{ij}-U_{i-1,j}$, при компенсации в столбцах $\overline{U}_{ij}=U_{ij}-U_{i,j-1}$. Заметим, что этот метод относится к каузальным, поскольку оперирует толь с предшествующими пикселями.

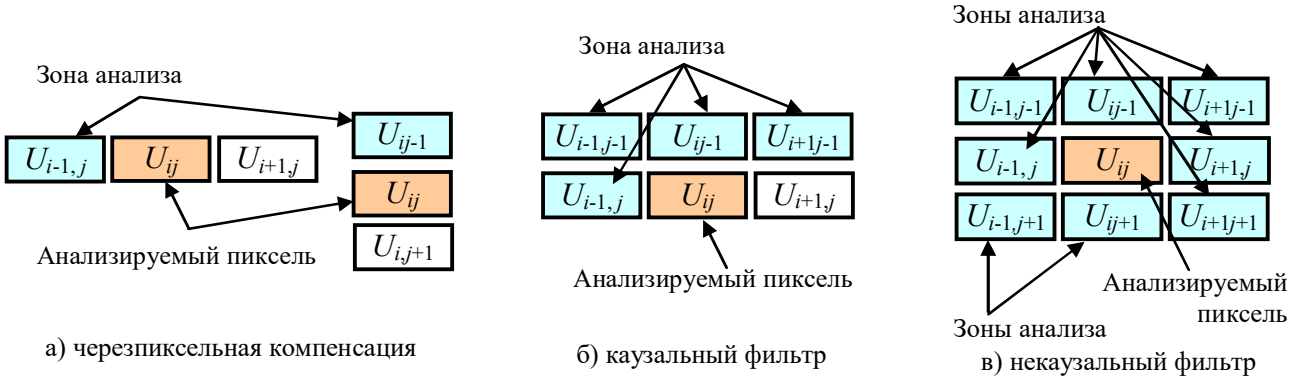


Рис. 4. Возможные зоны анализа и оценивания нестационарного фона

В качестве области $G_{i,j}^{(k)}$ оценивания нестационарного фона могут быть использованы более сложные конструкции, которые учитывают корреляционные связи между строками (по столбцам матричного представления пикселей). Пример такой каузальной области приведен на рис. 4б ($k=4$). Для этой зоны область, по которой оценивается помеха, состоит из отсчетов $U_{i-1,j-1}, U_{i,j-1},\ U_{i+1,j-1}, U_{i-1,j}$. Здесь 2 отсчета $U_{i,j-1}, U_{i-1,j}$ учитывают корреляционные связи анализируемого пикселя по столбцу и строке и 2 отсчета $U_{i-1,j-1}, U_{i+1,j-1}$ – диагональные корреляционные связи. Заметим, что эти отсчеты получены до приема текущего пикселя U_{ij}, поэтому они могут использоваться (также как при построчной череспиксельной компенсации) для обработки в реальном времени. Оценка прогноза яркости АФ для компенсации в этом случае имеет вид

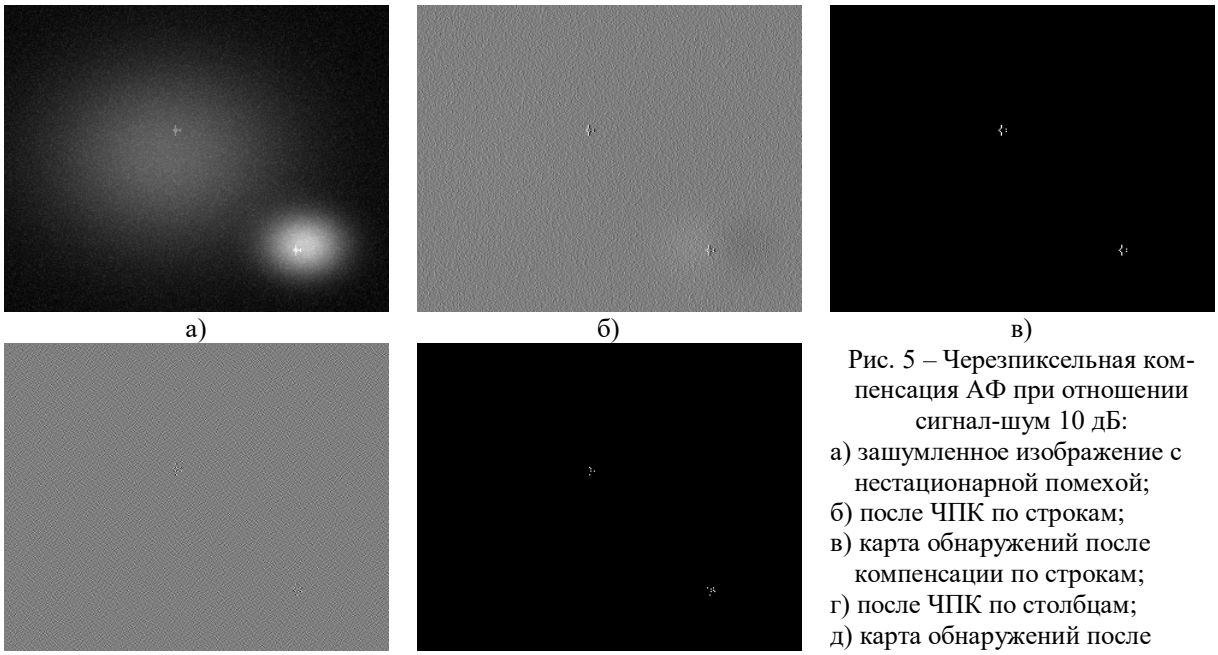
$$\hat{V}_{0(ij)-1} = \frac{1}{4}\left(U_{i-1,j} + \sum_{k=-1}^{k=1} U_{i+k,j-1} \right).$$

На рисунке 4в представлен вариант некаузального окна оценивания фона, в котором используются все пиксели, окружающие анализируемую точку ($k=8$). Оценка прогноза определяется соотношением

$$\hat{V}_{0(ij)-1} = \frac{1}{8}\left(U_{i-1,j} + U_{i+1,j} + \sum_{k=-1}^{k=1} U_{i+k,j-1} + \sum_{k=-1}^{k=1} U_{i+k,j+1} \right).$$

На рисунке 5 приведены результаты моделирования фоно-целевой обстановки и работы схемы череспиксельной компенсации. На рисунке 5а представлено изображение с объектами с шумом и нестационарным фоном. Рисунок 5б соответствует изображению после черезпиксельной компенсации. Данное изображение показывает, что нестационарный фон скомпенсирован, присутствуют остаточные шумы устройства. Детальный анализ строк с объектами свидетельствует о том, что сигналы от объектов являются дифференцированными, двухполярными, средний уровень этих двуполярных сигналов и определяет общий серый фон. Кроме того, переходной процесс такого фильтра визуально приводит к появлению «тени». Тем не менее, автоматическое обнаружение с использованием адаптивного порога [13] дает устойчивое обнаружение объекта (рис. 5в). По форме полученные отметки легко ассоциируются с исходными изображениями на рисунке 3. Дополнительная декорреляция сигналов по столбцам ухудшает визуальное восприятие объектов на изображении (рис. 5г), при этом начинает проявляться корреляционная связь по диагональным направлениям в виде характерной текстуры. Однако эта текстура не нарушает работу автоматического обнаружителя, результаты работы которого в виде бинаризованного обнаружителя приведены на рисун-

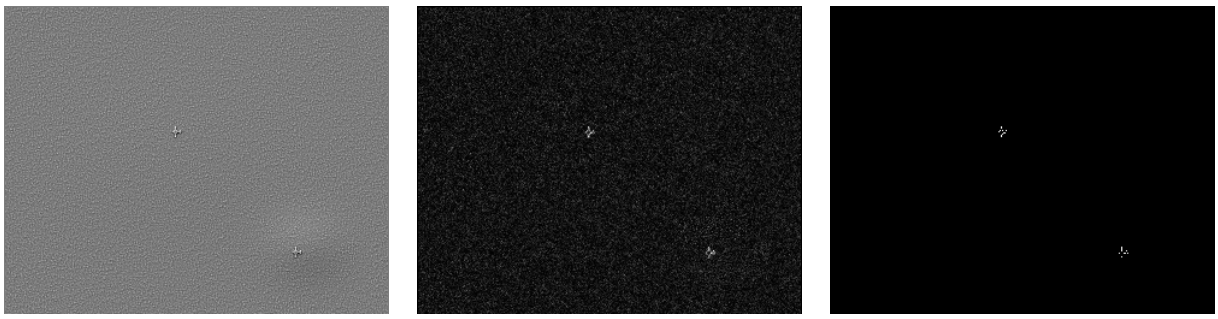
ке 5д. Следует заметить, что объекты наблюдения превратились в компактно расположенные многоточечные цели, анализ и идентификацию которых необходимо производить на этапе вторичной обработки информации.



а) б) в) г) д)

Рис. 5 – Черезпиксельная компенсация АФ при отношении сигнал-шум 10 дБ:
а) зашумленное изображение с нестационарной помехой;
б) после ЧПК по строкам;
в) карта обнаружений после компенсации по строкам;
г) после ЧПК по столбцам;
д) карта обнаружений после компенсации по столбцам.

В той же фоно-целевой обстановке производилась обработка с использованием четырех точечного каузального (рис. 6) и восьми точечного некаузального фильтров (рис. 7) оценивания нестационарного фона. Соответственно на рисунках 6а и 7а представлены изображения на выходе этих пространственных фильтров. По сравнению с рисунками 5б и 5г полученное изображение дает более четкие контуры объектов, которые еще более проявляются, если использовать модуль результата фильтрации (рис. 6б и 7б). Бинарные изображения результатов обнаружения (рис. 6в и 7в) дают более близкое к оригиналам отображение наблюдаемых объектов по сравнению с рисунком 5д.



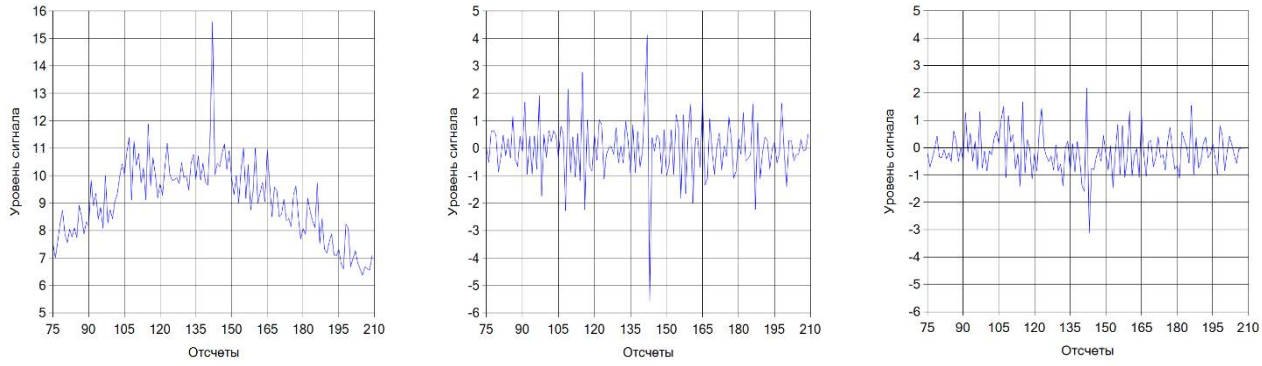
а) б) в)

Рис. 6. Результаты каузальной фильтрации нестационарного фона и обнаружения объектов

а) б) в)

Рис. 7. Результаты некаузальной фильтрации нестационарного фона и обнаружения объектов

Механизм компенсации нестационарного фона хорошо проявляется при анализе осциллограмм строк изображения. На рисунке 8а приведен отрезок реализация 102-й строки, взятый из исходного изображения и содержащий на 142-м отсчете строки точечный объект. На данном участке видно нестационарное поведение фона, которое приводит к изменению среднего значения быстро осциллирующего шума. Применение каузальной фильтра и компенсации фона (рис.8б) привело к увеличению дисперсии шумового процесса и компенсации нестационарной составляющей. Полезный сигнал от точечного объекта оказался продифференцированным в таком фильтре, стал биполярным, а его амплитуда уменьшилась. Использование для компенсации фона некаузальной оценки (рис. 8в) привело к некоторому снижению уровня шума по сравнению с каузальной оценкой. Это произошло в основном за счет повышения порядка фильтра и соответствующего улучшения точности оценивания среднего значения помех. Фон, как видно из рисунка, скомпенсирован, но уровень полезного сигнала также снизился. Однако это не помешало автоматической системе, не смотря на низкое отношение сигнал-шум, уверенно ее обнаружить (рис.7в).



а) б) в)

Рис. 8. Сигнал одной строки: а) исходного изображения;
б) после компенсации с каузальным фильтром;
в) после компенсации с некаузальным фильтром

Следует отметить и дальнейшее развитие рассмотренного подхода к обнаружению объектов. Расширение видов каузальной и некаузальной фильтрации для оценивания помехи можно достичь путем изменения глубины анализа пространственного фильтра [14]. Это можно сделать как за счет фильтрации дополнительных строк, так и за счет увеличения числа анализируемых предшествующих столбцов. Увеличение объема выборки дает, с одной стороны, увеличение точности экстраполяционной оценки фона, но, с другой стороны,

усиление влияния нестационарности помехи. Поэтому при выборе размерности пространственного фильтра необходим компромисс.

Очевидно, что для повышения качества обработки необходимо учитывать масштаб объекта на изображении, его ориентацию, а также геометрические параметры съемки (ракурс, угол визирования, разрешающую способность и т.п.). Эта стадия нормализации изображений также потребует дополнительных вычислительных затрат, причем результаты оптимизации времени вычислений будут зависеть от применяемого алгоритмического, программного и аппаратного обеспечения.

Библиографический список

1. Катулев А.Н., Храмичев А.А., Ягольников С.В. Цифровая обработка 2D слабоконтрастных изображений, формируемых оптико-электронным прибором в сложных фоновых условиях. Обнаружение, распознавание, сопровождение динамических объектов. – М.: Радиотехника, 2018.
2. Cavallaro A., Ebrahimi T. Change detection based on color edges, circuits and systems // The 2001 IEEE International Symposium on Circuits and Systems. 2001. Pp.141-144.
3. Волчкова Д.С., Долгова А.С. Алгоритм обнаружения малоконтрастных объектов в различной фоноцелевой обстановке // Вестник Концерна ВКО «Алмаз – Антей». 2021. № 2. С.76-89.
4. Петров Е.П., Медведева Е.В., Метелев А.П. Метод комбинированной нелинейной фильтрации коррелированных видеоизображений // Нелинейный мир. 2010. №11. С.677-684.
5. Бабаян П.В., Фельдман А.Б. Обнаружение и оценка параметров воздушных объектов в видеопоследовательностях на основе кратномасштабной пространственной обработки // Цифровая обработка сигналов. 2010. №4. С.7-11.
6. Мареев А.В., Орлов А.А., Рыжкова М.Н. Методы локализации объектов в видеопотоке // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2021. Вып.3. С.48-60.
7. Якименко И.В. Методы, модели и средства обнаружения воздушных целей на атмосферном фоне широкоугольными оптико-электронными системами. – Смоленск: ВА ВПВО ВС РФ, 2009.
8. Якименко И.В. Метод компенсации атмосферного фона при пространственной фильтрации тепловых объектов // Журнал радиоэлектроники. 2009. № 5.
9. Обнаружение и координатометрия оптико-электронных средств, оценка параметров их сигналов / Под ред. Ю.Л. Козирацкого. – М.: Радиотехника, 2015.
10. Сосулин Ю.Г., Костров В.В., Паршин Ю.Н. Оценочно-корреляционная обработка сигналов и компенсация помех. – М.: Радиотехника, 2014.
11. Костров В.В. Компенсация помех в радиотехнических системах: оценочно-корреляционный подход // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2014. Вып.1. С. 21-34.
12. Алленов М.И., Иванов В.Н., Третьяков Н.Д. Параметризация структур излучения и эволюции облачности. – Обнинск, 2013.
13. Костров В.В., Ракитин А.В. Корреляционно-экстремальный алгоритм поиска объектов со стабилизацией вероятности ложной тревоги // Наука и образование в развитии промышленной, социальной и экономической сфер регионов России: XIV Всероссийские научные Зворыкинские чтения / Сборник тезисов докладов всероссийской научной конференции (4 февраля 2022 г., Муром). – Муром, ИПЦ МИ ВлГУ. 2022. С.206-208.
14. Дементьев В.Е. О связи между каузальным и некаузальным прогнозом при оценивании многомерных случайных полей // Вестник НГИЭИ. 2018. № 10 (89). С.5-13.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.41.29

ПОВЫШЕНИЕ ТОЧНОСТИ СПЕКТРАЛЬНОГО ОЦЕНИВАНИЯ КУСОЧНО-СТАЦИОНАРНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ СВЕТОВЫХ ОТРАЖЕНИЙ ОТ ИСКУССТВЕННЫХ СПУТНИКОВ ЗЕМЛИ

В.Г. Андреев*, В.А. Чан**

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, *andrejev.v.g@rsreu.ru, **mrtran1910@gmail.com*

Аннотация. В работе предложен алгоритм спектрального анализа кусочно-стационарных радиосигналов световых отражений от искусственных спутников земли, применение которого даёт возможность уменьшить в 1,4…1,9 раза невязку между контрольным и модельными спектрами по сравнению с обычным методом авторегрессии для спектрального оценивания.

Ключевые слова: кусочно-стационарные помехи, адаптивный алгоритм, борьба с нестационарными помехами, спектральное оценивание.

INCREASING THE ACCURACY OF SPECTRAL EVALUATION OF PIECE-STATIONARY RADIOSIGNALS OF LIGHT REFLECTIONS FROM ARTIFICIAL EARTH SATELLITES

V.G. Andreev, V.A. Tran

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, andrejev.v.g@rsreu.ru, mrtran1910@gmail.com

Abstract. In this paper we propose an algorithm for the spectral analysis of piecewise stationary radiosignals of light reflections from artificial earth satellites, the use of which makes it possible to reduce the discrepancy between the control and model spectra by 1.4...1.9 times compared to the conventional autoregressive method for spectral estimation.

Keywords: piecewise-stationary noise, adaptive algorithm, non-stationary noise control, spectral estimation.

В настоящее время перегруженность орбит Земли представляет собой растущую угрозу космической деятельности. За последние годы количество объектов на орбите резко возросло, что привело к увеличению риска фрагментации космических аппаратов в результате взрывов или столкновений. Количество искусственных спутников земли (ИСЗ), выводимых на низкую околоземную орбиту, увеличилось более чем в 17 раз с 2012 г. [1]. Моделирование, основанное на экстраполяции текущего поведения пускового трафика и успешных мер по выводу с орбиты, предполагало, что, если скорость взрыва останется постоянной, количество объектов на орбите будет расти в геометрической прогрессии [1].

Таким образом, нынешние обстоятельства требуют передовых методов обработки сигналов для надежного определения характеристик объектов на орбите Земли, таких как внедрение методов обработки сигналов [2], одним из которых является адаптивная фильтрация, чтобы лучше обнаруживать и анализировать полезный сигнал.

Общий подход к определению параметров орбитальных целей заключался в использовании наземных наблюдений. Однако, это предполагает, что измеренные световые отражения значительно варьируются в зависимости от состояния атмосферы, ориентации объекта, формы и материалов поверхности. В этой работе предложен и исследован алгоритм повышения точности спектрального оценивания световых отражений от искусственных спутников земли в условиях воздействия аддитивных нестационарных по мощности шумовых помех (ШП), характерных для наземной астрономии из-за влияния атмосферы Земли [3].

Постановка задачи

Световой сигнал $\mathbf{X}=[X_0, X_1, \ldots, X_t, \ldots, X_{T-1}]^{\mathrm{T}}$ ($^{\mathrm{T}}$ — знак транспонирования), состоящий из T наблюдений X_t, может быть описан в виде кусочно-стационарного случайного процесса, который представлен двумя квазистационарными участками (фрагментами) [4, 5]:

$$X_t = \begin{cases} X_t^{(1)}, & 0 \le t < \theta, \\ X_t^{(2)}, & \theta \le t \le T-1, \end{cases} \text{ или } \mathbf{X} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}^{(1)} \\ --- \\ \mathbf{X}^{(2)} \end{bmatrix}, \quad (1)$$

где θ — подлежащий оцениванию момент «разладки», под которым подразумевается резкое (скачкообразное) изменение параметров световых отражений;

T — длительность всего наблюдения за ними (общее число временных отсчётов X_t светового сигнала $\mathbf{X}$);

$\mathbf{X}^{(1)} = [X_0^{(1)}, X_1^{(1)}, \ldots, X_m^{(1)}, \ldots, X_{\theta-1}^{(1)}]^{\mathrm{T}}$, $m=0, 1, \ldots, \theta-1$;

$\mathbf{X}^{(2)} = [X_\theta^{(2)}, X_1^{(2)}, \ldots, X_n^{(2)}, \ldots, X_{T-1}^{(2)}]^{\mathrm{T}}$, $n=\theta, \theta+1, \ldots, T-1$ — реализации двух отличающихся по своей статистике процессов (ниже предполагается, что пара рассматриваемых фрагментов $\mathbf{X}^{(1)}$, $\mathbf{X}^{(2)}$ светового сигнала $\mathbf{X}$ поражены центрированными некоррелированными шумами со среднеквадратическими отклонениями σ_1 и σ_2 соответственно).

В дальнейшем, в соответствии со сделанными предположениями, считается, что во фрагменте $\mathbf{X}^{(1)}$ воздействия шумов невелики и данный фрагмент характеризуется матрицей автокорреляции $\mathbf{R}_1$, а фрагмент $\mathbf{X}^{(2)}$ наблюдений сильно зашумлён и имеет автокорреляционную матрицу $\mathbf{R}_2$, т.е. среднеквадратические отклонения шумовых процессов подчиняются правилу: $\sigma_1 << \sigma_2$.

Аддитивные шумовые помехи могут оказывать негативное влияние на автокорреляционные свойства составного процесса $\mathbf{X}$, таких как: искажение исходного сигнала, уменьшение величины коэффициентов автокорреляции, искажение фазовых соотношений, увеличение неопределенности в оценке коэффициентов автокорреляции [6]. Для уменьшения воздействия аддитивных шумовых помех на автокорреляционные свойства составного процесса и более точного решения задачи спектрального оценивания предполагается, что модифицированная автокорреляционная матрица $\hat{\mathbf{R}}$ сигнала $\mathbf{X}$ может быть сформирована по следующему правилу:

$$\hat{\mathbf{R}} = \mathbf{R}_1 + \mathbf{R}_2 - P_{\mathrm{n}}\mathbf{I} \quad (2)$$

где $\mathbf{I}$ — единичная матрица;

P_{n} — корректирующая величина, основанная на оценке мощности аддитивного шума.

Корректирующая величина P_{n} используется для повышения точности обработки сигнала, такой как фильтрация или шумоподавление, путем компенсации эффектов аддитивных шумовых помех. Принимая во внимание предполагаемую мощность P_{n} аддитивного шума, значение коррекции может помочь минимизировать искажение исходного сигнала. Это улучшает, как показали модельные эксперименты, оценку коэффициентов автокорреляции, что приведет к улучшению результатов обработки сигналов и их спектрального оценивания [2, 7].

Анализ эффективности алгоритмов спектрального оценивания

Проведем анализ предлагаемой методики оценки спектральной плотности мощности (СПМ) на примере описания наблюдений за ИСЗ «Lacrosse-5». На рисунке 1 показано изображение трека «Lacrosse-5», полученного с помощью снимка с большой (до 1 с) выдержкой (см. фрагмент, обведённый эллипсом на рисунке 1).

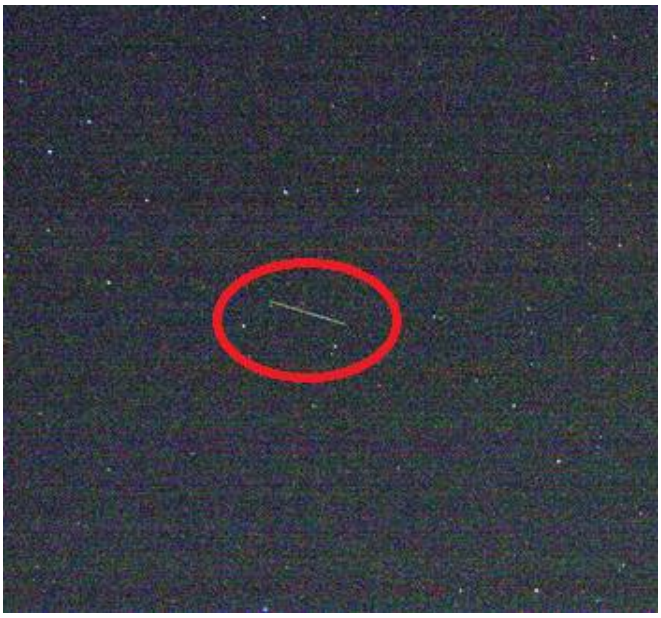


Рис. 1. Трек ИСЗ «Lacrosse-5»

На рисунке 2 представлены, центрированные интенсивности световых отражений **X** от космического объекта с шагом в один пиксель в условиях воздействия на полезный сигнал аддитивных нестационарных по мощности ШП. Всего было проанализировано T=171 временных отсчётов светового сигнала **X**.

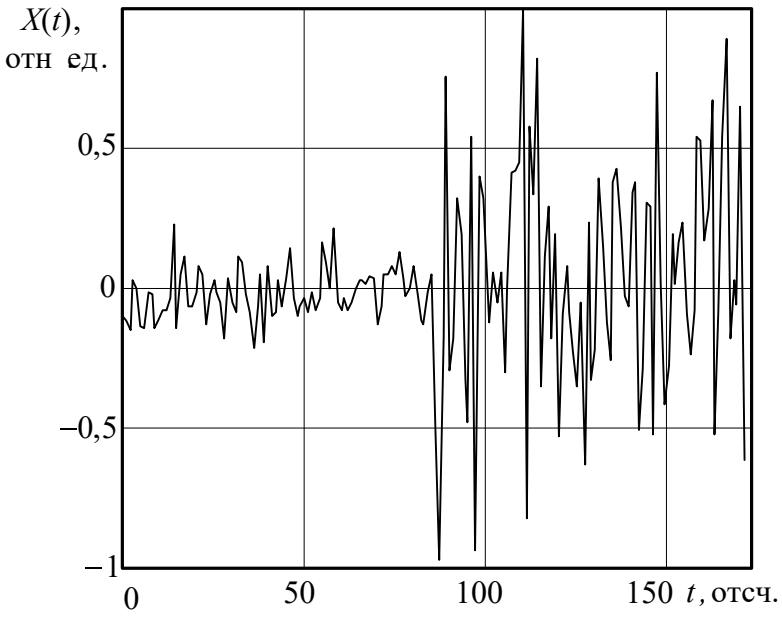


Рис. 2. Интенсивности световых отражений

Для подведения объективных итогов по результатам статистического моделирования были построены СПМ с помощью параметрических авторегрессионных (АР) методов [2, 4]. На рисунке 3 приведены результаты спектрального оценивания светового сигнала с помощью АР-метода при порядке p АР-модели p=6 и при следующих исходных данных: $\sigma_1=10^{-3}$, σ_2=1, $\theta=T/2$, $P_{\text{п}}$=0,4.

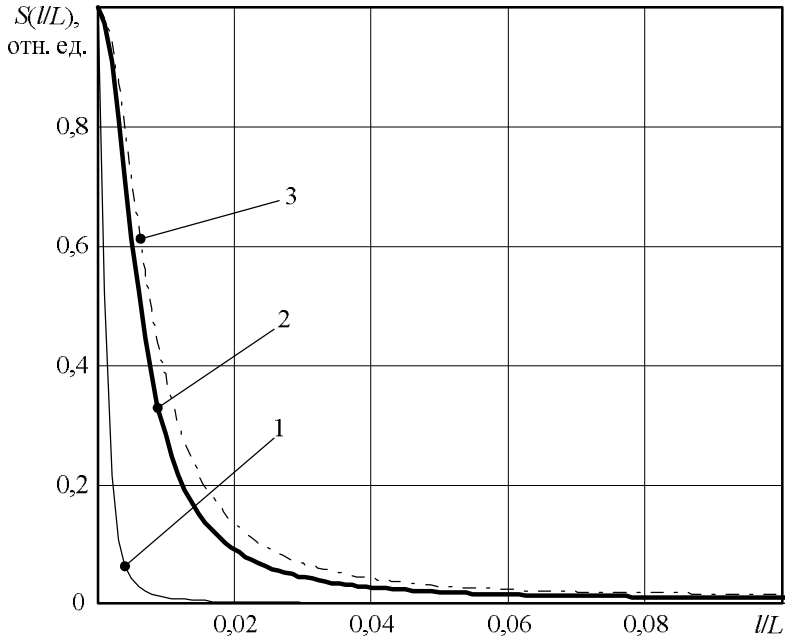


Рис. 3. Результат оценки СПМ

На рисунке 3 введены следующие условные обозначения: $S(l/L)$ — нормированный к максимуму спектр в относительных единицах (отн. ед.); l/L — относительная частота при величине L общего числа спектральных отсчётов L=1024, причём сплошной тонкой линией 1 показан контрольный спектр, полученный с помощью АР-модели 20-го порядка по исходному сигналу без воздействия на него аддитивных шумов; сплошной жирной линей 2 — спектр, полученный на основе предлагаемой модели, полученный с помощью АР-модели с порядком p=6; штрихпунктирной линией 3 — спектр, построенный на основе простой (известной) АР-модели того же порядка p=6 по исходной неравномерно зашумлённой последовательности **X**.

При общем анализе результатов спектрального оценивания, представленных на рисунке 3, видно, что СПМ, полученная предлагаемым модифицированным методом (кривая 2) ближе к контрольному спектру (кривая 1), чем СПМ, полученная обычным параметрическим АР-методом (кривая 3).

С целью объективной оценки эффективности предлагаемой методики введём критерий нормированного квадрата длины E вектора **ε** невязки между векторами отсчетов оценки качества спектрального оценивания сигналов на фоне аддитивных нестационарных по мощности ШП:

$$\mathrm{E} = \boldsymbol{\varepsilon}^{\mathrm{T}}\boldsymbol{\varepsilon} / L, \text{ где } \boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{c} - \mathbf{s}, \tag{3}$$

где **c** — L-мерный вектор СПМ контрольной модели, в качестве которой используется энергетический спектр, полученный с помощью АР-модели большого (p=20) порядка по незашумлённому полезному сигналу;

s — L-мерный вектор СПМ, полученный сопоставляемыми (известным и предлагаемым) АР-методомами.

В таблице 1 даны результаты сравнения адекватности спектрального оценивания с использованием различных авторегрессионных подходов при вариации порядков p АР-моделей с указанными выше параметрами.

Таблица 1. Результаты влияния порядка *p*

Методы / *p*	Известный	Предлагаемый
2	0,09	0,054
4	0,035	0,024
6	$8{,}97\cdot10^{-3}$	$4{,}769\cdot10^{-3}$
8	$6{,}861\cdot10^{-3}$	$4{,}504\cdot10^{-3}$
10	$6{,}21\cdot10^{-3}$	$4{,}35\cdot10^{-3}$

Сопоставление эффективности спектрального анализа кусочно-стационарных процессов по критерию (3) с обычной (известной) АР-моделью показало, что снижение порядка *p* может достигать 2-х раз при сохранении такой же точности оценки спектра. Так, в случае обеспечения той же адекватности $E=4{,}769\cdot10^{-3}$ спектрального оценивания предложенная методика допускает использование порядка $p=6$, а для обычной АР-модели необходим её порядок $p=12$. В условиях воздействия нестационарных по мощности аддитивных ШП нормированный квадрат длины Е вектора **ε** невязки у предлагаемой модели имеет в 1,4…1,9 раза меньшую величину, чем у обычной АР-модели, что даёт возможность улучшить оценку спектральной плотности мощности световых отражений от искусственных спутников Земли для оценки их характеристик [8, 9].

Библиографический список

1. ESA’s Annual Space Environment Report; Rev. 6, Technical Report; ESA Space Debris Office: Darmstadt, Germany, 2022.

2. Сергиенко А.Б. Цифровая обработка сигналов. М., С.Пб: Питер, 2006. 750 с.

3. Марпл-мл. С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.

4. Колмогоров А.Н., Прохоров Ю.В., Ширяев А.Н. Вероятностно-статистические методы обнаружения спонтанно возникающих эффектов // Тр. МИАН. 1988. Т. 182. С. 4-23.

5. Андреев В.Г., Чан В.А. Параметрический спектральный анализ кусочно-стационарных радиотехнических сигналов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. № 3. Выпуск 81. Рязань: РГРТУ, 2022. С. 3-11.

6. Кошевой В.М. Оценивание корреляционных матриц // Радиотехника и электроника. 1986. № 10. С. 1964-1974.

7. Бакулев П.А. Радиолокационные системы. М.: Радиотехника, 2004. 319 с.

8. Авраменко Д. В., Андреев В. Г. Метод распознавания изображений космических аппаратов на основе анализа спектра яркостной модуляции методом Прони // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета.— № 3.— Выпуск 69.— Рязань: РГРТУ, 2019.— С. 26-32.— (DOI: 10.21667/1995-4565-2019-69-26-32).

9. Андреев В.Г., Чан В.А. Оптимизация статистических моделей кусочно-стационарных радиотехнических сигналов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета.— № 2.— Выпуск 80.— Рязань: РГРТУ, 2022.— С. 3-11.— (DOI: 10.21667/1995-4565-2022-80-3-11).

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49

ОБНАРУЖЕНИЕ ЦЕЛИ В РЛС МАЛОЙ ДАЛЬНОСТИ МЕТОДАМИ МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОРФОЛОГИИ

Д.С. Воробьев, В.И. Кошелев
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, daniil_vorobev_2015@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается способ обнаружения малоразмерных объектов в РЛС малой дальности действия на основе методов математической морфологии.
Ключевые слова: беспилотные летательные аппараты (БПЛА), частотный метод измерения дальности, морфология, дилатация, эрозия, открытие, закрытие, ранговая фильтрация.

TARGET DETECTION IN SHORT-RANGE RADAR METHODS OF MATHEMATICAL MORPHOLOGY

D.S. Vorobiev, V.I. Koshelev
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, daniil_vorobev_2015@mail.ru

The summary. The paper considers a method for detecting small-sized objects in a short-range radar based on the methods of mathematical morphology.
Keywords: unmanned aerial vehicles (UAVs), frequency ranging method, morphology, dilation, erosion, opening, closing, rank filtering.

Использование беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) является одним из способов снижения затрат при мониторинге различных объектов, дает возможность производить работы в опасных условиях. Большая мобильность, низкая энергозатратность, отсутствие угрозы человеческой жизни при уничтожении устройства также являются важными преимуществами для целевого использования БПЛА [1]. Небольшие потребительские БПЛА являются недорогими и могут использоваться в качестве носителя сенсоров для получения данных о месторасположении и характеристиках внешних объектов. Одним из важных каналов получения информации об воздушной и наземной обстановках является бортовой радиолокатор (БРЛ). Ввиду небольших габаритов самого летательного аппарата, БРЛ также должен иметь небольшие массу и размер.

БПЛА могут решать задачу обнаружения и измерения координат малогабаритных БПЛА ближнего радиуса действия типа квадрокоптер или самолетного типа [2], установленных на борту носителя БРЛ. Для этого целесообразным является применение в БРЛ гармонического сигнала с линейно периодически изменяющейся частотой с последующим двойным быстрым преобразованием Фурье (БПФ) отраженного сигнала [3]. Результат вычисления двумерного БПФ позволяет получить информацию о дальности и скорости цели.

Частотный метод измерения дальности

Определение дальности частотным методом заключается в измерении изменения частоты излучаемых колебаний за время распространения этого сигнала до предполагаемого объекта и обратно. Если частота $f_{\text{и}}$ излучаемых колебаний изменяется непрерывно по линейному закону со скоростью $\gamma = \mathrm{d}f(t) / \mathrm{d}t$, то приращение частоты принимаемых колебаний относительно излучаемых за время распространения сигнала $t_{\text{з}} = 2R/c$ составит $\Delta f_{\text{и}} = \gamma \cdot t_{\text{з}}$. Измерение разности частот излучаемых и принимаемых колебаний позволяет определить дальность до объекта наблюдения:

$$R = 0{,}5c\Delta f_{\text{и}} / \gamma = 0{,}5cf_{\text{р}} / \gamma .$$

Необходимо применять периодическую модуляцию частоты. Наиболее часто в частотных радиодальномерах используется периодическое изменение частоты с симметрично-линейной модуляцией [4].

Среди достоинств такого метода возможность использования передатчика с малой мощностью излучения за счёт накопления отклика одной цели в течение всего периода излучения в отличие от импульсных РЛС, а также относительно малая пиковая мощность зондирующего сигнала благодаря непрерывности излучения зондирующего сигнала.

Полученные результаты о значениях дальности и скорости до цели можно представить как двумерный массив. Он содержит не только важную информацию о распределении отраженного сигнала по дальности и скорости, но и может использоваться для улучшения характеристик обнаружения с помощью обработки изображения математическими методами морфологии.

Математическая морфология и обработка изображений

В контексте обработки двумерных сигналов *морфология* относится к описанию свойств формы областей на изображении. Операции математической морфологии полезны в задачах обработки множества точек в двумерном пространстве. Множествами в математической морфологии представляются объекты на изображении.

Интерес для исследования представляют в основном морфологические методы, применяемые на этапах предварительной и итоговой обработки изображений. Такие как дилатация или эрозия.

Входными данными для аппарата математической морфологии служат два изображения: обрабатываемое и специальное, зависящее от вида операции и решаемой задачи. Такое специальное изображения принято называть примитивом или структурирующим элементом. Как правило, структурирующий элемент во много раз меньше обрабатываемого изображения. Данный элемент можно считать описанием области с некоторой формой. Главное, чтобы её возможно было представить в виде бинарного изображения заданного размера.

Результат морфологической обработки будет зависеть как от размера и конфигурации исходного изображения,так и от структурирующего элемента. Одним из основных преимуществ морфологической обработки является её простота: как на входе, так и на выходе процедуры обработки получается бинаризованное изображение.

Основными операциями математической морфологии, используемыми в исследовании, являются дилатация, эрозия, закрытие и открытие. В этих названиях отражена суть операций: *дилатация* увеличивает размер объектов на бинарном изображении, *эрозия*, наоборот, делает его меньше, операция *закрытия* позволяет замкнуть внутренние разрывы области и устранить заливы вдоль границы области, операция *открытия* помогает избавиться от выступающих наружу фрагментов, размер которых меньше размера структурирующего элемента [5]. Помимо них используется еще и ранговая оконнная фильтрация: вокруг каждого элемента изображения выбирается окрестность, входящие в нее элементы изображения упорядочиваются по возрастанию яркости. Ранговый фильтр порядка r ($1 \le r \le N$, где N - число отсчетов в окрестности) выбирает из полученного ряда элемент с номером r и присваивает его значение исходному элементу изображения [5].

Данные для обработки представлены в комплексном виде: действительной и мнимой части формы сигнала биений, по которому рассчитывается двумерный амплитудный спектр (рисунок 1) с количеством периодов модуляции в кадре 255 (число дискретов спектра по скорости) и числом отсчётов АЦП в одном периоде модуляции 122 (число дискретов спектра по дальности).

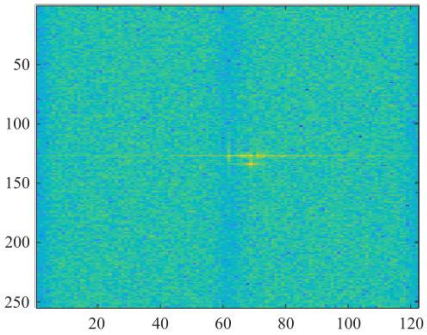


Рис. 1. Двумерный спектр сигнала

Центральные строки амплитудного спектра обнуляются, как содержащие пассивные отражения от подстилающей поверхности. Для выявления цели на фоне шума и остатков отражений от подстилающей поверхности была получена подвыборка данных, содержащая статистику шума и гистограмму распределения амплитуд шумовых гармоник, подчиняющуюся Релеевскому закону. Порог обнаружения определяется с использованием формулы распределения. Пикселы, превышающие этот порог, сигнализируют об обнаружении радиолокационной цели (рисунок 2). Предположение, что размер цели кратно больше размера одного элемента разрешения, позволяет устранить ложные тревоги, проявляющиеся в виде одиночных пикселов.

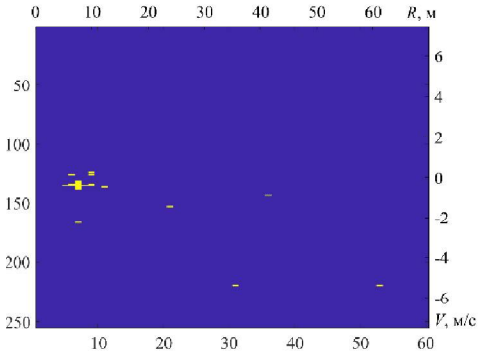


Рис. 2. Пикселы, превышающие порог обнаружения

Для объединения находящихся рядом пикселов в единое целое необходима операция закрытия. Для устранения одиночных пикселей используется ранговая фильтрация с маской 3x3 и рангом 8 (рисунок 3). На данном примере отклик от цели находится в координатах [8;131], которые несут в себе информацию об дальности и скорости цели (8 м и 0,3 м/с соответственно).

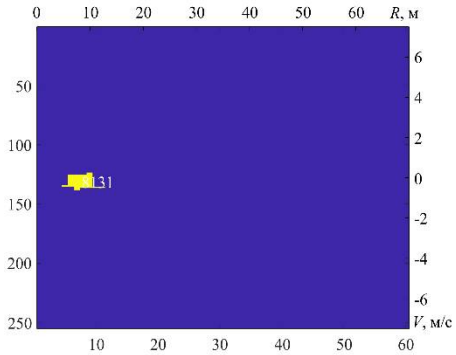


Рис. 3. Результат операции закрытия и ранговой фильтрации

С целью обеспечения стабильного обнаружения цели выполнена межкадровая обработка. Для этого в окрестности отклика обнаружения искусственно снижен порог обнаружения, что приводит к повышению вероятности ложной тревоги. Область сниженного порога определяется, как результат дилатации откликов обнаружения предыдущего кадра (рисунок 4).

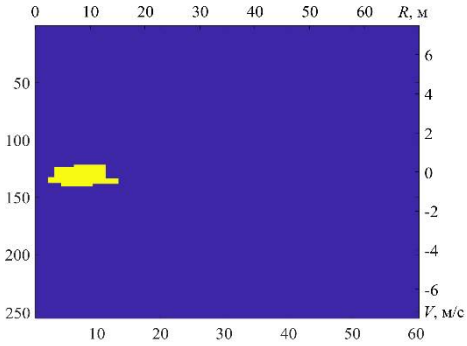


Рис. 4. Результат дилатации

У единичных пикселов результата дилатации, описывающих область наиболее вероятного появления цели, вероятность ложной тревоги должна быть выше, а значит и порог должен быть снижен. Для остальных (нулевых) элементов разрешения назначаются значения ложной тревоги и значение порога обнаружения для каждого пиксела (рисунок 5).

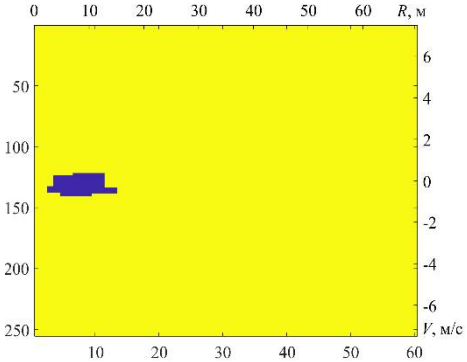


Рис. 5. Матрица порогов

Сравнение результата дилатации с матрицей порогов обеспечивает обнаружение цели с заданной вероятностью ложной тревоги. Сравнивая картину рисунков 1 и 5, можно прийти к выводу, что вероятность обнаружения цели существенно возросла от значений 0,28 до значений 0,89.

Библиографический список

1. Ерёмин Г.В., Гаврилов А.Д., Назарчук И.И. Малогабаритные беспилотники – новая проблема для ПВО. – Армейский вестник, 2015.

2. Верба В.С., Татарский Б.Г. Комплексы с беспилотными летательными аппаратами. – М.: Радиотехника, 2016 – 1376 с.

3. Нуссбаумер Г. Быстрое преобразование Фурье и алгоритмы вычисления свёрток. Пер. с англ. – М.: Радио и связь, 1985. 248 с.

4. Ю. П. Гришин, В. П. Ипатов, Ю. М. Казаринов. Радиотехнические системы: Учебник для вузов по специальности «Радиотехника». Под ред. Ю. М. Казаринова. — М.: Высш. шк., 1990. – 496 с.

5. И.С. Грузман, В.С. Киричук. Цифровая обработка изображений в информационных системах: Учеб. Пособие. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2002. – 352 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49

ВЛИЯНИЕ СКОРОСТИ РАСПРОСТРАНЕНИЯ РАДИОВОЛН НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ РАССТОЯНИЯ МЕТОДОМ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

В.С. Паршин, В.Д. Нгуен

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

Аннотация. В работе проведен анализ влияния изменения скорости распространения радиоволн на точность оценки расстояния методом максимального правдоподобия. Поскольку скорость света входит и в модель сигнала, и в расчетные соотношения, то различные условия распространения радиоволн приведут к дополнительной погрешности. С помощью моделирования проведена количественная оценка погрешности измерения в зависимости от температуры и давления.

Ключевые слова: скорость распределения радиоволны, давление, температура, погрешность измерения, метод максимального правдоподобия.

INFLUENCE OF THE VELOCITY OF RADIO WAVE DISTRIBUTION ON THE ACCURACY OF DISTANCE EVALUATION BY THE MAXIMUM LIKELIHOOD METHOD

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 analyzed the influence of changes in the speed of propagation of radio waves on the accuracy of distance estimation by the maximum likelihood method. Since the speed of light is included in both the signal model and the calculated ratios, various conditions for the propagation of radio waves will lead to an additional error. Using simulation, a quantitative assessment of the measurement error depending on temperature and pressure was carried out.

Keywords: radio wave distribution speed, pressure, temperature, measurement error, maximum likelihood method.

Одной из основных задач радиолокационных систем ближнего действия является повышение точности измерения расстояния до отражающей поверхности, находящейся в замкнутом объёме. Однако на практике при измерении расстояний в замкнутых объемах из-за изменений давления, температуры скорость распространения радиоволн может меняться. Упомянутые причины приводят к дополнительной погрешности. Поэтому является необходимой оценка влияния изменения скорости распространения радиоволн в зависимости от изменения давления и температуры на результат измерений.

Модель сигнала. Алгоритм ММП

Сигнал разностной частоты (СРЧ) на выходе смесителя ЧМ дальномеров обычно представляют в виде [1]

$$S(t) = S_c cos\left[\omega_0 \tau_з + 2\Delta\omega_d \tau_з t / T_{мод} + \varphi_c(\tau_з)\right] + n(t), \quad (1)$$

где S_c - амплитуды полезного сигнала;

ω_0 - минимальное значение несущей частоты передатчика;

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

$T_{мод}$ - период модуляции несущего колебания;

$\tau_з$ – задержки сигнала, соответствующие расстоянию до измеряемого уровня;

$\varphi_c(\tau_з)$ - фаза полезного сигнала, обусловленная фазовой характеристикой ЧМ дальномера и диэлектрическими свойствами отражающей поверхности;

$n(t)$ - белый нормальный шум.

Учитывая, что на практике закон распределения времени задержки $\tau_з$, как правило, равномерный, для нахождения оценки времени задержки, связанной с оценкой расстояния, целесообразно использовать метод максимального правдоподобия [2]. Вид логарифма функционала правдоподобия (ЛФП) для СРЧ, принимаемого на фоне белого нормального шума хорошо известен [1-4]

$$ln(F[S_{оп},\tau_{оп},\varphi_{оп}]) = -\frac{1}{N_0}\int_0^{T_{мод}/2}\{S(t) - S[t,S_{оп},\tau_{оп},\varphi_{оп}]\}^2 dt, \quad (2)$$

где $S[t,S_{оп},\tau_{оп},\varphi_{оп}]$ - опорный сигнал;

N_0 - односторонняя спектральная плотность белого нормального шума.

Отметим, что ЛФП (2) является многоэкстремальной. Если обозначить длину волны передатчика как λ, то расстояние между экстремумами равно $\lambda/2$.

Полагая амплитуду сигнала известной, нижняя граница дисперсии оценки расстояния $\hat{R}$ при известном значении фазы $\varphi_c(\tau_з)$ рассчитывается по формуле [1]

$$D\left(\hat{R}\right) \geq \frac{N_0}{2E}\frac{c^2}{4\omega_0^2}, \quad (3)$$

где $E = S_c^2 T/4$ - энергия СРЧ, вычисляемая на интервале $\left(0, T_{мод}/2\right)$.

Из (3) следует, что нижняя граница дисперсия оценки расстояния при известной фазе СРЧ уменьшается пропорционально квадрату несущей частоты передатчика.

Однако на практике фаза дальномеров $\varphi_c(\tau_з)$ может быть неизвестна. Она может изменяться во времени в зависимости от изменений фазовой характеристикой ЧМ дальномера и диэлектрических свойств отражающей поверхности. Нижнюю границу для дисперсии оценки расстояния для некогерентных методов обработки можно представить в виде [1]

$$D\left(\hat{R}\right) \geq \frac{N_0}{2E}\frac{3c^2}{\Delta\omega_d^2}. \quad (4)$$

Дисперсия оценки расстояния (4) обеспечивается как использовании алгоритма

$$A\left(\hat{\omega}\right) = \max_{\omega}, \quad (5)$$

определяющим частоту СРЧ по положению максимальной спектральной составляющей, однозначно связанной с измеряемым расстоянием, так и при использовании алгоритма (2) в том случае, если в формулу (2) подставляется фаза, оцененная по одной реализации сигнала (1).

Из выражений (3,4) следует, что при известной фазе сигнала при использовании алгоритма (2) дисперсию оценки расстояния можно значительно уменьшить. Величину выигрыша можно рассчитать, как

$$B = \frac{12\omega_0^2}{\Delta\omega_d^2}. \tag{6}$$

Оценка расстояния до отражающей поверхности связана со значением скорости распределения радиоволн и с величиной времени задержки известной формулой

$$\hat{R} = \frac{c\hat{\tau}_з}{2}. \tag{7}$$

Скорость распространения радиоволн в загазованной среде меняется. Скорость распространения радиоволн в среде без потерь связана с её диэлектрической ε_p и магнитной проницаемостью μ_p выражением [5]

$$c = \frac{c_0}{\sqrt{\varepsilon_p \mu_p}}. \tag{8}$$

где c_0 - скорость распространения радиоволн в свободном пространстве. Принято, что $c_0 = 3.10^8$ м/с.

Практически для всех газов зависимость относительной диэлектрической проницаемостью ε_p от среды (в данной работе речь идет о пространстве внутри резервуары), температуры T^0K, давления $p\left(\text{атм}\right)$ представлена в виде [4,5]

$$\varepsilon_p = 1 + \left(\varepsilon_{p,N} - 1\right)\frac{T_N}{T}\frac{p}{p_N}, \tag{9}$$

где $\varepsilon_{p,N}$ - диэлектрическая проницаемость среды при нормальном давлении $p_N = 1$ атм и температуре равной $T_N = 273^0 K$.

Из выражений (7) и (8) следует, что из-за различия диэлектрической проницаемости воздуха и среды в резервуаре скорость распространения радиоволн в газовой среде резервуары отличается от скорости распространения в свободном пространстве

$$k = \frac{c}{c_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\varepsilon_{p,N} - 1\right)\frac{T_N}{T}\frac{p}{p_N}}}. \tag{10}$$

Смещение главного экстремума функции правдоподобия вследствие неучета скорости распространения радиоволн представляется в виде

$$\Delta\tau = \hat{\tau}_з - \tau_{ист} = \frac{2\hat{R}}{c} - \frac{2R_{ист}}{c_{ист}}, \tag{11}$$

где $R_{ист}$ - истинное расстояние;

$c_{ист}$ - реальная скорость распределения в резервуаре, т.е. в зависимости от газовой среды, температуры, давления.

Пересчитывая задержку в расстояние, формулу (7) можно переписать в виде

$$\Delta R = R_{ист}\left(1 - k\right). \tag{12}$$

Результаты моделирования

При моделировании использована двухэтапная процедура оценки расстояния. На первом этапе использовался алгоритм (5), а на втором этапе в интервале расстояний

$$\hat{R} - \lambda/4 \le \hat{R} \le \hat{R} + \lambda/4, \tag{13}$$

определялось положение максимума ЛФП.

На рисунках 2 и 3 показаны графики погрешности измерения расстояния $\Delta R = \hat{R} - R_{ист}$ в зависимости от температуры и от давления. Все графики получены при значении несущей частоты 10 ГГц и диапазоне перестройки 1 ГГц.

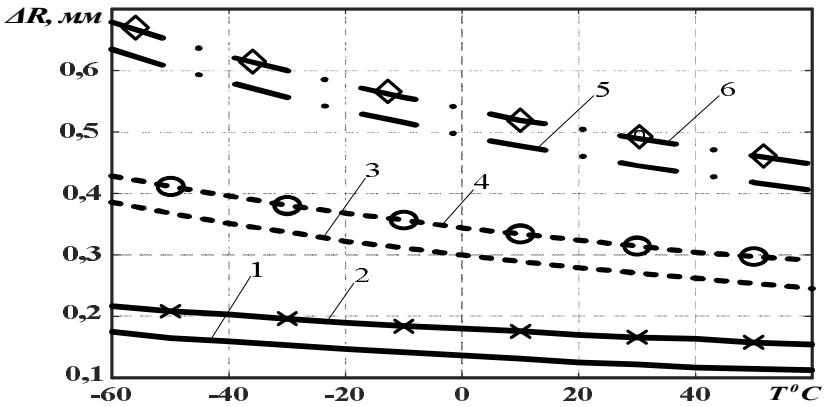


Рис.1. Зависимость погрешности измерения расстояния от температуры

Графики, приведенные на рисунках 2 и 3, получены с помощью программы Matlab. Уровень отражающей жидкости составляет 1 м. Принято, что скорость распространения радиоволн в резервуаре равна 3.10^8 м/с. Графики, приведенные на рисунке 2, получены при фиксированном значении давления $p = 1$ атм. Линия 1, 3, 5 – зависимости погрешности измерения расстояния соответственно при заполнении резервуара водородом, воздухом и углекислым газом. Линия 2, 4, 6 – зависимости погрешности измерения расстояния соответственно для водорода, воздуха и углекислого газа при разнице в фазе СРЧ и опорного сигнала, равной 1 градусу. Из анализа рисунка 2 следует, что погрешность из-за влияния изменения температуры невелика, до долей миллиметра. Поэтому на практике часто можно пренебречь влиянием изменения температуры на результат измерения.

Следует отметить, что при наличии разности фаз СРЧ и опорного сигнала появляется смещение экстремумов ЛФП, приводящее к увеличению погрешности измерения. Например, можно указать, что при разнице в 1 градус погрешность увеличивает на 0,0425 мм.

Графики, приведенные на рисунке 3, получены при фиксированном значении температуры $T = 0^0 C.$ Линия 1, 3, 5 – зависимости погрешности измерения расстояния для водорода, воздуха и углекислого газа соответственно. Линия 2, 4, 6 – зависимости погрешности измерения расстояния соответственно для водорода, воздуха и углекислого газа при разнице в фазе СРЧ и опорного сигнала, равной 5 градусов.

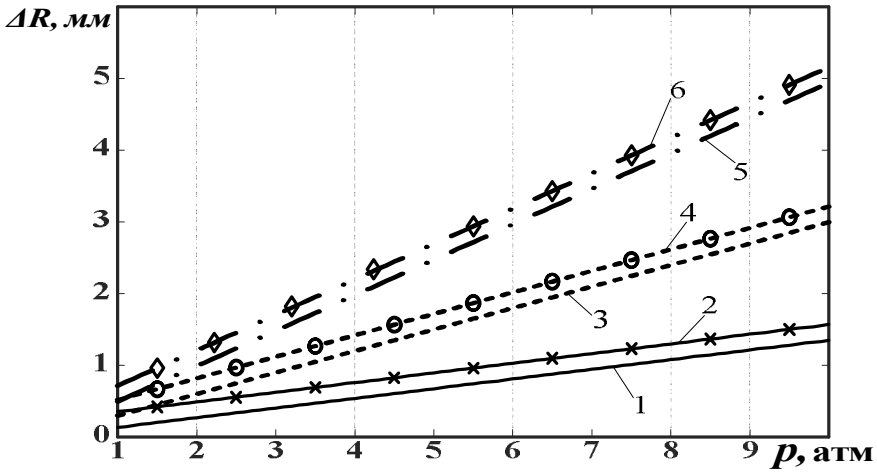


Рис. 2. Зависимость погрешности измерения расстояния от давления

Графики 1, 3, 5 на рисунках 1, 2 одинаковы как при использовании алгоритма (2), так и при использовании алгоритма (5). Объясняется это тем, что оба алгоритма позволяют получить несмещенную оценку расстояния (времени задержки или частоты СРЧ). При известной фазе СРЧ использование алгоритма (2) позволяет существенно уменьшить дисперсию оценки. Однако использование когерентного алгоритма оценки расстояния требует априорных сведений о фазе СРЧ. Незнание фазы СРЧ при использовании когерентного алгоритма (2) приводит к дополнительной погрешности оценки расстояния (графики 2, 4, 5) на рисунках. Нестабильность среды распространения, давления, температуры требуют для реализации потенциальных возможностей алгоритма (2) оценивать фазу СРЧ непрерывно в течение всего времени измерения. В качестве требования к точности оценки фазы СРЧ можно указать, что погрешность оценки фазы на 10 градусов приводит к дополнительной ошибке измерения примерно на 0,41 мм.

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. Повышение точности промышленных радиоволновых дальномеров при использовании для оценки частоты биений метода максимального правдоподобия // Технические и программные средства систем управления, контроля и измерения. М.: ИПУ РАН, 2012. С. 204-212.

3. Тихонов В.И. Оптимальный прием сигналов. - М.: Радио связь, 1983, - 320 с.

4. Перов А.И. Статистическая теория радиотехнических систем. Учебное пособие для вузов. М.: Радиотехника. 2003. 400 с.

5. Б.А. Атаянц, И. В. Баранов, В. А. Болонин, М.Э. Боровков, В.В. Губанов, В.С. Гусев, В.М. Давыдочкин, В.В. Езерский, Ю.В. Мазалов, Д.Я. Нагорный, В.С. Паршин, В.А. Пронин. Под общей редакцией Б.А. Атаянца. Отечественные радиолокационные уровнемеры с частотной модуляцией. Практика промышленного применения. Монография. - Рязань: ГУП РО «Рязанская областная типография», 2017. - 360 с.

6. Brumbi D. Fundamentals of Radar Technology for Level Gauging. 4-rd Revision. - Krohne Messtechnik, Duisburg. 2003. - 64 p.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.49

ХАРАКТЕРИСТИКИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ДОПЛЕРОВСКИХ ФИЛЬТРОВ ОБРАБОТКИ НЕЭКВИДИСТАНТНЫХ ОТСЧЕТОВ СИГНАЛА

В.И. Кошелев, Н.Х. Чинь

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, horek.colupaeva@yndex.ru

Аннотация. В работе рассматриваются модифицированные алгоритмы моделирования многоканальных доплеровских фильтров в условии применения неэквидистантных зондирующих последовательностей импульсов. Приводятся результаты расчета и моделирования спектральных характеристик и эффективности фильтров по критерию изменения отношения сигнал-(помеха+шум).

Ключевые слова: многоканальная доплеровская фильтрация, пачка неэквидистантных зондирующих последовательностей импульсов, спектральная характеристика.

CHARACTERISTICS OF MULTICHANNEL DOPPLER FILTERS FOR PROCESSING NON-EQUIDISTANT TIME SAMPLES OF THE SIGNAL

V.I. Koshelev, N.H. Trinh

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, horek.colupaeva@yndex.ru

The summary. The paper considers modified algorithms for modeling multi channel Doppler filters under the condition of using non-equidistant probing pulse sequences. The results of calculation and modeling of the spectral characteristics and efficiency of filters according to the criterion of changing the signal-(interference+noise) ratio are presented.

Keywords: multichannel Doppler filter, non-equidistant probing pulse sequences, the spectral characteristics.

Неэквидистантная расстановка отсчетов сигнала (время импульсная модуляция) используется в различных радиотехнических приложениях. Применение неэквидистантных последовательностей импульсов (вобуляции периода повторения) в радиотехнических системах зависит от режима их работы и постановленной радиотехнической задачи. Так известно [1] применение вобуляции зондирующих импульсов в радиолокации для устранения слепых зон по дальности и скорости и неоднозначности их измерения. Теоретической базой алгоритмов устранения неоднозначности является китайская теорема об остатках, используется и метод перебора возможных решений [1].

Изменение скважности радиоимпульсов существенно влияет на спектрально-корреляционные свойства обрабатываемого эхо-сигнала и на методы его фильтрации. Неэквидистантность расстановки импульсов на временной оси, эквивалентная их время импульсной модуляции, приводит к появлению дополнительных составляющих спектра сигнала. Применение классических алгоритмов для обработки неэквидистантных последовательностей импульсов, не учитывающих их спектрально-временных свойств, приводит к энергетическим потерям, а также к дополнительным ошибкам измерения параметров [2].

В присутствии узкополосных помех (УП) в тракте видеочастоты используются свойства источников таких помех, отличающие их от полезных сигналов узкополосным характером спектра УП и центральной частотой спектра незначительно смещенной относительно несущей частоты полезного сигнала[3]. В настоящем широко применяется как защита от УП, так и многоканальная доплеровская фильтрация (МДФ) сигналов на фоне остатков УП и шумов. В работе представлены результаты расчета и моделирования многоканальных доплеровских фильтров в условиях обработки последовательности импульсов с двумя чередующимися периодами повторения.

Обработка неэквидистантных последовательностей импульсов в многоканальных доплеровских фильтрах

При обработке неэквидистантных последовательностей импульсов используются модифицированные алгоритмы преобразования Фурье на основе алгоритмов, которые изложены в [1, 2]. Рассмотрим подробнее синтез алгоритма обработки когерентной последовательности отсчетов сигнала для наиболее простого случая двухступенчатой вобуляции периода повторения импульсов T_1 и T_2. Степень вобуляции периода повторения характеризуется параметром $\gamma = \frac{T_2}{T_1}$, называемом глубиной вобуляции. Двухступенчатая неэквидистантная последовательность импульсов $\{x_n\}$ может рассматривать как две эквидистантные последовательности $\{x_n\}$ и $\{x_{2n+1}\}$ с периодом повторения импульсов $T = T_1 + T_2 = 2T_0$, где T_0 - средний период повторения импульсов исходной последовательности. Чтобы устранить потери энергии в случае применения классического вида многоканальных (ввиду априори неизвестной частоты сигнала) фильтров необходимо модифицировать эти алгоритмы. Т.к. в качестве цифровой реализации МДФ обычно применяется преобразование Фурье, то речь идет о его модификации, учитывающей неэквидистатность обрабатываебмых отсчетов. В данном случае по сравнении с эквидистантной нечетная последовательность $\{x_{2n+1}\}$ сдвигается влево на $\Delta T = T_0 - T_1$, и тогда *N*-точечное дискретное преобразование Фурье (ДПФ) примет вид:

$$X_k = \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n} W_N^{2nk} + \mathrm{e}^{j\Delta\varphi\frac{\Delta T}{T_0}} \sum_{n=0}^{\frac{N}{2}-1} x_{2n+1} W_N^{(2n+1)k} \qquad (1)$$

где $\Delta\varphi = \frac{2\pi k}{N}$ - межпериодный сдвиг фазы доплеровского фильтра, который определяется номером доплеровского фильтра $k = 0 \ldots N-1$, а N - число временных и частотных отсчетов.

На рисунке 1 показана двухступенчатая неэквидистантная последовательность импульсов с числом импульсов в пачке $N = 16$ и межпериодном сдвиге фазы $\Delta\varphi = \frac{\pi}{4}$.

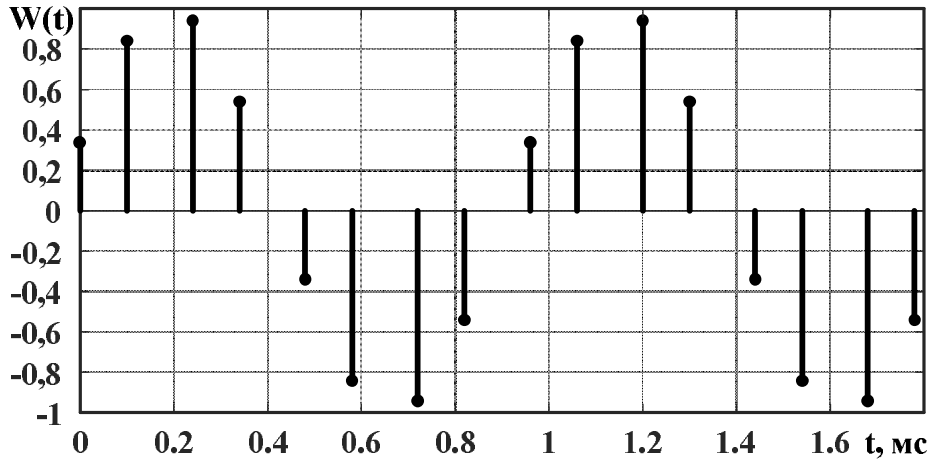
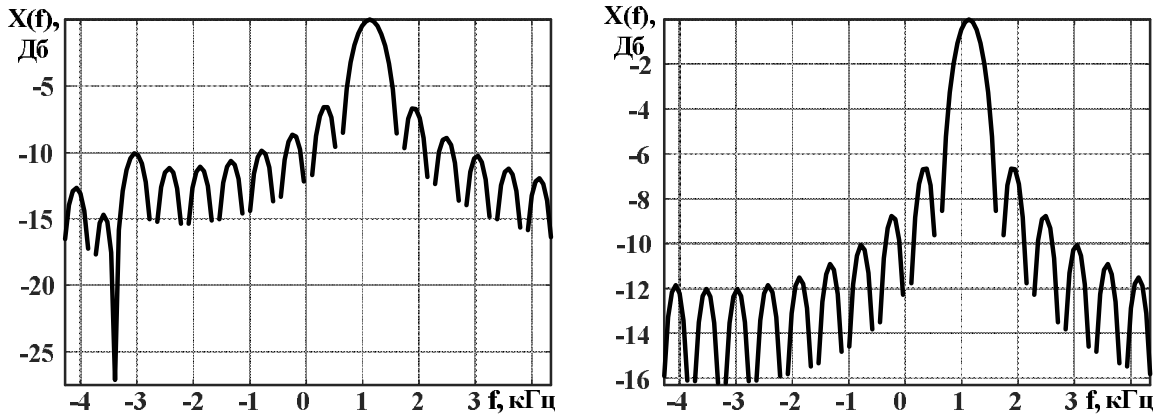


Рис. 1. Двухступенчатая неэквидистантная последовательность импульсов при $N = 16$ и $\Delta\varphi = \frac{\pi}{4}$

Ниже на рисунке 2 представлены амплитудные спектры двухступенчатой неэквидистантной последовательности импульсов с параметром вобуляции $\gamma = 30\%$ и эквидистанной последовательности соответственно.



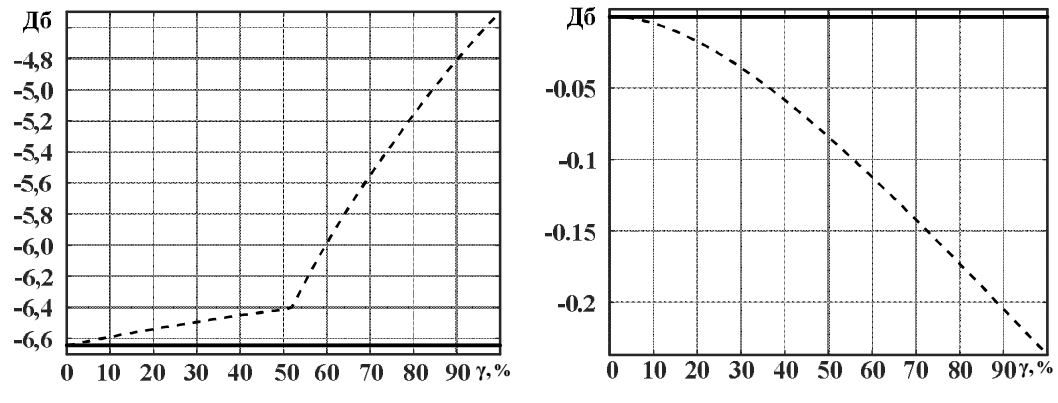
(а) (б)

Рис. 2. Амплитудные спектры сигнала с двухступенчатой неэквидистантной последовательностью импульсов (а) и эквидистанной последовательностью (б)

Из рисунка 2 видно, что при неэквидистантной последовательности импульсов уровень боковых лепестков (УБЛ) увеличивается на 2 дБ, что приводит к потери энергии сигнала при его обработке.

Исследование зависимости уровней боковых лепестков (УБЛ) и главного лепестка (УГЛ) от степени вобуляции периода повторения импульсов МДФ

Расчеты характеристик многоканальной доплеровской фильтрации осуществлялось при следующих параметрах фильтра: $N = 16$ каналов, межпериодный средний сдвиг фазы $\Delta\varphi = \frac{5\pi}{8}$ ($m = 5$, пятый фильтр), первый период повторения $T_1 = 10^{-4} c$, второй период повторения импульсов переменный $T_2 = 10^{-4} \ldots 2 \cdot 10^{-4} c$. На рисунках 3а и 3б представлены зависимости максимальных УГЛ и УБЛ от степени вобуляции периода повторения импульсов; где пунктирная линия характеристики построена модифицированным алгоритмом (1), и сплошная линия характеристики построена классическим алгоритмом БПФ.



(а) (б)

Рис. 3. (а) Зависимость максимального УБЛ АЧХ от степени вобуляции периода повторения импульсов,

(б) зависимость максимального УГЛ АЧХ от степени вобуляции периода повторения импульсов

По представленным результатам можно видеть, что если применяется классический алгоритм обработки, то максимальный УБЛ АЧХ фильтра не зависит от степени вобуляции периода и соответствует эквидистантному периоду. В случае применения модифицированного алгоритма с увеличением степени вобуляции периода повторения максимальный УБЛ увеличивается (рис. 3а) и максимальный УГЛ снижается (рис. 3б). При большом проценте вобуляции периода УБЛ начинает превышать уровень первого бокового лепестка и при дальнейшем увеличении степени вобуляции еще быстрее возрастает. На рисунках 4 показаны АЧХ 5-го фильтра, УБЛ которого имеет точку перегиба при значениях $\gamma = 53\%$ и $\gamma = 70\%$.

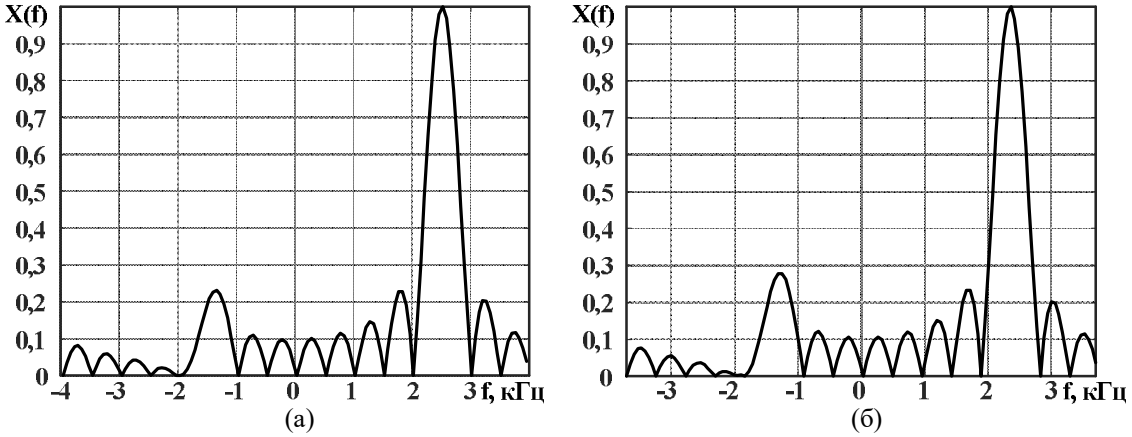


Рис. 4. АЧХ 5-ого фильтра по модифицированному алгоритму,
(а) степень вобуляции в точке перегиба $\gamma = 53\%$,
(б) степени вобуляции $\gamma = 70\%$

Исследование зависимости УБЛ от номера канала

При увеличении количества каналов до $N = 128$ и фиксировании процента вобуляции $\gamma = 40\%$ проведены расчеты для различных фильтров с номерами $m = 0 \ldots 127$. Результаты расчета максимального УБЛ в зависимости от номера канала фильтра представлены на рисунке 5.

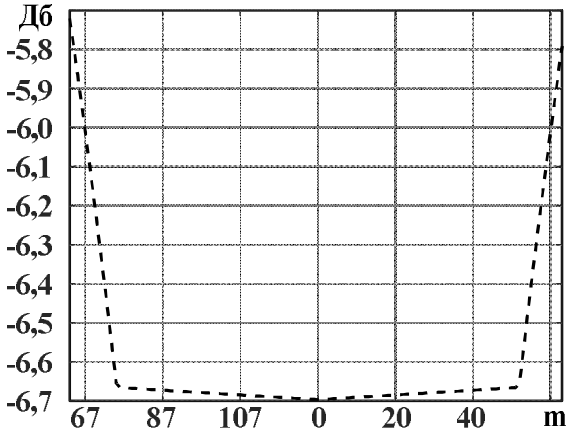


Рис. 5. Максимальный УБЛ в различных каналах фильтра

По представленным результатам можно видеть, что если применяется классический алгоритм обработки, то максимальные УБЛ спектра не зависят от номера канала и соответствуют эквидистантному периоду. В случае применения модифицированного алгоритма при увеличении номера фильтра относительно нулевого канала происходит увеличение максимального УБЛ. Это связано с большим смещением фазы отсчетов по сравнению с эквидистантными отсчетами. Перегиб линии характеристики означает, что в точке перегиба уровень максимального бокового лепестка начинает превышать уровень первого бокового лепестка и при дальнейшем он еще быстрее возрастает.

Исследование эффективности фильтров по критерию коэффициента изменения отношения сигнал-(помеха+шум)

Задача синтеза МДФ состоит в определении основных структурных параметров многоканального доплеровского фильтра сигналов, к которым относятся число каналов дальности и скорости и ширина скоростных (доплеровских) каналов. Основной причиной, осложняющей выбор критерия оптимизации МДФ, является их многоканальность, требующая учета противоречивых требований к их параметрам [4]. В данной работе проведен анализ влияния структурных параметров многоканальности на энергетические характеристики МДФ. Проанализируем энергетические соотношения, связывающие параметры цели и мешающих отражений с характеристиками многоканальных РЛС. Коэффициент изменения сигнал-(помеха+шум) может вычисляться по формуле в [4]:

$$\mu = \frac{\left[\dfrac{P_s}{P_c + P_n}\right]_{вых}}{\left[\dfrac{P_s}{P_c + P_n}\right]_{вх}}, \tag{2}$$

где $\left[\dfrac{P_s}{P_c + P_n}\right]_{вх}$ – отношение сигнал-(помеха+шум) по мощности на входе МДФ и $\left[\dfrac{P_s}{P_c + P_n}\right]_{вых}$ – отношение сигнал-(помеха+шум) по мощности на выходе МДФ.

Расчеты коэффициентов улучшения МДФ осуществлялись при следующих параметрах фильтра: $N = 32$ каналов, первый период повторения $T_1 = 10^{-4} c$, второй период повторения импульсов $T_2 = 1.4 \cdot 10^{-4} c$, средний период повторения $T_0 = \dfrac{T_1 + T_2}{2} = 1.2 \cdot 10^{-4} c$. Смесь входного сигнала и шума имеет вид:

$$y(t) = \sum_{k=0}^{N-1} \left(\exp\left(j\left(2\pi f_\partial t + \varphi\right)\right) + \sqrt{\lambda} n(t) \exp\left(j\varphi\right)\right)\left(\delta\left(t - k2T_0\right) + \delta\left(t - k2T_0 - T_1\right)\right), \tag{3}$$

где $f_\partial = \dfrac{5}{NT_0}$ - доплеровская частота эхо-сигнала (доплеровская частота эхо-сигнала находится в пределах пятого канала);

$\varphi = [-\pi, \pi]$ - случайная начальная фаза сигнала по закону равномерного распределения вероятности;

$\lambda = -10$ *дб* - отношение шум/сигнал;

n - белый гауссовский шум.

В качестве модели узкополосных помех используется модель случайного бесконечносвязанного марковского процесса с матрицей корреляции $R_Г$, элементы которой определяются как

$$R_{Гi,j} = \exp\left(-\left(\pi\left(i-j\right)dFT\right)^2 / 2.8\right).$$

Узкополосная помеха формируется фильтром с относительной шириной спектра флуктуаций $dFT = 0.015$ и отношением шум/помеха $\lambda = -50$ *дб*.

Для вычисления мощности выходных составляющих фильтров применяется формула в [5]:

$$P = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1}\left|X\left(k\right)^2\right|, \tag{4}$$

где $X\left(k\right)$ - БПФ анализируемой реализации.

Результаты расчетов коэффициентов изменения отношения сигнал-(помеха+шум) для одного сигнала с $f_o = \frac{5}{NT_0}$ представлены на рисунке 6.

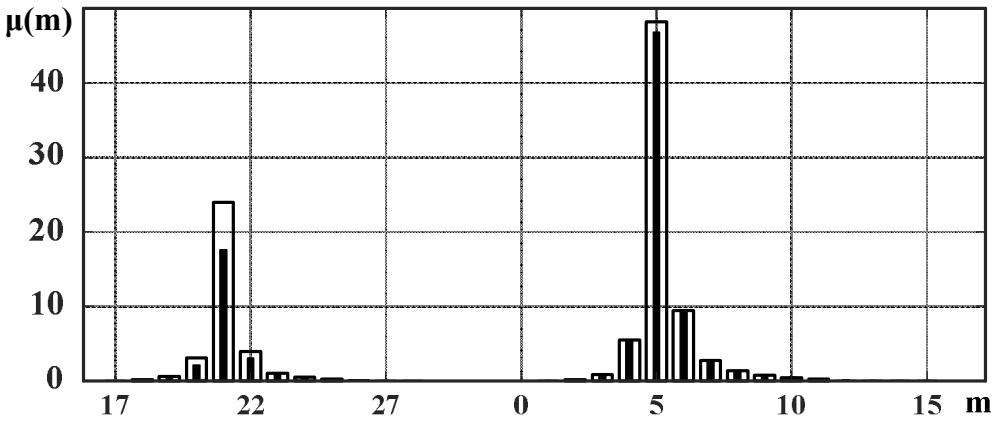


Рис. 6. Коэффициенты изменения отношения сигнал-(помеха+шум), где широкие столбцы-результаты по классическому алгоритму и узкие столбцы- результаты по модифицированному алгоритму

В случае применения классического алгоритма для обработки неэквидистантной последовательности импульсов УБЛ спектра сигнала увеличивается и УГЛ спектра сигнала снижается. Такое изменение приводит к уменьшению эффективности накопления сигналов и подавления узкополосной помехи. Поэтому в случае применение классического алгоритма коэффициенты изменения отношения сигнал-(помеха+шум) меньше, чем в случае применения модифицированного алгоритма как показано на рисунке 6.

По результатам расчетов можно заключить, что вобуляция периода повторения импульсов значительно влияет на характеристики МДФ и уменьшает эффект подавления помех. Поэтому в МДФ обработки неэквидистантных отсчетов сигнала необходимо применить модифицированный алгоритм, чтобы повысить его эффективность. Представленные результаты служат основной для дальнейших исследований эффективности МДФ по критерию средней вероятности правильного обнаружения сигнала.

Библиографический список

1. Кошелев В.И. Когерентная фильтрация неэквидистантных последовательностей импульсов в системах первичной обработки радиолокационных систем // Успехи современной радиоэлектроники. – 2014. – №10. – С.16-20.

2. Кошелев В.И., Горкин В.И. Структура доплеровского процессора радиолокационного сигнала при переменном периоде излучения // Цифровая обработка сигналов. – 2005. №2. – С.15-19.

3. Кошелев В.И. Основы теории радиосистем и комплексов радиоэлектронной борьбы // Учебное пособие. – Москва: Курс, 2022. – С.63.

4. Кошелев В.И., Кирдяшкин В.В., Сычев М.И., Ясенцев Д.А. Актуальные вопросы радиолокации // Под ред. Бакулева П.А. – Москва: Изд-во МАИ, 2016. С.10-11.

5. Марпл С.Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения // Пер. с англ. – Москва: Мир, 1990. С.64.

УДК 621.397; ГРНТИ 47.51

ПОЛУНАТУРНЫЙ МАКЕТ МУЛЬТИСПЕКТРАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ ТЕХНИЧЕСКОГО ЗРЕНИЯ

А.С. Сычев

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

Аннотация. В работе рассмотрены конструктивные особенности полунатурного макета мультиспектральной системы технического зрения, включающей в себя тепловизор и видеокамеру видимого диапазона. Описано программное обеспечение захвата и комплексирования видеоизображений.

Ключевые слова: видеокамера, видимый диапазон, тепловое излучение, тепловизор, захват изображения, комплексирование, программное обеспечение, графический интерфейс пользователя, Python, Qt, цифровая обработка изображений.

SEMI-NATURAL MULTISPECTRAL ENHANCED VISION SYSTEM MODEL

A.S. Sychev

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

The summary. The paper describes design feautures of enhanced vision system half-scale layout. It consists of microbololometer Xenics Gobi-384 and IP-camera Axis P1355. The video grabbing and fusion software have been described too.

Keywords: camera, visible radiation, thermal radiation, microbolometer, video grabber, fusion, software, graphical user interface, Python, Qt, digital image processing.

В целях улучшения ситуационной осведомлённости пилота летательного аппарата либо оператора робототехнического комплекса в тёмное время суток и в плохих погодных условиях используют мультиспектральные системы технического зрения (МСТЗ), включающие в себя камеры нескольких спектральных диапазонов.

Обобщённый алгоритм работы МСТЗ включает в себя следующие этапы:

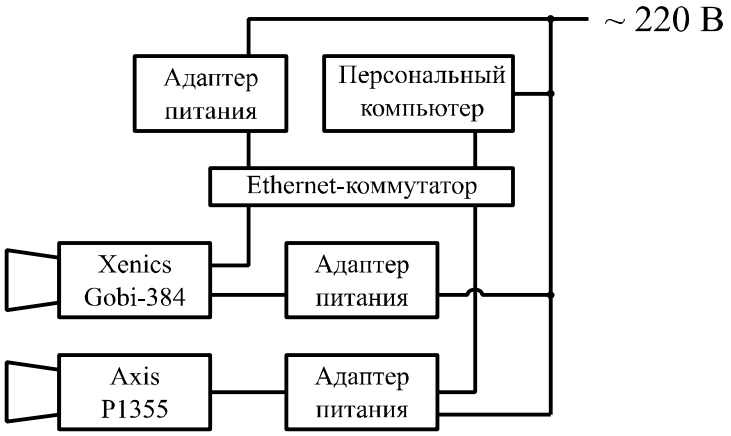
- фиксация кадра видеоизображения каждой из камер МСТЗ;
- устранение дисторсии в кадре каждого спектрального диапазона;
- предварительная обработка изображений (при необходимости);
- совмещение кадров соседних спектральных диапазонов;
- комплексирование изображений;
- постобработка изображений (при необходимости);
- вывод результата комплексирования на устройство отображения.

При разработке комплексных систем полунатурное макетирование позволяет разделить реализуемые устройством функции на несколько этапов для их раздельной отладки. Данный доклад описывает разработку полунатурного макета МСТЗ, включая программное обеспечение для захвата кадров и комплексирования мультиспектральных изображений.

Конструктивное исполнение макета МСТЗ

Камеры, входящие в состав МСТЗ, требуют жёсткой фиксации для достижения качественного совмещения изображений различных спектральных диапазонов. Типовой штатив для видеооборудования предусматривает крепление одной единицы оборудования. В связи с этим решить задачу макетирования МСТЗ с использованием применяемого для решения базовых задач фото- и видеосъёмки оборудования затруднительно, и необходима разработка макета МСТЗ, обеспечивающего жёсткое конструктивное крепление двух входящих в макет камер: видимого диапазона (Axis P1355 [1]) и тепловизионного диапазона (Xenics Gobi-384 [2]).

На рисунке 1 (а) приведена структурная схема разработанного полунатурного макета МСТЗ, на рисунке 1 (б) — фото выполненного на 3D-принтере адаптера для закрепления камер, а на рисунке 1 (в) — установленный на штатив адаптер с закреплёнными на нём камерой и тепловизором.



а)

б)

в)

Рис. 1. Макет МСТЗ: структурная схема (а), адаптер (б), внешний вид закреплённых на адаптере камер (в)

Программное обеспечение захвата и комплексирования видеоизображений

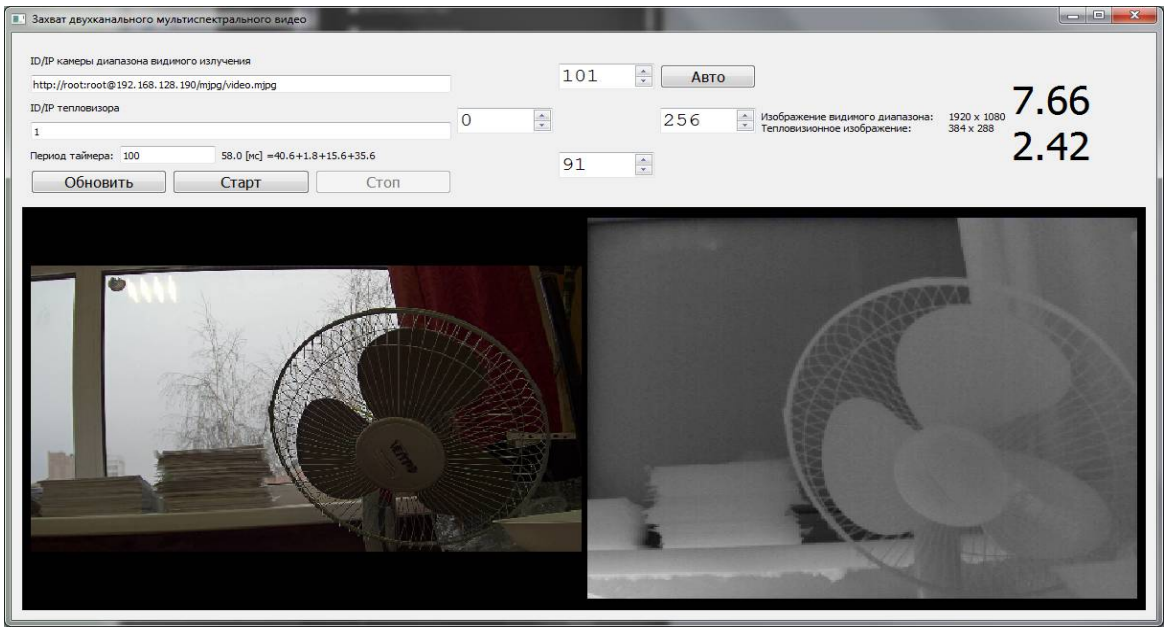
Для работы с макетом МСТЗ автором на языке программирования Python разработана программа «EVS grabber» («Программа синхронного захвата мультиспектрального видеоизображения с камер видимого и тепловизионного диапазонов» [3]). Её графический интерфейс пользователя, реализуемый библиотекой виджетов Qt (PyQt5 [4]), показан на рисунке 2 (а). Программа позволяет выполнять синхронный захват видеоизображения с двух камер одновременно с частотой 10 кадров в секунду. В случае тепловизора Xenics Gobi-384 [2] работа программы требует захвата изображения из окна программы

«Xeneth64» и передачи его в виртуальную веб-камеру, что выполнено с использованием пакета «OBS Studio».

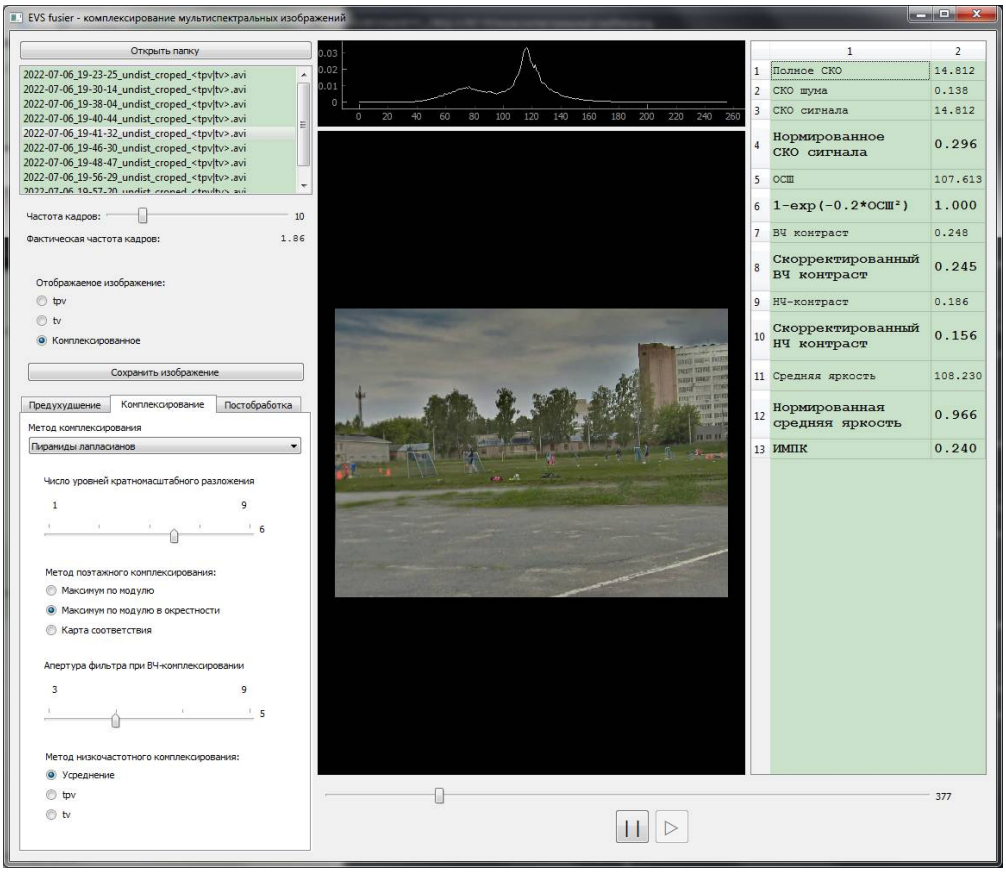
Для решения задач обработки мультиспектральных изображений автором на языке программирования Python разработана программа «EVS fusier». Её графический интерфейс пользователя, реализуемый библиотекой виджетов Qt (PyQt5 [4]), показан на рисунке 2 (б). Программа позволяет выполнять комплексирование совмещённых видеоизображений, представленных в виде файлов видео («mp4», «avi») и файлов изображений («jpeg», «png», «bmp»). Интерфейс программы имеет виджеты настройки параметров комплексирования и боковую панель вывод результата оценки качества изображения путём расчёта интегрально-мультипликативного показателя качества (ИМПК) [5].

В «EVS fusier» реализованы следующие алгоритмы комплексирования мультиспектральных изображений двух или более диапазонов, которые находят применение в МСТЗ [6]:

- усреднение, метод главных компонент, адаптивный метод главных компонент [7];
- на основе пирамид «фильтрация-вычитание-децимация» («fsd»), Лапласа, морфологических, пирамид контрастов, отношений низкочастотных пирамид [8];
- на основе вейвлет-градиентов, дискретного вейвлет-преобразования, инвариантного к сдвигу преобразования [8];
- комплексирование в псевдоцветах [9];
- адаптивное к значению ИМПК комплексирование [10].



а)



б)

Рис. 2. Графический интерфейс пользователя программ «EVS grabber» (а) и «EVS fusier» (б)

Для исследования работы алгоритмов комплексирования изображений в условиях воздействия на изображение мощного шума и малой резкости изображений предусмотрены предусмотрена имитация воздействия на одно или несколько исходных изображений аддитивного белого гауссовского шума с изменяемым СКО и имитация нарушения фокусировки камеры путём свёртки исходного изображения с ядром свёртки фильтра нижних частот с гауссовской апертурой.

В качестве постобработки в «EVS fusier» реализовано и может быть опционально использовано контрастирование по квантилям 0,001 и 0,999, CLAHE-контрастирование, подмена сигнала цвета комплексированного изображения сигналом цвета изображения видимого диапазона.

Вывод

Аппаратно-программное обеспечение полунатурного макета мультиспектральной системы технического зрения в дальнейшем может быть использовано для разработки и отладки алгоритмов цифровой обработки изображений в системах улучшенного видения.

Благодарности

Автор выражает признательность Астаркину И.В. — выпускнику радиотехнического факультета Рязанского государственного радиотехнического университета им. В. Ф. Уткина — за разработку конструкции и изготовление на 3D-принтере адаптера для макета МСТЗ.

Библиографический список

1. Axis Communication — лидер в области сетевых камер и других сетевых IP-решений | Axis Communications [Электронный ресурс] URL: https://www.axis.com/ru-ru (дата обращения: 10.02.2023).
2. Xenics | Infrared Solutions [Электронный ресурс] URL: https://www.xenics.com/ (дата обращения: 10.02.2023)
3. Сычев А.С. Программа синхронного захвата мультиспектрального видеоизображения с камер видимого и тепловизионного диапазонов: государственная регистрация программы для ЭВМ №2022666897 / А. С. Сычев (RU), Т. С. Кислицына (RU); Правообладатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина» (RU).
4. PyQt5 · PyPI [Электронный ресурс] URL: https://pypi.org/project/PyQt5/ (дата обращения: 10.02.2023)
5. Сычев А.С. Безэталонный интегрально-мультипликативный показатель качества цифровых полутоновых изображений / А.С. Сычев и И.С. Холопов // Цифровая обработка сигналов. — 2018. — №3. — С. 51-57.
6. Инсаров В.В. Проблемы построения систем технического зрения использующих комплексирование информационных каналов различных спектральных диапазонов / В.В. Инсаров, С.В. Тихонова и И.И. Михайлов // Информационные технологии. — 2014. — №3. — С. 1-32.
7. Сычев А. С. Комплексирование изображений по методу главных компонент с адаптацией к мощности шума / А. С. Сычев, И. С. Холопов // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. — 2020. — №71. — С. 3-14.
8. Сычев А. С. Методы комплексирования изображений на основе кратномасштабного разложения // Сборник трудов V Международного научно-технического форума. В 10 томах. Т. 1. Под общей редакцией О. В. Миловзорова. — Рязань. — 2022.
9. Бондаренко М. А. Формирование изображений в мультиспектральных видеосистемах для визуального и автоматического неразрушающего контроля / М. А. Бондаренко, А. В. Бондаренко // Успехи прикладной физики. — 2018. — №4. — С. 325-332.
10. Сычев А. С. Способ комплексирования цифровых полутоновых изображений нескольких диапазонов оптического спектра: патент №2775592 / А. С. Сычев (RU), И. С. Холопов (RU); Патентообладатель: Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования «Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина» (RU).

УДК 621.396.2; ГРНТИ 49.33.31

РАСЧЕТ КАНАЛЬНОЙ МАТРИЦЫ СИСТЕМЫ MIMO ПРИ РАСПРЕДЕЛЕНИИ РАССЕИВАТЕЛЕЙ НА СФЕРЕ

В. Х. Нгуен, А.Ю. Паршин

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

Аннотация. В работе проводится расчет канальной матрицы системы MIMO в трехмерном пространстве при наличии рассеивателей, которые располагаются случайным образом на сфере, окружающей приемные антенны.
Ключевые слова: MIMO, канальная матрица, трехмерное пространство.

CALCULATION OF THE CHANNEL MATRIX OF THE MIMO SYSTEM WHEN DISTRIBUTING SCATTERERS ON THE SPHERE

V.K. Nguyen, A.Yu. Parshin

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

The summary. I n this paper we calculate the channel matrix of the MIMO system in three-dimensional space in the presence of scatterers, which are located randomly on the sphere surrounding the receiving antennas..
Keywords: MIMO, matrix channel, three-dimensional.

Беспроводные системы продолжают стремиться к увеличению скорости передачи данных, но это осложнено ограниченной мощностью, пропускной способностью и сложностью большинства систем. Использование технологии MIMO позволяет повысить пропускную способность системы передачи информации при сохранении ширины спектра сигнала и общей мощности, излучаемой всеми передающими антеннами. Для реализации MIMO алгоритмов пространственного кодирования и декодирования необходимо знать коффициенты передачи сигнала от каждой передающей антенны к каждой приемной [1]. Угловые и временные статистические распределения принимаемых сигналов в условиях многолучевости являются важными факторами при определении производительности радиоканала. Модели каналов, которые позволяют прогнозировать пространственные и временные характеристики принимаемых сигналов, являются желательными для оценки, анализа и проектирования современных беспроводных систем связи [2]. Одним из подходов к моделированию каналов являются геометрические стохастические модели каналов, где предполагается размещение отражателей в пределах заданной геометрии и их определенное статистическое распределение. Поскольку геометрические стохастические модели каналов не зависят от конкретных условий работы системы связи, а используют определенное распределение вероятности для рассеивателей, они широко используются для моделирования каналов связи MIMO. Большинство существующих геометрических стохастических моделей для каналов MIMO, найденных в литературе, являются двумерными. К ним относятся, однокольцевые или двухкольцевые модели размещения отражателей, а в работах [3-5] рассматривается геометрия эллиптического кольцевого рассеивателя. Модели 3D-канала предоставляют пространственные и временные параметры компонентов сигнала с многолучевым распространением, характеризующиеся угловыми характеристиками – азимутом и углом места.

В этой работе, рассмотрено распространение сигнала в MIMO канале с рассеивателями, распределенными на сферической поверхности в условиях отсутствия прямой видимости (NLOS — Non Line of Sight) (рис. 1).

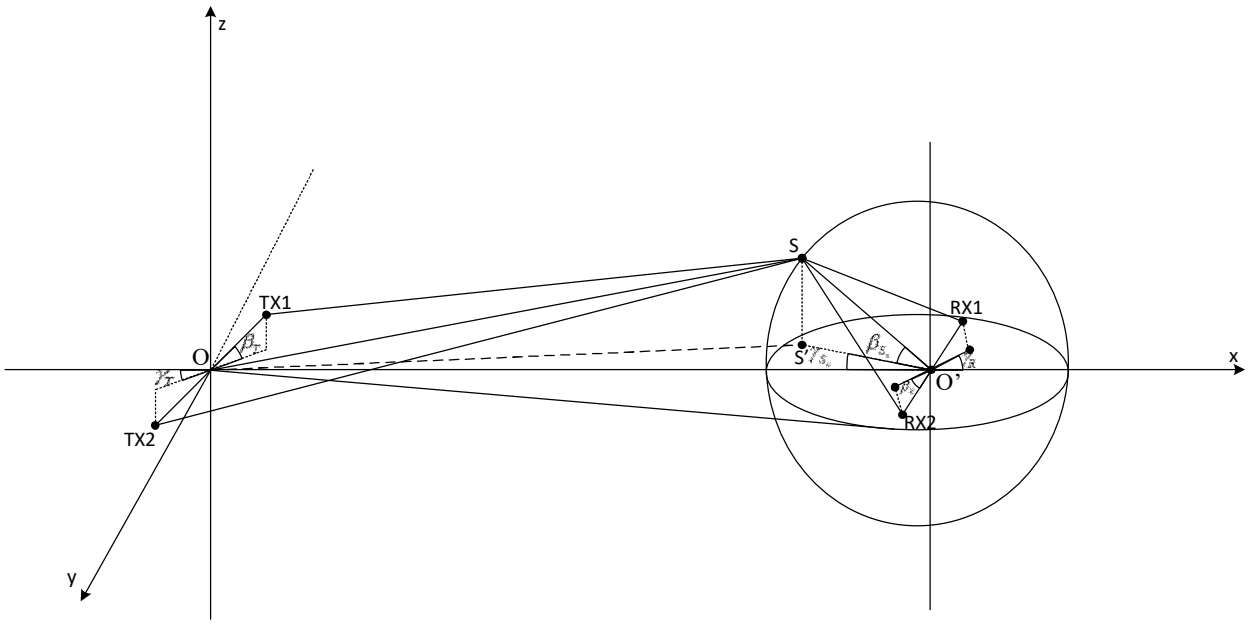


Рис. 1. Трехмерная модель MIMO

Антенные решетки MIMO могут содержать большое количеством антенн с различными способами их размещения. В работе рассматривается канал MIMO 2x2, в котором антенная система передатчика содержит 2 передающие антенны TX1 и TX2, симметричные относительно начала координат O. Обозначим расстояние между TX1 и TX2 как d_T. В плоскости

xOy передающие антенны располагаются под углом γ_T, угол в плоскости zOx обозначим β_T. Тогда координаты антенных элементов в трехмерном пространстве имеют вид:

$$TX1(\frac{d_T.\cos\beta_T.\cos\gamma_T}{2};-\frac{d_T.\cos\beta_T.\sin\gamma_T}{2};\frac{d_T.\sin\beta_T}{2})$$
$$TX2(-\frac{d_T.\cos\beta_T.\cos\gamma_T}{2};\frac{d_T.\cos\beta_T.\sin\gamma_T}{2};-\frac{d_T.\sin\beta_T}{2})$$

Приемная антенная система содержит антенны RX1 и RX2, симметричные относительно точки O'. Обозначим расстояние между RX1 и RX2 как d_R. В плоскости xOy приемные антенны располагаются под углом γ_R, угол в плоскости zOx обозначим β_R. Тогда координаты антенных элементов в трехмерном пространстве имеют вид:

$$RX1(D_{TR}+\frac{d_R.\cos\beta_R.\cos\gamma_R}{2};-\frac{d_R.\cos\beta_R.\sin\gamma_R}{2};\frac{d_R.\sin\beta_R}{2})$$
$$RX2(D_{TR}-\frac{d_R.\cos\beta_R.\cos\gamma_R}{2};\frac{d_R.\cos\beta_R.\sin\gamma_R}{2};-\frac{d_R.\sin\beta_R}{2})$$

Расстояние между передатчиком и приемником обозначим D_{TR}. Предполагается, что отражатели S_n случайно располагаются на сфере вокруг приемника радиусом R с центром в точке O'. Параметры отражателя обозначаются $(R,\beta_{S_n},\gamma_{S_n})$, где γ_{S_n} - азимут прихода отраженного сигнала, а β_{S_n} - угол места. Декартовы координаты отражателей S_n имеют вид:

$$x_{S_n}=D_{TR}-R.\cos\beta_{S_n}.\cos\gamma_{S_n},\ y_{S_n}=-R.\cos\beta_{S_n}.\sin\gamma_{S_n},\ z_{S_n}=R.\sin\beta_{S_n}$$

Расстояния между передающими антеннами и отражателями, а также между отражателями и приемными антеннами могут быть выражены следующим образом:

$$D_{TX1-S_n}=\sqrt{(x_{S_n}-x_{TX1})^2+(y_{S_n}-y_{TX1})^2+(z_{S_n}-z_{TX1})^2}$$
$$D_{TX2-S_n}=\sqrt{(x_{S_n}-x_{TX2})^2+(y_{S_n}-y_{TX2})^2+(z_{S_n}-z_{TX2})^2}$$
$$D_{S_n-RX1}=\sqrt{(x_{RX1}-x_{S_n})^2+(y_{RX1}-y_{S_n})^2+(z_{S_n}-z_{TX2})^2}$$
$$D_{S_n-RX2}=\sqrt{(x_{RX2}-x_{S_n})^2+(y_{RX2}-y_{S_n})^2+(z_{RX2}-z_{S_n})^2}$$

Предположим, что за время оценки параметров канала его характеристики не меняются. Сигнал, передаваемый от l-ого антенного элемента передатчика обозначается $s^l(t)$, а сигнал, принимаемый m-ым антенным элементом приемника - $r^m(t)$. Импульсная характеристика канал связи между антенными элементами обозначается $h^{m,l}(t)$. Принимаемый сигнал с учетом параметров канала имеет вид [4]:

$$r(t)=H(t)s(t)+v(t), \quad (1)$$

где $r(t)=(r_1(t)r_2(t)...r_{n_R}(t))'$ - вектор принимаемых сигналов;

$s(t)=(s_1(t)s_2(t)...s_{n_T}(t))'$ - вектор передаваемых сигналов,

$v(t)$ - аддитивный белый гауссовский шум.

Предполагаем, что канал MIMO является частотно-неселективным, тогда матрица канала H(t) является матрицей $N_{RX} \times N_{TX}$, где каждый элемент является коэффициентом передачи между антенными элементами l и m, то есть $\left[H(t)\right]_{TX1RX1} = h_{TX1RX1}(t)$. Без компонента луча прямой видимости, импульсная характеристика $h_{TX1,RX1}(t)$ может быть выражена как[5]:

$$\underline{h}_{TX1RX1}(t) = \sum_{k=1}^{N} a_n b_n e^{j\varphi}$$

где $\underline{a_n} = e^{\frac{j.2\pi.\Delta D_{TX-S}}{\lambda}}$ - коэффициент, определяющий сдвиг фазы сигнала на участке от передающих антенн до отражателей;

$\underline{b_n} = e^{\frac{j.2\pi.\Delta D_{RX-S}}{\lambda}}$ - коэффициент, определяющий сдвиг фазы сигнала на участке от кольца отражателей до приемной антенны и λ является длиной волны несущей частоты;

ΔD_{TX-S} и ΔD_{RX-S} - разности между расстояниями от передающих антенн до отражателей и расстояниями от отражателей до приемных антенн.

В практически реализуемых системах беспроводной связи MIMO используется предположение о распространении в дальней зоне, так что $D_{TR} >> R >> \max(d_T, d_R)$. Тогда:

$$\Delta D_{TX-S} = D_{TX1-S} - D_{TX2-S} \approx d_T.\cos\beta_T.\cos\gamma_T$$
$$\Delta D_{RX-S} = D_{RX1-S} - D_{RX2-S} \approx d_R(\cos\beta_R.\cos\beta_{S_n}.\cos(\gamma_R + \gamma_{S_n}) - \sin\beta_R.\sin\beta_{S_n}).$$

Подставляя эти приближения в (2) получим:

$$h_{TX1RX1}(t) = \sum_{k=1}^{N} e^{\frac{j2\pi[d_T.\cos\beta_T.\cos\gamma_T + d_R(\cos\beta_R.\cos\beta_{S_n}.\cos(\gamma_R+\gamma_{S_n}) - \sin\beta_R.\sin\beta_{S_n})]}{\lambda}} e^{j\varphi}.$$

Расстояние между антенными элементами TX и RX, соответственно $d_T = d_R = \lambda/2$. Азимутальные углы антенны TX и RX относительно оси Ox равны $\gamma_T = \gamma_R = 0$. Для моделирования будем менять азимут и угол места отражателя S в пределах $\beta_{S_n} = [0, 2\pi]$ и $\gamma_{S_n} = [0, 2\pi]$. Мы рассмотрим случаи, когда угловые положения антенной решетки Tx и Rx относительно плоскости в плоскости xOy равны $\beta_T = \beta_R = \pi/2$ (передающие и приемные антенны перпендикулярны оси Ox) или $\beta_T = \beta_R = \pi/4$ (антенные системы находятся под углом к оси Ox).

На рис. 2, 3, 4 показаны, что значения углов β_{S_n} и γ_{S_n} оказывают значительное влияние на фазу коэффициента H. При $\beta_T = \beta_R = \pi/2$ и $\gamma_{S_n} = 0$, набег фазы достигает максимального значения когда $\beta_{S_n} = 3\pi/4$, минимального когда $\beta_{S_n} = \pi/2$ и равен нулю когда $\beta_{S_n} = 0, \pi, 2\pi$.

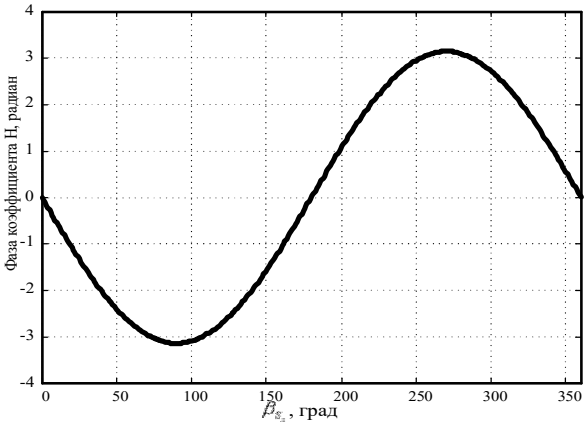


Рис. 2: Зависимость фазы канального коэффициента от β_{S_n} при $\beta_T = \beta_R = \pi/2$, $\gamma_{S_n} = 0$

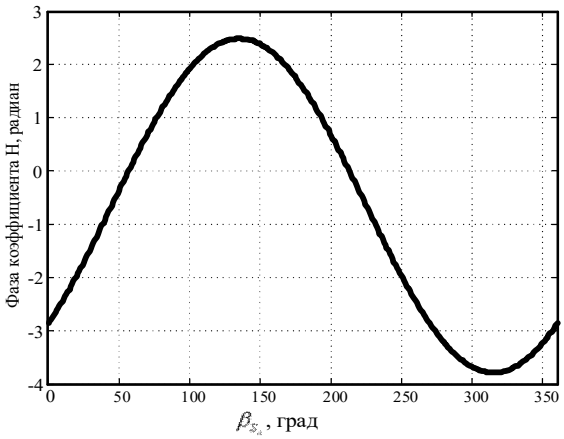


Рис. 3: Зависимость фазы канального коэффициента от β_{S_n} при $\beta_T = \beta_R = \pi/4$, $\gamma_{S_n} = 0$

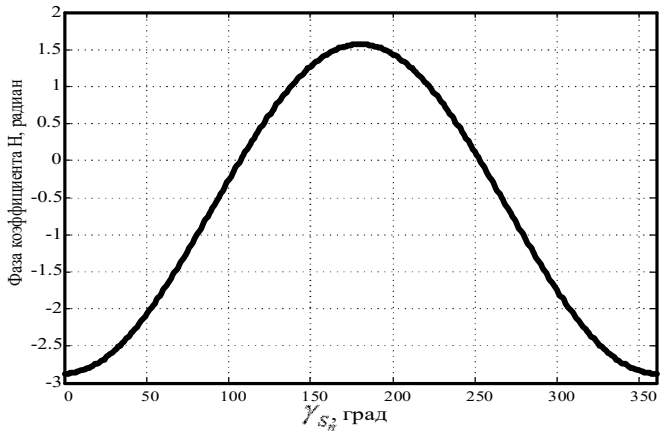


Рис. 4: Зависимость фазы канального коэффициента от γ_{S_n} при $\beta_T = \beta_R = \pi/4$, $\beta_{S_n} = 0$

При $\beta_T = \beta_R = \pi/4$ и $\gamma_{S_n} = 0$, набег фазы достигает максимального значения когда $\beta_{S_n} = 3\pi/8$, минимального когда $\beta_{S_n} = 7\pi/8$. А при $\beta_T = \beta_R = \pi/4$ и $\beta_{S_n} = 0$, набег фазы принимает максимальное значение когда $\gamma_{S_n} = \pi$. Таким образом, возможно определить влияние распределения отражателей по сфере на фазы сигналов в антенной решетке, а также выяснить оптимальные положения антенных элементов с целью повышения пропускной способности канала связи.

Библиографический список

1. Паршин Ю.Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех. М.: КУРС, 2021. – 200 с.

2. M. Alsehaili, S. Noghanian, D. A. Buchanan and A. R. Sebak. Angleof-Arrival Statistics of a Three-Dimensional Geometrical Scattering Channel Model for Indoor and Outdoor Propagation Environments. // IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 9, pp 946-949, 2010.

3. Y.R. Zheng, C. Xiao. Simulation models with correct statistical properties for Rayleigh fading channels. // IEEE Transactions on communications, vol.51, pp.920-928, June 2003.

4. Da-Shan Shiu, Gerard J. Foschini, Michael J. Gans, Joseph M. Kahn. Fading Correlation and Its Effect on the Capacity of Multielement Antenna Systems. // IEEE Transactions on communications, vol. 48, no.3, March 2000.

5. Паршин Ю. Н., Кудряшов В.И. Корреляционные свойства канальных коэффициентов MIMO систем связи с маневрирующим объектом // Цифровая Обработка Сигналов. №4.2015. С.20-23.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.47

АДАПТИВНОЕ ФОРМИРОВАНИЕ РАСШИРЕННЫХ НУЛЕЙ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ

Е.С. Штрунова

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

Аннотация. В работе рассматривается формирование расширенных нулей диаграммы направленности с помощью проекционного алгоритма и предположении о наличии дополнительных дискретных равномощных помех.

Ключевые слова: антенные решетки, адаптация, матрица проектирования.

ADAPTIVE FORMATION OF EXTENDED NULLS OF THE DIRECTIONAL PATTERN OF ANTENNA ARRIVAL

E.S. Shtrunova

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

Abstract. The paper considers the formation of extended zeros of the radiation pattern using the projection algorithm and the assumption of the presence of additional discrete equal-power interference.

Keywords: antenna arrays, adaptation, design matrix.

Адаптация антенной решетки (АР) является одним из подходов для повышения эффективности функционирования систем радиолокации, радионавигации в условиях априорной неопределенности параметров многоточечных по пространству помех [1, 2]. Определение оценки вектора весовых коэффициентов (ВВК) в прямых алгоритмах адаптации АР основано на предварительном оценивании выборочной МКМ или обратной МКМ. При этом максимально правдоподобная оценка МКМ определяется по L независимым векторным выборкам $\mathbf{X}$ в приемных каналах адаптивной АР как [3]

$$\hat{\mathbf{R}} = \frac{1}{L}\sum_{i=1}^{L}\mathbf{X}_i\mathbf{X}_i^{\text{н}} \ .$$

В процессе адаптации АР возникает необходимость повышения скорости сходимости [4, 5]. Необходимость сокращения времени вычисления ВВК, определяющего амплитудно-фазовое распределение, и процесса управления элементами связана с ограничением количества выборочных векторов, что связано с высокой скоростью и частотой переключения лучей АР в станциях постановки помех. Расположение источника сигнала в ближней зоне АР также приводит к ограничению количества выборочных векторов из-за сокращения времени стационарности входного процесса. В случае, когда число выборочных векторов L меньше количества приемных каналов M АР, оценочная межканальная корреляционная матрица (МКМ) становится вырожденной [1, 4]. Для нахождения ВВК в этом случае применяют различные подходы, одним из которых является регуляризация оценки МКМ, заключающаяся в добавлении параметра регуляризации к элементам главной диагонали оценки МКМ или антирегуляризация («отрицательная регуляризация»), заключающаяся в вычитании параметра из элементов главной диагонали оценки МКМ [6-8]. Основным недостатком данных подходов является критичность алгоритма регуляризации к выбору параметра регуляризации [9]. Еще одним подходом для поиска ВВК в случае короткой выборки является алгоритм, основанный на разложении M-мерного пространства на два подпространства с помощью матриц проектирования [10, 11]:

$$\mathbf{P}_N = \mathbf{A}(\mathbf{A}^{\text{H}}\mathbf{A}^{-1})\,\mathbf{A}^{\text{H}},$$
$$\mathbf{P}_{M\text{-}N} = \mathbf{I} - \mathbf{P}_N, \ ,$$

где матрица $\mathbf{A} = [\mathbf{V}_{п1}(\theta_1) \ldots \mathbf{V}_{пN}(\theta_N)]$ размером $M \times N$, столбцы которой являются направляющими векторами соответствующей помехи;

N – количество помех;

M – количество приемных каналов АР.

Если источник помех находится в дальней зоне АР, т.е. фронт приходящей волны можно считать плоским, для линейной эквидистантной АР направляющий вектор i-й помехи, приходящей с направления θ_i, определяется как

$$\mathbf{V}_{пi}(\theta_i) = \{\exp(iv_{п0}), \ldots, \exp(iv_{пk}), \ , \exp[iv_{пM-1}]\}^{T};$$

где $v_{пk}$ – фаза помехи, пришедшей на k-й элемент ФАР, $v_{пk}(\theta_i) = 2\pi f_{п0}\Delta t_{пk} = -2\pi kd \sin\theta_i/\lambda$;

$f_{п0}$ – частота излучения АШП;

$\Delta t_{пk}$ – время запаздывания плоского фронта волны помехи, принимаемой k-м элементом относительно начала координат для направления θ_i прихода помехи;

λ – длина волны;

i – мнимая единица.

ВВК в соответствии с проекционным алгоритмом получается равным [11]:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{I} - \mathbf{P}_N)\,\mathbf{s}(\theta_s, r_s) = (\mathbf{I} - \mathbf{A}(\mathbf{A}^{H}\mathbf{A}^{-1})\,\mathbf{A}^{H})\,\mathbf{s}(\theta_s, r_s),$$

где $\mathbf{s}(\theta_s, r_s)$ – направляющий вектор сигнала, $\mathbf{s}(\theta_s, r_s) = \{\exp(iv_{п0}), \ldots, \exp(iv_{пk}), \ , \exp[iv_{пM-1}]\}^{T}$.

На рисунке 1 представлен множитель решетки M=30 при действии 3-х помех, полученный с помощью проекционного алгоритма.

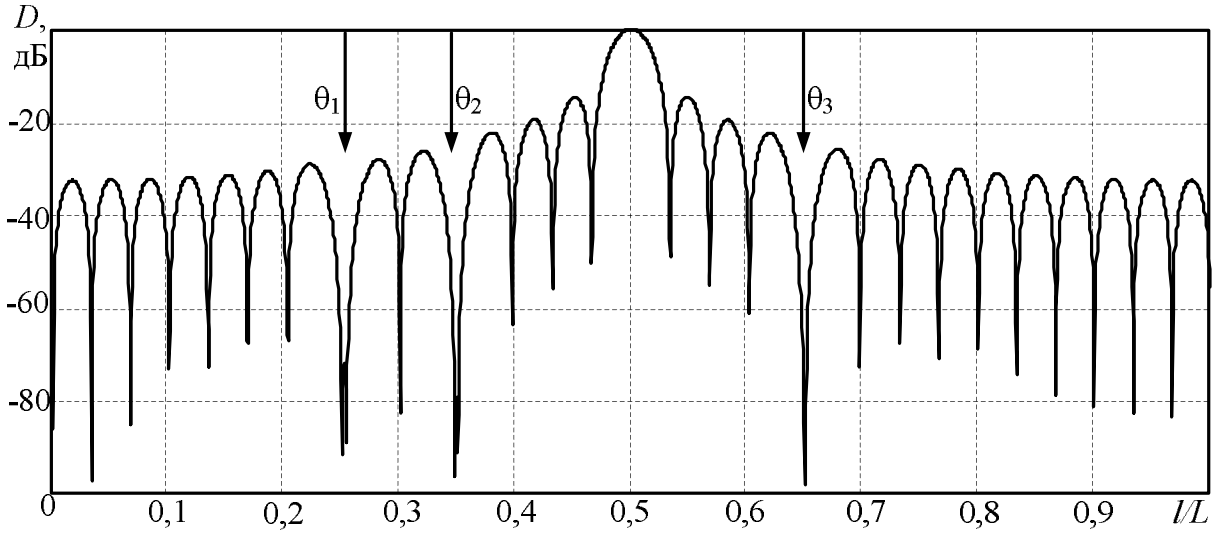


Рис. 1. Множитель решетки

Для случаев, когда направление прихода помехи изменяется за интервал времени между этапами адаптации относительно предварительно сформированного нуля ДН АР, предлагают использовать алгоритмы расширенного формирования ДН АР. Применительно к линейной адаптивной АР формирование расширенных нулей ДН основано на введении дополнительных условий получения ВВК [12-16].

В [12] вносится предположение о наличии дополнительных дискретных равномощных помех, в соответствии с чем предлагается межканальную корреляционную матрицу помех поэлементно умножить на матрицу **F**, определяющую ширину нуля ДН

$$\mathbf{R} = \mathbf{A}\Sigma\mathbf{A}^{H\bullet}\mathbf{F},$$

где $\mathbf{A\Sigma A}^{H}$ – МКМ помех;

$\mathbf{\Sigma}$ – диагональная единичная матрица размером $N \times N$;

[•] – операция поэлементного умножения.

Элементы $\mathbf{F}_{i,j} = \sin((i-j)\Delta)/(i-j)\Delta$ матрицы **F** определяют необходимую относительную величину Δ расширения нуля ДН.

Для полученной матрицы R матрицы проектирования PN, PM-N представляются, как матрицы собственных векторов, столбцы которых состоят из собственных векторов U для N максимальных и (M-N) минимальных собственных значений матрицы соответственно [8]. ВВК в соответствии с этим алгоритмом получается равным:

$$\mathbf{W}=(\mathbf{I}- \mathbf{U}_N \mathbf{U}_N^{H})\, \mathbf{s}(\theta_s, r_s).$$

На рисунках 2, 3 представлены спектры собственных чисел полученной матрицы R при действии 3-х помех и относительной величины расширения нуля Δ=0,1.

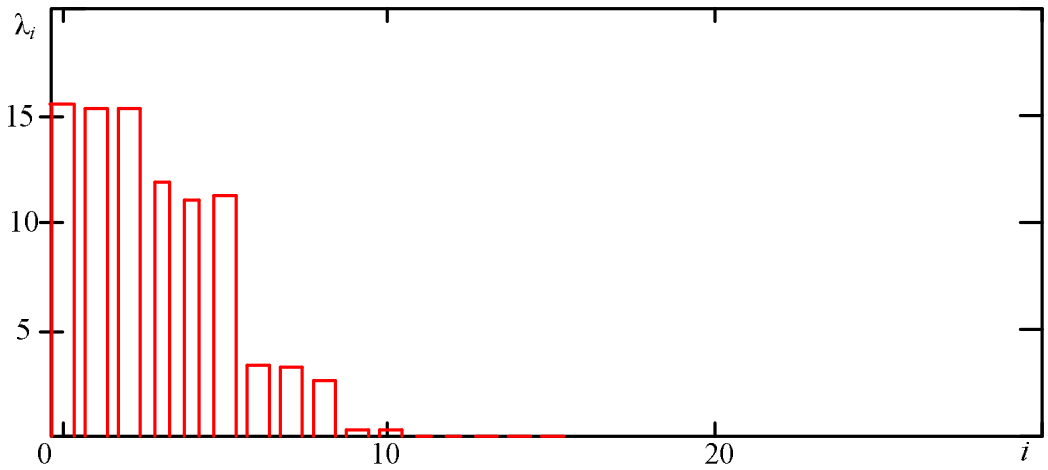


Рис. 2. Спектр собственных частот матрицы R

На рисунке 3 представлен множитель решетки для M=30 при действии 3-х помех, полученный с помощью проекционного алгоритма с учетом предположения о дополнительных дискретных равномощных помех с целью расширения нулей ДН, и относительной величины расширения нуля Δ=0,1, матрица проектирования составлена из 20-ти собственных векторов матрицы **R**.

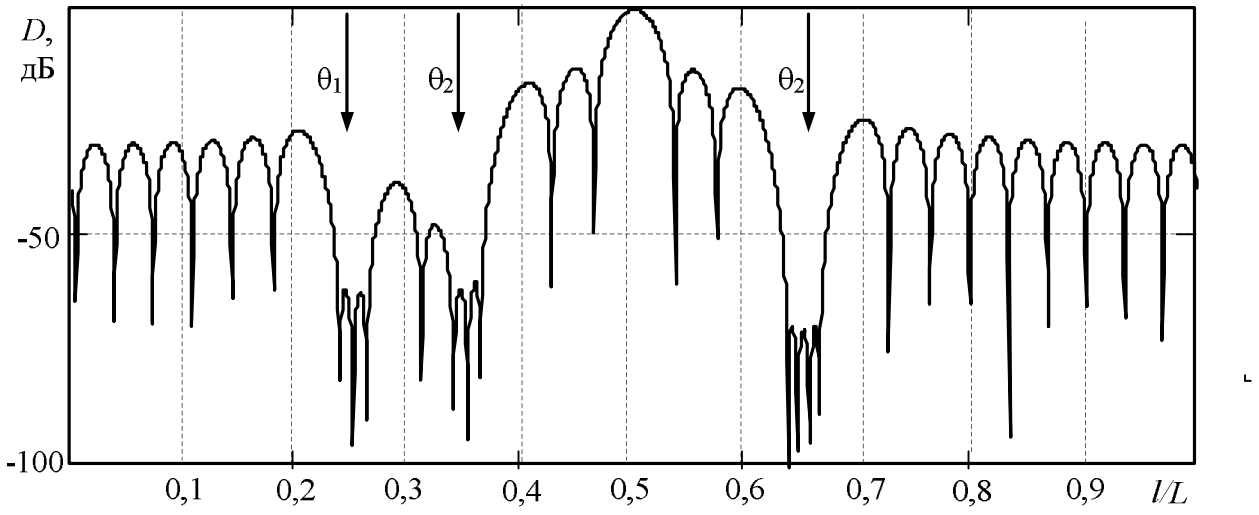


Рис. 3. Множитель решетки

На рисунке 4 представлен множитель решетки для M=30 при действии 3-х помех, полученный с помощью проекционного алгоритма с учетом предположения о дополнительных дискретных равномощных помех с целью расширения нулей ДН, и относительной величины расширения нуля Δ=0,1, матрица проектирования составлена из 10-ти собственных векторов, соответствующим всем ненулевым собственным числам матрицы **R**.

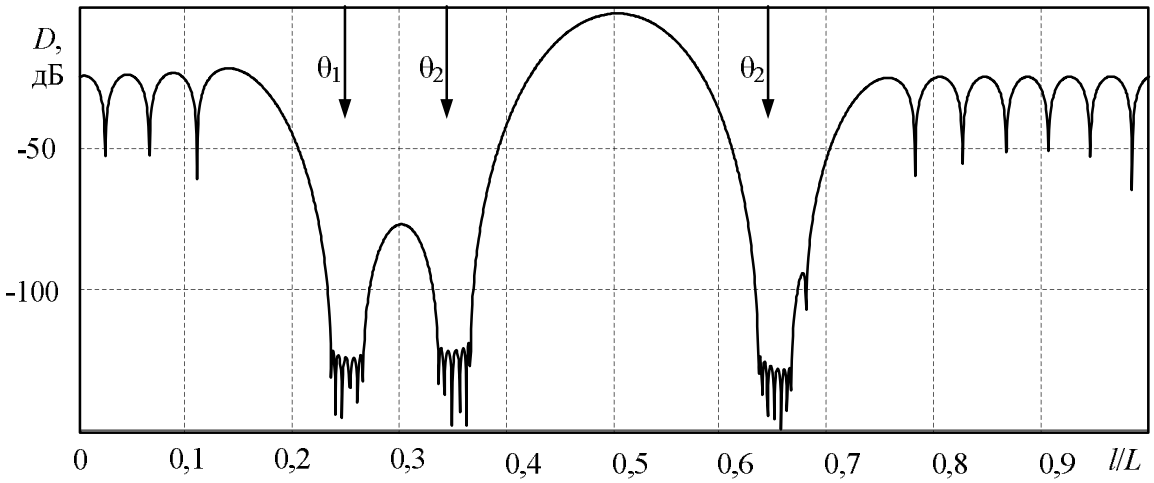


Рис. 4. Множитель решетки

Из полученных зависимостей видно, что на эффективность формирования расширенных нулей ДН влияет количество собственных векторов, взятых для вычисления ВВК. Из рис. 4 видно, что, если брать только собственные векторы, соответствующие ненулевым собственным числам матрицы **R**, то подавление помех будет лучше, но при этом в разы увеличивается ширина главного лепестка ДН.

Библиографический список

1. Монзинго Р.А., Миллер Т.У. Адаптивные антенные решетки. Введение в теорию / пер. с англ. под ред. В.А. Лексаченко. – М.: Радио и связь, 1986. – 446 с.

2. Кошелев В.И., Штрунова Е.С. Повышение эффективности алгоритмов защиты РЛС от активных шумовых помех // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. – 2011. – Вып. 37. – С. 27-31.

3. Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптации информационных систем. – М.: Советское радио, 1977. – 432 с.

4. Гусев С.И., Паршин Ю.Н. Повышение скорости сходимости адаптации в системе обработки сигналов с оптимизацией пространственной структуры // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. РГРТУ, 2011. № 37. С. 31-34.

5. Паршин Ю. Н., Гусев С.И. Исследование динамического режима оптимизации пространственных структур радиосистем // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2006. № 18. С. 22-26.

6. Ратынский М.В. Адаптация и сверхразрешение в адаптивных антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003. – 200 с.

7. Черемисин О.П. Эффективность адаптивного алгоритма с регуляризацией выборочной корреляционной матрицы // Радиотехника и электроника. – 1982. – Т.27, №10. – С.1933-1941.

8. Абрамович Ю.И. Регуляризованный метод адаптивной оптимизации фильтров по критерию максимума отношения сигнал/помеха // Радиотехника и электроника. – 1981. – Т. 26, № 3. – С. 543-551.

9. Черемисин О.П. О выборе параметра для регуляризованного метода адаптивной оптимизации фильтров // Радиотехника и электроника. – 1985. – Т.30, №12. – С. 2369-2377.

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.

11. Журавлев А.К., Лукошкин А.П., Поддубный С.С. Обработка сигналов в адаптивных антенных решетках. – Л.: Изд-во Ленингр. ун-та, 1983. – 240 с

12. Mailloux R.J. Covariance matrix augmentation to produce adaptive array pattern troughs // Electron. Lett. – 1995. – Vol. 31. – P. 771-772.

13. Zatman M. Production of adaptive array troughs by dispersion synthesis // Electron. Lett. – 1995. – Vol. 31, No. 25. – P. 2141-2142.

14. Gershman A.B., Nickel U., Buhme J.F. Adaptive beamforming algorithms with robustness against jammer motion // IEEE Trans. Signal Processing. – 1997. – Vol. 4. – P. 1878-1885.

15. Riba J., Goldberg J., Vazquez G. Robust beamforming for interference rejection in mobile communications // IEEE Trans. Signal Processing. – 1997. – Vol. 45. – P. 271-275.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47.29

ОПТИМИЗАЦИЯ СХЕМЫ АКТИВНОГО АМПЛИТУДНОГО ДЕТЕКТОРА НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

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 и оптимизации схемы активного амплитудного детектора на операционном усилителе. Оптимизация схемы заключается в мерах по расширению линейного участка детекторной характеристики, а также спрямлению начального участка, который имеет весьма нелинейный характер, образуя слепую зону характеристики.

Ключевые слова: активный амплитудный детектор, детекторная характеристика, имитационное моделирование и исследование электронных схем.

OPTIMIZATION OF THE CIRCUIT OF THE ACTIVE AMPLITUDE DETECTOR ON AN OPERATIONAL AMPLIFIER

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. This paper presents the result of the study and optimization of the circuit of the active amplitude detector on the operational amplifier. Optimization of the circuit consists of measures to expand the linear section of the detector characteristic, as well as to straighten the initial section, which has a very nonlinear nature, forming a blind zone of the characteristic.

Key words: active amplitude detector, detector response, simulation modeling and study of electronic circuits.

Задачи исследования и описание модели

В настоящей работе осуществляется оптимизация параметров активного амплитудного детектора, предназначенного для функционирования в мощной радиопередающей аппаратуре или высоковольтных генераторах высокой частоты, у которых сигнал или вид модуляции предполагает управление амплитудой в широких пределах, например, многопозиционную амплитудную или амплитудно-фазовую модуляцию типа QAM-16, QAM-64. В таком случае данный амплитудный детектор будет работать в цепи обратной связи радиопередатчика или высокочастотного генератора в качестве датчика амплитуды выходного колебания. К такому детектору будут предъявляться линейность детекторной характеристики во всем динамическом диапазоне формируемых сигналов, малые пульсации и высокое быстродействие, то есть малая инерционность, чтобы обеспечить высокую скорость передачи информации.

В работах [1, 2, 3, 4, 5] были проанализированы схемы пассивных и активных амплитудных детекторов на различных видах диодов и активных приборов, то есть операционных усилителях и транзисторах. В работе [6] был опробован метод оценки

нелинейности детекторной характеристики с помощью коэффициента гармонических искажений в рабочем диапазоне амплитуд, включающим в себя начальный участок, так называемую «слепую зону» и без нее; последнее может найти применение для многопозиционных видов модуляции, таких как QAM-16, QAM-64, где начальный участок не так важен.

На основе этих исследований была выбрана наилучшая из рассмотренных схем активных амплитудных детекторов – детектора на операционном усилителе, и в настоящей работе будет произведена оптимизация параметров данной схемы для достижения наибольшей линейности ее детекторной характеристики. Схема такого детектора на операционном усилителе приведена на рисунке 1:

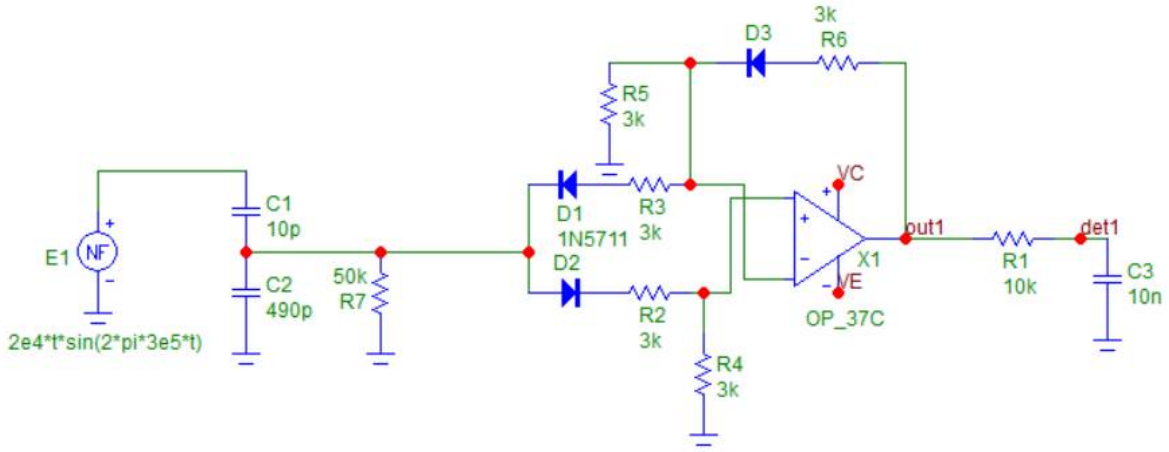


Рис. 1. Схема исследуемого активного амплитудного детектора на операционном усилителе

Данная схема построена на высокочастотном операционном усилителе и подразумевает использование кремниевых диодов с p-n переходом или барьером Шоттки. Оптимизация линейности детекторной характеристики может быть разделена на два этапа:

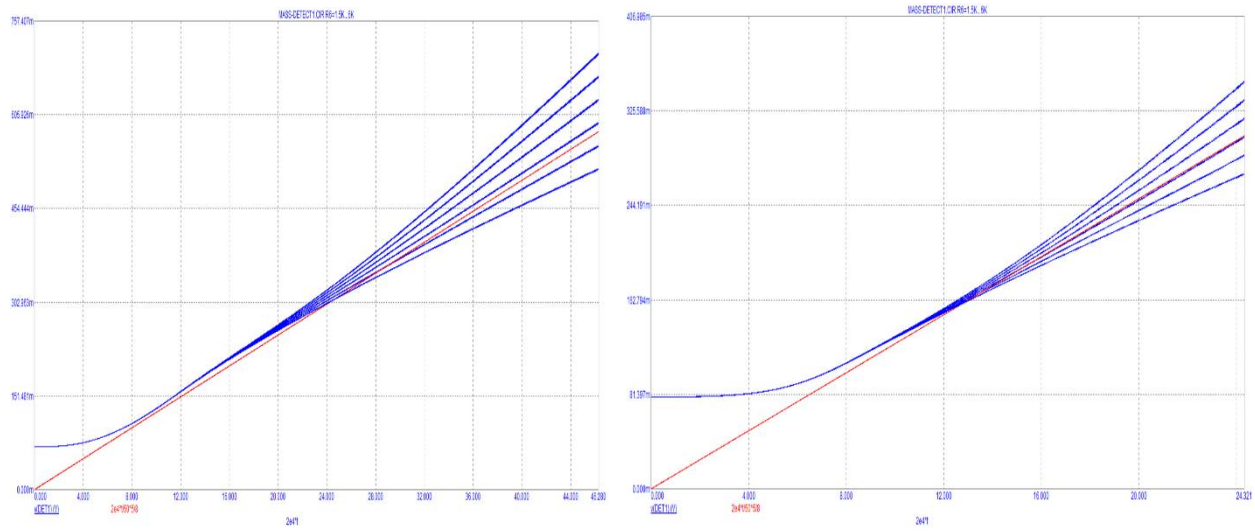
– оптимизация линейности в области малых напряжений, то есть на начальном участке детекторной характеристики;

– оптимизация линейности в целом, на всей протяженности детекторной характеристики.

Экспериментальная часть

Характер используемых диодов сказывается на линейности начального участка, где наблюдается «слепая зона». На рисунке 2 показано моделирование детекторной характеристики на начальном участке при: а) диоде с p-n переходом типа 1N4148; б) диоде с барьером Шоттки 1N5711.

Полученные данные позволяют сделать вывод о том, что предпочтительнее применять диоды с барьером Шоттки, поскольку линейный участок, то есть «слепая зона», заканчивается значительно раньше, чем у детектора с p-n переходом, и, кроме того, сам начальный участок у схемы с использованием диодов 1N4148 имеет выраженный нелинейный характер, поэтому моделирование схемы в дальнейшем будем проводить с диодами 1N5711.



а) б)

Рис. 2. Начальные участки детекторных характеристик на диоде с p-n переходом (а) и диоде с барьером Шоттки (б)

Дальнейшее исследование связано с оценкой нелинейности детекторной характеристики в целом, то есть на большом сигнале, и выбором оптимальной обратной связи в схеме для получения максимально линейной характеристики. Величина обратной связи в данной схеме детектора зависит от резистора R6, см. рисунок 1. Путем изменения номинала R6 было получено семейство детекторных характеристик, показанных на рисунке 3:

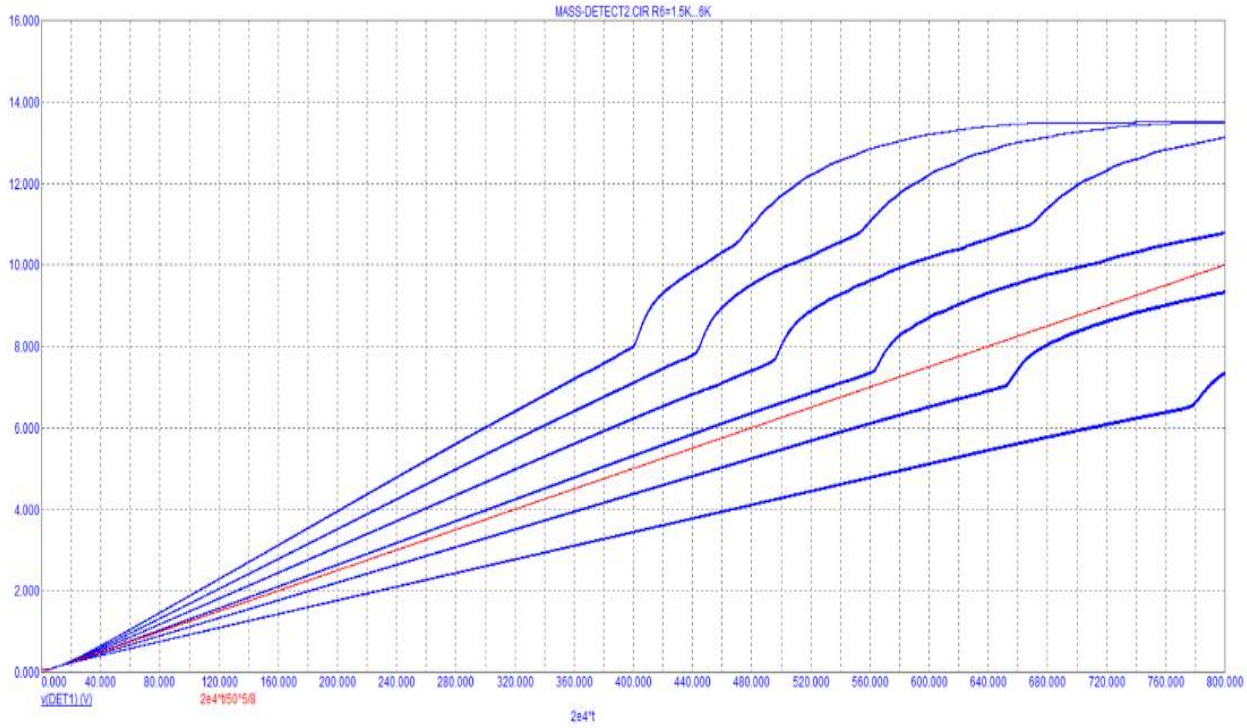


Рис. 3. Семейство детекторных характеристик

Поскольку исследуемый детектор ориентирован на получение максимальной

величины линейного участка для работы с сигналами, формируемыми передатчиком, которые имеют значительный динамический диапазон, можно сделать вывод, что оптимальной величиной является величина обратной связи, соответствующее сопротивлению R6 1,5 кОм, при котором обеспечивается приемлемая чувствительность детектора в сочетании с линейностью на заданном участке характеристики с амплитудой до 778 В, что является достаточным для большинства радиопередатчиков мощностью до 6 кВт (на типовой нагрузке 50 Ом).

Согласно методике, разработанной в [6], был оценен коэффициент гармонических искажений полной детекторной характеристики, соответствующий оптимальной величине обратной связи. Величина оценки нелинейности, полученная при различном количестве точек на детекторной характеристике, составила от 0,12 % до 0,25 %, что является достаточным для большинства задач, связанных с радиопередающей аппаратурой и другими применениями высокочастотных высоковольтных генераторов.

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

Выводы

Разработанная схема активного амплитудного детектора, удовлетворяющая требованиям в качестве датчика амплитуды в цепи обратной связи мощных радиопередатчиков и промышленных генераторов высокой частоты, является пригодной к практическому использованию и дает определенные улучшения по линейности детекторной характеристики, размаху пульсаций и быстродействию, в сравнение со схемами, которые были исследованы ранее [1-5].

Библиографический список

1. Поспелов И.А., Васильев Е.В. Исследование двухполупериодного амплитудного детектора с повышенным быстродействием // Современные технологии в науке и образовании – СТНО 2022: сб. тр. междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1. / под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: РГРТУ, 2022. – С. 89 – 91.

2. Поспелов И.А. Исследование и разработка активных амплитудных детекторов с повышенной линейностью // Материалы VIII научно-технической конференции магистрантов Рязанского государственного радиотехнического университета. – Рязань: РГРТУ, 2022 - 285 с.

3. 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.

4. 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.

5. Зверев, Е.Г. Повышение линейности прецизионного амплитудного детектора [Текст] / Е.Г. Зверев, Е.В. Васильев // Информационные технологии: сб. науч. тр. / Рязань: РГРТУ. 2019. – С. 90-95.

6. Поспелов И.А., Васильев Е.В. Оценка нелинейности детекторных характеристик активных амплитудных детекторов // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов: сб. науч. тр. / Рязань: РГРТУ.

УДК 621.391; ГРНТИ 47.49.31

ИССЛЕДОВАНИЕ АЛГОРИТМА МИНИМУМА СРЕДНЕГО КВАДРАТА ОШИБКИ С ОГРАНИЧЕНИЯМИ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ SPOOFING-ПОМЕХ

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

Аннотация. Рассмотрены методы обработки сигналов по критерию минимума среднего квадрата ошибки без ограничений и с ограничениями. Показано сравнение данных методов по эффективности защиты от искажений главного максимума диаграммы направленности. Сделан вывод о целесообразности применения данных методов пространственного подавления помех при воздействии spoofing-помех.
Ключевые слова: пространственная обработка сигнала, ограничения диаграммы направленности, spoofing, spoofing-помеха.

INVESTIGATION OF MINIMUM MEAN SQUARE ERROR ALGORITHM WITH CONSTRAINTS UNDER THE INFLUENCE OF SPOOFING INTERFERENCE

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

Abstract. The methods of signal processing according to minimum mean square error criterion without constraints and with constraints are considered. A comparison of these methods in terms of protection effectiveness against distortions of the radiation pattern main maximum is shown. The conclusion about expediency of using these methods of spatial interference suppression under influence of spoofing interference is made.
Keywords: Spatial signal processing, radiation pattern constraints, spoofing, spoofing interference.

В настоящее время одной из основных задач при построении радиотехнических систем является задача пространственной обработки сигнала на фоне помех, а именно повышения эффективности такой обработки при воздействии spoofing-помех. Spoofing-помехи являются одними из самых опасных помех, так как их сложно отличить от аутентичного сигнала в силу своих особенностей. При обработке полезного сигнала нужно учитывать направление прихода, это является одним из способов выявить spoofing-помеху.

Для пространственной обработки сигнала на фоне помех применяются антенные решетки (АР), они могут быть линейными или кольцевыми. Как было установлено ранее [1] эффективнее применять кольцевые АР для лучшего подавления spoofing-помех.

Целью работы является сравнение методов обработки сигналов по критерию минимума среднего квадрата ошибки без ограничений и с ограничениями при воздействии spoofing-помех.

Рассмотрим кольцевую антенную решетку [2], которая представляет собой систему излучателей, расположенных в пространстве по окружности. Такая АР является частным случаем плоской двумерной антенной решетки.

Сигнал на выходе антенной решетки будет представлять собой совокупность комплексных огибающих сигнала и помехи [3]:

$$\underline{\mathbf{Y}} = \underline{\mathbf{S}} + \underline{\mathbf{N}}. \quad (1)$$

Вектор полезного сигнала будет иметь вид:

$$\underline{\mathbf{S}} = \underline{s}_0 \underline{\mathbf{V}}_{\mathbf{0}}. \quad (2)$$

Направление прихода полезного сигнала будет задаваться направляющим вектором:

$$\underline{\mathbf{V}}_0 = \left\{ e^{j\varphi_{01}}, e^{j\varphi_{02}}, ..., e^{j\varphi_{0N}} \right\}, \quad (3)$$

$$\varphi_{0n} = -\frac{2\pi}{\lambda}\sin\gamma_0\left(x_n\cos\alpha_0 + y_n\sin\alpha_0\right). \quad (4)$$

Помехи описываются собственными направляющими векторами:

$$\underline{\mathbf{V}}_m = \left\{e^{j\varphi_{01}}, e^{j\varphi_{02}}, ..., e^{j\varphi_{0M}}\right\}, \quad (5)$$

$$\varphi_{0m} = -\frac{2\pi}{\lambda}\sin\gamma_m\left(x_n\cos\alpha_m + y_n\sin\alpha_m\right). \quad (6)$$

Угол места γ_m и азимут α_m задаются исходя из особенностей spoofing-помех, зная что такая помеха приходит почти всегда с линии горизонта, можно предположить чему будет равен угол γ_m.

Вектор весовой пространственной обработки будет равен:

$$\underline{\mathbf{W}} = \underline{\mathbf{V}}_0^H \underline{\mathbf{R}}_N^{-1}, \quad (7)$$

где $\mathbf{R}_N$ - матрица пространственной корреляции помех на выходе АР.

Вектор оптимальной весовой пространственной обработки по критерию минимума среднего квадрата ошибки будет иметь вид:

$$\underline{\mathbf{W}}_{opt} = D_S \underline{\mathbf{V}}_S^H \underline{\mathbf{R}}_Y^{-1}, \quad (8)$$

где D_S - дисперсия источника полезного сигнала, $\mathbf{R}_Y$ - корреляционная матрица сигнала и помехи.

На рисунках 1 и 2 показаны диаграммы направленности (ДН) оригинальной АР и оптимальной АР при воздействии помехи.

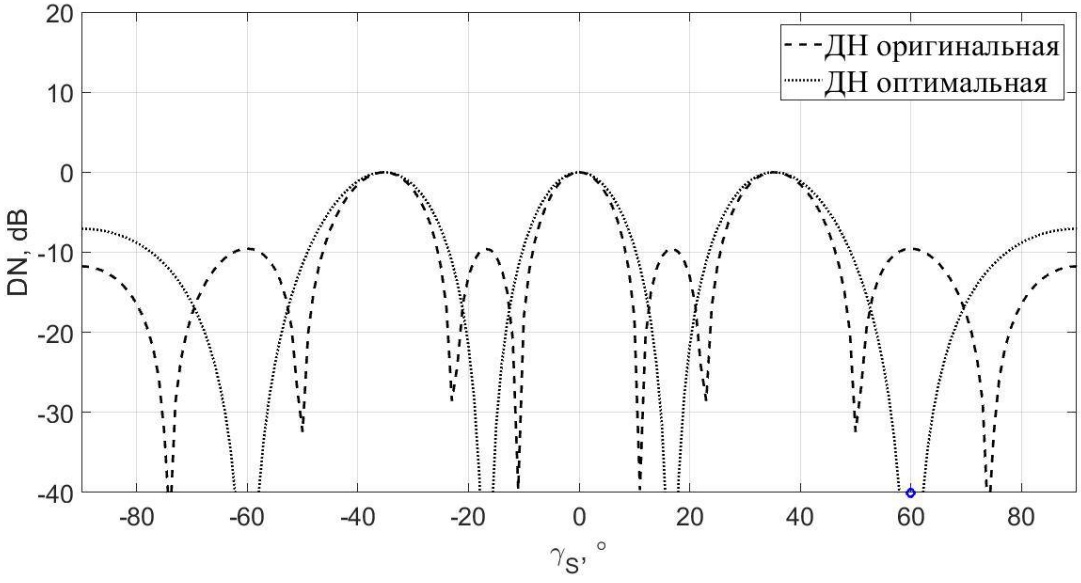


Рис. 1. ДН оригинальной АР и оптимальной АР при угловом положении помехи 60°

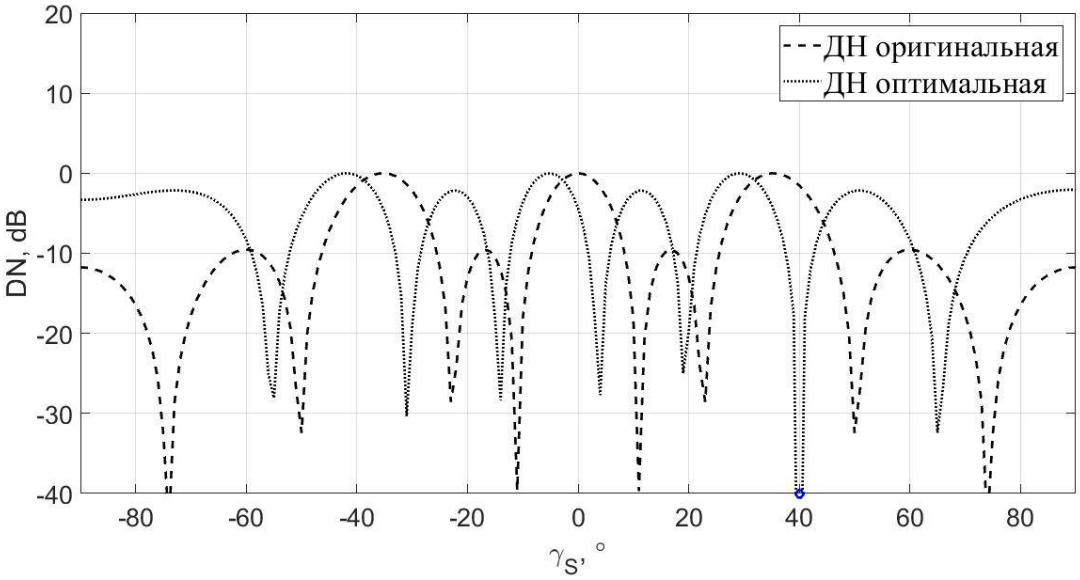


Рис. 2. ДН оригинальной АР и оптимальной АР при угловом положении помехи 40°

При использовании метода обработки сигналов по критерию минимума среднего квадрата ошибки в направлении помехи формируется минимум диаграммы направленности антенной решетки. При изменении угла места источника помех ноль диаграммы направленности сохраняется, но при этом смещается главный максимум ДН.

Чтобы избежать искажений главного максимума ДН накладывают ограничения на форму диаграммы направленности [4]:

$$\mathbf{f} = \mathbf{wC}, \tag{9}$$

$$\mathbf{f} = \{f_k, k = 1,...,K\}, \tag{10}$$

где $\mathbf{f}$ - вектор-строка ограничений, $\mathbf{C}$ - матрица из K направляющих векторов:

$$\underline{\mathbf{V}}_k = \left\{e^{j\varphi_{01}}, e^{j\varphi_{02}}, ..., e^{j\varphi_{0K}}\right\}, \tag{11}$$

$$\varphi_{0k} = -\frac{2\pi}{\lambda}\sin\gamma_k\left(x_n\cos\alpha_k + y_n\sin\alpha_k\right). \tag{12}$$

Оптимальный весовой вектор обработки по критерию минимума среднего квадрата ошибки с ограничениями будет иметь вид:

$$\mathbf{W}_{opt} = -\left(\mathbf{C\lambda}\right)^H \underline{\mathbf{R}}_N^{-1}, \tag{13}$$

где $\boldsymbol{\lambda}$ - вектор множителей Лагранжа:

$$\boldsymbol{\lambda} = \left(-\mathbf{C}^H\mathbf{R}_N^{-1}\mathbf{C}\right)^{-1}\mathbf{f}^H. \tag{14}$$

Диаграммы направленности для методов обработки сигнала по критерию минимума среднего квадрата ошибки без ограничений и с ограничениями представлены на рисунке 3.

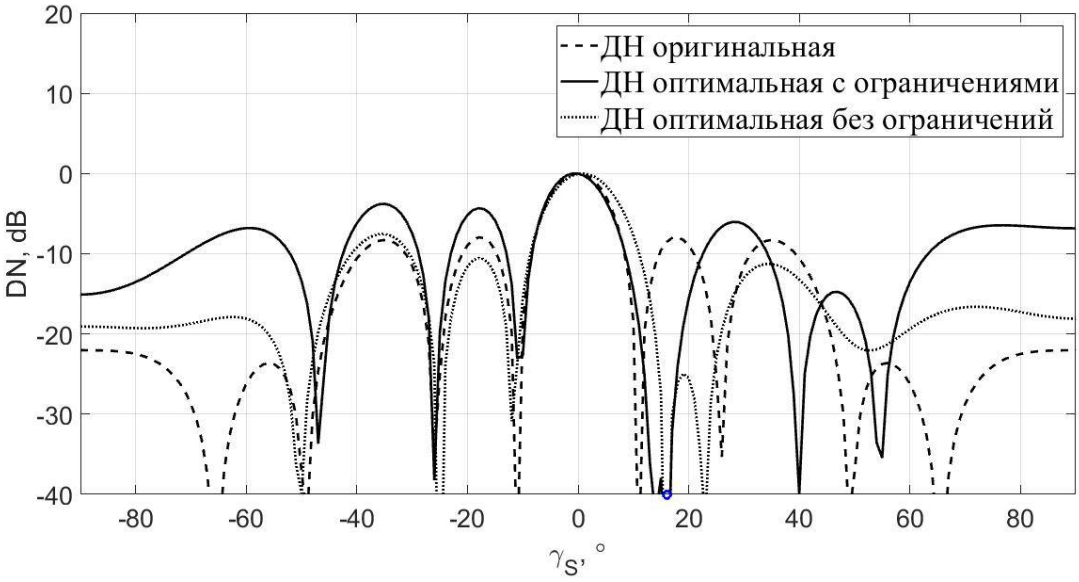


Рис.3. ДН для методов обработки сигнала по критерию минимума среднего квадрата ошибки без ограничений и с ограничениями

В данной работе рассмотрены методы обработки сигналов по критерию минимума среднего квадрата ошибки без ограничений и с ограничениями при воздействии spoofing-помех. Как видно из графиков, использование ограничений позволяет избежать искажений главного максимума диаграммы направленности.

Библиографический список

1. Кудряшова, А. А. оценка эффективности применения линейных и кольцевых антенных решеток для подавления spoofing помех // Новые информационные технологии в научных исследованиях : Материалы XXVII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. В 2-х томах, Рязань, 07–09 декабря 2022 года. Том 1. – Рязань: Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, 2022. – С. 155-156.

2. Кубанов В.П. Направленные свойства антенных решеток. Учебное пособие для вузов. — Самара, ПГУТИ, 2011. — 56 с.: ил

3. Паршин Ю.Н. Пространственно-временная обработка сигналов и компенсация помех: учеб. пособие. – М.: КУРС, 2021. – 200 с.

4. Монзинго Р. Ф., Миллер Т. У. Адаптивные антенные решетки: Введение в теорию: пер. с англ. М.: Радио и связь, 1986. 448 с.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49.29

ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ МАЛОГАБАРИТНОЙ РЛС ДЛЯ ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОГО ОБНАРУЖЕНИЯ ЗАВИСШЕГО БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ПРИ ПОМОЩИ МИКРО-ДОПЛЕРОВСКОГО ЭФФЕКТА

А.И. Ларионов

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

Аннотация. В данной работе обоснован выбор основных параметров малогабаритной РЛС, излучающей ЛЧМ-сигнал, для проведения эксперимента по обнаружению зависшего БПЛА при помощи турбинного эффекта, а также проведено сравнение теоретических расчетов и экспериментально полученных данных.

Ключевые слова: малогабаритная радиолокационная станция, микро-доплеровский эффект, эффективная площадь рассеяния, дальность обнаружения, БПЛА, максимальная однозначно измеряемая скорость цели.

SELECTION AND JUSTIFICATION OF PARAMETERS OF A SMALL-SIZED RADAR FOR EXPERIMENTAL DETECTION OF A HOVERING UNMANNED AERIAL VEHICLE USING THE MICRO-DOPPLER EFFECT

A.I. Larionov

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

Abstract. In this paper, the choice of the main parameters of a small-sized radar emitting an LFM signal for conducting an experiment to detect a hovering UAV using the turbine effect is justified, and a comparison of theoretical calculations and experimentally obtained data is carried out.

Keywords: small-sized radar station, micro-Doppler effect, radar cross section, detection range, UAV, maximum unambiguously measurable target speed.

В современном мире все большее применение находят беспилотные летательные аппараты (БПЛА). В течение последних десяти лет разработка и производство новых видов и типов БПЛА является наиболее динамичным и востребованным сегментом мировой авиационной отрасли. Основные объемы заказов обеспечиваются потребителями из силовых и военных ведомств, где беспилотные аппараты используются для выполнения стратегических задач, для разведки местности, охраны границ или для соблюдения общественного порядка. Опыт гражданского использования, а также опыт локальных конфликтов показывают, что БПЛА имеют существенные преимущества перед традиционными пилотируемыми летательными аппаратами (ЛА). Поэтому существует необходимость в усовершенствовании старых и создании новых методов обнаружения БПЛА, что обуславливает актуальность выбранной темы исследования.

В современной радиолокации кроме традиционных методов, направленных на обнаружение движущихся целей, используются и специальные методы, направленные на обнаружение неподвижных целей, например, зависших летательных аппаратов. Наиболее перспективным методом обнаружения неподвижных БПЛА является метод, основанный на использовании турбинного эффекта. Этот метод может быть реализован с помощью различных аппаратных и программных средств.

Задачей исследования является выбор и обоснование параметров малогабаритной радиолокационной станции (РЛС) для обнаружения зависшего БПЛА с помощью микро-доплеровского эффекта.

Исследования базируются на трудах отечественных и зарубежных ученых в области обнаружения летательных аппаратов с помощью микро-доплеровского эффекта (турбинный эффект).

Практическая значимость исследования подтверждается успешно проведенными натурными испытаниями по обнаружению малогабаритного БПЛА, проведенного на базе НОЦ кафедры РТС РГРТУ.

Для проведения эксперимента по обнаружению беспилотного летательного аппарата были поставлены соответствующие цели и задачи.

Целью проведения эксперимента является обнаружение зависшего малогабаритного квадрокоптера с использованием турбинного эффекта при помощи реальной малогабаритной РЛС.

Задачи исследования:

- выбор параметров РЛС для проведения эксперимента;
- утверждение полетного задания для квадрокоптера;
- проведение эксперимент по обнаружению беспилотного летательного аппарата с использованием малогабаритной РЛС.

При проведении экспериментального обнаружения БПЛА предполагается использование малогабаритной автомобильной РЛС AWR1642BOOST от компании Texas Instruments.

В процессе реализации эксперимента необходимо учитывать ряд особенностей, которыми обладает данная РЛС, в частности, одной из ее особенностей является широкий угол обзора (120^0 в азимутальной плоскости), что существенно сокращает время полного обзора РЛС и время обнаружения цели.

Второй особенностью, которую необходимо отметить является то, что данная РЛС является автомобильной. Это говорит о ее небольшой мощности (5 мВт), что в значительной степени ограничивает радиус обнаружения объектов.

РЛС AWR1642 работает в миллиметровом диапазоне. Диапазон используемых частот находится в промежутке от 77 ГГц до 81 ГГц. В структуру РЛС интегрированы 600 МГц DSP (цифровой сигнальный процессор) и 200 МГц MCU (микроконтроллер), что может позволить выполнить цифровую обработку данных. Благодаря использованию таких высоких частот может быть достигнуто разрешение по дальности до 4 см, что является важным фактором при обнаружении малоразмерных летательных аппаратов.

В качестве малогабаритного БПЛА используется квадрокоптер, который имеется в распоряжении кафедры РТС РГРТУ.

Типовые значения ЭПР (эффективной площади рассеивания) квадрокоптеров такого класса представлены в таблице 1 [1].

Таблица 1. Типовые значения ЭПР в $м^2$ квадрокоптеров

Частота излучаемого сигнала, МГц	ЭПР квадрокоптера DJI Phantom 2, $м^2$
2400	0,01
3600	0,12
6000	0,11
8500	0,26
10700	0,1

ЭПР винтов квадрокоптера, как исследовано в работе [2], имеют значение на 20-25 дБ меньше, чем весь БПЛА. Исходя из этих данных, для расчета максимальной энергетической дальности выбираем значение ЭПР винтов равным 0,001 $м^2$.

РЛС AWR 1642 генерирует непрерывный ЛЧМ-сигнал, в западной литературе именуемый «Chirp».

Можно отметить отличие реального ЛЧМ-сигнала от теоретического. В отличие от

теоретического, в реальном сигнале присутствует время простоя, которое включает в себя время возврата частоты к начальному значению, а также время, необходимое для запуска радиопередатчика. Аналого-цифровой преобразователь (АЦП) также имеет время запуска и период, когда преобразователь делает выборки. Данные временные значения учитываются при задании параметров РЛС. Период повторения сигнала включает в себя все вышеуказанные временные промежутки.

Основная идея РЛС заключается в получении информации о дальности и скорости из сигнала биения. Принятый сигнал представляет собой задержанную версию зондирующего сигнала. Период обоих сигналов одинаков и обозначается T_c. Из времени задержки между посланным и принятым сигналом t_d можно определить расстояние до цели:

$$t_d = \frac{2R}{\mathrm{c}}, \tag{1}$$

где R – расстояние до объекта;

c – скорость света.

Особое внимание при обнаружении необходимо уделять такому параметру, как максимальная энергетическая дальность, так как она показывает, на каком максимальном удалении от РЛС обнаруживается объект. Максимальную энергетическую дальность можно найти по формуле 2 [3]:

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{P_t\, G_t(RCS) G_r \lambda^2 T_f}{(4\pi)^3 (SNR)(\mathrm{k}T)(NF)}}, \tag{2}$$

где P_t – мощность передатчика;

G_t и G_r – коэффициент усиления передающей и приемной антенны соответственно;

RCS – ЭПР цели;

λ – длина волны;

T_f – длина активного кадра (время обзора);

SNR – отношение сигнал-шум;

k – постоянная Больцмана;

T – температура окружающей среды;

NF – коэффициент шума.

Перейдем к разрешающим способностям по дальности и скорости РЛС. Разрешающая способность по дальности – это минимальное расстояние между двумя объектами, при котором эти объекты воспринимаются как две разные цели, поэтому важно, чтобы это расстояние было небольшим, так как размеры БПЛА малы. Разрешающую способность по дальности можно найти по формуле:

$$\delta R = \frac{\mathrm{c}}{2B}, \tag{3}$$

где B – девиация частоты.

Разрешающая способность по скорости находится следующей формуле:

$$\delta v = \frac{\lambda}{2NT_c}, \tag{4}$$

где T_c – период повторения сигнала;

N – число периодов модуляции в одном периоде обзора.

Важно учитывать такой параметр как однозначно измеряемая максимальная скорость, которая зависит от периода повторения сигнала:

$$v_{max} = \frac{\lambda}{4T_c}. \quad (5)$$

Таким образом, при определении параметров РЛС необходимо ориентироваться на соответствующие разрешающие способности и максимальную энергетическую дальность, чтобы выбрать и задать оптимальные параметры РЛС, такие как длительность сигнала, количество периодов модуляции, начальная частота, девиация частоты и время обзора.

Проведем выбор и предварительный расчет параметров РЛС AWR 1642, которая будет использоваться в эксперименте по обнаружению беспилотного летательного аппарата. Необходимо выбрать такие параметры как длительность сигнала, количество периодов модуляции, начальная частота, длина волны, девиация частоты и время обзора РЛС.

Необходимо провести несколько экспериментов с разными разрешениями по дальности и с достаточным количеством кадров (полных обзоров).

В ходе проведения эксперимента была выбрана начальная частота 77 ГГц (начальное значение диапазона частот для данной РЛС). Выбор наименьшей частоты объясняется тем, что необходимо обеспечить запас для девиации частоты (в данной РЛС девиация может достигать 4 ГГц). Данная частота определила длину волны, значение которой равно 3,896 мм.

Количество каналов по дальности определяется числом периодов модуляции. Для более точного измерения возьмем максимальное значение для данной РЛС – 255 периодов.

Исходя из разрешающих способностей по дальности и скорости были выбраны значения длительности сигнала и девиации частоты. Предположим, что разрешение по дальности пропорционально размерам БПЛА и составляет 0,47 м. Это сделано для того, чтобы определяемый малогабаритный БПЛА оказался при обнаружении в одном элементе разрешения по дальности. Отсюда следует, что девиация частоты будет иметь значение:

$$B = \frac{\text{с}}{2\delta R} = \frac{3 * 10^8}{2 * 0{,}47} = 320 \text{ МГц}.$$

Длительность периода повторения сигнала возьмем равной 140 мкс, чтобы максимальная однозначно измеряемая скорость, зависящая от периода повторения, была в необходимом диапазоне:

$$v_{max} = \frac{\lambda}{4T_c} = \frac{3{,}896 * 10^{-3}}{4 * 140 * 10^{-6}} = 6{,}957 \ \frac{\text{м}}{\text{с}}.$$

После определения длительности периода повторения, можно найти время обзора РЛС, достаточно количество периодов модуляции умножить на длительность одного периода:

$T_к = N * T_с = 255 * 140 * 10^{-6} = 0{,}041$ с = 36 мс.

На следующем этапе определим разрешающую способность по скорости:

$$\delta v = \frac{\lambda}{2NT_c} = \frac{3{,}896 * 10^{-3}}{2 * 255 * 140 * 10^{-6}} = 0{,}055 \ \frac{\text{м}}{\text{с}}.$$

Для теоретического расчета максимальной энергетической дальности действия РЛС обратимся к таблице 2, где представлены средние значения для основных характеристик РЛС

[3]. Для корректного расчета необходимо значения, приведенные в таблице, перевести из дБ в разы или Вт.

Таблица 2. Основные параметры РЛС

Параметр	Диапазон значений
Выходная мощность РЛС (P)	10 dBm – 13 dBm
Коэффициент усиления приемо-передающей антенны (G)	9 dBi – 23 dBi
Коэффициент шума (NF)	11 dB – 18 dB
Пороговое отношение с-ш	10 dB – 18 dB

Произведем расчет максимальной энергетической дальности действия РЛС. Коэффициент усиления приемо-передающей антенны по умолчанию равен 16 dBi, что эквивалентно усилению в 39,811 раз. Начальную частоту установим 77 ГГц, ЭПР (RCS) примем равным 0,001 м^2 [2]. Время активного кадра составляет 0,02 с. Поскольку РЛС AWR 1642 является автомобильной РЛС, мощность у нее небольшая, 0,006 Вт (12 дБм). Погодные условия выражаются значением температуры окружающей среды, во время проведения эксперимента она составляла 17^0 по Цельсию (288 К). Отношение с-ш (SNR) составляет 50,12 (17 дБ). Коэффициент шума (NF) примем равным 63,1 (18 дБ). Используя все имеющиеся данные, рассчитаем максимальную энергетическую дальность действия малогабаритной РЛС:

$$R_{max} = \sqrt[4]{\frac{0{,}006 * 10^{-3} * 39{,}811^2 * 3{,}896 * 10^{-3} * 0{,}02}{(4\pi)^3 * 50{,}12 * 63{,}1 * 288 * 1{,}38 * 10^{-23}}} = 18{,}33 \text{ м}$$

Проведенный натурный эксперимент показал оптимальность выбранных нами параметров для корректного обнаружения зависшего БПЛА при помощи турбинного эффекта при определенных погодных и температурных условиях.

Таким образом, итогом данной работы является вывод о том, что использование турбинного эффекта для обнаружения зависших объектов, в частности БПЛА, при выбранных параметрах малогабаритной РЛС, может успешно применяться на практике. Выбор параметров РЛС и расчет ее разрешающей способности по скорости, а также однозначно измеряемой скорости и максимальной энергетической дальности во многом зависят от длины волны РЛС, которую можно задать, выбрав нужную начальную частоту (начальное значение диапазона частот для данной РЛС).

Библиографический список

1. Farlik J., Kratky M., Casar J., Stary V. Multispectral Detection of Commercial Unmanned Aerial Vehicles // Sensors. 2019. № 19.1517. P. 4-32.

2. Khristenko A. V., Konovalenko M. O., Rovkin M. E., Khlusov V. A., Marchenko A.V., Sutulin A. A., Malyutin N. D. A System for Measurement of Electromagnetic Wave Scattered by Small UAVs // International Siberian Conference on Control and Communications (SIBCON). 2017. P. 1-5.

3. K. Ramasubramanian. MmWave Radar for Automotive and Industrial Applications // Mmwave webinar. Texas Instruments. 2017. P. 1-25.

УДК 621.396.96; ГРНТИ 47.49

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ВХОДНОГО ПАРАМЕТРА АЛГОРИТМА МАКСИМАЛЬНОЙ КОРРЕЛЯЦИИ НА КАЧЕСТВО ПОЛУЧЕННОГО РАДИОЛОКАЦИОННОГО ИЗОБРАЖЕНИЯ ЦЕЛИ

А.В. Сафонова

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

Аннотация. В работе проведено исследование влияния порогового параметра *T* на эффективность применения алгоритма максимальной корреляции для получения радиолокационного изображения цели. Описана процедура выбора параметра T в зависимости от отношения сигнал/шум на входе системы обработки.

Ключевые слова: алгоритм максимальной корреляции, радиолокационное изображение цели.

STUDY OF THE INFLUENCE OF THE INPUT PARAMETER OF THE MAXIMUM CORRELATION ALGORITHM ON THE QUALITY OF THE OBTAINED RADAR IMAGE OF A TARGET

A.V. Safonova

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

The summary. In this paper, a study was made of the influence of the threshold parameter *T* on the efficiency of applying the maximum correlation algorithm to obtain a radar image of a target. The procedure for selecting the parameter T depending on the signal-to-noise ratio at the input of the processing system is described.

Keywords: maximum correlation algorithm, radar image.

В последние десятилетия интенсивно развиваются комплексы радиолокационного наблюдения земной поверхности. Особую популярность получили многофункциональные комплексы дистанционного зондирования земли на основе радиолокационных систем с синтезированной апертурой антенны (РСА). Известен ряд алгоритмов обработки данных, полученных при помощи РСА, для получения радиолокационных изображений (РЛИ) объектов [1-4]. Одним из таких алгоритмов является алгорим максимальной корреляции (МК) [3]. Входным параметром алгоритма МК является параметр *T*, необходимый для апроксимации входного сигнала. Ошибка восстановления изображения зависит от точности аппроксимации и, следовательно, от правильности выбора параметра Т. В качестве критерия эффективности применения алгоритма построения РЛИ может служить коэффициент улучшения отношения игнал/шум (ОСШ) [4].

В качестве эталона было принято РЛИ цели, состоящее из 123 «блестящих» точек, в качестве помехи – помеха от подстилающей поверхности (водной), описываемая логнормальным распределением. Наилучшее выделение изображения цели при воздействии помехи от подстилающей поверхности достигается в случае, когда алгоритм правильно выбирает все опорные сигналы. Для этого должна существовать определенная зависимость между значением входного ОСШ и необходимым значением параметра *T*, при котором достигается правильное выделение всех опорных сигналов. Зависимость значения параметра *T* от величины входного ОСШ при действии фоновой помехи имеет убывающий экспоненциальный характер. Задавшись этим классом функций, можно выполнить аппроксимацию полученной зависимости.

Аппроксимация зависимости имеет следующий вид:

$$T(\text{ОСШ})=b*\exp(a*\text{ОСШ})+1{,}9875, \quad (1)$$

где a=-0.1187, b=0.0224, ОСШ выражено в дБ.

На практике значение входного ОСШ обычно не известно, поэтому одного предположения о наличии функциональной зависимости между необходимым значением параметра *T* и ОСШ на входе недостаточно для улучшения алгоритма. Получение прямой оценки ОСШ на входе может быть затруднено, поскольку на оценку мощности помехи может влиять и мощность шума, которая в тоже время не приводит к потере отражающих точек цели. Исследование показало, действие помехи приводит к увеличению амплитуды некоторых корреляционных максимумов по сравнению с остальными, то есть изменение входного ОСШ приводит к изменению пик-фактора распределения корреляционных максимумов. Если его значение связано с изменением ОСШ на входе алгоритма обработки, тогда может быть получена функциональная зависимость между требуемым значением параметра *T* и значением пик-фактора, оцениваемым по распределению амплитуд корреляционных максимумов. При этом для анализа удобна функция, обратная пик-фактору (ОПФ), поскольку она имеет экспоненциально убывающий характер, как и функция Т(ОСШ). Аппроксимация зависимости имеет следующий вид:

$$\text{ОПФ(ОСШ)}=b*\exp(a*\text{ОСШ})+0{,}0287, \quad (2)$$

где a=-0.1334, b=0.005, ОСШ выражено в дБ.

Анализ выражений (1) и (2) показывает, что ОПФ и необходимое значение параметра Т имеют схожую по характеру функциональную зависимость от значения входного ОСШ при действии фоновой помехи. Обратив одну из зависимостей, например (2), и приведя ее к виду ОСШ=f(ОПФ), можно получить зависимость значения параметра Т от значения ОПФ:

$$\text{Т(ОПФ)}=f(\text{ОСШ})=f(f(\text{ОПФ}),$$

где f(ОПФ) – некоторая функция от значения ОПФ.

В результате приходим к выражению:

$$T(\text{ОПФ})=2{,}501*[\![(\text{ОПФ}-0{,}0287)]\!]^{0{,}89}+1{,}9875. \quad (3)$$

Результат построения полученной зависимости, а также экспериментально полученные данные представлены на рисунке 1.

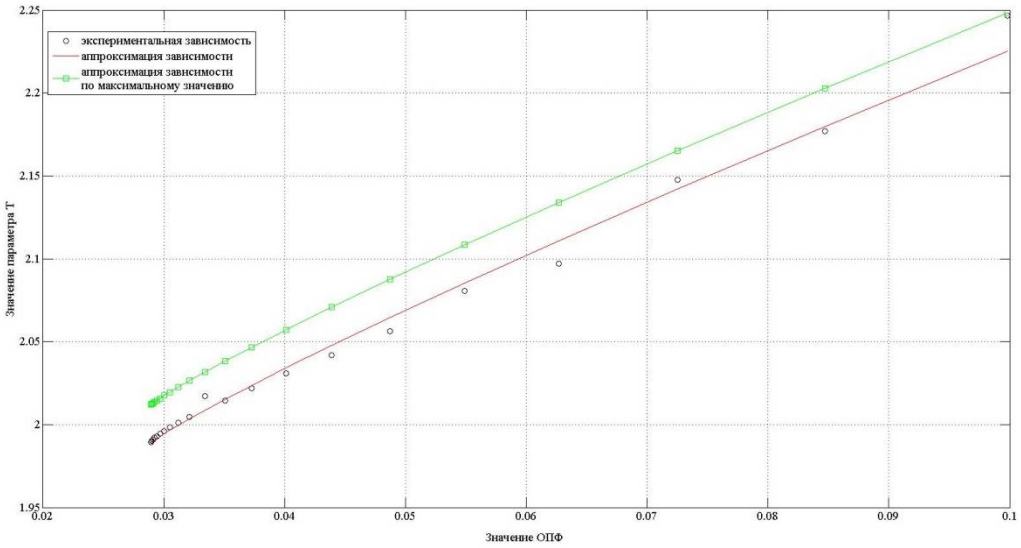


Рис. 1. Зависимость параметра *T* от значения ОПФ

Очевидно, что полученная зависимость является нелинейной функцией, однако, показатель степени близок к единице, поэтому для практической реализации алгоритма можно упростить полученную зависимость до линейной функции. На данном этапе важнее тот факт, что для определения алгоритмом МК правильного количества отражающих точек цели при любом значении входного ОСШ необходимо использовать аппроксимацию зависимости не по методу наименьших квадратов, минимизирующего СКО аппроксимирующей зависимости, а по максимальному отклонению значения параметра *T* от полученной зависимости. Поэтому лучше использовать несколько завышенную оценку параметра *T* (верхняя зависимость на рисунке 1).

Зависимости выходного ОСШ от входного с использованием полученной функциональной зависимости значения параметра *T* от значения пик-фактора функции распределения корреляционных максимумов представлена на рисунке 2.

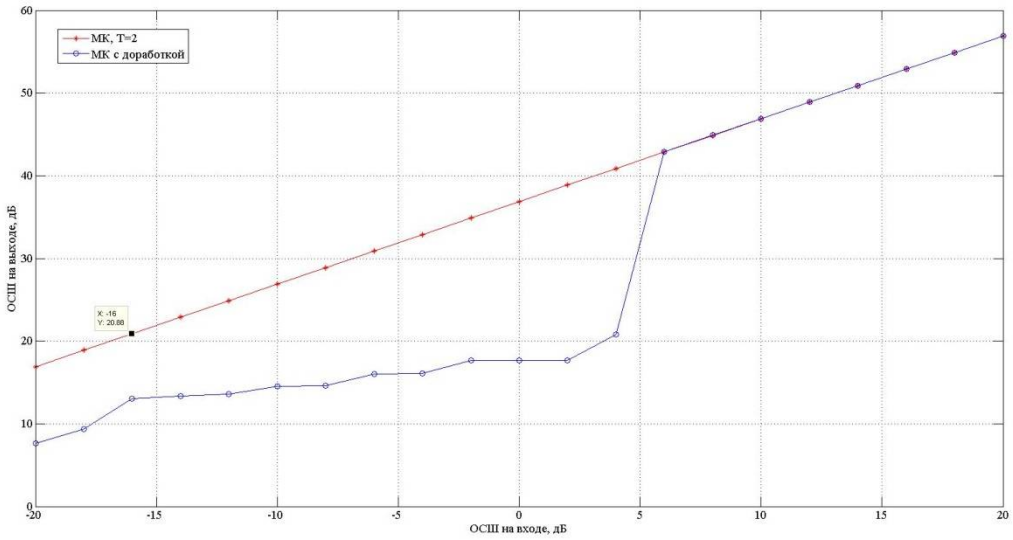


Рис.2. Зависимость ОСШ на выходе от ОСШ на входе после доработки алгоритма МК

Рисунок 2 показывает, что введение зависимости значения параметра *T* алгоритма от значения входного ОСШ делает алгоритм линейным с точки зрения коэффициента улучшения ОСШ. В тоже время данная зависимость получена при условии, что алгоритм правильно обнаруживает 115 отражающих точек цели из 123. Если использовать адаптацию алгоритма для увеличения количества правильно обнаруженных точек, например, как это сделано в [3], то результат будет значительно лучше. Зависимость ОСШ на выходе от ОСШ на входе при адаптации алгоритма МК, т.е. при определении 123 отражающих точек цели приведен на рисунке 3.

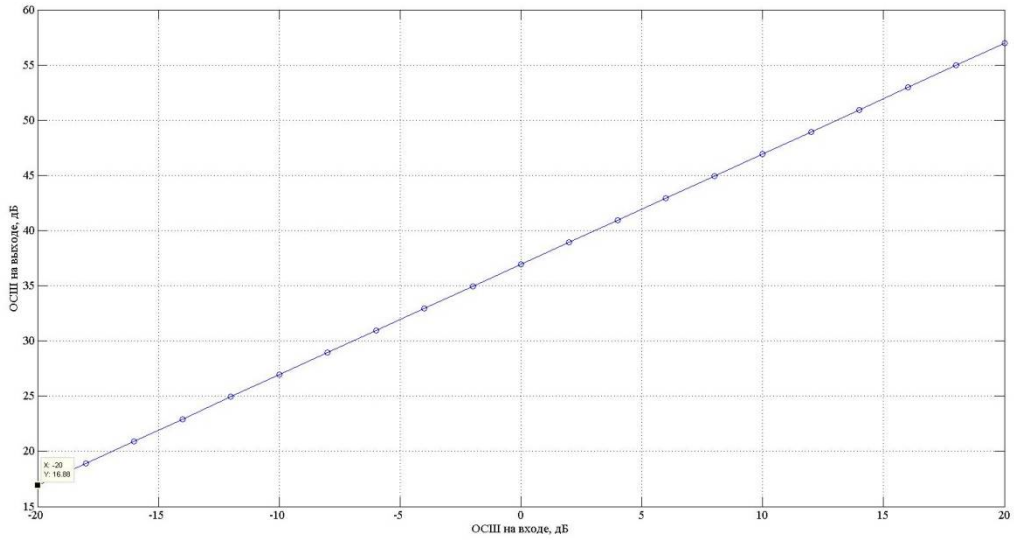


Рис. 3. Зависимость ОСШ на выходе от ОСШ на входе для адаптивногоалгоритма МК

По полученным результатам можно сделать вывод о том, что при выборе параметра *T* в зависимости от ОПФ можно получить дополнительный выигрыш в ОСШ на выходе системы обработки в пределах нескольких дБ. Ошибка оценки количества опорных сигналов при низких значениях входного ОСШ, вызванная завышением значения параметра Т, может быть уменьшена, если выбирать параметр *T* на каждой итерации алгоритма отдельно (при условии применения адаптации алгоритма МК). Наилучшие результаты получены при использовании следующих функциональных зависимостей:

$$T_i = T_0 * \sqrt{i} \tag{4}$$

или

$$T_i = T_0 * \log_2(i+1), \tag{5}$$

где T_0 – начальное значение параметра *T* для первой итерации.

Вариант изменения параметра по закону (5) имеет выигрыш в коэффициенте улучшения ОСШ на 2,2 дБ по сравнению с вариантом (4) и на 11,7 дБ по сравнению с исходной экспоненциальной зависимостью.

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

Библиографический список

1. С.А. Юкин, В.Г. Андреев. Формирование радиолокационного изображения подстилающей поверхности по цифровой топографической карте // Вестник Рязанского госу-дарственного радиотехнического университета. – 2007. – № 21. – С.25-30.

2. Сафонова А.В., Мартынов В.И. Алгоритм адаптивной аппроксимации радиолокационного изображения цели // Вестник Рязанского государственного радиотехнического унмиверситета. – 2020. – №74. – С. 23-33.

3. Ultra-wideband FMCW ISAR imaging with a large rotation angle based on block-sparse re-covery/ Ke Jin, Tao Lai, Gong-quan Li, Ting Wang, Yong-jun Zhao // FITEE. – 2017. – No.18. – pp. 2058-2069.

4. Сафонова А.В., Мартынов В.И. Адаптивный алгоритм построения радиолокационного изображения цели // Вестник Рязанского государственного радиотехнического унмиверситета. – 2021. – №78. – С. 38-45.

УДК 621.391.822; ГРНТИ 47.05.07

ОПИСАНИЕ ФАЗОВОГО ШУМА КОЛЕБАНИЯ, ФОРМИРУЕМОГО В СИСТЕМЕ ФАПЧ

А.Ю. Паршин, В.А. Телешинин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, teleshinin99@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), ее принцип работы, структурная схема, а также применение ее в качестве частичной компенсации фазового шума автогенераторов.

Ключевые слова: фазовая автоподстройка частоты, ФАПЧ, фазовый шум, опорный генератор, фазовый детектор.

DESCRIPTION OF THE PHASE NOISE OF THE OSCILLATION FORMED IN THE PLL SYSTEM

A.Yu. Parshin, V.A. Teleshinin

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, , teleshinin99@mail.ru

Abstract. The paper considers the system of phase-locked frequency (PLL), its principle of operation, block diagram, as well as its application as a partial compensation of phase noise of autogenerators.

Keywords: phase auto-tuning of frequency, PLL, phase noise, reference generator, phase detector.

Введение

В настоящее время система фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ) является одной из самых важных технологий в радиотехнике. Система является многофункциональной и применяется для синхронизации частоты в приемопередатчиках, умножения и преобразования частоты, а также при аналоговой и цифровой модуляции [1]. Вместе с тем, формирование колебания генератора сопровождается фазовыми шумами, вызванными нестабильностью параметров схемы генератора. Система ФАПЧ позволяет снизить значительные отклонения фазы колебания, однако изменения фазы выходного генератора не фильтруются. Задача проводимого исследования заключается в том, чтобы определить основные источники фазового шума генератора с системой ФАПЧ и математически описать передаточную характеристику петли ФАПЧ. В дальнейшем результаты работы можно применить с целью оценки уровня фазового шума и выработки рекомендаций по его снижению.

Описание системы

Система фазовой автоподстройки частоты – это система с одним входом и одним выходом, и имеющая в простом случае однопетлевую обратную связь (Рис.1.). Такая система автоматического регулирования используется для фазовой синхронизации управляемого генератора со значением фазы опорного (входного) колебания [2].

Элементарная система ФАПЧ состоит из опорного генератора (ОГ), фазового детектора, фильтра низких частот (ФНЧ) и генератора управляемым напряжением (ГУН). Принцип работы системы заключается в том, чтобы синхронизировать два колебания по частоте. Отклонения частоты фиксирует фазовый детектор, он сравнивает две частоты, при этом создается сигнал, соответствующий разности их фаз. Если частоты входного сигнала и ГУНа не равны, то сигнал фазовой ошибки с выхода фазового детектора фильтруется и используется для коррекции частоты ГУНа. ГУН меняет собственную частоту в зависимости от поступающего на него напряжения. Он характеризуется константой К, которая выражается в Гц/В. ФНЧ в данной системе осуществляет фильтрацию возможных помех и корректирует передаточную функцию замкнутой системы [2].

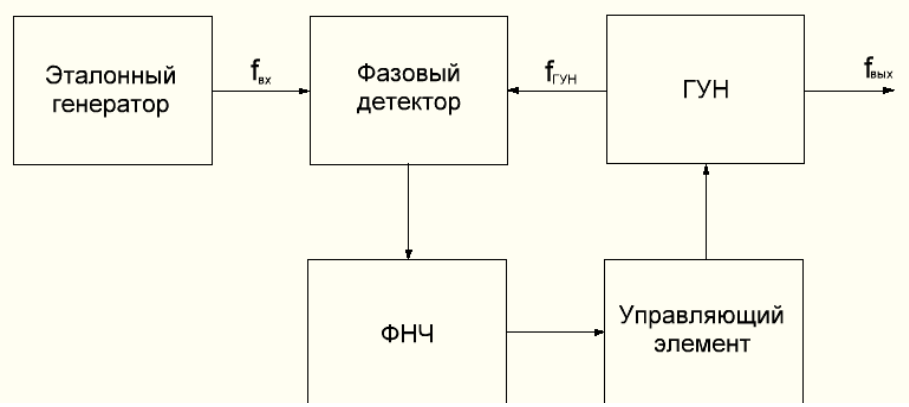


Рис. 1. Структурная схема системы ФАПЧ

Режимы работы системы ФАПЧ

В зависимости от соотношения параметров колебаний опорного генератора и ГУН, а также величины расстройки частоты выходного колебания относительно номинального значения различают следующие режимы работы системы ФАПЧ.

1. Режим удержания. Такой режим возникает, когда частота входного сигнала и управляемого генератора равны, а также, если управляемый генератор отслеживает медленное изменение частоты входного сигнала. При этом диапазон подстройки соответствует полосе удержания.

2. Режим биений. Наблюдается, когда начальная расстройка больше полосы удержания.

3. Режим захвата. Состояние системы, при котором режим биений переходит в режим захвата.

В зависимости от знака напряжения биений, разность между входной частотой и частотой ГУНа может изменять свою величину. Из-за этого длительность отрицательной и положительной полуволн напряжения биений получаются неодинаковыми, и на выходе фазового детектора образуется постоянная составляющая, которая выделяется ФНЧ. Появление постоянной составляющей приводит к изменению средней частоты биений по отношению к начальной расстройке. Если начальная расстройка попадает в диапазон полосы захвата, то постоянная составляющая снижает частоту биений до нуля и наступает режим удержания. Если начальная расстройка больше полосы захвата, то постоянной составляющей недостаточно для ее компенсации и наблюдается устойчивый режим биений [3].

Фазовый шум автогенератора с ФАПЧ

Поскольку в системе ФАПЧ имеется опорный высокостабильный генератор и ГУН, каждый из них будет иметь свои собственные фазовые шумы, которые будут присутствовать в спектре. Из структурной схемы (Рис.1.) следует, что на фазовый детектор приходят два колебания со своими фазовыми шумами, эта сумма детектируется, фильтруется и будет управлять частотой ГУНа (Рис.2.). Фаза на выходе фазового детектора определяется разностью фаз сигналов с опорного генератора и с ГУНа. В соответствии с величиной этой разности меняется амплитуда выходного напряжения детектора.

Общий фазовый шум колебания, формируемого системой ФАПЧ, включает в себя тепловую и фликкер-шумовую составляющие. Причиной возникновения тепловых шумов является движение носителей заряда в элементах системы. При прохождении через ГУН тепловые шумы усиливаются в соответствии с коэффициентом передачи генератора. Фликкер-шумовая составляющая возникает из-за взаимодействия носителей заряда в активном эле-

менте ГУНа. Спектральная плотность мощности фликкер-шума обратно пропорциональна частоте сигнала и во многом определяет форму спектра фазового шума вблизи частоты колебания генератора.

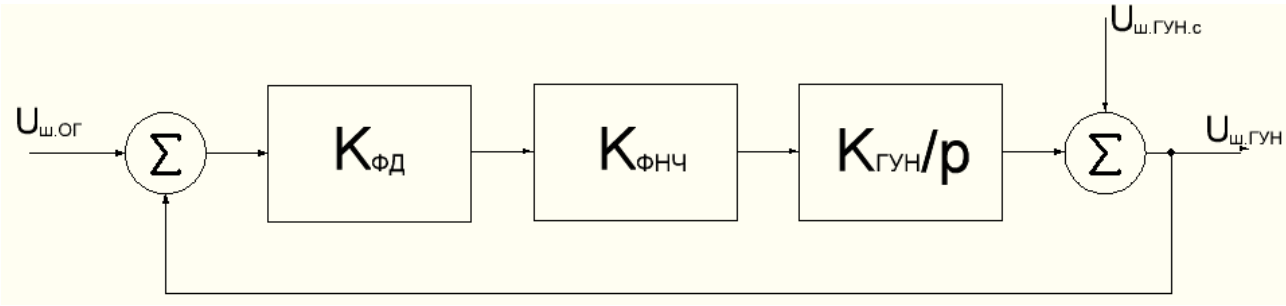


Рис. 2. Структурная схема фазовых шумов

В схеме ФАПЧ имеется ФНЧ с некоторой частотой среза, и для шумов, лежащих в полосе этого фильтра, можно записать выражение следующего вида [4]:

$$U_{\text{ш.ГУН}} = (U_{\text{ш.ОГ}} - U_{\text{ш.ГУН}}) \times K_{\text{ФД}} \times K_{\text{ФНЧ}}(p) \times \frac{K_{\text{ГУН}}}{p},$$

где $U_{\text{ш.ГУН}}$ – напряжение шума на выходе ГУНа;

$K_{\text{ФД}}$ – коэффициент передачи фазового детектора;

$K_{\text{ФНЧ}}(p)$ – коэффициент передачи ФНЧ в операторной форме;

$K_{\text{ГУН}}$ – коэффициент передачи ГУНа;

$U_{\text{ш.ОГ}}$ – напряжение шума опорного генератора;

p – оператор дифференцирования.

Таким образом, шумовое напряжение на выходе генератора определяется разностью уровней шума опорного генератора и ГУНа, а также коэффициентами передачи структурных элементов системы ФАПЧ.

Из полученного выражения можно записать соотношение шумов ГУНа и опорного генератора:

$$\frac{U_{\text{ш.ГУН}}}{U_{\text{ш.ОГ}}} = \frac{K_{\text{ФД}} \times K_{\text{ФНЧ}}(p) \times K_{\text{ГУН}}}{p + K_{\text{ФД}} \times K_{\text{ФНЧ}}(p) \times K_{\text{ГУН}}}.$$

Таким образом, мы получаем уравнение ФНЧ первого порядка. Следовательно, в полосе пропускания системы ФАПЧ основной вклад в шумовое напряжение вносят шумы опорного генератора системы. Медленные изменения частоты, приводящие к отклонению фазы ГУН от фазы опорного генератора проходят через петлю ФАПЧ и оказывают влияние на выходной сигнал. Также можем записать уравнение для шумов, лежащих выше частоты среза ФНЧ:

$$U_{\text{ш.ГУН}} = U_{\text{ш.ГУН.с}} - U_{\text{ш.ГУН}} \times K_{\text{ФД}} \times K_{\text{ФНЧ}}(p) \times \frac{K_{\text{ГУН}}}{p},$$

где $U_{\text{ш.ГУН.с}}$ – собственные шумы ГУНа.

Из предыдущего выражения получаем [4]:

$$\frac{U_{\text{ш.ГУН}}}{U_{\text{ш.ГУН.с}}} = \frac{p}{1+p}.$$

Формирование напряжения шума происходит под действием внутренних шумовых процессов ГУНа. Полученное соотношение представляет собой фильтр верхних частот. Сле-

довательно, собственные шумы ГУНа не фильтруются системой ФАПЧ и определяют шумы формируемого колебания выше частоты среза ФНЧ.

Таким образом, в полосе пропускания петли ФАПЧ имеем фазовые шумы опорного генератора, а вне полосы – фазовые шумы ГУНа. Полученные результаты позволяют сделать вывод, что для снижения уровня фазовых шумов колебания, формируемого системой ФАПЧ, необходимо выбирать высокостабильные опорные генераторы, а также снижать частоту среза петлевого ФНЧ. Применение системы ФАПЧ с целью фазовой синхронизации сигнала гетеродина и принимаемого полезного сигнала в приемниках прямого преобразования позволяет уменьшить уровень фазового шума принимаемого сигнала. Такой эффект достигается за счет подавления низкочастотной составляющей сигнала ошибки фазы в соответствии с полученным выражением для ФВЧ.

Библиографический список

1. Нгуен, Суан Чыонг. Применение системы фазовой автоподстройки частоты при отслеживании частотыи фазы сигнала / Суан Чыонг Нгуен. – Текст : непосредственный // Молодой ученый. – 2020. – № 11 (301). – с.51-54. – URL: https://moluch.ru/archive/301/68124/ (дата обращения 16.02.2023)

2. Дядюра М.О, Мухетдинова А.Р., Астрецов Д.В., Цифровое моделирование системы ФАПЧ. – Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина проспект Мира, 19, Екатеринбург, Свердловская обл.,620002, Россия

3. Ю. В. Ветров, А. С. Груздев, С. В. Волвенко, Фазовая автоподстройка частоты – Устройства приема и обработки сигналов. Красноярск, ИПК СФУ 2008. с.114.

4. Л.И. Булатов, Б.В. Гусев, Е.В. Лагунов. Устройства генерирования и формирования фсигналов. Конспект лекций. – Уральский федеральный университет имени первого Президента России Б.Н. Ельцина. Екатеринбург, УГТУ-УПИ 2010. с.101.

УДК 528.711.11; ГРНТИ 28.23.15

УПРАВЛЕНИЕ РЕПЕРНЫМИ ЛАМПАМИ НАКАЛИВАНИЯ ТЕСТ-ОБЪЕКТА И ИЗМЕРЕНИЕ ИХ ПИКСЕЛЬНЫХ КООРДИНАТ В ЗАДАЧЕ КАЛИБРОВКИ КАМЕР ВИДИМОГО И ИНФРАКРАСНЫХ ДИАПАЗОНОВ

А.Г. Скориков*, И.С. Холопов**

*Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, *landrewskorikovl@gmail.com, **kholopov.i.s@rsreu.ru*

Аннотация. Рассмотрен вариант аппаратно-программной реализации управления реперными лампами накаливания универсального тест-объекта для автоматизации процесса калибровки камер видимого и инфракрасных диапазонов.

Ключевые слова: калибровка видеокамер, тест-объект, контраст, лампа накаливания.

CONTROL OF REFERENCE INCANDESCENT LAMPS OF A TEST OBJECT AND MEASUREMENT OF THEIR PIXEL COORDINATES IN THE TASK OF CALIBRATION OF VISIBLE AND INFRARED CAMERAS

A.G. Skorikov*, I.S. Kholopov**

*Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, *landrewskorikovl@gmail.com, **kholopov.i.s@rsreu.ru*

Abstract. The paper proposes software and technical implementation of control of reference incandescent lamps of a test object for calibration of visible and infrared cameras.

Keywords: calibration of video cameras, test object, contrast, incandescent lamp.

Введение

Фотограмметрическая калибровка цифровых видеокамер является одной из актуальных задач, решаемых при подготовке к эксплуатации оптико-электронных систем (ОЭС) с каналами технического зрения (КТЗ) различных спектральных диапазонов. Целью калибровки является оценивание внутренних параметров камер, определяемых матрицей фотоприемного устройства и оптической системой (объективом) в каждом КТЗ, а также внешних параметров взаимного расположения КТЗ в составе ОЭС, определяемых матрицами поворота и векторами параллельного переноса. Знание данных параметров позволяет решать задачи компенсации оптических аберраций в каждом КТЗ и геометрического совмещения изображений [1] различных диапазонов оптического спектра [2].

Хорошо зарекомендовавшим себя техническим решением задачи калибровки видеокамер является применение тест-объектов (ТО), представляющих набор геометрически упорядоченных реперов (опорных точек) с априори известными в системе координат ТО пространственными (3D) координатами. Задача калибровки при этом сводится к получению совокупности изображений ТО, снятых с различных ракурсов, вычислению координат опорных точек полученного изображения и оцениванию внутренних и внешних параметров камер каждого КТЗ на основании уравнений проективной геометрии [3]. Для калибровки камер различных спектральных диапазонов ТО должен обеспечивать формирование ими высококонтрастных изображений опорных точек [4, 5].

В рамках данного исследования авторами рассмотрена специфика применения для калибровки камер ТО, состоящего из миниатюрных (с диаметром колбы менее 4 мм) ламп накаливания с геометрически упорядоченным взаимным расположением. Показано, что рассматриваемый ТО позволяет формировать высококонтрастные изображения как в видимом, так и в инфракрасном диапазонах оптического спектра. Автоматизировать процесс калибровки и реализовать управление ТО с помощью автоматизированного рабочего места (АРМ) с ПЭВМ позволяет разработанное программное средство.

Описание взаимодействия аппаратной и программной составляющих АРМ

В состав калибровочного стенда входят следующие устройства [6].

1) ПЭВМ, которая обеспечивает передачу команд на устройство управления ТО по интерфейсу USB-UART, а также обработку полученного с камер изображения.
2) Устройство управления (УУ), в качестве которого применяется программируемая логическая интегральная схема (ПЛИС), микропроцессор или микроконтроллер при условии наличия у последних количества выводов общего назначения для управления реперами. УУ позволяет инициализировать начало координат тест-объекта путем включения соответствующей лампы в каждом цикле калибровки, а также компенсировать различия в величине светового потока путем изменения индекса широтно-импульсной модуляции (ШИМ) сигнала для каждой реперной лампы.
3) Плата питания, содержащая набор полевых транзисторов. Позволяет УУ посредством сигнала с ШИМ реализовать независимое управление световым потоком каждой лампы.
4) Плата с массивом ламп накаливания, которая и является калибровочным ТО.

На рисунке 1 представлено взаимное расположение устройств из состава АРМ в процессе калибровки.

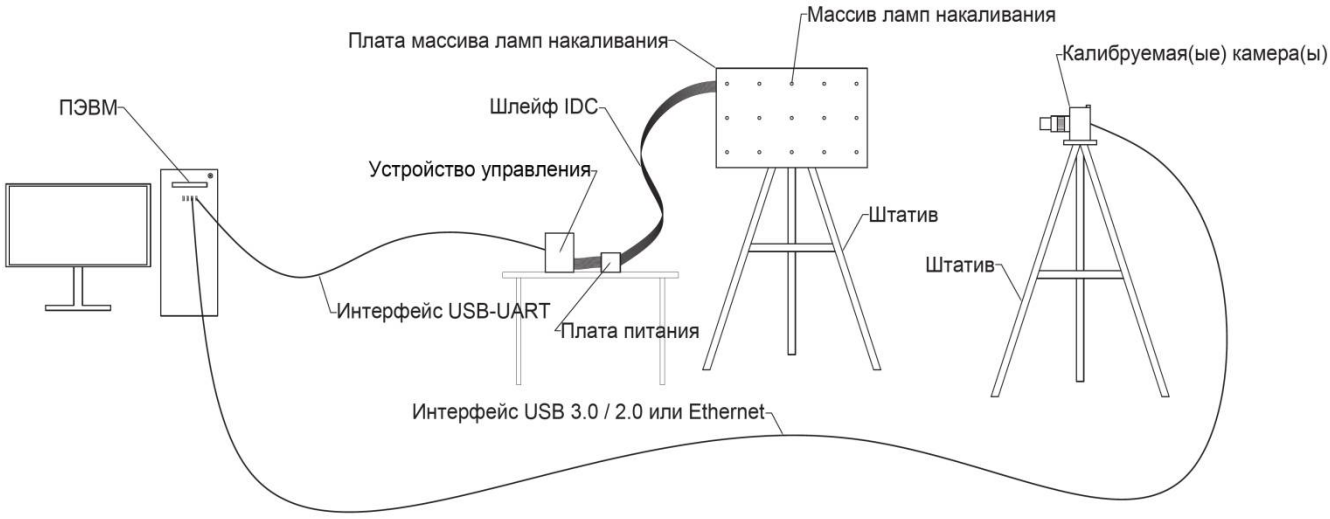


Рис. 1. Взаимное расположение устройств из состава АРМ в процессе калибровки

Взаимодействие ПЭВМ и УУ по интерфейсу UART.

Коды управления поступают на УУ от ПЭВМ по интерфейсу UART по принятому авторами протоколу информационного взаимодействия (ПИВ). Структура пакета ПИВ для ТО с n реперными лампами представлена в таблице 1. Байт контрольной суммы формируется путем суммирования по модулю 2 всех информационных байтов (ИБ) пакета.

Таблица 1. Структура пакета ПИВ для ТО

Номер байта	1	2	3	…	n+1	n+2	n+3
Назначение байта	Старт	$ИБ_1$	$ИБ_2$	…	$ИБ_n$	Контр. сумма	Стоп

При совпадении стартовых и стоповых байтов принятого от ПЭВМ пакета, а также рассчитанного на УУ и принятого байта контрольной суммы, из пакета выделяются ИБ с управляющими битами включения/выключения ламп и семью битами кода интенсивности свечения ламп, которые обеспечивают 128 градаций интерпретируемого УУ индекса ШИМ.

Авторами реализовано УУ на основе ПЛИС для управления n = 15 реперными лампами ТО. На рисунке 2 представлена структурная схема проекта верхнего уровня для ПЛИС, разработанного на языке описания аппаратуры VHDL.

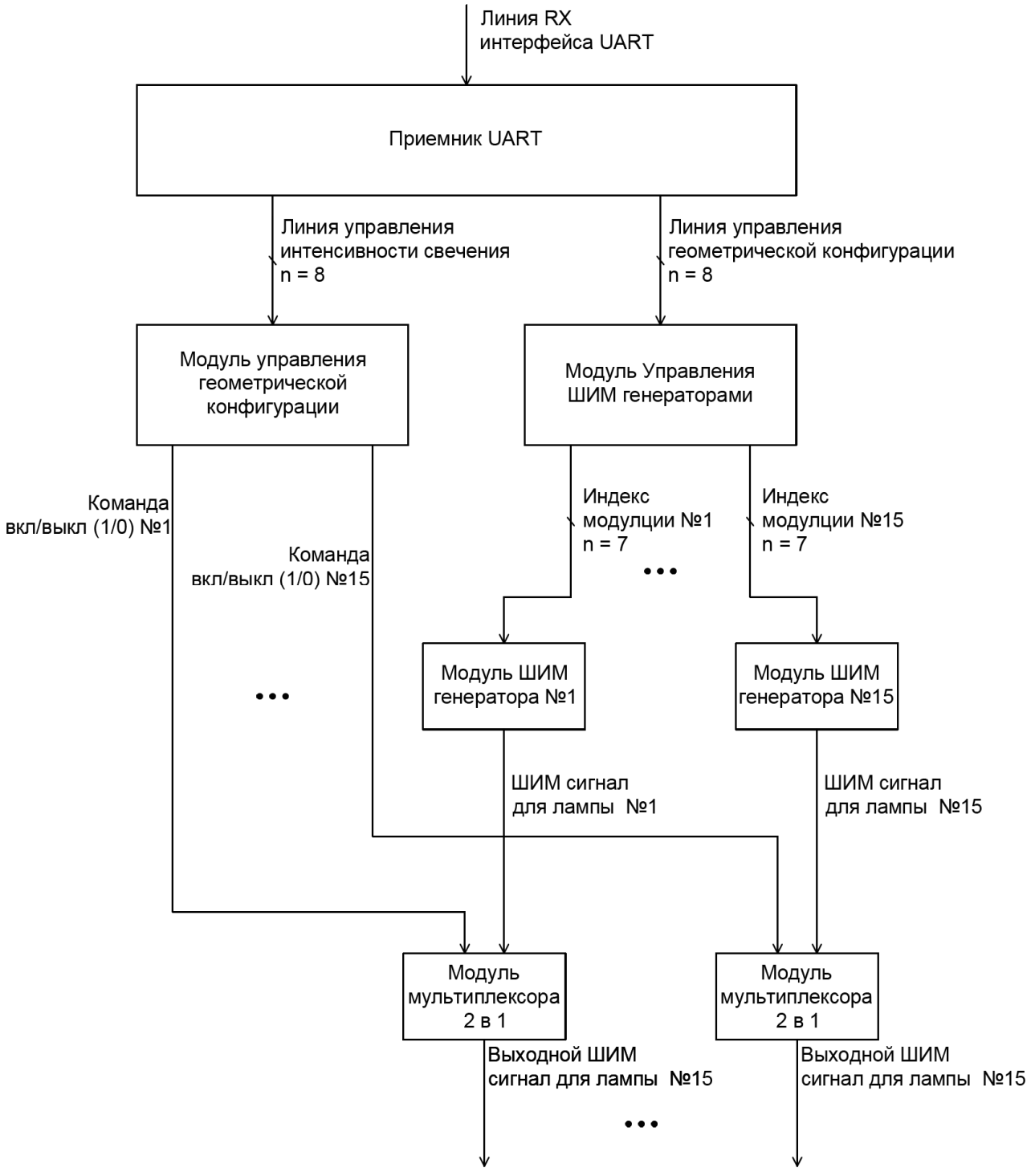


Рис. 2. Структурная схема проекта верхнего уровня на языке описания аппаратуры VHDL

Описание программы

Графический интерфейс пользователя программы содержит инструменты управления функционалом ТО и информационное поле для объективного контроля фиксируемого калибруемой камерой изображения. При фиксации кадра с реперным излучателем выполняется его бинаризация, определение номеров реперных точек по критерию ближайшего соседа, а также определение их пиксельных (2D) координат в системе координат полученного кадра согласно [7]. При этом оценка координат центров отметок от реперных излучателей с суб-

пиксельной точностью представления предполагает вычисление средневзвешенных величин $(u^{(j)}, v^{(j)})$ центров свечения [8]:

$$u^{(j)} = \frac{\sum_{u=1}^{U^{(j)}} \sum_{v=1}^{V^{(j)}} uI(u,v)}{\sum_{u=1}^{U^{(j)}} \sum_{v=1}^{V^{(j)}} I(u,v)}, \; v^{(j)} = \frac{\sum_{u=1}^{U^{(j)}} \sum_{v=1}^{V^{(j)}} vI(u,v)}{\sum_{u=1}^{U^{(j)}} \sum_{v=1}^{V^{(j)}} I(u,v)}, \tag{1}$$

где $I(u, v)$ – яркость пикселя с координатами (u, v);

$U^{(j)}$ и $V^{(j)}$ – размеры бинаризованной отметки изображения от j-го реперного сегмента по горизонтали и вертикали соответственно.

Графический интерфейс рабочего окна пользователя представлен на рисунке 3.

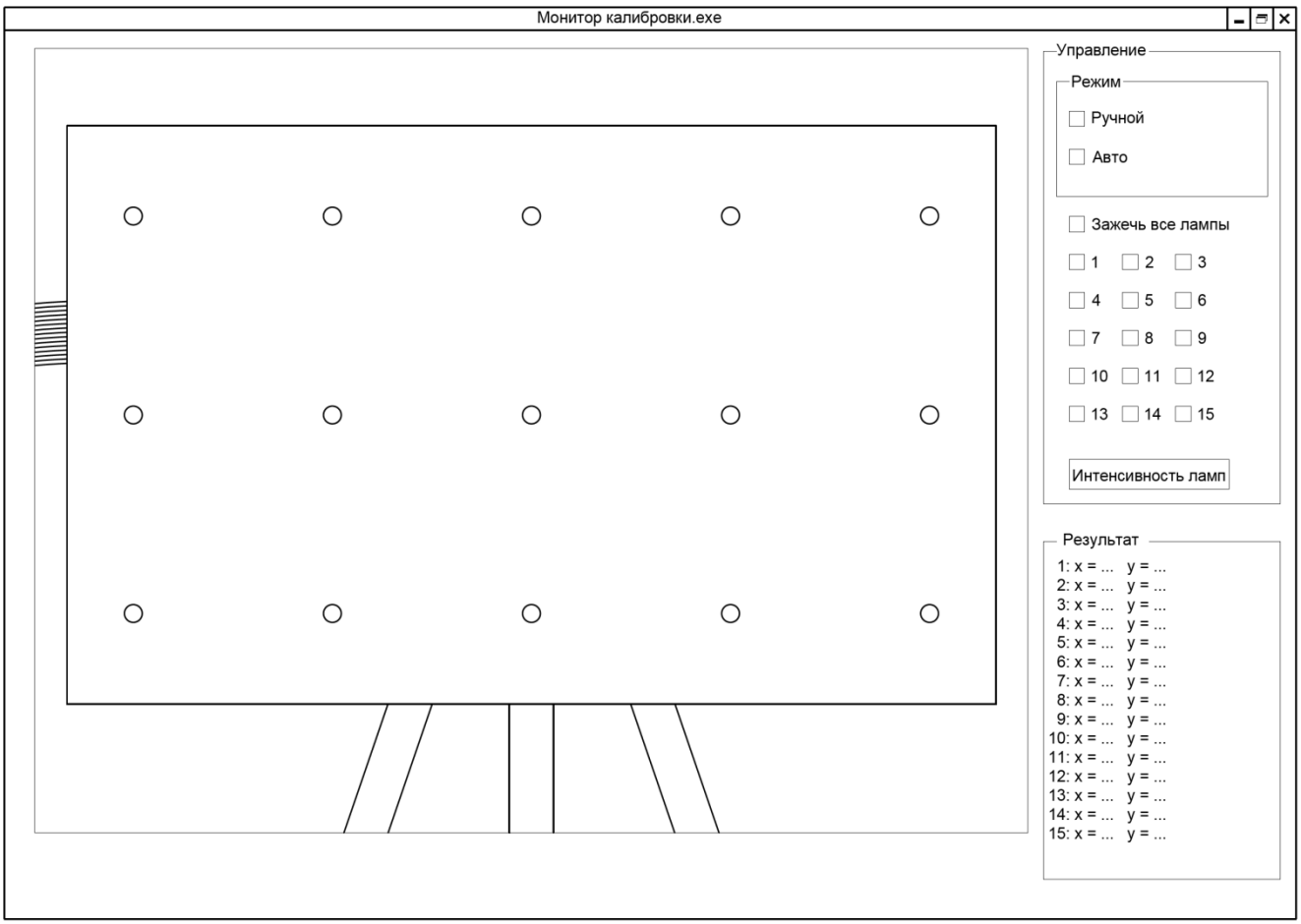


Рис. 3. Графический интерфейс программы «Монитор калибровки»

Разработанный графический интерфейс содержит следующие элементы:

1) поле отображения кадров видеокамеры;

2) элементы управления: режим, принудительное включение каждой лампы;

3) виртуальную кнопку «Интенсивность ламп», которая открывает вспомогательное диалоговое окно (рисунок 4) для ввода оператором индексов ШИМ-модуляции для каждой лампы и сохранения данных настроек нажатием виртуальной кнопки «*Применить изменения*»;

4) поле «Результат», в которое записываются рассчитанные согласно (1) значения 2D координат задействованных ламп.

Помимо записи в поле «Результат», рассчитанные значения 2D координат записываются в отдельный файл с расширением **.txt*. По совокупности измерений пар 2D координат реперных ламп далее можно определить внутренние и внешние параметры калибруемых камер [3].

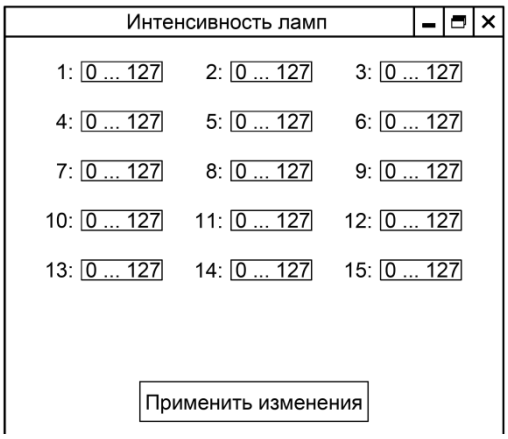


Рис. 4. Интерфейс оконной формы для изменения интенсивности свечения ламп

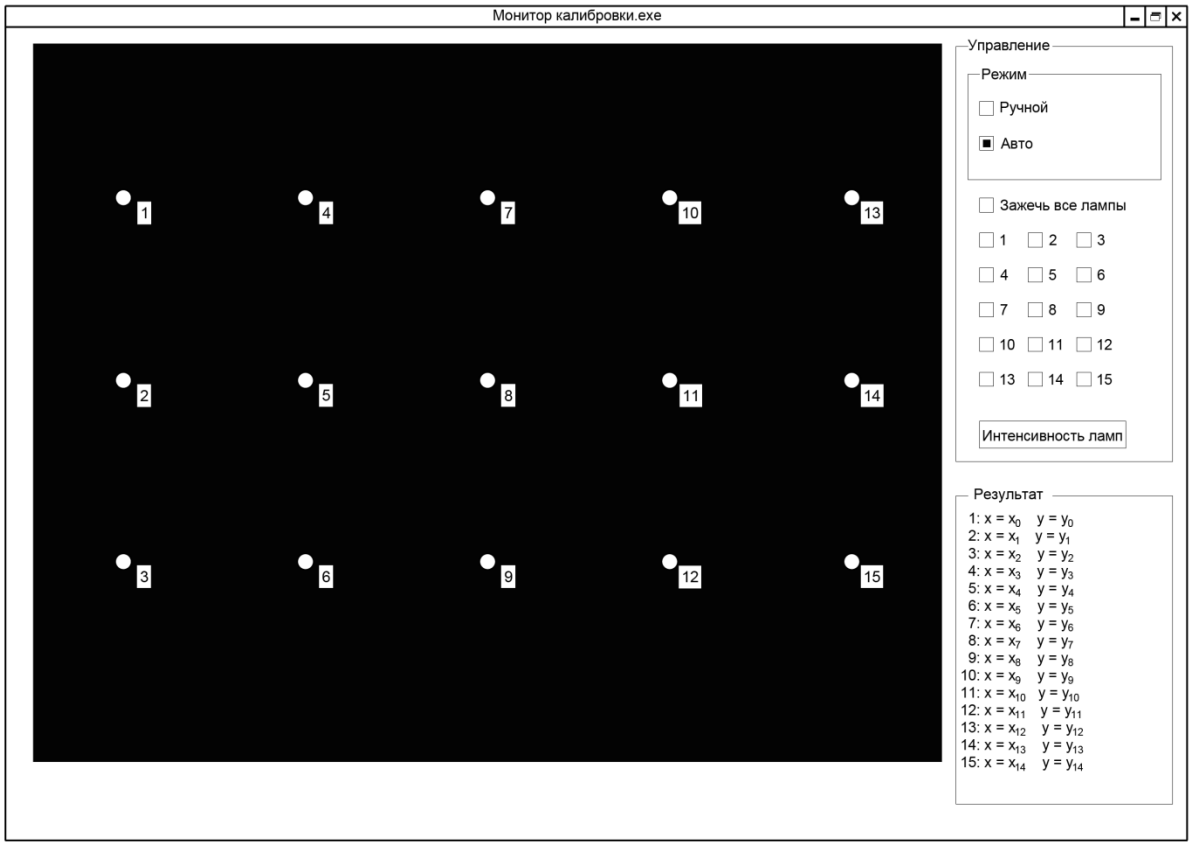


Рис. 5. Результат калибровки камеры в автоматическом режиме

Результаты полунатурных экспериментов

Скриншоты рабочего окна программы управления реперами ТО, иллюстрирующие этапы работы в процессе калибровки камеры, приведены на рисунках 6–8. При испытаниях ТО [6] авторы принудительно отключили реперную лампу №3 для имитации её выхода за пределы поля зрения камеры.

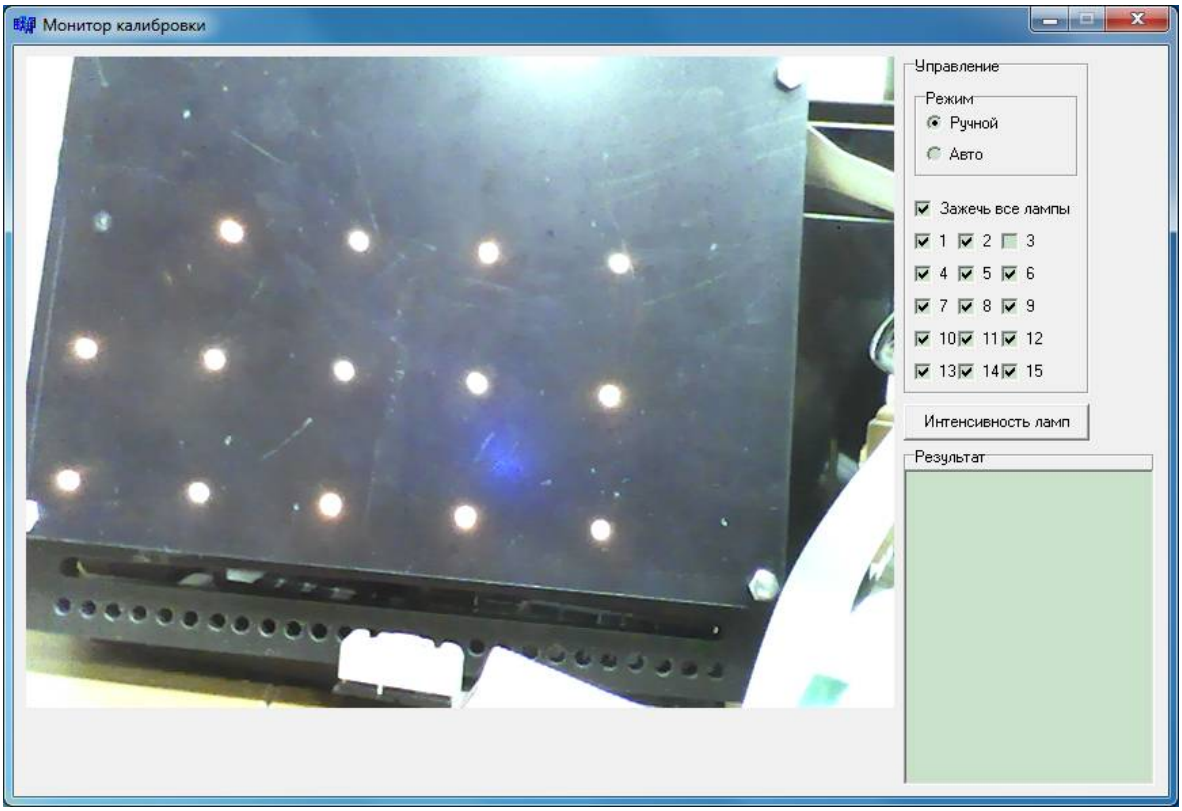


Рис. 6. Проверка работоспособности ламп ТО в ручном режиме

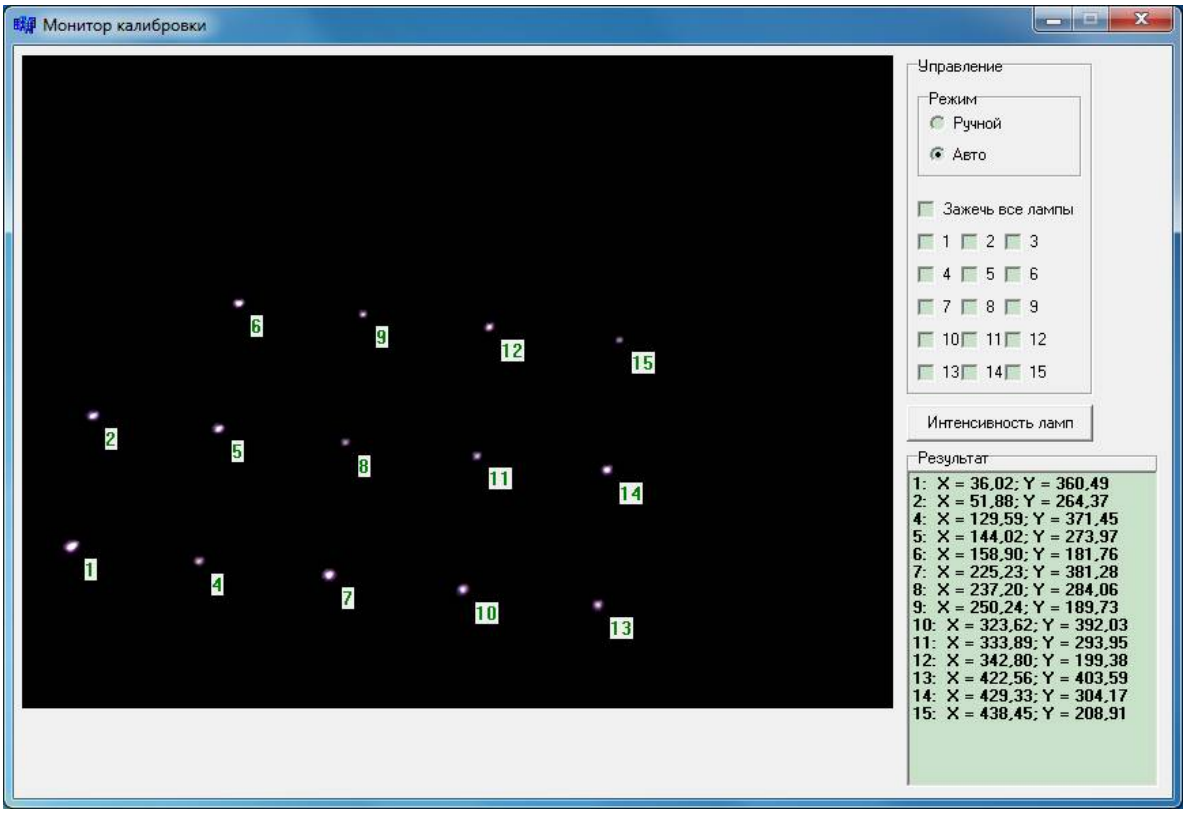


Рис. 7. Расчет 2D координат для ракурса съемки ТО согласно рис. 6

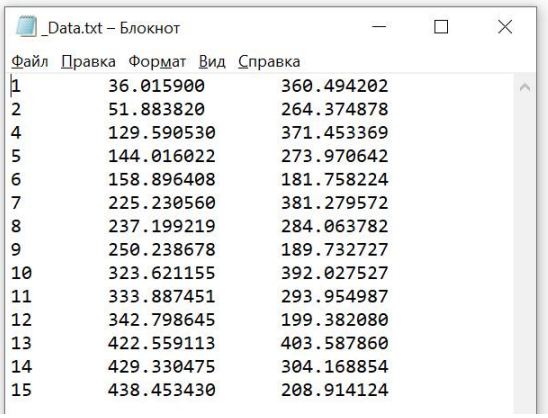


Рис. 8. Результат записи 2D координат в текстовый файл

Выводы

Разработанное программное обеспечение позволяет осуществлять калибровку разноспектральных камер с помощью компактного тест-объекта. Рассмотренное в работе автоматизированное рабочее место в дальнейшем предполагается применять в качестве стендового оборудования совместно с камерами длинноволнового инфракрасного [9] и видимого диапазонов в ходе НИР и практик обучающихся кафедры радиотехнических систем РГРТУ.

Библиографический список

1. Ефимов А.И., Костяшкин Л.Н., Логинов А.А., Муратов Е.Р., Никифоров М.Б., Новиков А.И. Обработка изображений в многоспектральных системах технического зрения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2017. № 60. С. 83-92.

2. Алпатов Б.А., Бабаян П.В. Выделение движущихся объектов в последовательности мультиспектральных изображений при наличии геометрических искажений // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2008. № 23. С. 42-48.

3. Hartley R., Zisserman A. Multiple View Geometry in Computer Vision. Cambridge: Cambridge university press, 2000. 655 p.

4. Liu R., Zhang H., Scherer S. Multiple methods of geometric calibration of thermal camera and a method of extracting thermal calibration feature. Pittsburgh: Carnegie Mellon University, 2016. 8 p.

5. Usamentiagaa R., Garciaa D.F., Ibarra-Castanedob C., Maldagueb X. Highly accurate geometric calibration for infrared cameras using inexpensive calibration targets. Quebec: Laval University, 2017. 116 p.

6. Скориков А.Г., Холопов И.С. Разработка 3D модели компактного тест-объекта для одновременной фотограмметрической калибровки разноспектральных видеокамер // Материалы VII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства – 2022». Рязань: РГРТУ, 2022. С. 114-120.

7. Павлов О.В., Холопов И.С. Сравнительный анализ двух алгоритмов выбора реперного светодиодного кластера в задаче навигации по оптическим меткам // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2017. № 61. С. 13-18.

8. Hintze G.C., Cornett K.G., Rahmatipour M.H., Heaton A.F. AVGS, AR&D for Satellites, ISS, the Moon, Mars and Beyond // Guidance, Navigation and Control Conference: Proc. of the AIAA. Rohnert Park, 2007. P. 1-12.

9. Научно-техническая база кафедры РТС. URL: http://www.rsreu.ru/faculties/frt/kafedri/rts/menu-371 (дата обращения: 26.10.2022).

УДК 623.4.023.41

ПРИМЕНЕНИЕ ОБОБЩЁННОГО ОПЕРАТОРА ВЫЧИСЛЕНИЯ ГРАДИЕНТА ПЕРПЕНДИКУЛЯРНО ЗАДАННОМУ НАПРАВЛЕНИЮ К ИЗОБРАЖЕНИЯМ РЕЛЬСОВОГО ПУТИ

Т.С. Кислицына

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

Аннотация. В работе рассматривается линейный обобщённый оператор вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению в сравнении с оператором Превитт для решения практических задач выделения рельсового пути.

Ключевые слова: выделение контуров заданной угловой ориентации; градиент яркости; оператор Превитт; преобразование Хафа.

THE USE OF A COMPASS OPERATOR TO IMAGES OF THE RAIL TRACK

T.S. Kislitsyna

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

The summary. The work considers compass operator in comparison with the Prewitt operator to solve practical problems of allocating the rail track.

Keywords: highlighting the contours of a given angular orientation, brightness gradient, Prewitt operator, Hough transform.

Ряд прикладных задач в области обработки изображений связан с выделением протяженных границ и контуров объектов, близких к прямолинейным – например проводов воздушных линий электропередачи [1], рельсов железнодорожных путей [2] или линий дорожной разметки [3], а также совмещения двумерных изображений [4].

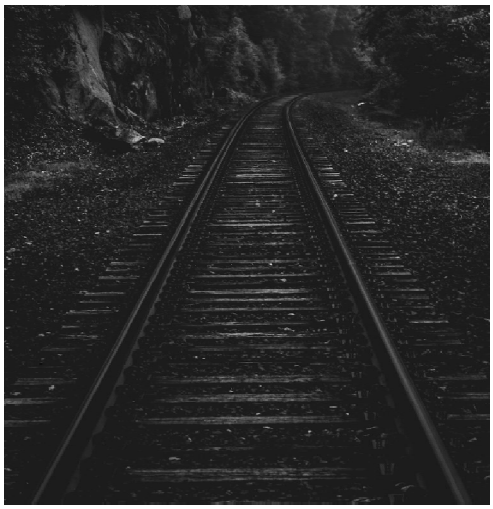
Методы обнаружения границ описаны в монографиях[5, 6]. Известны детекторы границ Прэвитт, Собела, Робертса, Кирша, Щарра. Однако все перечисленные операторы позволяют определить вектор градиента только для 8-и фиксированных направлений: 0°, ±45°, ±90°, ±135° и 180°, что является ограничением при решении задач анализа изображений. Количество работ, посвящённых улучшению качественных характеристик уже имеющихся и рассмотрению новых способов градиентного анализа [7], свидетельствует об актуальности данного направления исследований. В работах [8-10] авторами рассмотрены обобщённые операторы вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению(ООВГПЗН) применительно к задачам оценки преимущественной ориентации изображения и определения расстояния до объекта по единственному кадру. В работе [11] приводится сравнение перечисленных выше операторов выделения границ на синтезированных тестовых изображениях.

Целью работы является исследование качества выделения контуров оператором ООВГПЗН из работы [9] на реальных изображениях рельсового пути с различными мешающими факторами (снег, отсутствие освещения, объект на железнодорожном пути – вагон поезда) и сравнение результатов с оператором Превитт.

Постановка задачи

Для полутонового изображения, снятого установленной над полотном прямолинейного участка железнодорожного пути - камерой, проекция линии визирования которой на плоскость пути параллельна линиям рельсов, а точка проекции главной точки камеры на ту же плоскость является серединой отрезка, соединяющего линии рельсов, требуется детектировать линии контура рельсов. В качестве анализируемых изображений случайным образом были выбраны три изображения $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ1}}$, $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ2}}$ и $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$, соответствующие заявленным в целе работы ограничениям, приведённые на рисунке 1.

$\mathbf{I}_{ТЕСТ1}$
$\alpha = 51{,}6°; \beta = -48{,}3°$



$\mathbf{I}_{ТЕСТ2}$
$\alpha = 61{,}9°; \beta = -64{,}6°$

$\mathbf{I}_{ТЕСТ3}$
$\alpha = 63{,}9°; \beta = -62{,}5°$

Рис. 1. Примеры анализируемых изображений

Зная априори ракурс съемки, высоту установки и угловые размеры поля зрения камеры, можно из принципов проективной геометрии оценить углы ориентации левого и правого рельса. Они должны быть равны по модулю. Однако касаемо анализируемых изображений такими данными автор не располагает и за истинный угол наклона рельса принят угол, определенный грубым способом – вручную проведена линия параллельная рельсу и оценён её наклон. Значения углов ориентации рельсов, определённые описанным способом, для левой α и правой β частей изображения соответственно приведены на рисунке 1.

Идея алгоритма оценки качества выделения контуров оператором ООВГПЗН заключается в следующем:

1. Разделение анализируемого изображения $\mathbf{I}_{ТЕСТ}$ на левую $\mathbf{I}_{Л}$ и правую $\mathbf{I}_{П}$ части;
2. Вычисление свёрток $\mathbf{I}_{Лсв} = \mathbf{I}_{Л} \otimes \mathbf{M}(\alpha)$, $\mathbf{I}_{Псв} = \mathbf{I}_{П} \otimes \mathbf{M}(\beta)$, где $\mathbf{M}(\bullet)$ -оператор вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению;
3. Бинаризация результатов свёртки с использованием адаптивного порога и получение изображений $\mathbf{I}_{Лбин}$ и $\mathbf{I}_{Пбин}$;
4. Нахождение уравнений линий, проходящих через контура, содержащих максимальное количество пикселей$N_{максЛ}$ и $N_{максП}$.
5. Сравнение $N_{максЛ}$ и $N_{максП}$, полученных при использовании на втором этапе алгоритма свёртки изображения и ООВГПЗН $\mathbf{M}_{ОО}(\bullet)$, с результатами при использовании на том же этапе оператора Превитт $\mathbf{M}_{ПР}(\bullet)$.

Предложенный алгоритм базируется на алгоритме из работы [9], для которого дополнительно введены этапы разделения изображения на левую и правую части для обработки двумя различными масками оператора вычисления границ с учётом наличия априорной информации об угловой ориентации рельсов пути на изображении.

Подробное описание и порядок расчета ООВГПЗН $\mathbf{M}_{ОО}(\bullet)$ приводится в [8, 12].

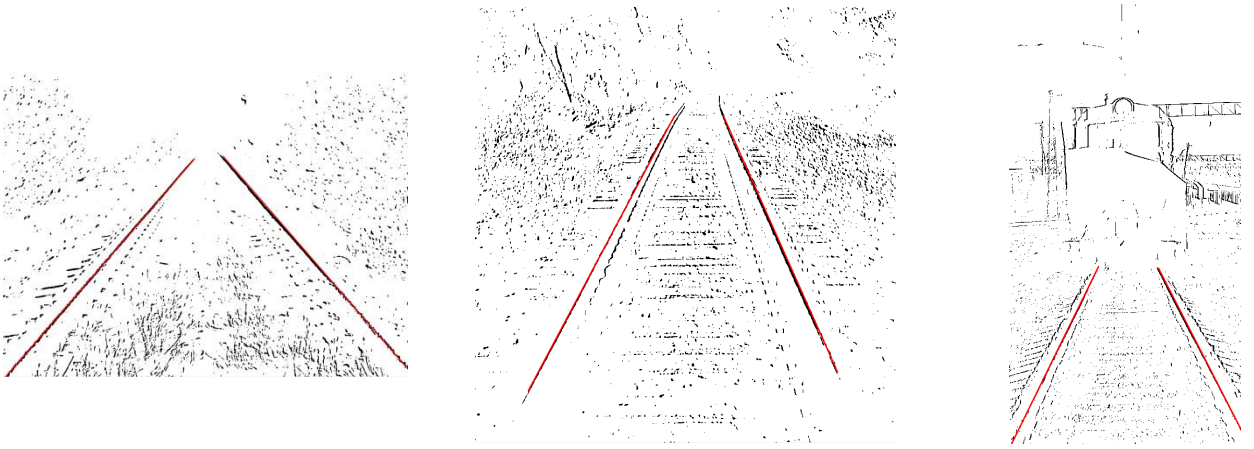
Формирование бинарных изображений $\mathbf{I}_{Лбин}$ и $\mathbf{I}_{Пбин}$ с выделенными контурами в [9] основано на сравнении вычисленного значения градиента с адаптивно устанавливаемым порогом бинаризации. При этом порог выбирается таким образом, чтобы его не превышало 0,9% пикселей изображения.

Последующее применение к бинарному изображению преобразования Радона или Хафа [1, 5] позволяет получить N уравнений прямых линий, проходящих через наибольшее количество пикселей контура.

Результаты эксперимента и их анализ

Эксперимент проводился с применением к изображениям $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ1}}$, $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ2}}$ и $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$ двух масок ООВГПЗН$\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{3\times3}$ и $\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{5\times5}$ 3×3 и 5×5 пикселей соответственно, для определения влияния размера маски на количество пикселей, оставшихся в линиях после бинаризации результата. Расчёт $\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{3\times3}$ и $\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{5\times5}$ выполнен согласно [8].

На рисунке 2 приведены результаты эксперимента для изображений $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ1}}$, $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ2}}$ и $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$ и маски ООВГПЗН $\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{5\times5}$. Для анализируемых изображений выполняется выделение двух прямых линий, соответствующих контурам левых и правых кромок рельсов с наибольшим количеством «голосов» преобразования Хафа. В качестве количественного показателя эффективности ООВГПЗН автором принято количество пикселей бинарного изображения, принадлежащих линиям заданной угловой ориентации.



$\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ1}}$ $\alpha_{\text{Хаф}} = 49°$; $\beta_{\text{Хаф}} = -49°$ | $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ2}}$ $\alpha_{\text{Хаф}} = 62°$; $\beta_{\text{Хаф}} = -66°$ | $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$ $\alpha_{\text{Хаф}} = 64°$; $\beta_{\text{Хаф}} = -63°$

Рис. 2. Результаты применения ООВГПЗН $\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{5\times5}$ к изображениям рельсового пути

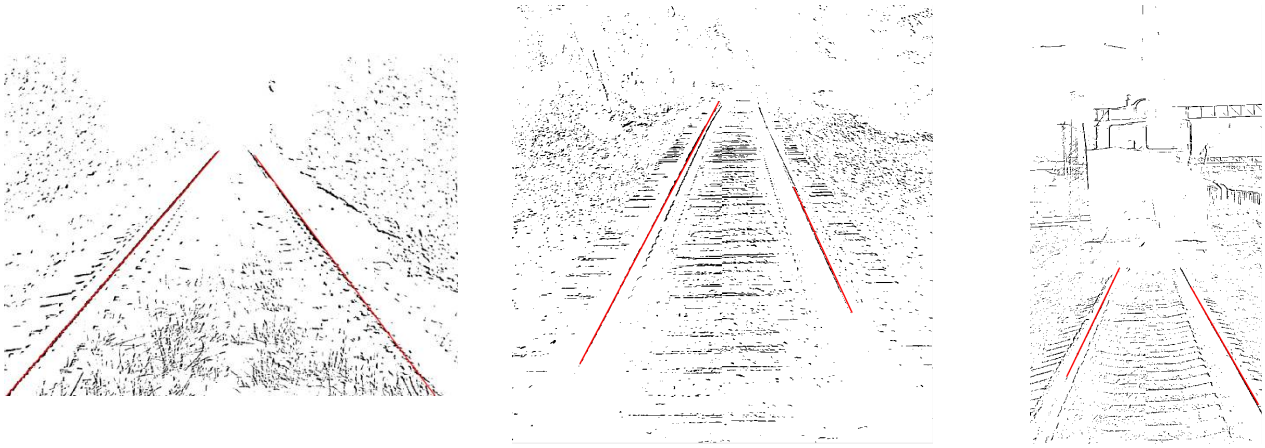
Результаты обработки анализируемых изображений масками $\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{3\times3}$ и $\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{5\times5}$ представлены в таблице 1, где помимо значений $N_{\text{максЛ}}$ и $N_{\text{максП}}$, отмечены значения угловой ориентации прямых линий $\alpha_{\text{Хаф}}$ и $\beta_{\text{Хаф}}$, оцененных с помощью преобразования Хафа.

Таблица 1. Сравнение обработки изображений $\mathbf{I}_{\text{TEST1}}$, $\mathbf{I}_{\text{TEST2}}$ и $\mathbf{I}_{\text{TEST3}}$ масками $\mathbf{M}(\bullet)_{3\times3}$ и $\mathbf{M}(\bullet)_{5\times5}$

Параметр	$\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ1}}$		$\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ2}}$		$\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$	
	$\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{3\times3}$	$\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{5\times5}$	$\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{3\times3}$	$\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{5\times5}$	$\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{3\times3}$	$\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{5\times5}$
$N_{\text{максЛ}}$	630	712	387	581	579	732
$\alpha_{\text{Хаф}}$	49°	49°	62°	62°	64°	64°
$N_{\text{максП}}$	478	563	313	556	700	797
$\beta_{\text{Хаф}}$	-48°	-49°	-66°	-65°	-63°	-63°

Применение маски большей апертуры к изображению $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ1}}$ позволяет увеличить количество пикселей в линиях контуров на 11,5% и 15,1% для левой и правой частей изображения соответственно. Применимо к изображению $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ2}}$ изменение размера маски повышает число пикселей в левом контуре рельса на 33,4%, а в правом на 43,7%.Обработка изображения $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$ маской $\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{5\times5}$ позволило увеличить число пикселей в линиях на 20,9% и 12,2%. Можно сделать вывод, что выбор размера используемой маски скорее ситуативен и выбирать апертуру следует исходя из соображений минимизации объема вычислительных операций на реализацию свертки, т.е. рекомендуемо использовать маску 3×3.

На рисунке 3 приводятся результаты преобразования Хафа после предварительной фильтрации $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ1}}$, $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ2}}$ и $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$ оператором Превитт $\mathbf{M}_{\text{ПР}}(\bullet)_{5\times5}$для наиболее близких значений углов: соответственно $\alpha = 45°$ и $\beta = -45°$.



$\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ1}}$ $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ2}}$ $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$

Рис. 3. Результаты применения оператора Превитт $\mathbf{M}_{\text{ПР}}(\bullet)_{5\times5}$ к анализируемым изображениям

Таблица 2. Показатели эффективности применения ООВГПЗН в сравнении с оператором Превитт

Параметр	$\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ1}}$		$\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ2}}$		$\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$	
	ООВГПЗН	Превитт	ООВГПЗН	Превитт	ООВГПЗН	Превитт
$N_{\text{максЛ}}$	712	715	581	506	732	512
$\alpha_{\text{Хаф}}$	49°	49°	62°	62°	64°	64°
$N_{\text{максП}}$	563	431	556	341	797	559
$\beta_{\text{Хаф}}$	-49°	-53°	-65°	-66°	-63°	-61°

Результат обработки $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ1}}$ близок к результату на рисунке 2, что ожидаемо, учитывая малую разницу истиной ориентации линий и контуров, выделенных маской Превитт. В результате обработки $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ2}}$ и $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$ полностью выделить линии контура не удалось. Полученные результаты отражены в таблице 2.

Чувствительность ООВГПЗН к шуму

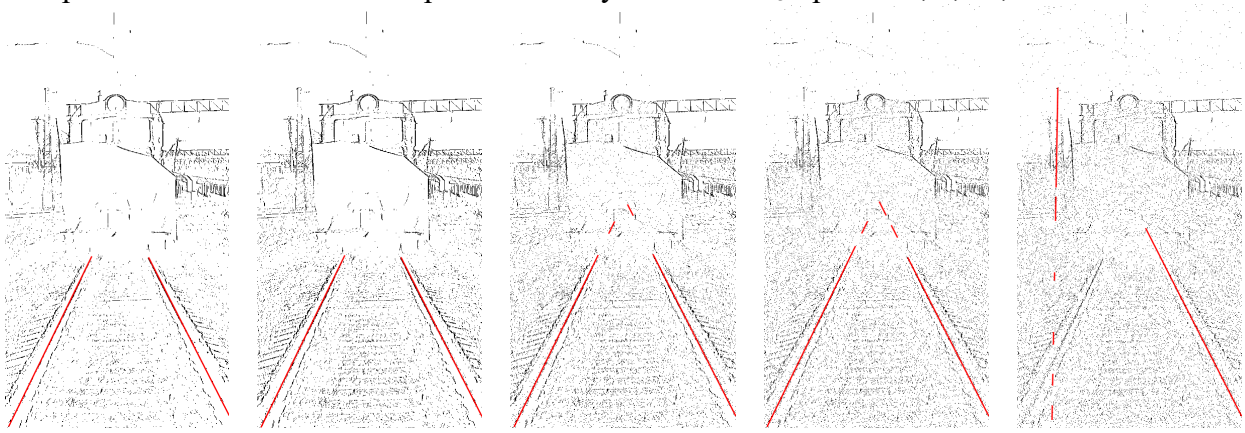
Исследована зависимость эффективности обработки изображений с аддитивным белым гауссовским шумом при различных среднеквадратических отклонениях (СКО) шума σ маской ООВГПЗН $\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{3\times3}$. Соответствующие результаты $N_{\text{максЛ}}$ и $N_{\text{максП}}$ и $\alpha_{\text{Хаф}}$ и $\beta_{\text{Хаф}}$ для изображения $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$ приведены в таблице 3.

Таблица 3. Показатели эффективности применения ООВГПЗН при зашумлении изображений

Параметр	$\sigma = 0$	$\sigma = 5$	$\sigma = 10$	$\sigma = 15$	$\sigma = 20$
$N_{\text{максЛ}}$	579	682	544	420	-
$\alpha_{\text{Хаф}}$	64°	64°	64°	64°	89°
$N_{\text{максП}}$	700	668	542	410	329
$\beta_{\text{Хаф}}$	-63°	-63°	-63°	-63°	-63°

Известно, что рассматриваемый линейный ООВГПЗН, как и оператор Превитт, чувствителен к шумам изображения [13]. При больших значениях σ на бинаризованных изображениях наблюдается превышение порога бинаризации пикселями, имеющими на исходном изображении малый модуль градиента яркости, которые преобразование Хафа интерпрети-

рует как информационные пиксели. В качестве примера на рисунке 4 приведены результаты фильтрации и выделения линий рельсового пути для $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$ при σ = 0, 5, 10, 15 и 20.



$\sigma = 0$ $\sigma = 5$ $\sigma = 10$ $\sigma = 15$ $\sigma = 20$

Рис. 4. Результаты обработки изображения $\mathbf{I}_{\text{ТЕСТ3}}$ маской ООВГПЗН $\mathbf{M}_{\text{ОО}}(\bullet)_{3\times3}$ при различныхСКО шума

Полученные данные позволяют сделать вывод, что до $\sigma<15$ эффективность выделения контура снижается не более, чем на 40% по сравнению с изображением без шумов, а после $\sigma>20$ эффективность выделения контура падает ниже 47%.

Заключение

На примере решения прикладной задачи выделения рельсового пути на полутоновых изображениях рассмотрено применение оператора вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению перед бинаризацией. Обоснованы преимущества применения такого оператора в сравнении с известным фильтром Превитт. Показана чувствительность рассматриваемого алгоритма к действию белого гауссовского шума.

Библиографический список

1. Бабаян П.В., Шубин Н.Ю. Обнаружение линий электропередач на изображении с помощью преобразования Радона // DSPA: Вопросы применения цифровой обработки сигналов. -2017. - Т. 7. - № 3. - С. 141-144.

2. Maire F., Bigdeli A. Obstacle-free range determination for rail track maintenance vehicles // Proc. of 11th Int. Conf. onControlAutomationRobotics&Vision. – Singapore, 2010. – pp. 1-9.

3. Кий К.И., Досаев Р.В. Глобальный анализ изображений: детектирование и распознавание ба-зисных информативных элементов дорожных сцен // Информационные технологии и нанотехнологии (ИТНТ-2020): сборник трудов по материалам VI Международной конференции и молодежной школы. В 4-х томах / под ред. В.В. Мясникова. Самара: Самарский национальный исследовательский университет имени академика С.П. Королева.- 2020. -С. 454-462.

4. Косарев О.В., Дементьева Е.Г., Катунцов Е.В. [и др.]. Алгоритм совмещения двумерных изображений методами контурного анализа // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. - 2021. – № 75. – С. 24-33.

5. Гонсалес Р., Вудс Р, Цифровая обработка изображений, издание 3-е, исправленное и дополненное, Москва: Техносфера, 2012. – 1104 с.

6. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: Пер. с англ. – М.: Мир, 1982. – Кн.2 – 480 с., ил.

7. Новиков А.И., Пронькин А.В. Детектор границ градиентного типа для изображений подстилающей поверхности // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. -2019. – № 68. – С. 68-76.

8. Кислицына Т.С., Холопов И.С., Штрунова Е.С. Линейный оператор для выделения на цифровом изображении границ с априорно заданной угловой ориентацией // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. –2022. – № 80. – С. 171-180.

9. T.S. Kislitsyna, Kholopov I.S., Generalized compass operator for edge detection with the required angular orientation, in: Proceedings 10th Mediterranean Conf. on Embedded Computing. –Budva, Montenegro, 2021. – pp. 302-305.

10.Kislitsyna T.S. Kholopov I.S. Applying the Generalized Compass Operator for Image Dominant Orientation Estimation // GraphiCon 2022: труды 32-й Междунар. конф. покомпьютернойграфике и машинномузрению(Рязань, 19–22 сент. 2022 г.). – М.: Институт прикладной математики им. М.В. Келдыша РАН, 2022. – С. 577-583.

11. Кислицына Т.С. Сравнительный анализ эффективности градиентных методов выделения контуров заданной угловой ориентации // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2022 [текст]: сб. тр. междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф.: в 10 т. Т.3./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2022. – 92-98 с.

12. Nevatia R., Babu K. R. Linear feature extraction and description // Computer graphics and image processing. - 1980. - Vol. 13. - pp. 257-269.

13. Zuniga O.A., Haralick R.M. Integrated directional derivative gradient operator // IEEE Trans. on Systems, Man, and Cybernetics. - 1987. - Vol. SMC-17 - No. 3. - pp. 508-517.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ЭФФЕКТИВНОСТЬ КАЛМАНОВСКОЙ ФИЛЬТРАЦИИ КАНАЛЬНЫХ КОЭФФИЦИЕНТОВ MIMO КАНАЛА СВЯЗИ С ПОДВИЖНЫМИ ОБЪЕКТАМИ

В.И. Кудряшов

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, kudryashov.v.i@rsreu.ru

Аннотация. В работе проводится оценка эффективности применения фильтра Калмана для вторичной обработки оцениваемых канальных коэффициентов Multiple Input Multiple Output (MIMO) канала связи с высокоманевренным объектом.

Ключевые слова: фильтр Калмана, MIMO канал, вторичная обработка, матрица канальных коэффициентов.

KALMAN FILTERING EFFICIENCY OF MIMO COMMUNICATION CHANNEL COEFFICIENTS WITH MOVING OBJECTS

V.I. Kudryashov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, kudryashov.v.i@rsreu.ru

The summary. In this paper evaluates the efficiency of Kalman filter applying for secondary processing of estimated Multiple Input Multiple Output (MIMO) channel coefficients for communication channel with highly maneuverable object.

Keywords: Kalman filter, MIMO channel, secondary processing, channel coefficient matrix.

В настоящее время для повышения пропускной способности радиосистем передачи данных всё чаще применяют технологию MIMO. Данная технология подразумевает применение N_T антенн на передающей и N_R на приёмной стороне. За счёт применения пространственного мультиплексирования каждый из подканалов MIMO системы образованный одной передающей и одной приёмной антенной может обеспечить пропускную способность, соответствующую одному Single Input Single Output (SISO) каналу передачи данных. Суммарная пропускная способность MIMO канала связи определяется следующим выражением [1]:

$$C = B\log_2 \det\left(\mathbf{I} + \frac{q}{N_T}\mathbf{H}^{\mathrm{H}}\mathbf{H}\right) = B\sum_{k=1}^{N_{EIG}} \log_2\left(1+\lambda_k q\right), \quad (1)$$

где B – полоса пропускания канала;

$q = \frac{P_S}{P_N}$ – отношение мощности сигнала P_S, излучаемого всеми передающими антеннами, к мощности шума P_N в каждой приемной антенне;

$\mathbf{H}$ – комплексная матрица канальных коэффициентов;

λ_k, $k = 1,\ldots,N_{EIG}$, – собственные числа произведения матриц $\mathbf{H}^H\mathbf{H}$;

$N_{EIG} = \min(N_R, N_T)$ – ранг матрицы $\mathbf{H}$;

$\mathbf{I}$ – единичная матрица размером $N_T \times N_T$;

^{H} – эрмитово сопряжение векторов и матриц.

Выражение (1) показывает, что при единичных коэффициентах связи между парами приёмных и передающих антенн с одним порядковым номером и отсутствии связи между антеннами с разными порядковыми номерами пропускная способность MIMO канала связи будет равна сумме пропускных способностей N_{EIG} независимых (SISO) каналов. Подобный подход показан в документации к стандарту IEEE 802.11 n, где при использовании одного пространственного потока теоретическая пропускная способность канала достигает 150 Мбит/с, а при использовании четырёх пространственных потоков – 600 Мбит/с [2,3]. На практике пропускная способность такого канала снижается из-за ряда причин, в том числе из-за ошибок оценивания матрицы канальных коэффициентов $\mathbf{H}$ и её устаревания за время между двумя тактами оценивания вследствие изменения окружающей обстановки между передатчиком и приёмником. Для того чтобы повысить точность оценивания матрицы $\mathbf{H}$ предлагается применить вторичную обработку, а именно калмановскую фильтрацию.

Целью работы является оценка эффективности калмановской фильтрации элементов матрицы канальных коэффициентов MIMO канала передачи данных.

Для отладки фильтра в качестве модели, описывающей изменение канальных коэффициентов во времени, принята модель марковской последовательности, в которой каждое последующее состояние $\mathbf{H}(t)$ зависит от предыдущего [4]:

$$\mathbf{H}(t) = \mathbf{F}\mathbf{H}(t-1) + \mathbf{G}\mathbf{W}(t-1) \tag{2}$$

где $\mathbf{F}$ – матрица описывающая связь между последующим и предыдущим значением последовательности;

$\mathbf{G}$ – диагональная матрица описывающая дисперсию D_{w} случайной составляющей последовательности;

$\mathbf{W}(t)$ – некоррелированный гауссовский формирующий процесс с единичной дисперсией.

Модельное время $t = 0\ldots T-1$ является дискретным с фиксированным задаваемым шагом Δt.

Далее рассмотрен случай, когда матрица канальных коэффициентов $\mathbf{H}(t)$, а также матрицы $\mathbf{F}$ и $\mathbf{G}$ были сформированы непосредственно в однокольцевой геометрической модели распространения сигнала [5,6]. В работе [7] показано, что матрица $\mathbf{F}$ выражается через параметр $\beta = J_0(2\pi f_d T_s)$, где J_0 – функция Бесселя нулевого порядка, которая описывает автокорреляционную функцию канальных коэффициентов $\mathbf{R}_H(t,\tau)$, f_d – частота допплеровского смещения, T_s – длительность одного символа, τ – произвольно задаваемый сдвиг в дискретном времени. В то же время, $\mathrm{E}\left[h_{t,i,j}h^*_{\tau,i,j}\right] = J_0\left(2\pi f_d T_s |t-\tau|\right)$, $h_{t,i,j}$ – элемент (*i,j*) матрицы $\mathbf{H}(t), i = 1\ldots N_R$, $j = 1\ldots N_T$, поэтому примем, что коэффициент β показывает ско-

рость изменения автокорреляционной функции канальных коэффициентов. В первом приближении, матрица $\mathbf{F}$ не будет изменяться во времени, соответственно примем, что $\mathbf{F} = \dfrac{\mathbf{R}_H(\tau)}{\mathbf{R}_H(0)}$, а $\mathbf{R}_H = \mathbf{R}_H(0)$. В дальнейшем необходимо учесть изменение во времени данной матрицы для повышения точности оценивания канальных коэффициентов. Матрица $\mathbf{G} = \mathbf{R}_R^{1/2} \otimes \mathbf{R}_T^{1/2}$, $\mathbf{R}_R$ – корреляционная матрица антенных элементов на приёмной стороне, $\mathbf{R}_T$ – корреляционная матрица антенных элементов на передающей стороне [7], однако в рассматриваемом случае она может быть выражена через корреляционную матрицу канальных коэффициентов посредством разложения Холецкого: $\mathbf{G} = \mathrm{chol}(\mathbf{R}_H)$, т.к. $\mathbf{R}_H = \mathbf{R}_R \otimes \mathbf{R}_T$ [8].

В ходе проектирования калмановского фильтра для вторичной обработки оценок канальных коэффициентов MIMO системы передачи данных от высокоманевренных объектов возникла проблема устойчивости данного алгоритма фильтрации. Разложение Холецкого является представлением матрицы **A** в виде $\mathbf{A} = \mathbf{L}\cdot\mathbf{L}^{\mathrm{T}}$, где **L** - нижняя треугольная матрица со строго положительными элементами на диагонали, или в эквивалентной форме: $\mathbf{A} = \mathbf{U}^{\mathrm{T}}\cdot\mathbf{U}$, где $\mathbf{U} = \mathbf{L}^{\mathrm{T}}$ - верхняя треугольная матрица. Разложение Холецкого всегда существует и единственно для любой симметричной положительно-определённой матрицы. При этом условие, что матрица **A** должна быть симметричной положительно-определённой, является обязательным, иначе разложение Холецкого невозможно [9].

В ходе моделирования корреляционная матрица $\mathbf{R}_H(t,\tau)$ не всегда является положительно определенной, следовательно, разложение Холецкого в таком случае невозможно. Кроме того, даже в случае если матрица заведомо является положительно определенной (например, матрица пространственной корреляции канальных коэффициентов $\mathbf{R}_H$), при использовании ЭВМ могут появляться ошибки округления в младших разрядах, приводящие к несимметричности матрицы относительно главной диагонали. Для перехода к положительно определенной квадратичной форме можно использовать несколько способов: округление, симметрирование матрицы относительно главной диагонали и вычисление среднего арифметического. Тем не менее, рассмотренные способы не всегда обеспечивают получения положительно-определённых матриц при различных условиях моделирования. В данной работе был использован алгоритм, описанный в работе [10], который основан на вычислении среднего арифметического. Его преимущество заключается в том, что на выходе данного алгоритма всегда получается положительно-определенная матрица, наиболее близкая к исходной. Для проверки соответствия матрицы положительно-определённой форме используется критерий Сильвестра, оценка собственных чисел матрицы, а также сравнение нижней и верхней частей матриц относительно главной диагонали.

На этапе вторичной обработки данных наблюдаемый процесс может быть записан следующим образом:

$$\mathbf{Y}(t) = \mathbf{H}(t) + \mathbf{V}(t) \tag{3}$$

где $\mathbf{V}(t)$ – некоррелированный гауссовский шум наблюдения с дисперсией D_v. Задачей алгоритма фильтрации является вторичная обработка оценки матрицы канальных коэффициентов с целью снижения шума наблюдения. Уравнения алгоритма фильтрации [5]:

$$\mathbf{P}(t \mid t-1) = \mathbf{F}\mathbf{P}(t-1 \mid t-1)\mathbf{F}^{\mathrm{T}} + \mathbf{G}\mathbf{Q}\mathbf{G}^{\mathrm{T}} \tag{4}$$

$$\mathbf{K}(t) = \mathbf{P}(t|t-1)\left[\mathbf{P}(t|t-1) + \mathbf{R}_{\mathrm{n}}\right]^{-1} \tag{5}$$

$$\mathbf{P}(t|t) = \left[\mathbf{I} - \mathbf{K}(t)\right]\mathbf{P}(t|t-1) \tag{6}$$

$$\hat{\mathbf{H}}(t \mid t-1) = \mathbf{F}\hat{\mathbf{H}}(t-1 \mid t-1) \tag{7}$$

$$\hat{\mathbf{H}}(t|t) = \hat{\mathbf{H}}(t|t-1) + \mathbf{K}(t)\left[\mathbf{Y}(t) - \hat{\mathbf{H}}(t|t-1)\right] \tag{8}$$

где $\mathbf{P}$ – ковариационная матрица ошибки оценивания канальных коэффициентов;

$\mathbf{K}$ – матрица коэффициентов калмановского фильтра;

$\mathbf{R}_{\text{n}} = D_v\mathbf{I}$ – ковариационная матрица шума наблюдения;

$\mathbf{Q} = D_{\text{w}}\mathbf{I}$ – ковариационная матрица формирующего шума;

$\hat{\mathbf{H}}$ – оценка матрицы канальных коэффициентов.

Для оценки эффективности калмановской фильтрации элементов матрицы канальных коэффициентов MIMO канала передачи данных было произведено моделирование в среде программирования MATLAB. Параметры моделирования: Δt = 10 мкс, $N_T = N_R = 2$, число отражателей в однокольцевой модели N = 200, скорость объекта v = 20 м/с. Все размеры геометрической модели выражены в длинах волн, моделирование производилось для частоты сигнала f = 2,4 ГГц.

На рисунке 1. приведены результаты моделирования, а именно действительные части реализации канального коэффициента $h_{t,1,1}$ матрицы $\mathbf{H}(t)$, наблюдаемого на входе блока вторичной обработки процесса $y_{t,1,1}$ матрицы $\mathbf{Y}(t) = \mathbf{H}(t) + \mathbf{V}(t)$, и оценки канального коэффициента на выходе фильтра $\widehat{h}_{t,1,1}$ матрицы $\hat{\mathbf{H}}$.

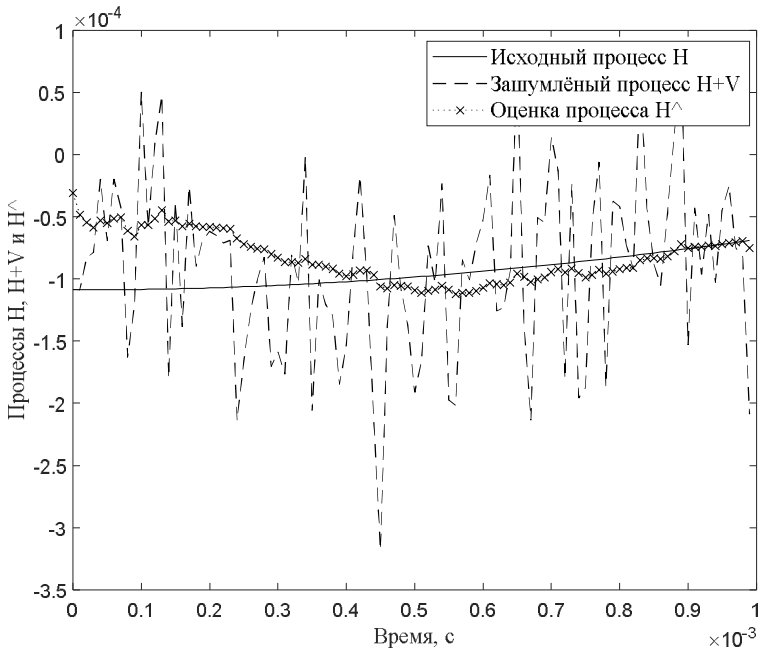


Рис. 1. Результаты работы фильтра Калмана во временной области, одна реализация

На рисунке 2. приведена зависимость дисперсии ошибки оценивания канального коэффициента $\widehat{h}_{t,1,1}$ от времени. Усреднение произведено по 10^6 реализациям.

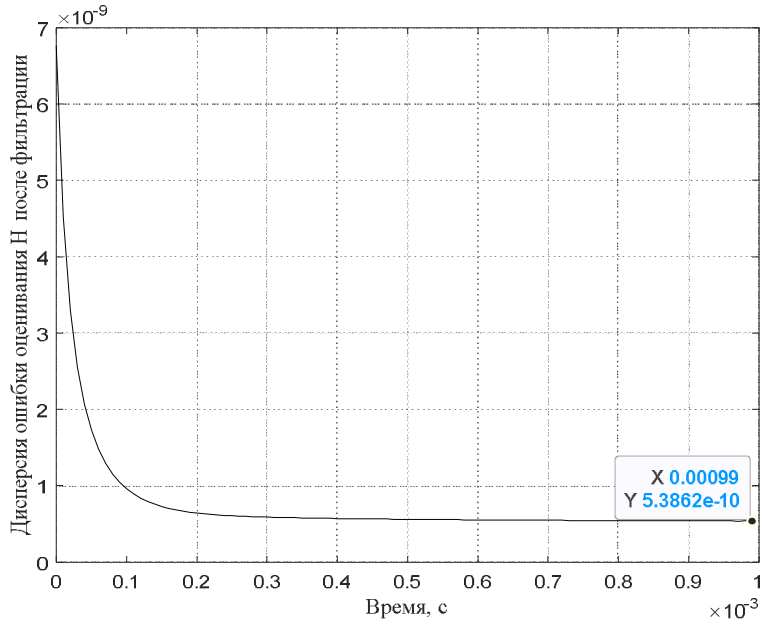


Рис. 2. Дисперсия ошибки оценивания канального коэффициента $\widehat{h}_{t,1,1}$ после фильтрации

Дисперсия канального коэффициента $h_{t,1,1}$ матрицы $\mathbf{H}(t)$ равна 4.01e-9 и в рамках проводимого моделирования остаётся неизменной. Дисперсия шума наблюдения D_v = 1e-8. На рисунке 1 видно, что после переходного процесса оценка канального коэффициента $\widehat{h}_{t,1,1}$ стремится к истинному значению $h_{t,1,1}$, дисперсия ошибки оценивания снижается.

Далее получим минимальное и среднее значение дисперсии оцениваемых канальных коэффициентов в установившемся режиме фильтра для различных значений дисперсии шума наблюдения D_v. В таблице 1 показаны результаты моделирования.

Таблица 1. Зависимость дисперсии ошибки оценивания канального коэффициента после фильтрации от дисперсии шума наблюдения.

Дисперсия шума наблюдения	1e-11	1e-10	1e-9	1e-8	1e-7
Минимальное значение дисперсии ошибки оценивания H после фильтрации	8.652e-12	5.075e-11	1.807e-10	5.385e-10	1.768e-09
Среднее значение дисперсии ошибки оценивания H после фильтрации в установившемся режиме	8.671e-12	5.092e-11	1.821e-10	5.548e-10	1.836e-09
Длительность переходного процесса до уровня 1,1 от минимального установившегося значения дисперсии ошибки оценивания H, мкс	10	20	70	300	660
Снижение дисперсии ошибки оценивания H после фильтрации, раз	1,15	1,96	5,49	18,02	54,47

По полученным результатам, в первом приближении можно сказать, что при увеличении дисперсии шума наблюдения наблюдается рост эффективности калмановской фильтрации при вторичной обработке канальных коэффициентов, которая выражается в относительном снижении дисперсии ошибки оценивания H после фильтрации. Однако при увеличении дисперсии шума наблюдения по отношению к дисперсии канального коэффициента в 10 раз и выше возрастает различие между истинным и отфильтрованным значением комплексного канального коэффициента, а также возрастает время необходимое для обработки матрицы канальных коэффициентов, что по итогу приведёт к ошибкам при декодировании с применением пространственного мультиплексирования. В то же время, при низкой дисперсии шума наблю-

дения эффективность фильтрации значительно падает, поэтому фильтр Калмана целесообразно использовать при наличии шумов с дисперсией D_v =0,01...10 D_h .

Библиографический список

1. Бакулин, М. Г. Технология MIMO: принципы и алгоритмы / М. Г. Бакулин, Л. А. Варукина, В. Б. Крейнделин. – Москва: Горячая линия – Телеком, 2014. – 244 с.

2. IEEE 802 11n White Paper Amplicon Benelux URL: http://www.ampliconbenelux.com/docs/IEEE_802_11n_white_paper.pdf Дата обращения 21.11.2022.

3. Aruba White Paper. Designed for Speed: Network Infrastructure in an 802.11n World URL: https://www.arubanetworks.com/pdf/technology/whitepapers/wp_Designed_Speed_802.11n.pdf Дата обращения 21.11.2022.

4. Тихонов В. И. Статистическая радиотехника / Тихонов В. И. – 2-е изд., перераб. и доп.– М.: Радио и связь, 1982. – 622 с.

5. Patzold M., Hogstad B.O. A space-time channel simulator for MIMO channels based on the geometrical one-ring scattering model // Wirel. Commun. Mob. Comput. 2004; 4. P. 727–737

6. Паршин Ю.Н., Кудряшов В.И. Динамическая модель канальных коэффициентов MIMO системы передачи информации от движущегося объекта // Радиотехника. 2016. №8. С. 140–147.

7. Loiola M. B., Lopes R. R., Romano J. M. T. Kalman Filter-Based Channel Tracking in MIMO-OSTBC Systems. GLOBECOM 2009 – 2009 IEEE Global Telecommunications Conference, 2009, pp. 1–6, doi: 10.1109/GLOCOM.2009.5425545.

8. Thomas Kaiser, André Bourdoux, Holger Boche, Javier Rodríguez Fonollosa, Jørgen Bach Andersen (Author), and Wolfgang Utschick. Smart Antennas: State of the Art (Eurasip Book Series on Signal Processing & Communications). https://downloads.hindawi.com/Fbooks/F9789775945099.pdf Дата обращения 21.11.2022.

9. Гантмахер Ф. Р. Теория матриц. 5-е изд. – М.: Физматлит, 2004. – 560 с.

10. Higham N.J. Computing a nearest symmetric positive semidefinite matrix // Linear Algebra and its Applications, Vol. 103, May 1988. P 103-118.

УДК 621.396.61; ГРНТИ 47.47.29

ИССЛЕДОВАНИЕ АМПЛИТУДНО-ФАЗОВОЙ КОНВЕРСИИ В КАСКОДНОМ УСИЛИТЕЛЕ

Е.В. Васильев, М.С. Кононенко

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, 424413965@mail.ru

Аннотация. В работе рассматривается амплитудно-фазовая конверсия и ее влияние на работу каскодного двухтактного усилителя.

Ключевые слова: фазовый сдвиг, амплитудно-фазовая конверсия, каскодный усилитель, фазовый детектор.

INVESTIGATION OF AMPLITUDE-PHASE CONVERSION IN A CASCODE AMPLIFIER

E.V. Vasilyev, M.S. Kononenko

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, 424413965@mail.ru

Abstract. The paper considers the amplitude-phase conversion and its effect on the operation of a two-stroke cascade amplifier.

Keywords: phase shift, amplitude-phase conversion, cascode amplifier, phase detector.

Введение

В приемо-передающих устройствах при прохождении сигнала через усилительные и преобразовательные каскады возникает приращение начальной фазы сигнала. Это явление нежелательно с точки зрения неискаженной передачи информации. Изменение фазы сигнала может приводить к снижению помехозащищенности линии связи. В устройствах, работающих в нелинейных режимах, фазовая нестабильность может быть амплитуднозависимой. Та-

кие фазовые искажения носят название «амплитудно-фазовая конверсия» (АФК) [1, 2]. АФК может быть полезным эффектом, если речь идет о модуляторах фаз или системах с предыскажением фазы. Но в случае усилительных устройств возникновение фазовых искажений нежелательно. Добиться реализации полностью линейного усилительного устройства пока не представляется возможным. В настоящей работе исследуется проявление эффекта АФК в высоковольтном каскодном двухтактном усилителе мощности высокой частоты [3].

Описание модели

Исследование фазового сдвига выходного колебания, возникающего в процессе прохождения сигнала через усилительный каскад, построенный по каскодной схеме, производилось с помощью схемотехнического моделирования в программе Micro-Cap. В данной модели (рисунок 1) транзисторы Q1 и M1, Q2 и M2 являются активными элементами усилителя и представляют собой каскодные пары в виде биполярного и полевого транзистора. Полевой транзистор является низковольтным и обеспечивает усиление входного сигнала по току. Первый транзистор выбран полевым, исходя из его особенностей. У полевого транзистора больше крутизна линии критического режима, чем у биполярного, что обеспечивает больший коэффициент полезного действия (КПД) каскада. Входное сопротивление полевого транзистора больше, чем у биполярного, из-за чего увеличивается коэффициент передачи. Второй транзистор биполярный – высоковольтный, он обеспечивает усиление входного сигнала по напряжению.

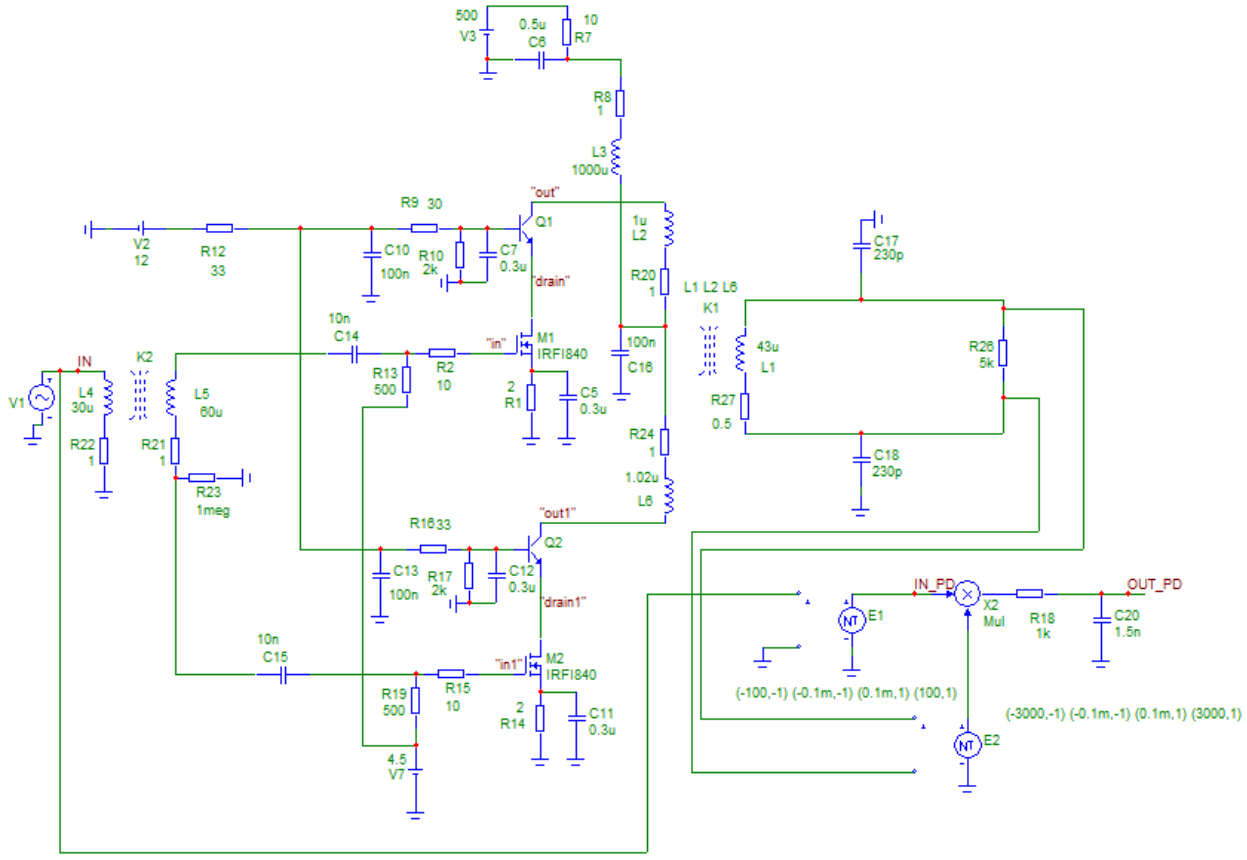


Рис. 1. Модель исследуемого усилителя в программе Micro-Cap

Источник сигнала V1 имитирует гармоническое колебание, которое подается на усилитель с предыдущих каскадов. Резистор R10 и конденсатор C17 образуют цепь обратной связи по постоянному току для транзистора M1, R14 и C11 – для транзистора M2. Напряжение смещения для открытия транзисторов M1 и M2 подается от источника V7 через резисторы R13 и R19. Питание схемы 500В от источника V3 через дроссель L3. Источник питания V3 подает напряжения смещения для транзисторов Q1 и Q2. Данный усилитель работает на симметричную нагрузку R26.

Сигнал с входа и выхода усилителя подается на модель идеального фазового детектора, за счет которого производится измерения сдвига фазы. Он реализован на основе идеального перемножителя сигналов X2 и двух ограничителей амплитуды E1 и E2 [4]. Для данного детектора в той же среде моделирования была получена детекторная характеристика (рисунок 2).

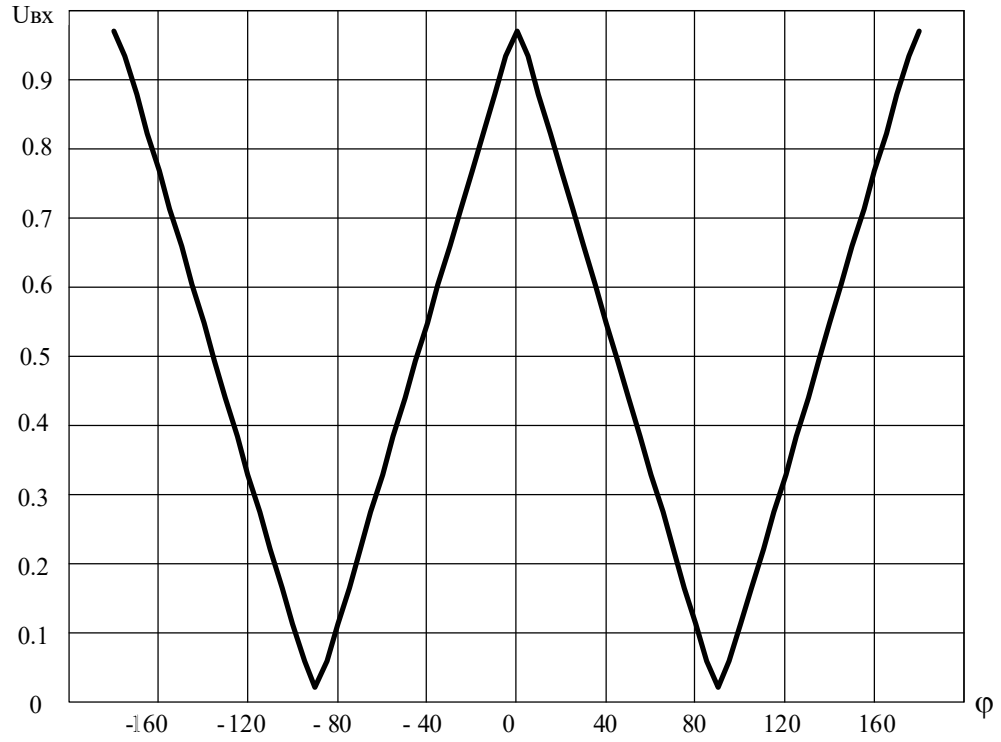


Рис. 2. Детекторная характеристика фазового детектора

Исследование фазовых искажений

Для оценки фазовых искажений, возникающих, в модели усилителя была экспериментально получена зависимость сдвига фазы от амплитуды входного сигнала (рисунок 3). Моделирование осуществлялось на резонансной частоте усилителя 2,23 МГц.

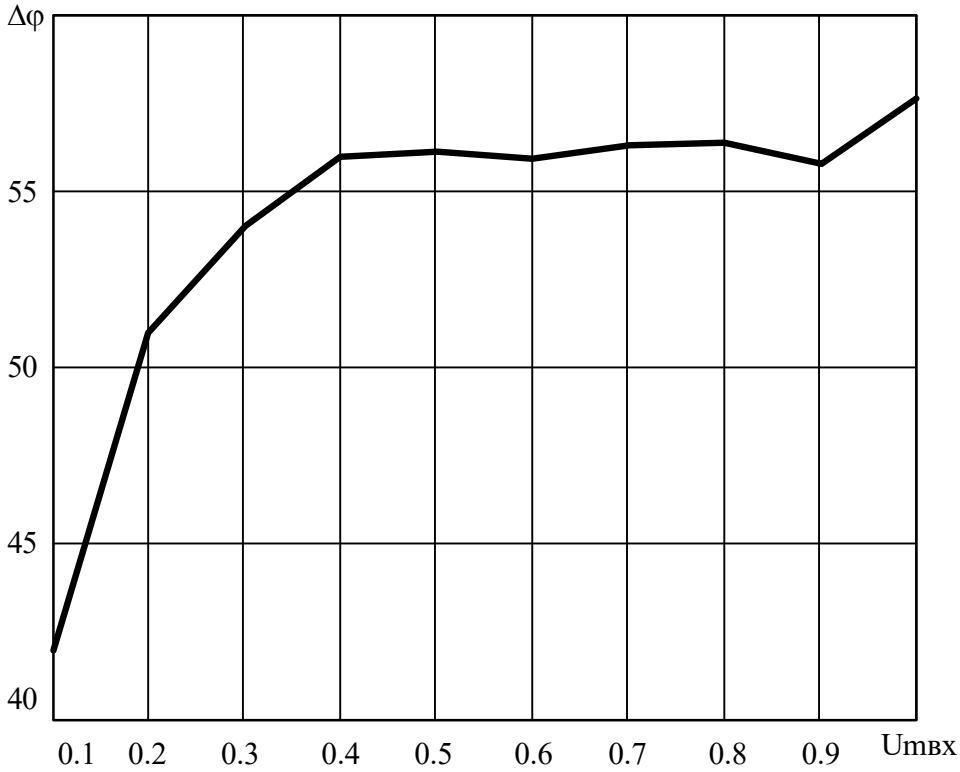


Рис. 3. Зависимость сдвига фазы усиливаемого сигнала в градусах от амплитуды входного сигнала в вольтах

По данному графику можно судить о том, что фазовые искажения носят амплитуднозависимый характер вследствие того, что усилитель работает в нелинейном режиме. С увеличением амплитуды входного сигнала фазовый сдвиг растет. В случае работы усилителя в критическом режиме фазовый сдвиг составил 56 градусов, тогда как при малых амплитудах он находится в диапазоне 42…45 градусов. Таким образом, дополнительный фазовый сдвиг, вносимый усилителем за счет проявления АФК, достигает 14 градусов.

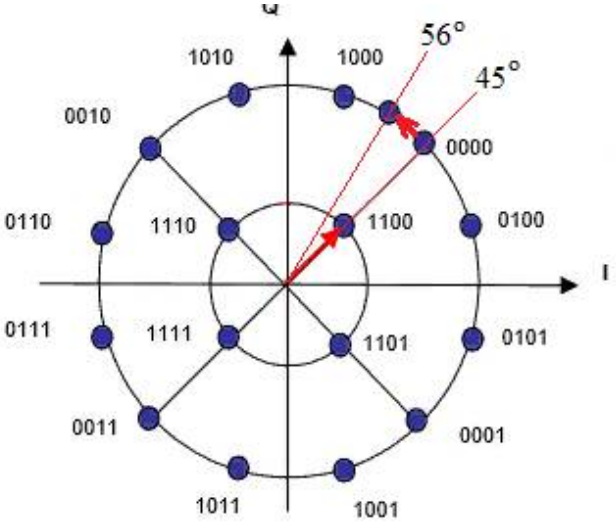


Рис. 4. Смещение точки с большой амплитудой в сигнальном созвездии 16-APSK

В случае применение в передающем устройстве модуляции типа QAM (Quadrature amplitude modulation), APSK (Amplitude and phase-shift keying) или других такие фазовые искажения приведут к смещению сигнальной точки сигнального созвездия. Как можно заметить из сигнального созвездия (рисунок 4 – пример с использованием модуляции вида 16-APSK), при таком фазовом сдвиге точка сигнального созвездия, соответствующая большой амплитуде, значительно смещается относительно своего исходного положения. В конечном итоге, повышается вероятность того, что символ на приемной стороне будет принят неверно, и информация, заложенная в сигнале, не сможет быть восстановлена.

Можно сделать вывод о том, что данный усилитель не всегда может быть применен в радиопередающем устройстве, применяющем M-APSK или M-QAM модуляцию. Явление АФК вносит значительный фазовый сдвиг при больших амплитудах сигнала. Для снижения проявлений АФК необходимо разрабатывать дополнительные меры. В дальнейшем планируется разработка методов по снижению проявления АФК в разрабатываемом усилителе.

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

Библиографический список

1. Грибов Э. Б., Нелинейные явления в приемопередающем тракте аппаратуры связи на транзисторах. М., «Связь», 1971.

2. Крылов Г. М., Пруслин В. З., Богатырев Е. А. и др.; Амплитудно-фазовая конверсия/ Под ред. Г. М. Крылова. - М.: Связь, 1979.- 256 с., ил.

3. Кононенко М.С., Васильев Е.В. Разработка и исследование высоковольтного усилителя мощности передающего устройства // Материалы VII Всероссийской научно-технической конференции «Актуальные проблемы современной науки и производства». – Рязань: РГРТУ, 2022. С 78-83.

4. Якунина А.А., Васильев Е.В. Моделирование явления амплитудно-фазовой конверсии в выходном каскаде радиопередатчика // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2020 [текст]: сб. тр. III междунар. науч.-техн. форума: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2020; Рязань. – С.54 – 57.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.05.07

ФАЗОВЫЕ ШУМЫ В УСТРОЙСТВАХ ИНТЕРНЕТА ВЕЩЕЙ

Д.С. Баулин

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, ybeysa@icloud.com

Аннотация. В работе рассматриваются помехи, влияющие на работу устройств Интернета вещей, в частности фазовый шум. Приводится описание особенностей фазового шума, основные свойства борьбы с ним, а также приведены рисунки какой диапазон частот затрагивает фазовый шум на разновидности стандартов Интернета вещей.

Ключевые слова: фазовый шум, приемное устройство, передающее устройство, Интернет вещей, протокол связи.

PHASE NOISE IN IOT DEVICES

D.S. Baulin

Ryazan State Radiotechnical University named after V.F. Utkin, Russian Federation, Ryazan, ybeysa@icloud.com

Annotation. The paper considers interference that affects the operation of Internet of Things devices, in particular phase noise. A description is given of the features of phase noise, the main properties of dealing with it, and also drawings are given of what frequency range affects phase noise on a variety of Internet of Things standards.

Keywords: Phase noise, receiving device, transmitting device, Internet of things, communication protocol.

В составе любого радиотехнического комплекса всегда неотъемлемой частью будет являться радиоприемное устройство. Структурная схема любого радиочастотного канала содержит: источник информации, устройство передачи информации, передающая антенна, тракт передачи, приемная антенна, радиоприемное устройство.

Рис. 1. Структурная схема передачи информации

Радиоприемные устройства также разделяются на несколько подгрупп: радиовещательные имеющие достаточно простое схемотехническое решение и профессиональные необходимые для работы со сложными процессами, имеют высокую стоимость.

На выходе радиоприемного устройства, возникают помехи и шумы, не связанные с внутренней модуляцией полезного сигнала. Рассматривается два основных типа шумов – естественные и искусственные.

Естественные помехи – помехи, возникающие при тепловом нагреве, а также из-за климатического или природного влияния.

Искусственные помехи – целенаправленное искажение полезного сигнала.

В радиоприемных устройствах, помехи обуславливаются, низкими техническими характеристиками, а в частности, малой чувствительностью и избирательностью, которые являются одними из главных показателей при рассмотрении основных характеристик приемника.

Фазовый шум

В настоящее время, при разработке современных радиолокационных систем и устройств, разработчики используют сложный метод приема большого количества массивов данных с последующей обработкой, для получения возможного максимума информации из сигналов, имеющих малый уровень сигнала или искаженность. Наличие фазового шума ограничивает широкий потенциал приемной системы.

Фазовый шум – представляет собой оценку стабильности любого первичного источника сигнала. Основной проблемой фазового шума обычно связывают со стабильностью или же, наоборот, с нестабильностью частоты сигнала.

Стабильность источника – является важнейшим фактором при оценке способностей генератора, в частности, насколько точно может производиться работа на одной и той же частоте с фиксированным временным интервалом.

В аналоговых системах, полезный сигнал, при помощи модуляции, располагается на удалении от несущей частоты. В системах связи несущая частота преобразуется в более высокую частоту, благодаря вспомогательным элементам, к примеру, конверторам и смесителям. Если рассматривать генератор с большой нестабильностью, то фазовый шум может покрывать область полезного сигнала, что сказывается на отношении сигнал/шум негативно, а

показатель чувствительности и избирательности отрицательно сказывается на работе системы.

Выделяется два основных вида фазовых шума:

1) Долговременная нестабильность частоты, которая может быть определена за достаточно большой промежуток времени.
2) Кратковременная нестабильность частоты, определяется отклонением частоты за считанные секунды.

Изменение частоты за короткое время сильнее влияет на работоспособность системы, когда говорится про обработку большого массива данных за короткий промежуток времени, для извлечения данных с минимальными потерями и искажениями.

В современном мире, благодаря успеху развития в области анализа спектра удается измерить уровень фазового шума. Можно выделить следующие используемые методы: прямое измерение спектра, метод опорного источника (ФАПЧ), а также метод фазового детектора.

Метод прямого измерения спектра является достаточно простым в реализации. Анализатор сигнала подключаем к входу источника сигнала или непосредственно к самому тестируемому устройству, измеряем два основных параметр: спектральную мощность шума генератора при указанной рабочей частоте и мощность несущей, далее определяем отношение двух получивших ранее значения.

Для получения более точных результатов данный метод необходимо модернизировать, коррекциями и поправками.

Метод фазового детектора – здесь реализовывается способ отделения фазового шума от амплитудного. Необходимо добиться разности фаз равной 90°, а выходное напряжение должно соответствовать 0В. Любое отклонение фазы от квадратуры непосредственно связано с отклонением напряжения на выходе детектора. Данный метод разбивается на три широко используемых принципа для измерения фазового шума: метод ФАПЧ, метод частотного дискриминатора и метод гетеродинного цифрового дискриминатора.

Метод опорного источника широко известен как метод фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ). Данный метод реализуется в качестве детектора двойного балансного смесителя, на входы которого подаются опорный и измеряемый сигнал соответственно. Чтобы достичь точного измерения необходимо знать фазовый шум опорного сигнала, либо значение его должно быть минимальным.

Рассматриваемый метод безразличен в отношении к амплитудному шуму. Кроме того, обеспечивает высокую чувствительность на достаточно широком диапазоне отстройки частоты: от 0.1 Гц до 100МГц.

При этом выделяется две основные проблемы:

1) Опорный источник должен иметь достаточно низкий уровень фазового шума, обеспечивая электронную перестройку частоты.
2) Если рассматриваемый сигнал имеет большой разброс по частоте, то опорный генератор должен иметь возможность за короткий промежуток времени перестраиваться в широком диапазоне частот.

При разработке радиоприемного или радиопередающего устройства, важно учитывать наличие фазового шума, он является важным критерием оценивания частотой стабильности любого генератора.

Если рассматривать идеальную модель источника, то она будет выглядеть как идеальная синусоида без отклонений и дополнительных шумов. Если же рассматривать реальную модель устройства, то сигнал на выходе осциллографа будет отличен от идеальной

синусоиды и будет выглядеть в виде «дрожания».

Дрожание достаточно сложно обнаружить при использование современных генераторов с высокими показателями стабильности частоты, но при рассмотрении сигнала в частотной области, фазовый шум будет заметен наличием боковых полос вдоль полезного сигнала.

При создании радиопередающего устройства, важно передать сигнал достаточно стабильным, без отклонения по частоте и наличия дополнительных шумов.

Разберем отдельно влияние фазового шума на передающем устройстве и приемном устройстве (рис. 2).

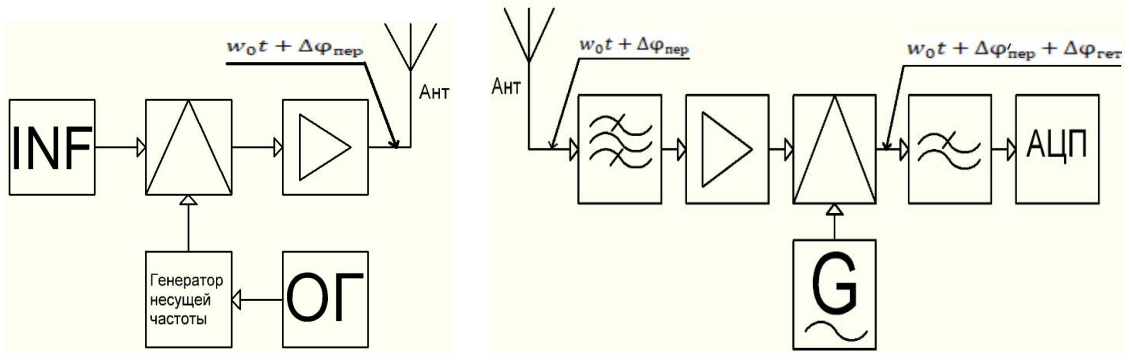


Рис. 2. Влияние фазового шума на радиоприемное и передающее устройство

В современных системах связи, полезные данные передаются при помощи модуляции несущего сигнала. Частота модуляции, может отличаться от рабочей частоты на сотни килогерц. Фазовый шум, возникающий в генераторах передающего устройства, будет усиливаться в последующих каскадах, вместе с рабочим сигналом и может оказывать негативное влияние на работу приемных устройств.

При рассмотрение приемного устройства, частота принимаемого сигнала переносится на более высокую промежуточную частоту при помощи смесителя, если гетеродин в системе связи приема информации имеет низкие характеристики в области стабильности частоты, то наличие фазового шума в радиоприемных устройствах снижает уровень отношения сигнал/шум, которое используется в приемнике с частотно-модулированным сигналом, а также при приеме и обработки информации увеличивается вероятность ошибочного попадания бита данных в цифровых системах передачи данных с фазовой модуляцией.

Если сильные сигналы близки к частоте настройки приемника, то они могут вызвать блокирование шумами на смеситель радиоприемного устройства, что приводит к переносу шума гетеродина в полосу пропускания приемника, тем самым увеличивая собственные шумы, ограничивая чувствительность приемного устройства принимать слабые сигналы.

Любой полезный сигнал на приемной стороне будет содержать фазовый шум, с которым можно бороться и минимизировать до определенного уровня, при этом подавить фазовый шум полностью невозможно.

Фазовый шум также влияет негативно и на радиопередающее устройство. Внеполосный фазовый шум генератора сигнала, усиливается последующими каскадами, а также выходными усилителями мощности до уровня, который сказывается на подавлении при работе с близлежащими радиоприемниками. На рисунках 3-6 приведены графики, показывающие влияние фазового шума на сигналы различные стандарты связи Интернета вещей в спектральной области.

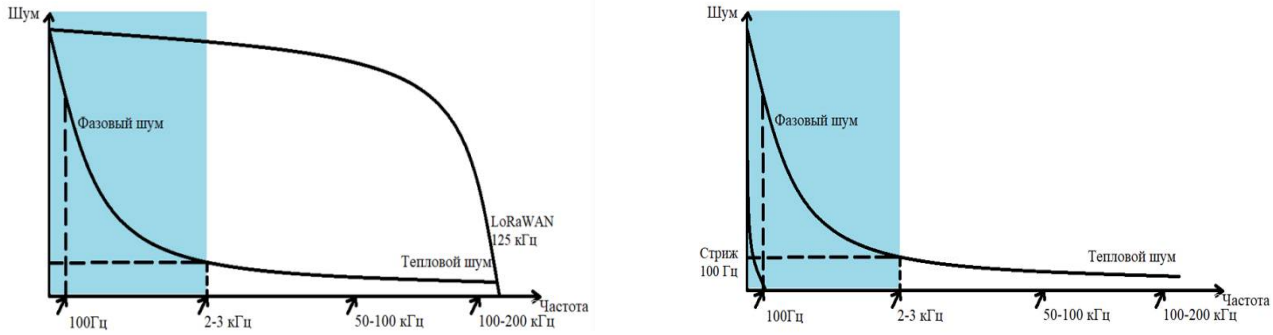


Рис. 3. Влияние шума на протоколы связи LoRa и Стриж

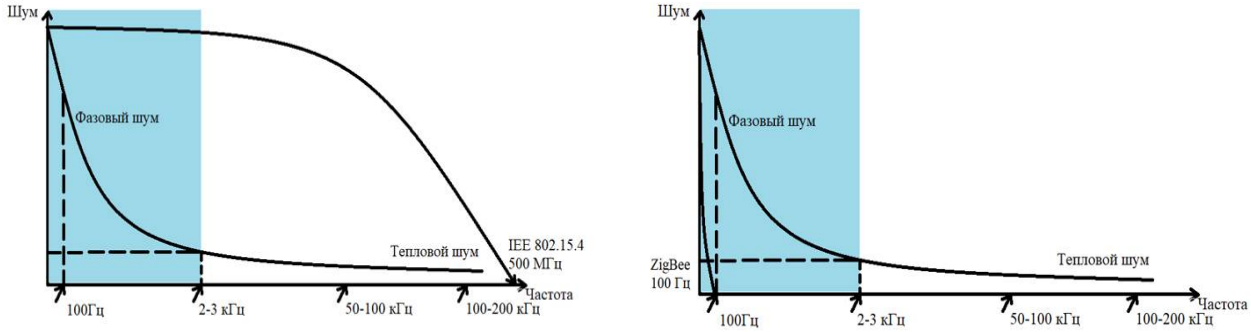


Рис. 4. Влияние шума на протоколы связи ZigBee и IEEE 802.15.4

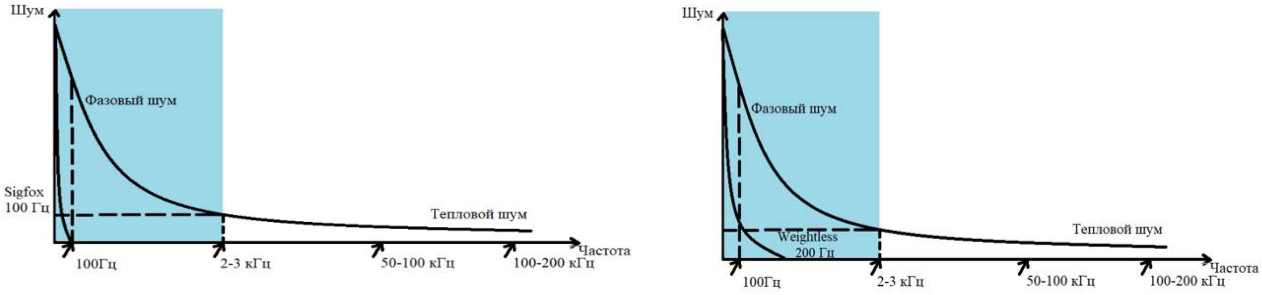


Рис. 5. Влияние шума на протоколы связи SigFox и Weightless

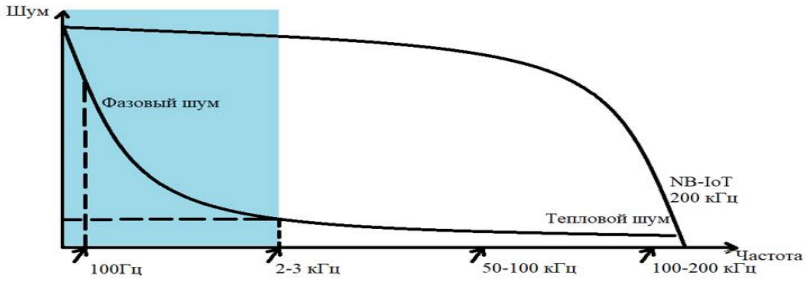


Рис. 6. Влияние шума на протокол связи NB-IoT

Исходя из полученных рисунков можно сделать вывод, что на большинство различных стандартов связи Интернета вещей, влияет фазовый шум, что усложняет схему построения радиоприемных и радиопередающих устройств, требующих больших затрат на разработку снижая наличие фазового шума, для получения хороших характеристик частотной стабильности.

Библиографический список

1. Фазовые шумы КИПиА // sernia.ru URL: https://sernia.ru/training/chto_takoe_fazovyy_shum_/#:~:text=Что%20такое%20фазовый%20шум%3F,амплитудную%20и%20фазовую%20шумовую%20модуляцию. (дата обращения: 16.02.23).

2. Бельчиков Сергей. Фазовый шум: как спуститься ниже –120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы / Сергей Бельчиков // Компоненты и технологии. -2009. -№5. С. 139-146.

УДК 621.389; ГРНТИ 47.03

ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ОСНОВЫ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ИМПУЛЬСНЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ В СИСТЕМЕ ВПРЫСКА ТОПЛИВА

Т.С. Валова

Рязанский государственный медицинский университет имени академика И.П. Павлова, Российская Федерация, Рязань, andrei.valoff@mail.ru

Аннотация. В работе рассматриваются теоретические вопросы использования импульсных преобазователей параметров электрической энергии в системе вспрыска топлива двигателя внутреннего сгорания с целью уменьшения времени срабатывания электромагнитной форсунки.

Ключевые слова: импульсные преобразователи параметров электрической энергии, электромагнитная форсунка, система впрыска топлива.

THEORETICAL FOUNDATIONS OF THE USE OF PULSE CONVERTERS OF ELECTRICAL ENERGY PARAMETERS IN THE FUEL INJECTION SYSTEM

T.S. Valova

Ryazan State Medical University named after Academician I.P. Pavlov, Russian Federation, Ryazan, andrei.valoff@mail.ru

The summary. The paper discusses the theoretical issues of using pulse converters of electrical energy parameters in the fuel injection system of an internal combustion engine in order to reduce the response time of an electromagnetic nozzle.

Keywords: pulse converters of electrical energy parameters, electromagnetic flosunka, fuel injection system.

Массовое использование электроники и электрического оборудования в электрооборудовании автомобиля на сегодняшний день вполне распространенное явление. Тем не менее следует понимать, что нельзя рационально подобрать напряжение бортовой сети одновременно для всех видов систем электрообеспечения автомобиля. Поскольку при пуске двигателя автомобиля в стартере протекает достаточно большой ток, то напряжение бортовой сети сети может снижать от 12 В до 5,5 В.

Дозирование и распределение топлива по цилиндрам двигателя обеспечивает электромагнитная форсунка или инжектор – главный механизм системы впрыска. Конструктивно этот механизм можно представить как гидравлический клапан, приводимый в действие быстодействующим электромагнитом. С позиций электроники инжектор представляет собой последовательный колебательный контур. Клапан форсунки может иметь только два положения: полностью открытое и полностью закрытое. Инжекторы уставливают не только на бензиновых двигателях, но и на дизельных, причем работу современных инжекторов обеспечивает электронная система управления двигателем, которая в соответствии с заложенным в нее алгоритмом в конкретный момент времени обеспечивает подачу напряжения на форсунку. При протекании тока в цепи форсунки возникает электромагнитное поле, которое совер-

шает работу против силы упругости пружины и поднимает якорь с иглой. При этом в открытое сопрло происходит впрыск топливной смеси. После этого ток в цепи форсунки прекращается, электромагнитнрое поле исчезает и якорь и иглой возвращается в исходное место. Вот таким образом работает инжектор.

В идеальных системах время, в течение которого клапан электромагнита открыт, полностью совпадает с длительностью управляющего электрического импульса, подаваемого на обмотку электронной системой управления. Однако реальные системы обладают инерционностью, что обусловлено сопротивление электромагнита и индуктивностью его катушки. Поэтому наблюдается запаздывание при открывании форсунки по отношению ко времени подачи электрического импульса.

На работающем автомобиле в широких пределах изменяются как режимы работы двигателя (частота вращения коленчатого вала, нагрузка, температурный режим), так и режимы работы системы впрыска топлива, а именно электромагнитной форсунки, стабильность показателей которой в основном определяется быстродействием ее клапана. На высоких оборотах двигателя наблюдается нестабильность работы электромагнитной форсунки, обусловленная инертностью электромагнитных систем. Как следствие, наблюдается нестабильность работы двигателя. Именно поэтому в процессе производства быстродействующих электромагнитов главной задачей является уменьшение времени срабатывания и времени отпускания.

Целью нашего исследования является изучение и теоретическое обоснование использования импульсных преобразователей параметров электрической энергии в системе впрыска топлива для уменьшения времени срабатывания электромагнитной форсунки.

Как уже говорилось в реальных системах существует задежка времени срабатывания инжектора по отношению в электрическому импульсу. Обусловлена эта система индуктивностью электромагнита и его сопротивлением. В связи с этимс целью повышения быстродействия можно, например, уменьшать индуктивность, но тогда будет возрастать сопротивление и, как следствие, потебляемый ток. По этой причине увеличение индуктивности не приведет к нужному результату.

Другим способом решения проблемы повышения быстродействия, увеличения времени срабатывания форсунки является подключение к электроным системам постоянного запоминающего устройства, в котором заложены характеристики управления, работающие по определенному закону. Недостатки такого способа очевидны. Дело в том, что каждый двигатель двигатель имеет свои индивидуальные особенности, которые не учтены постоянным запоминающим устройством. Поэтому изменение параметров работы двигателя в процессе его эксплуатации слабо корректируют быстродействие системы и еще более слабо обеспечивают ее помехоустойчивость.

Еще одним способом решения проблемы повышения быстродействия форсунки является подключение дополнительного активного сопротивления последовательно обмотке инжектора. Но при таком способе увеличесние сопротивления дейтсвительно приведет к снижению времени срабатывания, однако это также приведет к уменьшению тока в цепи и, как следствие, к снижению нажедности срабатывания. Тем не менее такой способ является теоретически более приемлемым, поскольку уменьшение силы тока в цепи можно компенсировать, если включить в цепь форсунки повышающий преоразователь напряжения. Конструктивно такое подключение может быть осуществлено так как показано на рисунке 1.

При этом необходимо, чтобы напряжение на форсунке было максимальным именно в момент поступления импульса управления, потому что это позволит обеспечить наибольшую скорость нарастания тока, и, соответственно, уменьшить время срабатывания форсунки [1].

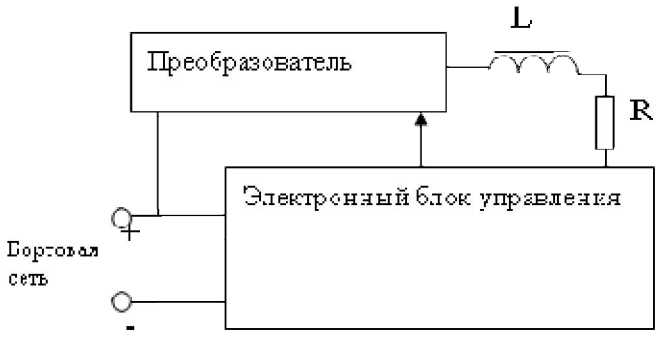
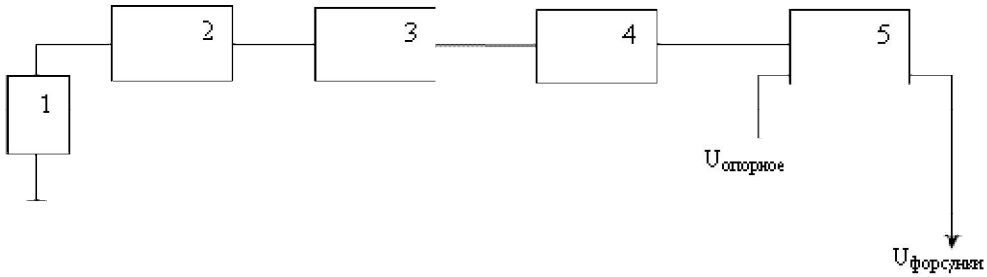


Рис. 1. Подключение форсунки к бортовой сети через преобразователь параметров электрической энергии

Таким образом, регулировать временя срабатывания электромагнитной форсунки возможно, если ее запитывать от напряжения изменяющегося уровня, причем увеличивать напряжение питания необходимо пропорционально увеличению активного сопротивления в цепи форсунки. Именно это позволит снизить время срабатывания и обеспечить надежность работы системы за счет поддержания постоянного установившегося значения тока. В случае применения регулируемого преобразователя параметров электрической энергии возможно управление временем срабатывания электромагнитных форсунок в зависимости от режима работы двигателя внутреннего сгорания.

При увеличении скорости вращения коленчатого вала двигателя внутреннего сгорания уменьшается интервал времени, в течение которого должен быть произведён впрыск топлива. Следовательно, с увеличением скорости вращения коленчатого вала по линейному закону должно уменьшаться время срабатывания электромагнитной форсунки. На рисунке 2 представлена принципиальная электрическая схема блока управления временем срабатывания.



1– датчик импульсов; 2 – формирователь; 3 – ждущий мультивибратор; 4 – схема выделения среднего напряжения; 5 – компаратор

Рис. 2. Электрическая функциональная схема блока управления временем срабатывания

Представленная схема электронного блока управления работает следующим образом. От датчиков импульсов 1 на формирователь 2 поступает определенный сигнал, частота которого пропорциональна скорости вращения коленчатого вала. Формирователь преобразуем полученные сигналы в импульсы прямоугольной формы и передает их на ждущий мультивибратор 3, задача которого сформировать импульсы постоянной длительности. Далее благодаря схеме выделения среднего уровня 4 длительность импульсов преобразуется в определенный уровень напряжения, который будет обратно пропорционально зависеть от скорости вращения коленчатого вала. Затем в компараторе 5 происходит сравнение полученного уровня напряжения с опорным. В случае превышения опорного уровня напряжения на выходе формируется низкий уровень выходного

напряжения, который приходит на вход таймера. Таймер выходит из режима генератора и напряжение перестает увеличиваться. Получается, что данная схема позволяет реализовывать необходимую частотную зависимость и учитывать режим работы двигателя.

Предложенный метод регулирования напряжения в цепи электромагнитной форсунки позволит обеспечить выполнение требований, предъявляемых к системе впрыска топлива. Кроме этого, регулирование напряжения окажет существенное влияние на надежность элементов системы впрыска топлива двигателя внутреннего сгорания [2,3].

Следует обратить внимание на то, что при работе автомобиле происходит сгорание смеси паров бензина и воздуха, а продукты сгорания выводятся в окружающую среду. Среди множества составляющих выхлопных газов содержатся ядовитые для человека и окружающей среды вещества, например, окись углерода, окислы азота, углеводороды. Поэтому остро стоит вопрос оптимизации процесса сгорания топливной смеси. Этого можно достичь совершенствованием работы двигателя внутреннего сгорания, или установкой специальных каталитических нейтрализаторов продуктов сгорания. При этом катализаторы должны соответствовать числу регламентируемых компонентов выхлопа, которые образуются при сжигании нормальной топливно-воздушной смеси, то есть смеси, в которой весовое соотношение бензин/воздух соответствует цифрам 1/14,7. Если состав рабочей смеси двигателя отличался от заявленной, то катализатор начинал работать с меньшей эффективностью, что влекло за собой увеличение токсичности отработавших газов.

Поддерживать оптимальный топливно-воздушный состав смеси при различных режимах работы двигателя должна была также и система впрыска топлива. В этих целях в систему впрыска топлива дополнительно перед катализатором установили датчик содержания кислорода в выхлопных газах. Компьютер системы управления впрыском топлива считывал сигналы датчика и в зависимочти от полученной информации регулировал подачу топлива в двигатель такои образом, чтобы выдерживался необходимый состав топливной смеси.

Такое решение задачи обеспечения экологичности отработавших газов с одной стороны с точки зрения экологии весьма эффективное, но с другой стороны с точки зрения конструкторов автомобилей появилась еще одна проблема. Связана эта проблема с тем, что двигатель работает максимально экономично, если смесь является обедненной или даже переобедненной, то есть при соотношении бензин/воздух 1/25. Но при таком составе смеси катализатор практически не работает.

Использование катализаторов с целью увеличения чистоты выхлопных газов привело к увеличению общего расхода топлива, что в свою очередь привело к увеличению общего объема выхлопных выбрасов. Таким образом круг замыкается.

Однако применение в электронной системе управления двигателем разработанной адаптивной системы впрыска топлива позволяет снизить токсичность отработавших газов.

Таким образом, теоретически установлено, что использование импульсных преобразователей параметров электрической энергии в электронной системе управления двигателем позволяет уменьшить время срабатывания электромагнитной форсунки, что обеспечит более стабильную работу двигателя, особенно на высоких оборотах, и увеличить чистоту отработавших газов.

Библиографический список

1 Сарбаев В.И., Гармаш Ю.В., Валова Т.С. Применение импульсных преобразователей параметров электрической энергии в системе впрыска топлива. - Мир транспорта и технологических машин № 2(45), 2014. – с. 26-32.

2 Сарбаев В.И., Гармаш Ю.В., Валова Т.С. Импульсный преобразователь параметров электрической энергии для системы впрыскивания топлива. - Автомобильная промышленность №3, 2014. – с. 18-20.

3 Сарбаев В.И., Гармаш Ю.В., Валова Т.С. Физические основы регулирования времени срабатывания электромагнитной форсунки. - Электроника и электрооборудование транспорта № 4, 2014. – с. 2-5.

УДК 621.391; ГРНТИ 47.05.17

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ НЕПРЕРЫВНОГО И ДИСКРЕТНОГО MIMO-КАНАЛА С КОДИРОВАНИЕМ АЛАМОУТИ

А.И. Успенский

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

Аннотация. В работе рассмотрены зависимости пропускной способности от типа канала распространения, а также влияние распределения мощности в каналах на пропускную способность MIMO-систем.

Ключевые слова: дискретный канал, непрерывный канал, пропускная способность, пространственно-временное блочное кодирование (STBC).

COMPARATIVE ANALYSIS OF CONTINUOUS AND DISCRETE MIMO CHANNEL WITH ALAMOUTI CODE

A.I. Uspenskiy

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

Abstract. The paper considers the dependence of bandwidth on the type of distribution channel, as well as the effect of power distribution in channels on the throughput of MIMO systems.

Keywords: discrete channel, continuous channel, bandwidth, space-time block coding (STBC).

Одной из главных проблем в области беспроводных систем связи является значительное увеличение скорости передачи данных и повышение качества обслуживания пользователей. Эта проблема особенно актуальна в беспроводных системах связи, работающих в сложных условиях распространения сигналов. Релеевские замирания являются наиболее глубокими и приводят к значительным ошибкам при передаче информации. Ошибки передачи информации можно существенно уменьшить с помощью разнесенного приема или передачи сигналов. Наиболее перспективным является использование антенных решеток на обоих концах линии связи, то есть применение так называемых MIMO систем (Multiple-Input Multiple-Output systems).

При наличии параллельных информационных потоков, каждая из приёмных антенн принимает сумму всех приходящих на неё лучей. Вследствие различных фазовых соотношений между ними интерференционные замирания в различных антеннах оказываются слабо коррелированными, поэтому сигналы в различных антеннах дополняют друг друга и их совместный анализ позволяет существенно повысить верность приема [1].

Пространственная структура MIMO телекоммуникационной системы в 3-х мерном пространстве задана координатами N_{RX} приемных и N_{TX} передающих антенн x_{TXi} , y_{TXi} , z_{TXi} , $i= 1,...N_{TX}$ и x_{RXi} , y_{RXi} , z_{RXi} , $i= 1,...,N_{RX}$, заданных в долях длины рабочей волны в некоторой области обслуживаемой территории.

Для описания MIMO канала в работе используется матрица коэффициентов $\underline{H}$ размерностью $N_{RX} \times N_{TX}$, где N_{TX} – число передающих антенн, N_{RX} – число приёмных антенн. Комплексные канальные коэффициенты h_{ij}, где $i=1,...,N_{RX}$ и $j=1,...,N_{TX}$ характеризуют флюктуации амплитуды и задержку сигнала от j-й передающей антенны при приеме i-й приемной антенной. Канальные коэффициенты являются комплексными, в общем случае коррелированными гауссовскими величинами: $h_{ij} = a_{ij} + jb_{ij}$, где a_{ij}, b_{ij} – гауссовские случайные величины [2].

Шенноновская пропускная способность равна максимальному числу бит, которые можно передать без ошибки за одну секунду и в полосе частот 1 Гц или, что эквивалентно, битовой загрузке символа:

$$C_H = \sum_{k=1}^{K} C_k = \log_2\left(1+\sigma_k^2 \frac{q}{N_{TX}}\right), \quad (1)$$

где $q = Ps/Pn$ – отношение сигнал-шум сигнала. Она определяется только статистическими свойствами федингов и средней мощностью и не зависит от способа помехоустойчивого кодирования данных. Если независимые гауссовские сообщения передаются по нескольким независимым каналам, в которых шумы гауссовские и независимые, то пропускная способность равна сумме пропускной способности каждого из каналов.

Использование специального пространственного кодирования при передаче дает возможность одновременно передавать несколько символов с последующим их разделением при приеме. Схема Аламоути (рис. 1) обеспечивает значительное снижение вероятности ошибочной передачи за счет введения ортогональности по фазе между одновременно передаваемыми сигналами и парами сигналов, последовательно излучаемых каждой антенной.

Входной поток данных разбивается на пары [$\underline{x}_1$, $\underline{x}_2$]. На первом полутактовом интервале символ $\underline{x}_1$ передается через антенну 1, а символ $\underline{x}_2$ передается через антенну 2. На втором полутактовом интервале порядок передачи изменяется: через антенну 1 передается инверсия символа $\underline{x}_2$, а символ $\underline{x}_1$ передается через антенну 2.

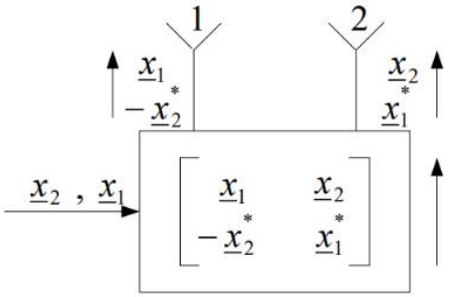


Рис. 1. Структурная схема алгоритма пространственно-временного блочного кодирования Аламоути

Алгоритм можно представить в виде матрицы, где номер строки будет соответствовать номеру передатчика, а номер столбца – номер полутакта передачи. Символ "*" обозначает комплексное сопряжение, необходимое для реализации схем с модуляцией более высокого порядка. Благодаря ортогональности матрицы Аламоути, каждый из этих сигналов передаётся два раза, что даёт значительное уменьшение вероятности битовой ошибки.

В работе будем рассматривать матричное пространственного кодирование и декодирование с наименьшей вероятностью ошибки разделения принятых символов. Примем, что матрица канальных коэффициентов $\underline{\mathbf{H}}$ известна точно на передающей и приемной сторонах.

Для полного разделения сигнальных символов на приемной стороне должно выполняться условие оптимального кодирования и декодирования: $\underline{\mathbf{X}}=\underline{\mathbf{FS}}$, где $\underline{\mathbf{S}}$ – исходный сигнал, являющийся совокупностью независимых гауссовских случайных чисел с постоянной дисперсией, а $\underline{\mathbf{F}}=\mathbf{\Phi}\underline{\mathbf{V}}$ – кодирующая матрица, определяется матрицей ортонормированных векторов $\underline{\mathbf{V}}$, полученной из разложения $\underline{\mathbf{H}}^{\mathrm{H}}\underline{\mathbf{H}}=\underline{\mathbf{V}}\Lambda^{-1}\underline{\mathbf{V}}^{\mathrm{H}}$. Матрица пространственной обработки $\underline{\mathbf{G}} = \Gamma\,\underline{\mathbf{V}}\Lambda^{-1}\underline{\mathbf{V}}^{\mathrm{H}}$. Диагональные матрицы $\Phi = \{\varphi_{ii},\ i = 1,..,N_{TX}\}$ и $\Gamma = \{\gamma_{ii},\ i = 1,..,N_{RX}\}$ задают распределение мощности в передающих и приёмных антеннах по собственным лучам. Отношение сигнал-шум на выходе каждого канального символа равно: $q_{ij} = (\varphi_{ii}^2\,\gamma_{ii}^2\,Pc) / Pn$ [2].

Распределение мощности при передаче, задаваемое матрицей $\underline{\mathbf{\Phi}}$, возможно различными способами: равномерное распределение; распределение мощности оптимальное по критерию минимума среднего квадрата ошибки оценивания сигнального символа; распределение мощности, обеспечивающее минимум вероятности ошибки определения символов, распределение мощности по критерию максимума пропускной способности канала [3].

В ходе проведения исследовательских работ с помощью пакета прикладных программ MatLab, получены зависимости вероятности битовой ошибки приема сигнала и пропускной способности MIMO системы передачи информации при различных конфигурациях канала системы передачи информации. Все зависимости были получены при $N_{TX} = N_{RX} = 2$. Для кодирования информации в дискретном канале применялась двоичная фазовая манипуляция.

Расчёт пропускной способности для непрерывного канала связи. На рисунке 2 представлена зависимость пропускной способности непрерывного канала от отношения сигнал/шум на символ.

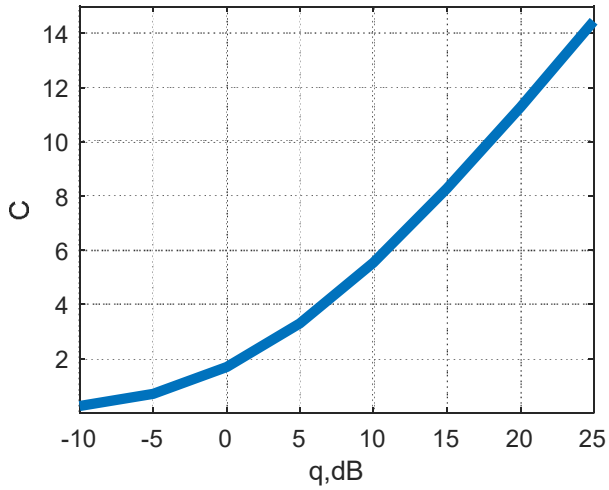


Рис.2. График зависимости пропускной способности от отношения сигнал-шум на символ по мощности для непрерывного канала

Для расчёта пропускной способности использовалось уравнение (1), получена зависимость при $C = \overline{C_н}$. Пропускная способность, рассчитанная для непрерывного канала, равна максимальному числу бит, которые можно передать без ошибки за одну секунду в полосе частот 1 Гц. Она определяется только статистическими свойствами федингов и средней мощностью, и не зависит от способа кодирования информации.

2) *Сравнение вероятности ошибки при передаче данных с использованием одиночного канала и двоичном канала с использованием пространственно-временного блочного кодирования (ПВБК) Аламоути*. На рисунке 3 представлены зависимости вероятности битовой ошибки от отношения сигнашум для одиночного канала и канала по схеме Аламоути.

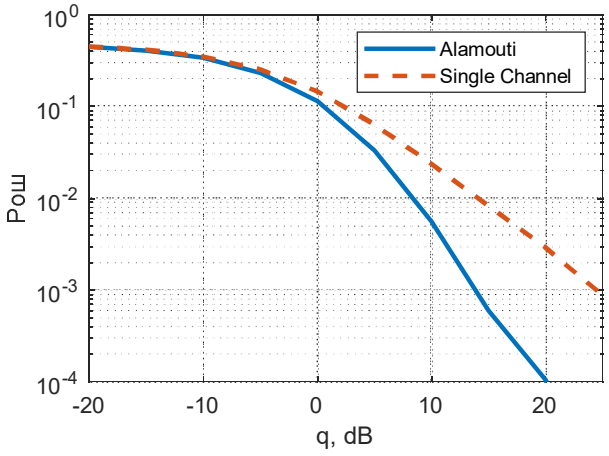
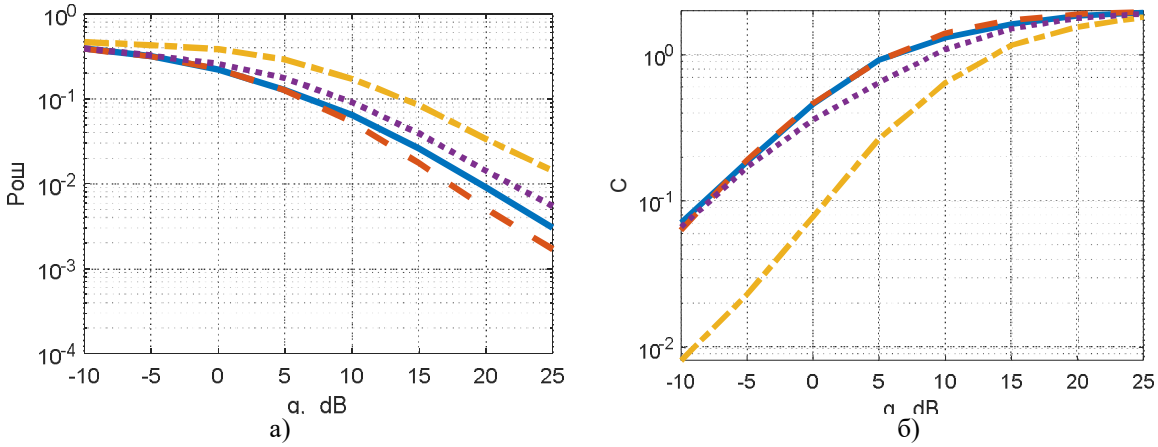


Рис. 3. График сравнения вероятности битовой ошибки при передаче символа от отношения сигнал-шум при использовании одиночного канала и двоичного канала с ПВБК Аламоути

По зависимостям, полученным на рисунка 3 видно, что использование кодирования Аламоути позволяет получить выигрыш в отношении сигнал-шум 12 дБ для вероятности ошибки при передаче бит $P_{ош} = 10^{-3}$.

3) Расчёт вероятности ошибки при передаче информации и пропускной способности дискретного канала с применением кодирования в пространстве собственных лучей при различном распределении мощностей (рис. 4).



а) б)

Рис. 4. Зависимости от отношения сигнал-шум: а) вероятности битовой ошибки при передаче символа, б) пропускной способности для дискретного канала с применением в пространстве собственных лучей при различном распределении мощности;

——— – равномерное распределение мощности в каналах

– – – – распределение мощностей по критерию минимума среднего квадрата ошибки;

–-–-– – распределение мощностей по критерию минимума вероятности ошибки;

• • • • – распределение мощностей по критерию максимума пропускной способности.

В дискретном канале с применением пространственного кодирования, в отличие от гауссовского непрерывного, учитывается вероятность передачи ошибочных бит по каналам связи, а также возможность изменения распределения мощности при передаче сигнала. Пропускную способность дискретного симметричного канала связи можно охарактеризовать с помощью соответствующего уравнения Шеннона:

$$C = [1 + (1 - P_{ош}) \log_2 (1 - P_{ош}) + P_{ош} \log_2 P_{ош}]. \quad (2)$$

Сформулированы следующие выводы:

- Исследование непрерывного гауссовского канала даёт представление, каков теоретически максимальный уровень пропускной способности канала передачи информации.
- Пространственно-временное блочное кодирование обеспечивает значительное разнесение сигналов и повышение скорости передачи информации либо снижение вероятности ошибочной передачи за счет введения ортогональности по фазе между одновременно передаваемыми сигналами и парами сигналов, последовательно излучаемых каждой антенной.
- Применение пространственно-временного кодирования, а также использование различных распределений мощности сигнала при кодировании в пространстве собственных лучей, позволяют уменьшить вероятность ошибок при передаче данных по дискретному каналу, а также увеличить его пропускную способность.

Библиографический список

1. Успенский А.И. Эффективность пространственного кодирования и декодирования MIMO систем передачи информации в пространстве собственных лучей // Новые информационные технологии в научных исследованиях: материалы XXVI Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов; Рязань: ИП Коняхин А.В. (BookJet), 2021, 112-114 с.
2. Паршин Ю.Н., Комиссаров А.В. Оптимизация пространственной структуры и пространственное кодирование в системе связи с искусственной многолучевостью // IV Всероссийская конференция «Радиолокация и радиосвязь» – ИРЭ РАН, 29 ноября - 3 декабря 2010 г, 921-923 с.
3. Kuhn V. Wireless Communications over MIMO Channels: Applications to CDMA and Multiple Antenna Systems – John Wiley & Sons, Ltd. 2006.

УДК 621.373.5; ГРНТИ 47.41

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЖИМА САМОСТАБИЛИЗАЦИИ ВЫХОДНЫХ ПАРАМЕТРОВ В МОЩНОМ АВТОГЕНЕРАТОРЕ

А.С. Богданов, Д.В. Карцев
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, dima.kartsev9959@gmail.com

Аннотация. В работе рассматривается эффект самостабилизации частоты выходных колебаний мощного автогенератора на составном активном приборе, представлены результаты экспериментального исследования различных схем автогенераторных каскадов.
Ключевые слова: автогенератор, самостабилизация, составной транзистор, стабильность частоты.

RESEARCH OF THE WEEKEND SELF-STABILIZATION MODE PARAMETERS IN A POWERFUL AUTOGENERATOR

A.S. Bogdanov, D.V. Kartsev
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, dima.kartsev9959@gmail.com

The summary. The paper considers the effect of self-stabilization of the frequency of output oscillations of a powerful self-oscillator on a composite active device, presents the results of an experimental study of various schemes of self-oscillating cascades.
Keywords: self-oscillator, self-stabilization, compound transistor, frequency stability.

Относительная нестабильность частоты автогенератора (АГ) с резонатором или линией задержки на поверхностных акустических волнах (ПАВ) определяется достаточно сложным выражением и зависит от медленных малых изменений некоторых параметров. Наряду с общеизвестными методами повышения стабильности частоты существует один, вытекающий из специфических свойств составного транзистора (СТ). Дело в том, что СТ проявляет свойства, присущие системе автоматической стабилизации амплитуды автоколебания за счет связи транзисторов VT' и VT" через общую нагрузку. Стабилизация амплитуды автоколебаний безусловно повышает стабильность частоты АГ, поскольку уменьшаются вариации модулей и фаз проводимостей активного прибора АГ, который в случае мощного АГ работает в нелинейном режиме.

Мощный выходной одиночный транзистор (ОТ) структуры СТ, как правило, ставится режим номинальной выходной мощности с температурой перехода, близкой к предельно допустимой, т.е. в достаточно жестком тепловом режиме. Изменение температуры окружающей среды в этих условиях приводит к изменению температуры перехода транзистора и, как следствие, к вариации его крутизны по переходу, его усилительных способностей. Так при увеличении температуры перехода биполярного генераторного транзистора с 50°до 150° крутизна по переходу уменьшается почти на 25% [1].

При предельной температуре перехода транзистора более интенсивно протекают необратимые физико-химические процессы в его кристалле, что является еще одной причиной,

приводящей к уменьшению высокочастотного коэффициента усиления активного прибора АГ, уменьшению амплитуды колебаний в установившемся режиме, изменению частоты.

В низкочастотных СТ, то есть в СТ, в которых существует связь между транзисторами VT' и VT" по постоянному току за счет различных температурных градиентов токов стока и коллектора достигается высокая температурная стабильность режима ГСТ в целом. На нижних частотах часть постоянного тока транзистора VT' поступает в цепь базы транзистора VT ", устанавливая его режим. На высоких частотах из-за проявления инерционных свойств, биполярного выходного ОТ структуры СТ требуется подать на базо-эмиттерный переход последнего запирающее смещение. Поэтому транзисторы ВЧ ГСТ развязываются по постоянному току и указанное преимущество низкочастотных ГСТ не проявляется.

Однако, в АГ на высокочастотном ГСТ также существует механизм, стабилизирующий амплитуду автоколебаний.

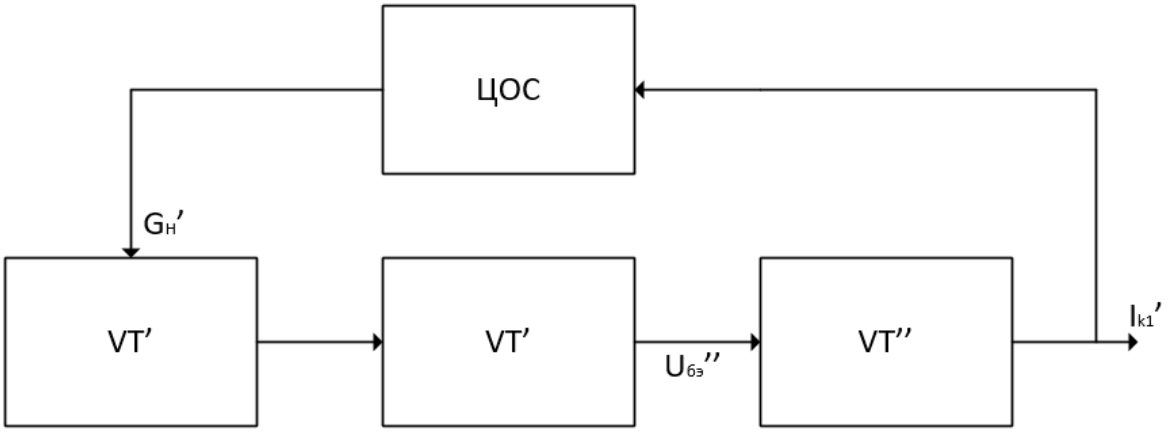


Рис. 1. Статистическая модель системы самостабилизации

Упрощенная статистическая модель (рис.1) состоит из истоковой цепи транзистора VT’, согласующего звена между истоком первого транзистора и базой второго, выходного транзистора и цепи обратной связи.

Статистическая характеристика системы автостабилизации выходных параметров АГ:

$$|H_{21}| = x * \sqrt{\frac{(Ik1'')^3}{P_0 * Ik1'' + y}}$$

Отсюда видно, что для повышения стабильности амплитуды автоколебаний необходимо повышать значение $|H_{21}|$, что выполняется при включении в схему АГ на СТ дополнительного транзистора [2].

Как отмечалось ранее, транзистор VT' распределяет свою выходную мощность между стоковой и истоковой частями нагрузки.

Таким образом, наличие в АГ на СТ связи между транзисторами через общую нагрузку по переменному току приводит к стабилизации в определенных пределах выходного тока и напряжения на нагрузке АГ при воздействии дестабилизирующих факторов, проявляющихся в изменении усилительных свойств мощного выходного биполярного транзистора структуры составного.

В АГ на высокочастотном (ВЧ) СТ осуществляется стабилизация с определенной точностью выходного тока, а, значит, и выходного напряжения на нагрузке, за счет связи между транзисторами, входящими в структуру СТ, через общую для них нагрузку АГ. Эффектив-

ность самостабилизации выходных параметров АГ зависит от усилительных свойств выходного ОТ структуры СТ.

На рисунке 2 представлен макет АГ, выполненного на сдвоенном ВЧ ГСТ (транзисторы VT1и VT2), причем между истоком первого транзистора и базой второго включено корректирующее Т-звено С3, С4, L3. С помощью делителя R1, R2 устанавливается режим работы транзистора VT1. Дроссель L2 обеспечивает протекание постоянного тона истока транзистора VT1. Конденсаторы С1, С8 - разделительные, а конденсаторы С2, С7, С9 совместно с дросселем L4 образуют фильтр по цепи питания. Выходная согласующая цепь АГ состоит из индуктивности L5 и конденсатора С10. Нагрузка АГ - резистор R6, подключается через разъем Х1, разъем Х2 предназначен для контроля частоты автоколебаний. Цепь обратной связи АГ включает в себя резонатор ПАВ BQ1, входной согласующий П-фильтр нижних частот, образованный индуктивностью L1, входной емкостью ВЧ СТ и статической емкостью ВШП резонатора, и резистор R4, задающий уровень мощности, поступающей в цепь обратной связи. Необходимый угол отсечки импульсов коллекторного тока транзистора VT2 устанавливается за счет протекания постоянной составляющей его базового тока через резистор R3, сопротивление которого на порядок и более превосходит активную составляющую входного сопротивления транзистора VT2.

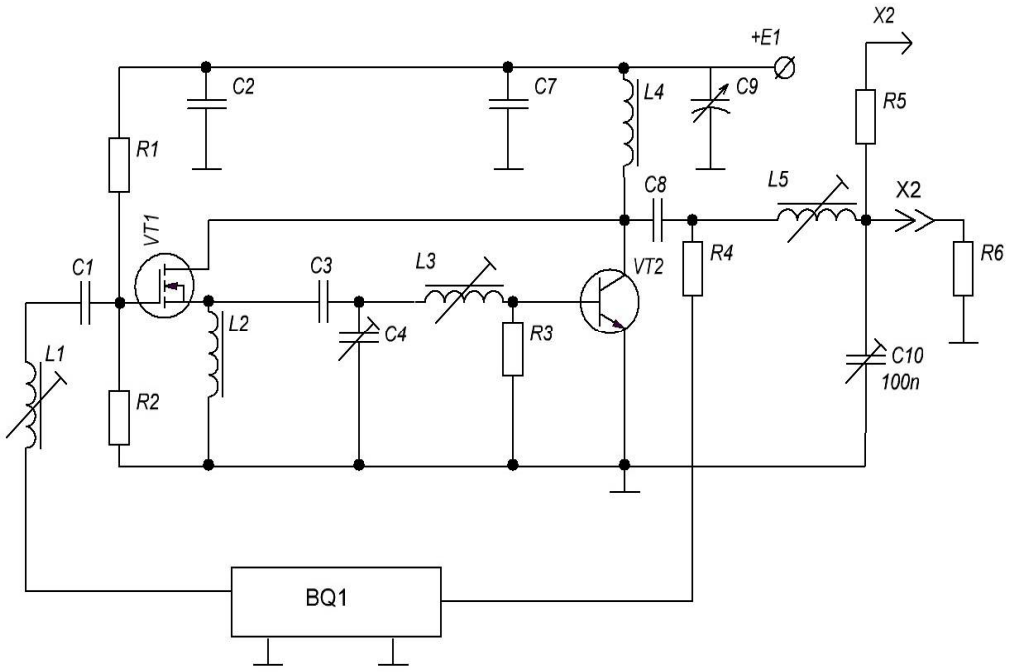


Рис. 2. Схема макета №1

Макет №2 АГ представлен на рисунке 3 и выполнен на ВЧ ГСТ (транзисторы VT1 и VT3) с дополнительным транзистором VT2. Дополнительный транзистор VT2 совместно согласующим Т-звеном на входе (L4, С4 и монтажная емкость контактной площадки, соединяющей выводы элементов L4, С4) и Т-звеном на выходе (L6, L 7, С7) выполняет, наряду с усилением сигнала, функции корректирующего фильтра, включаемого в схеме ВЧ СТ между истоком транзистора VT1 и базой транзистора VT3. Питание выходной цепи дополнительного транзистора VT2 осуществляется через дроссель L5. Назначение остальных элементов схемы аналогично соответствующим элементам схемы по рисунку 2.

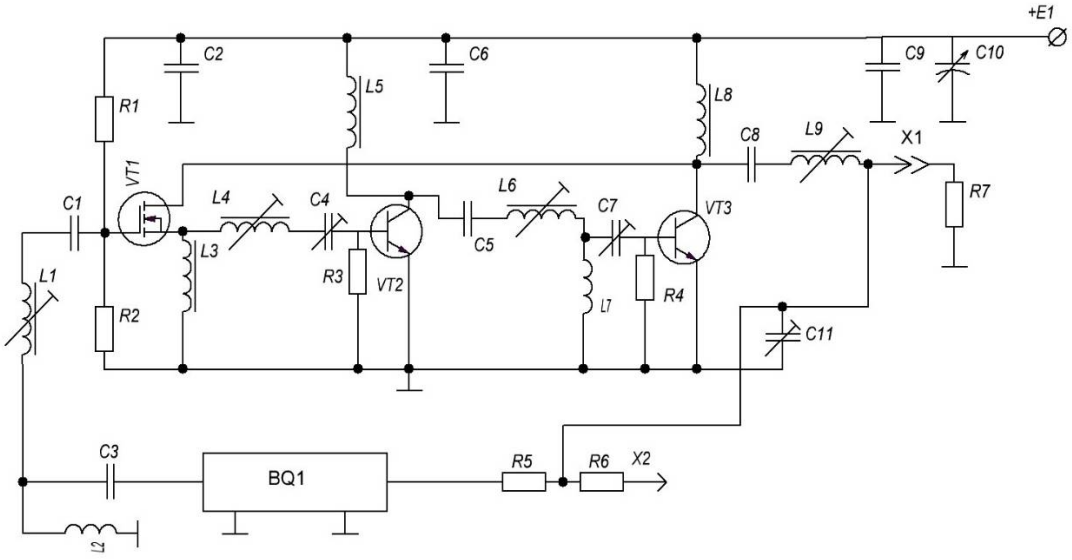


Рис. 3. Схема макета №2

Изменение частоты реального генератора происходит как из-за прямого влияния температуры внешней среды на уход центральной резонансной частоты резонатора ПАВ, так и вследствие изменения амплитуды выходного тока (напряжения), определяющего усредненные по первой гармонике параметры активного прибора АГ [3]. Результаты эксперимента представлены в Таблице 1.

Таблица 1. Результаты исследования эффекта самостабилизации выходных параметров в АГ на ВЧ СТ

Температура перехода выходного транзистора, °С	$U_н$, В	I_0, А	f, МГц	P_0, Вт	$P_н$, Вт	η, %	$\Delta U/U_{ном}$, %	$\Delta f/f_{ном}$
	Макет №2 (E1=20 В)							
20 ($t_{ном}$)	12,5	0,43	150,032	8,60	3,00	34,9	-	-
40	12,3	0,42	150,027	8,40	2,91	34,6	-1,6	$-3{,}33\times10^{-5}$
60	12,0	0,41	150,023	8,20	2,77	33,8	-4,0	$-6{,}00\times10^{-5}$
80	11,6	0,39	150,017	7,80	2,59	33,2	-7,2	$-1{,}00\times10^{-4}$
100	11,0	0,37	150,007	7,40	2,33	31,4	-12,00	$-1{,}67\times10^{-4}$
	Макет №5 (E1=18 В)							
20 ($t_{ном}$)	19,4	0,80	150,002	14,40	7,24	50,4	-	-
40	19,3	0,79	149,999	14,22	7,16	50,3	-0,5	$-2{,}00\times10^{-5}$
60	19,1	0,78	149,996	14,04	7,02	50,0	-1,5	$-4{,}00\times10^{-5}$
80	18,8	0,76	149,992	13,68	6,80	49,7	-3,1	$-6{,}67\times10^{-5}$
100	18,3	0,73	149,984	13,14	6,44	49,0	-5,7	$-1{,}20\times10^{-4}$

Из результатов эксперимента видно, что исследуемые мощные АГ на ВЧ ГСТ с резонаторами ПАВ возбуждаются «мягко» и работают устойчиво. Энергетические показатели исследуемых АГ достаточно стабильны при действии таких дестабилизирующих факторов, как изменения напряжения источника питания, температуры внешней среды. Поддержание постоянства амплитуды выходных колебаний АГ (макет 2) позволяет снизить относительную нестабильность частоты почти в 1,5 раза по сравнению с АГ, выполненным по схеме рис.2 (макет 1), который выполнен на ВЧ СТ без дополнительного транзистора. От генераторов по

схеме рисунка 2 может быть получена мощность от 2 до 3,5 Вт при КПД около 35%. От генераторов по схеме рисунка 3 – соответственно от 6 до 8 Вт при КПД около 52%. Таким образом, включение в схему АГ дополнительного транзистора (VT2 на рисунке 3) позволяет повысить не только стабильность частоты, но и КПД АГ.

Таким образом, экспериментально подтвержден вывод о наличии в высокочастотном СТ механизма самостабилизации выходных параметров, который действует более эффективно при включении в структуру ВЧ СТ дополнительного транзистора.

Это позволяет эксплуатировать мощный выходной транзистор структуры СТ в граничном тепловом режиме и не применять в каскадах мощных АГ на таких СТ мер по термостабилизации режима по высокой частоте, использование которых в мощных АГ приводит к уменьшению коэффициента полезного действия последних.

Библиографический список

1. Шитиков Г.Т. Стабильные автогенераторы метровых и дециметровых волн. - М.: Радио и связь, 1983. - 256 с.: ил.;

2. Судаков Ю.И., Богданов А.С. Мощные автогенераторы с элементами на ПАВ // Стабилизация частоты: Тез. докл. Всесоюзной школы-совещания. М.: ВНИМИ, 1989;

3. Судаков Ю.И., Петров Е.А. Температурная стабильность и КПД мощных кварцевых автогенераторов на гибридных составных транзисторах // Радиотехника. 1988. Вып. 6. с. 38-40;

СЕКЦИЯ «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»

УДК 621.396.49

УЛУЧШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МНОГОКАНАЛЬНЫХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Т.В. Шестакова, Г.Ф. Сорокин
Технический Университет Молдовы,
Республика Молдова, Кишинёв, tatiana.sestacova@sde.utm.md

Аннотация. В статье приводятся результаты работ, являющихся продолжением исследований корреляционных свойств псевдослучайных последовательностей (ПСП), используемых при формировании шумоподобных сигналов в многоканальных системах передачи данных с разделением каналов по форме (коду) сигнала. Проведенный анализ 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, производная функция Уолша, производящая функция.

IMPROVING THE EFFICIENCY OF MULTICHANNEL DATA TRANSMISSION SYSTEMS

T. Sestacova, Gh. Sorocin
Technical University of Moldova,
Republic of Moldova, Chisinau, tatiana.sestacova@sde.utm.md

The summary. The article presents the results of works that are a continuation of the study of correlation properties of pseudo-random sequences (PRS) used in the formation of noise-like signals in multichannel data transmission systems with channel division according to the shape (code) of the signal. The analysis carried out showed that the correlation properties of the derivatives of the Walsh functions used to construct the PRS have significantly 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, Walsh function derivative, generating function.

При разработке и модернизации систем передачи данных всегда исходят из требований повышения их эффективности. С точки зрения эффективного использования временного и частотного ресурсов наиболее эффективными являются многоканальные системы передачи данных с разделением каналов по форме (коду) сигнала. А с точки зрения повышения помехоустойчивости систем передачи данных, то к таким системам относятся системы, которые используют для передачи широкополосные или, как их ещё называют, шумоподобные сигналы (ШПС). Доказано, что таким сигналам присущи такие свойства как высокая устойчивость к узкополосным помехам, возможность работы нескольких абонентов в одном канале связи, скрытность передачи, высокая устойчивость к многолучевому распространению [1, 2, 5, 6].

Шумоподобными сигналами называют такие сигналы, у которых произведение ширины спектра $\boldsymbol{F}$ на длительность $\boldsymbol{T}$ много больше единицы, т.е. база сигнала $\boldsymbol{B}$ равна:

$$\boldsymbol{B = FT >> 1}. \quad (1)$$

В системах связи с ШПС ширина спектра сигнала $\boldsymbol{F}$ всегда много больше ширины спектра передаваемого сообщения. В цифровых системах связи, передающих информацию в

виде двоичных символов, длительность ШПС и скорость передачи информации R связаны соотношением $T = 1/R$. Поэтому база ШПС равна

$$B = F/R \tag{2}$$

и характеризует расширение спектра ШПС относительно спектра передаваемого сообщения.

Следует отметить, что сама информация может быть введена в широкополосный сигнал несколькими способами. Наиболее известный способ заключается в наложении информации на широкополосную модулирующую кодовую последовательность, которая потом модулируется несущей для получения широкополосного шумоподобного сигнала (ШПС). Узкополосный сигнал умножается на псевдослучайную последовательность (ПСП) с периодом T, состоящую из N бит длительностью τ_0 каждый. В этом случае база ШПС численно равна количеству элементов ПСП.

Этот способ пригоден для любой широкополосной системы, в которой для расширения спектра высокочастотного сигнала применяется цифровая последовательность.

Приём ШПС, как, впрочем, и любых других сигналов осуществляется с помощью оптимальных приёмников, минимизирующих вероятность ошибки. Известно, что структура оптимального приёмника зависит от вида модуляции, а также от того, какое количество параметров сигнала известно в точке приёма (когерентный или некогерентный приём и т.п.). Однако в любом случае в состав оптимального приёмника входит коррелятор или согласованный фильтр и решающее устройство.

Приёмник сравнивает полученную кодовую последовательность с точной ее копией, хранящейся в памяти. Когда он обнаруживает корреляцию между ними, то переходит в режим приёма информации, устанавливает синхронизацию и начинает операцию декодирования полезной информации. Любые частичные корреляции могут привести к ложному срабатыванию и нарушению работы приёмника, вот почему кодовая последовательность должна обладать хорошими корреляционными свойствами.

Автокорреляционная функция дискретных сигналов вычисляется по формуле:

$$R_u(n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} u_j u_{j-n}, \tag{3}$$

где n – целое число, положительное, отрицательное или нуль.

Амплитуды боковых пиков АКФ могут иметь различные значения в зависимости от структуры сигнала, но у сигналов с “хорошей” корреляцией они должны быть минимальными, т.е. существенно меньше амплитуды центрального пика. Отношение амплитуды центрального пика к максимальной амплитуде боковых выбросов называют коэффициентом подавления. Изучение АКФ играет важную роль при выборе кодовых последовательностей с точки зрения наименьшей вероятности установления ложной синхронизации.

Взаимная корреляционная функция (ВКФ) между двумя дискретными сигналами вычисляется по формуле:

$$R_{uv}(n) = \sum_{j=-\infty}^{\infty} u_j v_{j-n}, \tag{4}$$

Однако, из обобщенной формулы Рэлея следует что скалярное произведение двух сигналов с точностью до постоянного множителя $1/2\pi$ равняется скалярному произведению их спектральных плотностей. ВКФ будет равняться нулю при любых сдвигах τ, если сигналы являются ортогональными. Однако в силу линейности преобразования Фурье, это возможно только если произведение спектральных плотностей обеих сигналов $U(\omega)V^*(\omega) = 0$ на всей оси частот. Равенство нулю ВКФ означает, что два сигнала ортогональны при любых τ только

в том случае, если их спектры не перекрываются. Однако в многоканальных системах с разделением каналов по форме (коду) сигнала этого достичь невозможно, так как абоненты могут передавать информацию одновременно в одной и той же полосе частот. Следствием этого является возникновение помехи множественного доступа, т.е. ненулевого отклика приемника k-го пользователя на сигналы других абонентов [1, 6, 7]. Следовательно, для уменьшения уровня помехи множественного доступа необходимо выбирать такие кодовые последовательности, у которых ВКФ минимальны.

Таким образом, наиболее важный параметр применяемых ПСП, которые используют для получения ШПС - их корреляционных свойства. Причем от выбора двоичных кодовых последовательностей, т.е. от их корреляционных свойств, зависит помехозащищенность и помехоустойчивость всей информационной системы в целом. Кроме того, кодовая последовательность должна быть хорошо сбалансирована, то есть количество биполярных символов в ней должно быть примерно одинаковым. Последнее требование важно для исключения постоянной составляющей информационного сигнала.

Корреляционные функции сложных шумоподобных сигналов определяются корреляционными функциями (КФ) кодов расширения [2, 4]. Поэтому при рассмотрении КФ сложных сигналов достаточно анализировать корреляционные функции кодов расширения.

К дискретным сигналам с наилучшей структурой АКФ можно отнести сигналы (коды) Баркера [1, 9]. Эти сигналы обладают уникальным свойством: независимо от числа позиций N в кодовой комбинации значения АКФ, вычисляемые по формуле (3), при всех $n \neq 0$ не превышают единицы. В то же время энергия этих сигналов, т.е. величина $R_u(0)$, численно равна N. Известно всего семь сигналов Баркера, самый сложный из них состоит из 13 символов и имеет отношение высоты главного пика АКФ к боковым равное 13. Это свойство позволяет надежно обнаруживать такой сигнал при отношениях сигнал/помеха С/П <1. В частности, данные коды используются в системах с расширенным спектром стандарта IEEE 802.11.

Для повышения помехоустойчивости системы связи необходимо использовать ПСП большей длины чем коды Баркера, значительную часть которых образуют М-последовательности.

Последовательностями максимальной длины или М - последовательностями называются последовательности, формируемые регистрами сдвига с линейной обратной связью и имеющие период $L = 2^n - 1$, где n – длина регистра. Наиболее важная особенность М - последовательностей состоит в том, что их периодическая автокорреляционная функция является оптимальной в классе возможных автокорреляционных функций двоичных последовательностей длиной $L = 2^n - 1$. Оптимальность здесь понимается в смысле минимума максимального значения боковых выбросов автокорреляционной функции. Именно хорошие автокорреляционные свойства М - последовательностей и простота их формирования обусловили широкое их применение в системах связи [2, 3].

К дискретным сигналам с наилучшей структурой ВКФ можно отнести функции Уолша [8]. Функции Уолша формируются из функций Радемахера с помощью следующего соотношения:

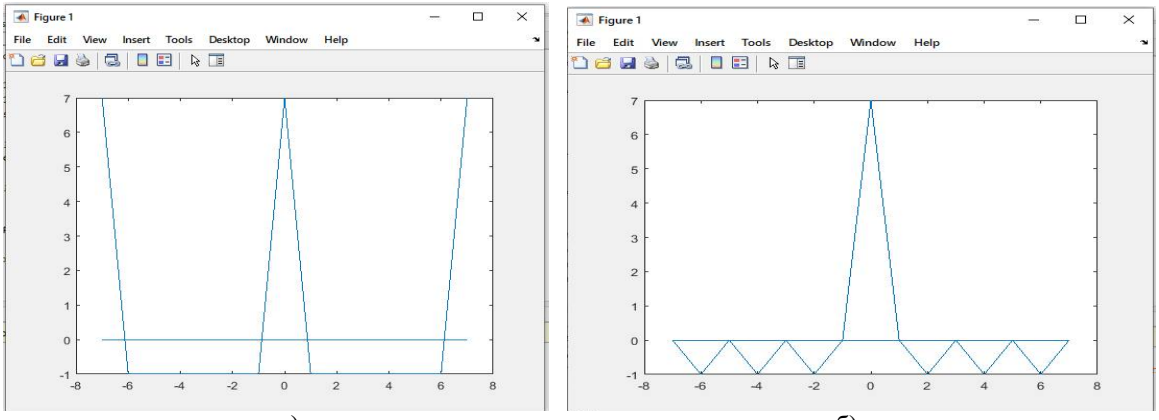
$$wal_0(\theta) \equiv 1, wal_n(\theta) = \prod_{k=1}^{m} [rad_k(\theta)]^{n_k}, \quad (5)$$

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.

С целью улучшения корреляционных свойств функций Уолша применяют так называемые производные системы сигналов Уолша [2, 9]. Производным называют сигнал, который получается в результате поэлементного (посимвольного) перемножения двух сигналов – исходного и производящего. Система, составленная из производных сигналов, называется производной.

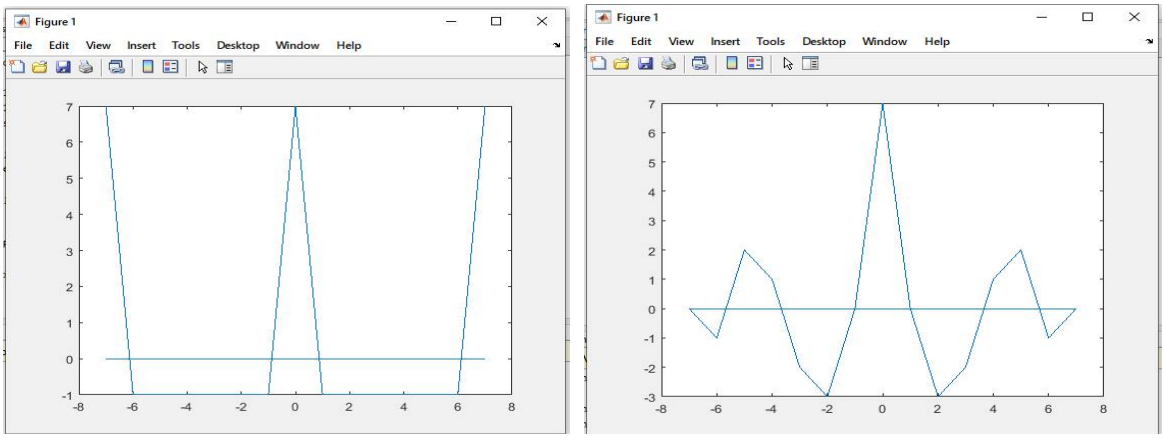
В качестве производящего сигнала выбирают такой сигнал, чтобы производная система обладала хорошими корреляционными свойствами.

Рассмотрим корреляционные свойства производных функций Уолша, если в качестве производящих функций возьмём 7-ми разрядный код Баркера (ПСП1) и М – последовательность с порождающим полиномом $\boldsymbol{f(x) = x^3 \oplus x \oplus 1}$ (ПСП2). На рисунках 1 и 2 представлены графики периодических (ПАКФ) и апериодических (ААКФ) автокорреляционных характеристик производящих функций.



а) б)

Рис. 1. ПАКФ (а) и ААКФ (б) производящей функции ПСП1

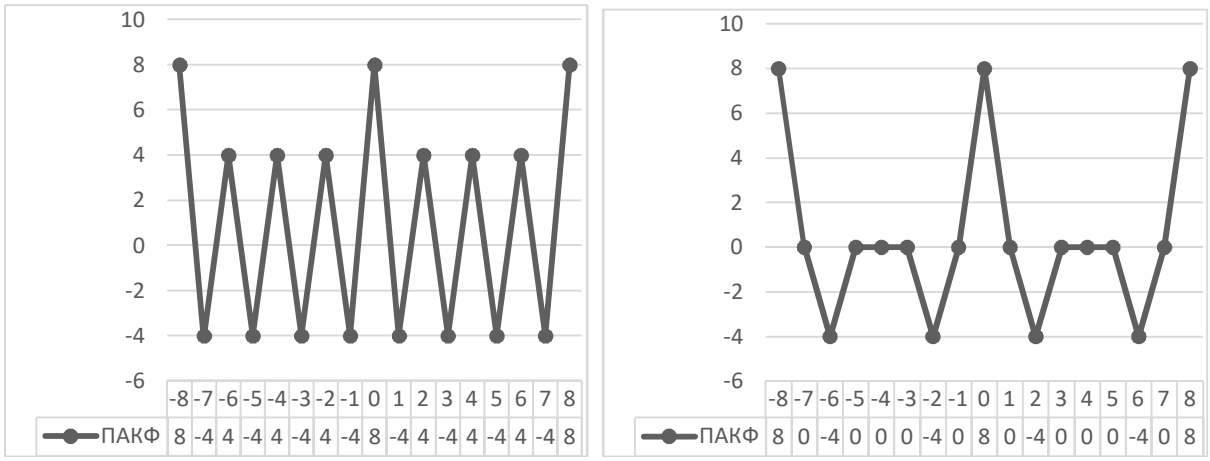


а) б)

Рис. 2. ПАКФ (а) и ААКФ (б) производящей функции ПСП2

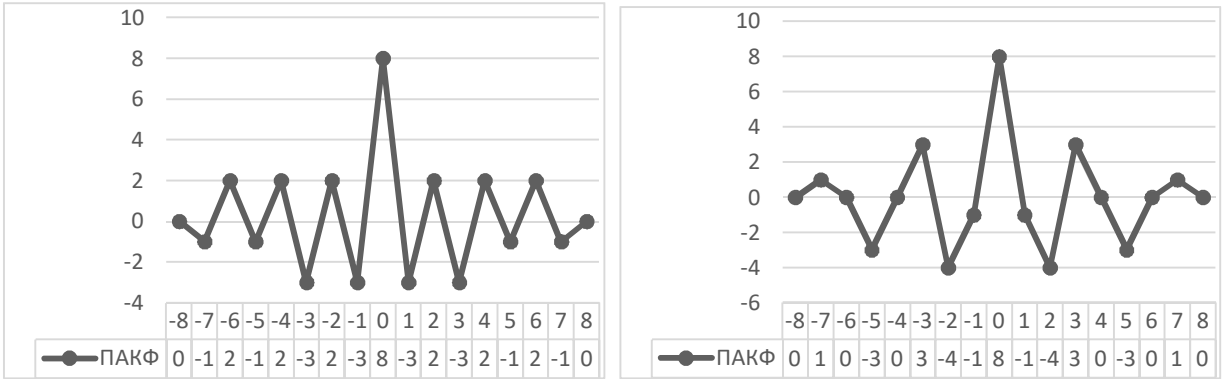
Как видно из рисунков 1 и 2 корреляционные характеристики ПСП1 и ПСП2 имеют одинаковые ПАКФ и отличающиеся ААКФ – коэффициент подавления у первой ААКФ равен 7, у второй – 2,33.

Рассмотрим, какой вид будут иметь корреляционные характеристики производных функций Уолша в зависимости от типа производящей функции (для анализа выберем 3 и 5 производные функции Уолша, как наиболее сбалансированные ПСП).



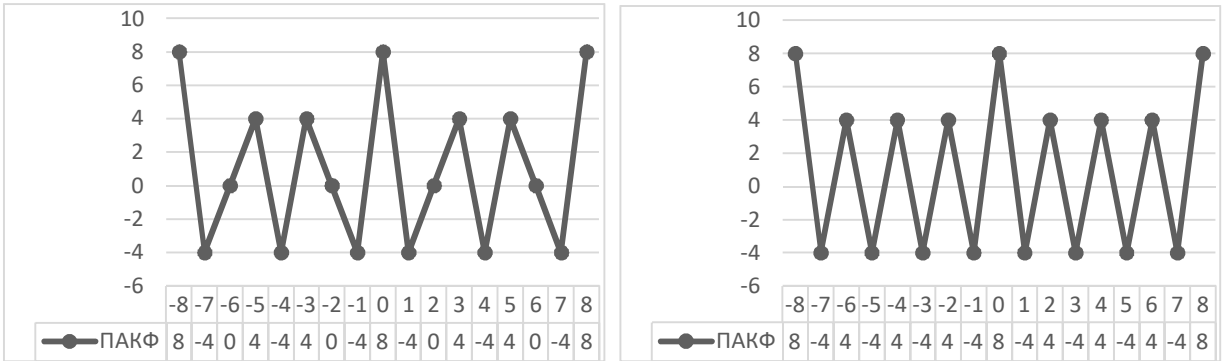
а) б)

Рис. 3. ПАКФ 3-й (а) и 5-й (б) производных функций Уолша с производящей функцией ПСП1



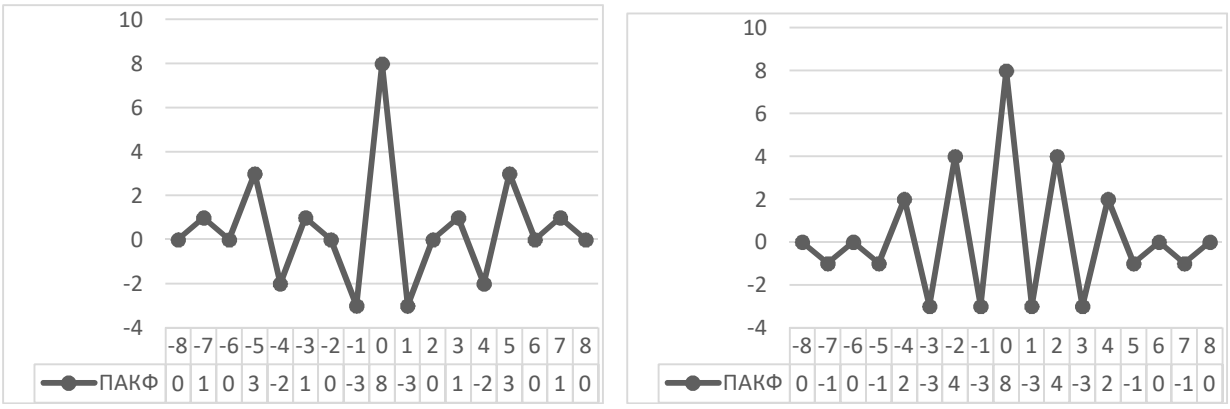
а) б)

Рис. 4. ААКФ 3-й (а) и 5-й (б) производных функций Уолша с производящей функцией ПСП1



а) б)

Рис. 5. ПАКФ 3-й (а) и 5-й (б) производных функций Уолша с производящей функцией ПСП2

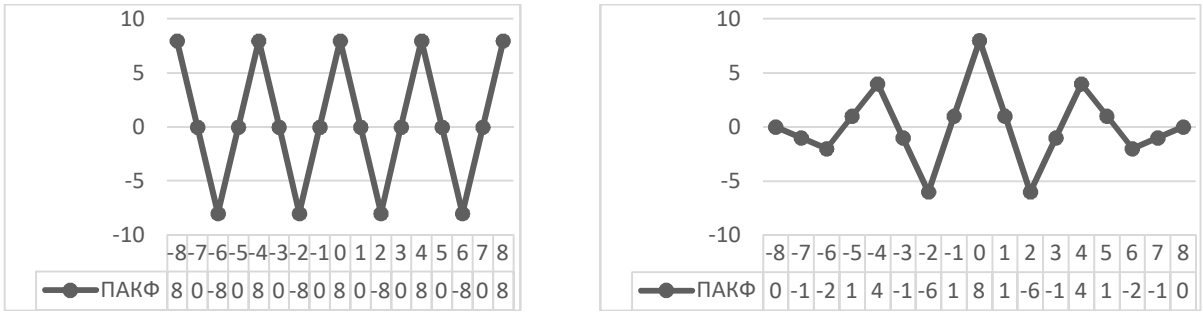


а) б)

Рис. 6. ААКФ 3-й (а) и 5-й (б) производных функций Уолша с производящей функцией ПСП2

Из рисунков 3,…, 6 видно, что корреляционные характеристики производных функций Уолша зависят от типа производящей функции. Корреляционные характеристики производных функций Уолша с производящей функцией в виде 7-ми разрядного кода Баркера (ПСП1) имеют несколько лучшие характеристики. Это связано с тем, что код Баркера имеет лучшие корреляционные характеристики (рис. 1).

В качестве примера рассмотрим какие корреляционные характеристики имеет 3-я исходная функция Уолша (рис. 7).

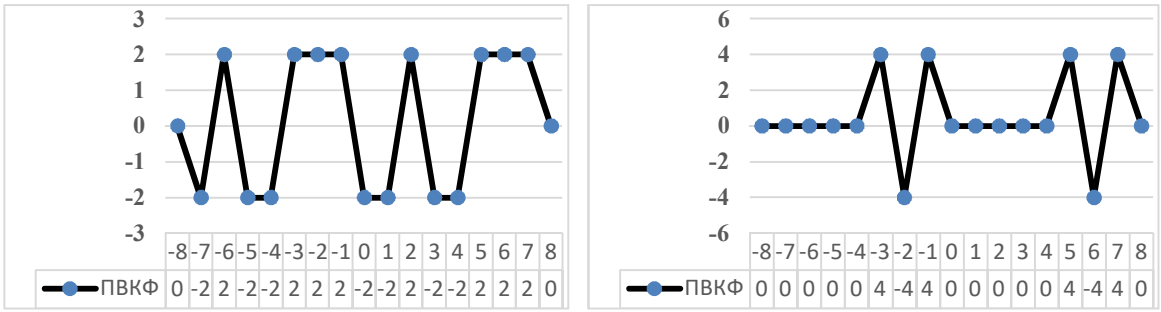


а) б)

Рис. 7. ПАКФ (а) и ААКФ (б) 3-ей **исходной** функции Уолша

Как видно из рисунка 7, корреляционные характеристики 3-й ***исходной*** функции Уолша имеют значительно худшие параметры, чем у 3-ей ***производной*** функции Уолша.

Рассмотрим какой вид имеют взаимные корреляционные характеристики (ПВКФ) рассмотренных выше производных функций Уолша (рис. 8).

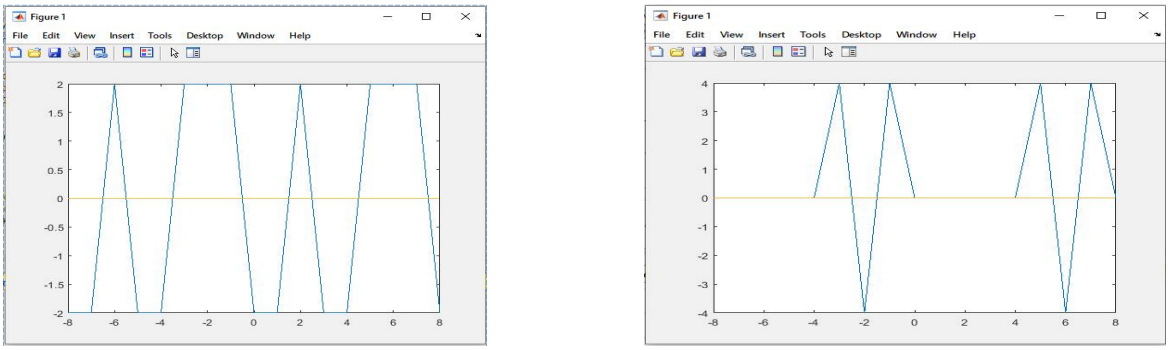


а) б)

Рис. 8. ПВКФ 3-ей и 5-ой **производных** функций Уолша: а) – ПСП1; б) – ПСП2

Как видно из графиков ПВКФ (рис. 8), рассмотренные производные функции Уолша обладают удовлетворительными взаимными корреляционными свойствами. ВКФ 3-ей и 5-ой производных функций Уолша с производящей функцией ПСП1(7-ми разрядный код Баркера) обладает лучшими ВКФ, чем с производящей функцией ПСП2 – имеют меньший диапазон экстремальных выбросов (± 2). Хотя вторая имеет больший диапазон экстремальных выбросов (±4), но меньшее общее их количество. Рассмотренные производные функции Уолша можно использовать в системах с кодовым разделением каналов с применением решающих устройств, не реагирующих на выбросы ВКФ в указанных пределах.

Рассмотренные выше производные функции Уолша были проанализированы в среде Matlab с помощью генераторов ПСП производных функций, собранных из блоков библиотеки Simulink. Результаты моделирования подтвердили полученные выше результаты (рис. 9).



а) б)

Рис. 9. ПВКФ 3-ей и 5-ой производных функций Уолша: а) – ПСП1; б) – ПСП2

Заключение

Анализ корреляционных свойств, исследованных выше широкополосных сигналов, позволяет сделать следующие выводы:

1. Автокорреляционные функции ***производных*** функций Уолша имеют значительно лучшие характеристики, чем АКФ ***исходных*** функций Уолша.
2. ***Исходные*** функции Уолша имеют хорошие взаимные корреляционные функции – функция взаимной корреляции между двумя различными функциями Уолша равна нулю, но только при нулевом сдвиге. ВКФ производных функций Уолша не равна нулю, но не зависит от временных сдвигов.
3. При использовании ***производных*** функций Уолша необходимо учитывать выбросы АКФ и ВКФ, т.е. принимать специальные меры для устранения их влияния на синхронизацию при приёме и на увеличение уровня помехи множественного доступа.
4. Корреляционные свойства ***производных*** функций Уолша зависят от типа ***производящей*** функции. Хотя ПАКФ производящих функций ПСП1 и ПСП2 имеют одинаковый вид, но производные функции Уолша имеют разные корреляционные характеристики, т.е. вид корреляционных характеристик производных функций Уолша зависят ещё от структуры производящей функции – порядка следования биполярных символов в ПСП.
5. Использование производных функций Уолша с определённой структурой производящей функции, в качестве кодов расширения, позволяет повысить помехозащищённость системы, обеспечить хорошую защиту от несанкционированного доступа и улучшить электромагнитную совместимость с соседними радиотехническими системами.
6. Результаты моделирования подтвердили корреляционные свойства исследуемых 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., Скляренко. Функции Уолша и их приложения. – Владимир; Изд-во ВлГУ, 2012. – 35 с.
9. 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 621.371.391.1; ГРНТИ 49.46.01

ЭНЕРГЕТИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПОДВОДНОГО БЕСПРОВОДНОГО ОПТИЧЕСКОГО КАНАЛА НА РАЗНЫХ ДЛИНАХ ВОЛН

Л.В. Аронов

Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, LVArronov@yandex.ru

Аннотация. Рассчитан энергетический бюджет подводного беспроводного оптического канала передачи данных, предназначенного для трансляции потоков видеоданных в реальном масштабе времени. Проанализировано использование в составе оптических передатчиков лазерных светодиодов мощностью 0,08-0,1 Вт и длинами волн 445, 473, 515 и 660 нм. Показано что в воде типа «прозрачное море» 445нм лазер даёт существенный энергетический выигрыш, а по мере замутнения воды зависимость принятой мощности от расстояния уменьшается.

Ключевые слова: подводный оптический канал передачи информации, оптическая связь, беспроводной оптический канал, подводная связь, оптические линии связи.

UNDERWATER WIRELESS OPTICAL CHANNEL ENERGY CHARACTERISTICS AT DIFFERENT WAVELENGTHS

L.V. Aronov

V. F. Utkin Ryazan State Radioengineering University, Russian Federation, Ryazan, LVArronov@yandex.ru

Abstract. An underwater wireless optical data transmission channel energy budget intended for broadcasting streams of video data in real time has been calculated. The use of laser LEDs with a power of 0.08-0.1 W and wavelengths of 445, 473, 515 and 660 nm as part of optical transmitters is analyzed. It is shown that the 445nm laser in water of the "clear sea" type gives a significant energy gain, and as the water becomes cloudy, the dependence of the received power on the distance decreases.

Keywords: underwater optical wireless communication channel, optical wireless communication, free space optic, underwater communication, optical communication line.

Введение

Подводный беспроводный оптический канал связи на основе полупроводникового лазера является одним из способов повышения мобильности автономных необитаемых подводных аппаратов (АНПА), сенсорных систем и различных роботизированных платформ. Выбор канал обосновывается его свойствами, в отличии от традиционного для подводной среды от гидроакустического канала, оптический способен обеспечить возможность передачи видеоизображений в реальном масштабе времени с четкостью не ниже стандартной 720x480@15. При это обеспечиваются небольшие габариты, энергопотребление, высокая защищенность от шумов и помех, относительная широкополосность [1]. Это позволяет передавать видеопотоки с бортовых камер АНПА на пункт управления, а также осуществлять широкополосную передачу данных с датчиков сенсорных сетей. Применение подводных беспроводных оптических каналов связи позволяет существенно расширить возможности по освоению Мирового океана, в том числе при ведении геологоразведки на континентальном шельфе, прокладки инженерных коммуникаций, обеспечение безопасности подводных нефте- и газопроводов, ведении научно-исследовательской деятельности и т.д.

Особенностями подводного беспроводного оптического канала передачи данных являются: значительные потери мощности, достигающие нескольких дБ/м, мутность среды распространения (энергия теряется как за счёт поглощения. так и за счёт рассеяния), сложный характер распространения волн оптического диапазона и др.

Целью исследования является провести анализ подводного беспроводного оптического канала передачи данных для воды с различной замутнённостью при использовании полупроводниковых лазеров с разной длиной волны.

Теоретическая часть. Расчёт дальности и скорости передачи данных

В начале расчета дальности действия канала передачи данных необходимо определить его энергетический бюджет. Ослабление оптического излучения в морской воде носит сложный характер и зависит от ряда факторов. Поглощение происходит в молекулах воды и на частицах взвесей, а рассеяние имеет смешанный характер, обусловленный как Релеевским молекулярным рассеянием, так и Ми-рассеянием на частицах взвесей различных размеров [2]. Кроме того, в расчёте должно быть учтено расхождение лазерного луча. вызванное рассеянием на частицах [3].

Принятая фотоприёмником мощность $P_{ПрМ}$, поступающая на чувствительную площадку фотодетектора, учитывает коэффициенты передачи приёмной и передающей оптических систем, а также геометрические потери [4]:

$$P_{ПрМ} = P_{ПрД} \frac{D_{ПрМ}^2}{\left(D_{ПрД} + 2L_m \cdot tg\left(\theta_{div}\right)\right)} 10^{\left(-\frac{c_{дБ}(\lambda) L_m}{10}\right)} \tau_{ПрД} \tau_{ПрМ}, \quad (1)$$

где $P_{ПрД}$ – мощность излучения оптического передатчика, Вт;

$D_{ПрМ}$ – диаметр приемной апертуры, м;

$D_{ПрД}$ – диаметр передающей апертуры, м;

L_m – расстояние между приемником и передатчиком, м;

θ_{div} – угол рассеяния лазерного излучения в морской воде, °;

$c_{дБ}\left(\lambda\right)$ – суммарный коэффициент ослабления, дБ/м;

$\tau_{ПрД}$ – коэффициент передачи передающей оптической системы;

$\tau_{ПрМ}$ – коэффициент передачи приёмной оптической системы.

Пороговая мощность (чувствительность) $P_{ПОР}$ светового потока на фоточувствительной площадке фотодетектора, в качестве которого выступает фотодиод) ограничена темновым током и определяется по формуле:

$$P_{ПОР} = I_D \big/ S_Ф , \tag{2}$$

где I_D – темновой ток фотодиода, А;

$S_Ф$ – первичная чувствительность фотодиода, А/Вт.

В реальных цифровых системах передачи данных предельная дальность связи определяется, как расстояние, на котором обеспечивается вероятность битовой ошибки (BER) не более установленного значения. В системах передачи видеоизображений, предназначенных для передачи потоков видеоданных в реальном масштабе времени эта величина составляет $P_e^B \le 10^{-8}...10^{-6}$. Учитывая стабильность свойств воды в глубоком океане, подводный беспроводной оптический канал передачи данных можно считать квазистационарным в пределах времени функционирования. При этом функция плотности вероятности (ФПВ) аддитивных шумов имеет вид [5]:

$$W_n(i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_n^2}} \exp\left(-\frac{\left(i - \langle i_n \rangle\right)^2}{2\sigma_n^2} \right), \tag{3}$$

с дисперсией фототока равной:

$$\sigma_n^2 = B\left(2q_e \left(S_Ф P_{ПрМ} + I_D \right) + 4kT \big/ R_L \right), \tag{4}$$

и средним значением

$$\langle i_n \rangle = \sqrt{2q_e B \left(S_Ф P_{ПрМ} + I_D \right)} , \tag{5}$$

где i – фототока, А;

B – ширина полосы частот канала передачи информации, Гц;

$q_e = 1{,}6 \cdot 10^{-19}\ Кл$ – элементарный заряд;

$k = 1{,}38 \cdot 10^{-23}\ Дж \big/ кг$ – постоянная Больцмана;

T – температура фотодетектора, К;

R_L – сопротивление нагрузки, Ом.

ФПВ смеси сигнала и шума равна [5]

$$W_{s+n}(i) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\left(\sigma_n^2 + \sigma_S^2\right)}} \exp\left(-\frac{\left(i - \left(\langle i_s \rangle + \langle i_n \rangle\right)\right)^2}{2\left(\sigma_n^2 + \sigma_S^2\right)} \right), \tag{6}$$

где $\langle i_s(t) \rangle = S_Ф P_{ПрМ}(t)$ – средний фототок принятого сигнала, А.

Мощность полезного сигнала на выходе фотоприемника пропорциональна квадрату фототока зависит от сопротивления трансимпедансного усилителя R_L. Подставляя формулы (3) и (4) в выражение из работы [6] канала с модуляцией КИМ-ИМ. получим:

$$P_e^B = \frac{1}{2}\left(1 - \int_{I_П}^{\infty} \left(W_{s+n}(i) + W_n(i)\right) di\right), \tag{7}$$

где $I_П$ – оптимальный порог обнаружения зависящий от протяженности трассы распространения оптического сигнала.

Применительно к цели данной работы, следует учесть, что разные длины волн затухают с разной интенсивностью, зависящей от мутности воды. При этом чувствительность фотодиода также зависит от длины волны. Подобную схему, на основе лазеров с различающейся длиной волны возможно использовать для адаптации к воде с различной степенью замутнённости.

Выбор исходных параметров моделирования

В качестве лазерных диодов для анализа подводной беспроводной оптической системы передачи данных выберем: NDB4116, NDG4216, QLF063A и NDA4116. Основным критерием выбора здесь выступаю различные длины волн, от синего до красного цвета видимого спектра, и близкие мощности оптического излучения. В качестве приёмника оптического излучения выбран фотодиод S5973-02, обладающий относительно равномерной кривой чувствительности во всём видимом диапазоне длин волн при температуре корпуса $T = 298K$ (рис.1).

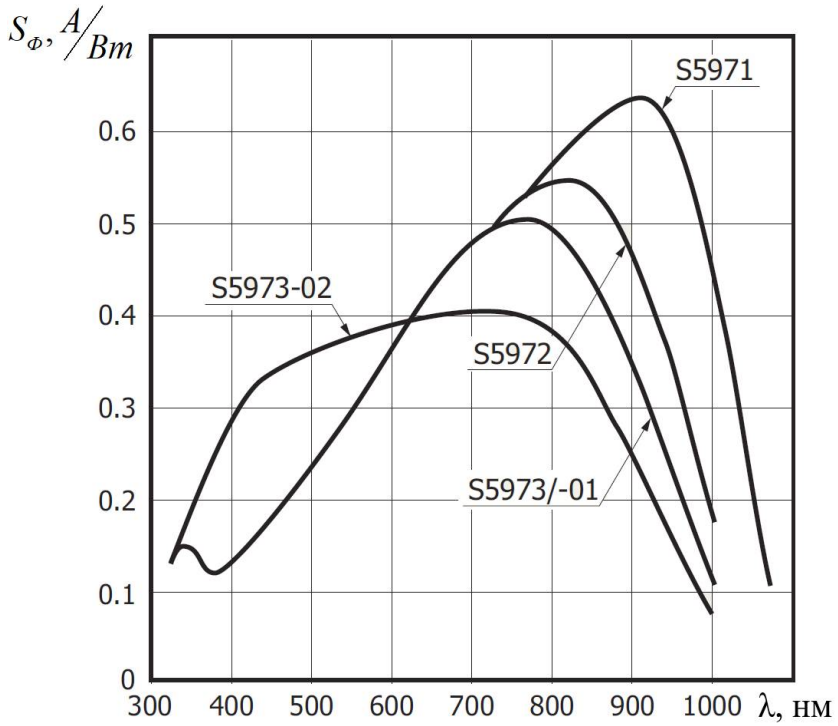


Рис. 1. Кривая фоточувствительности фотодиодов семейства S597x

В качестве других достоинств выбранного фотодиода следует указать, что он способен обеспечить ширину полосы частот до 1 ГГц и обладает наименьшим темновым током

среди фотодиодов семейства S597x ($I_D \le 0{,}1 нА$). Пороговая мощность, рассчитанная по формуле (2) $P_{ПОР}$ равна:

$$P_{ПОР} = \frac{I_D}{S_Ф} = \frac{0{,}1 \cdot 10^{-9}}{0{,}35} \approx 0{,}3 нВт \text{ или } -95 дБВт .$$

Коэффициенты пропускания оптической системы установим равными 0,9, сопротивление нагрузки (входное сопротивление трансимпедансного усилителя) $R_L = 10 кОм$, а диаметр линз оптического приёмника и оптического передатчика – 0,05м.

Скорость передачи данных R_0 связана с шириной полосы пропускания канала B:

$$R_0 \le B/3 . \quad (7)$$

В случае передачи видеоизображения стандартной чёткости 720x480@15 (разрешение 720x480 точек, максимальное количество кадров в секунду – 15) требуется обеспечить пропускную способность канала передачи данных не менее 4 Мбит/с. В соответствии с выражением (7), передача такого видеопотока потребует минимальной ширины полосы пропускания канал передачи данных $B \ge 12 МГц$.

Практическая часть. Расчёт энергетического бюджета

Анализ энергетического бюджета потребует учёта характеристик лазерных светодиодов и расположенного на приёмной стороне фотодиода S5973 на соответствующих длинах волн (табл.1).

Таблица 1 – Характеристики светодиодов и чувствительность фотодиода S5973

Наименование светодиода	Длина волны λ, нм	Излучаемая мощность $P_{ПрД}$, Вт	Чувствительность фотодиода S5973 $S_Ф$, А/Вт
NDB4116	445	0,1	0,35
NDG4216	515	0,08	0,36
QLF063A	660	0,1	0,4
NDA4116	473	0,1	0,3

Расчёт зависимости мощности от расстояния между приёмником и передатчиком проведём для трёх типов морской воды по классификации Н.Г. Жерлова [5]: «прозрачное море», «чистый океан» и «прибрежные воды» (рис. 2-4).

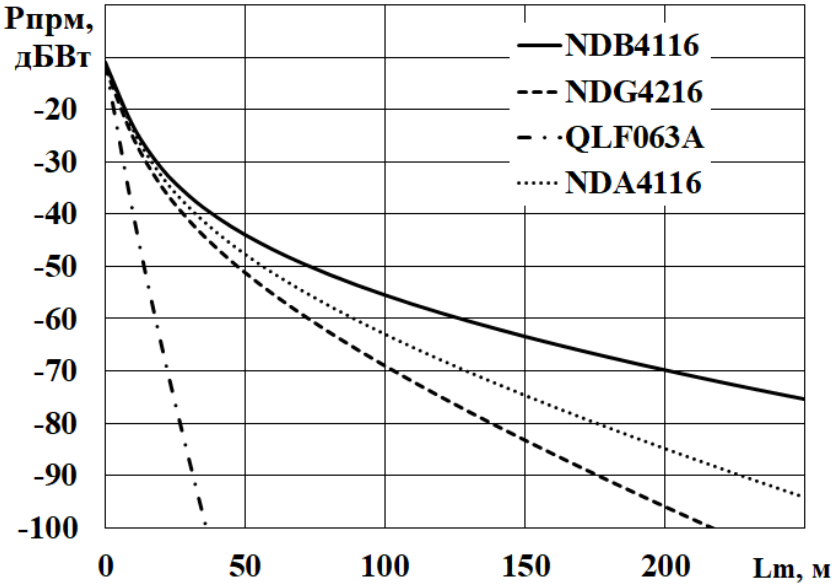


Рис. 2. Зависимости принятой мощности от расстояния в воде типа «прозрачное море» для лазерных диодов NDB4116, NDG4216, QLF063A и NDA4116

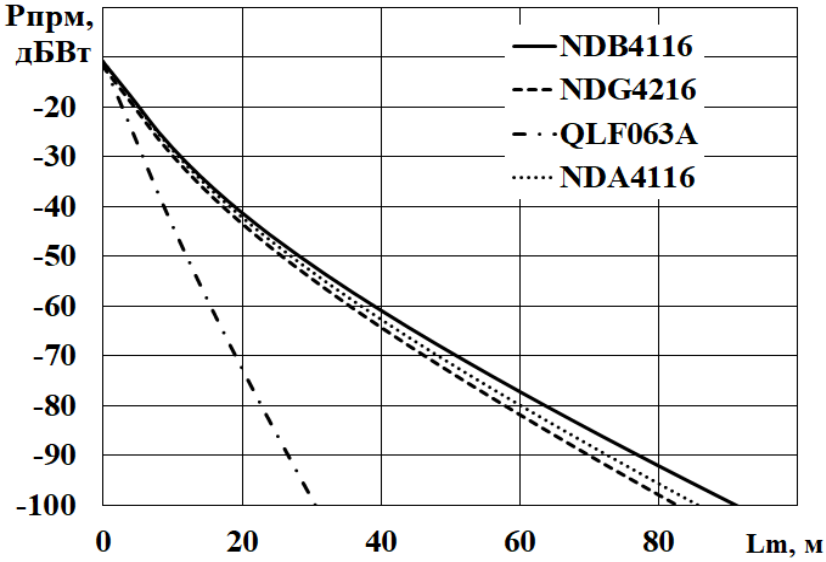


Рис. 3. Зависимости принятой мощности от расстояния в воде типа «чистый океан» для лазерных диодов NDB4116, NDG4216, QLF063A и NDA4116

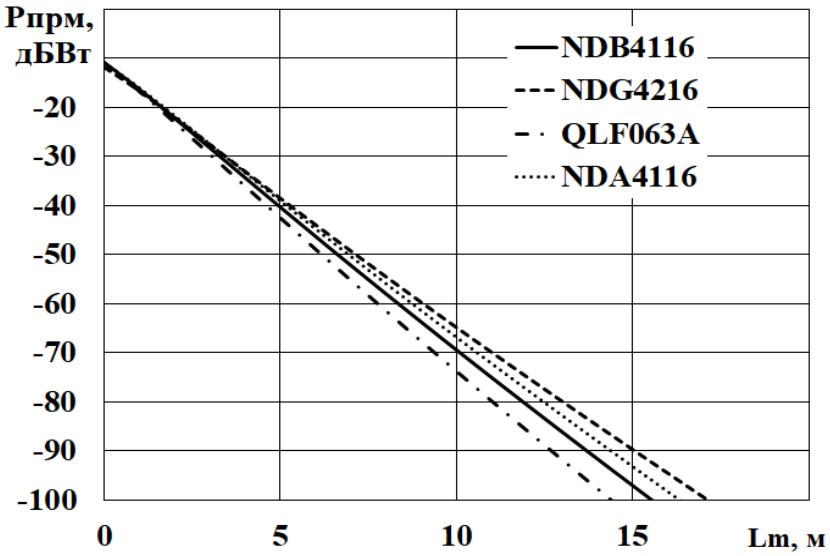


Рис. 4. Зависимости принятой мощности от расстояния в воде типа «прибрежные воды» для лазерных диодов NDB4116, NDG4216, QLF063A и NDA4116

Анализ полученных результатов показывает, несомненное преимущество лазерного светодиода NDB4116 в воде типа «прозрачное море», который достигает пороговой мощности -95 дБВт на расстоянии более 250 метров. в то время как NDA4116 – на расстоянии 225 метров, а NDG4216 – 200 метров. Для воды типа «чистый океан» все три перечисленных лазерных светодиода способны обеспечить пороговую мощность на расстоянии 80±3 метра, т.е. справедливо утверждать, что при замутненности 0,3 мг/м3 весь сине-зелёный диапазон видимого спектра даёт примерно одинаковые результаты. Красный светодиод QLF063A способен обеспечить мощность не ниже пороговой на расстоянии всего лишь 30 метров в обоих типах вод и его использование нецелесообразно, что подтверждается данными из научных работ [1,2,5].

Сходна ситуация наблюдается и в «прибрежных водах», однако расстояние сокращается до 15 метров и все четыре исследуемых светодиода дают примерно одинаковый результат с разбросом ±1 метр, что не позволяет говорить о преимуществах какого-либо из них. Однако, наблюдается в сине-зеленом диапазоне видимого спектра наблюдается обратная картина потерь т.е. потери в длинноволновой части меньше, чем в коротковолновой.

Библиографический список

1. Kaushal H. Underwater optical wireless communication / H. Kaushal, G. Kaddoum // IEEE Access, volume 4, 2016, pp. 1518-1547.

2. Аронов Л.В. Процедура расчета энергетического бюджета подводного открытого оптического канала передачи информации [Текст] / Л. В. Аронов // Новые информационные технологии в научных исследованиях материалы XXII Всероссийской научно-технической конференции студентов, молодых ученых и специалистов. Рязанский государственный радиотехнический университет. 2017. – с. 84-86.

3. Аронов Л.В. Геометрические потери в подводном канале передачи информации на основе источника когерентного оптического излучения[Текст] / Л. В. Аронов // Современные технологии в науке и образовании – СТНО-2019: сб. тр. междунар. науч.-техн. и науч.-метод. конф.: в 10 т. Т.1./ под общ. ред. О.В. Миловзорова. – Рязань: Рязан. гос. радиотехн. ун-т, 2019; Рязань. – 206с. , с. 118-121.

4. Mazin A.A.A. Characteristics of optical channel for underwater optical wireless communication system [Text] / Ali A. Ali Mazin // IOSRJournal of electrical and electronics engineering – 2015 – Volume 10, – p. 9

5. Кириллов С.Н. Пропускная способность подводного оптического канала передачи информации с кодоимпульсной модуляцией по интенсивности [Текст] / С. Н. Кириллов, Л. В. Аронов // Вестник РГРТУ – 2020. – № 4 (74). – с. 3-13. DOI: 10.21667/1995-4565-2020-74-3-13к.

6. Пратт В.К. Лазерные системы связи. Пер. с англ. под ред. А.Г. Шереметьева. [Текст] М.: Радио и связь., 1993. 232 с.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ВЫБОР И ОБОСНОВАНИЕ ПЕРВИЧНОГО И ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДЕКА ДЛЯ РАЗЛИЧНЫХ СЕТЕЙ СВЯЗИ

В.Т. Дмитриев, В.А. Поликанова

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

*Аннотация. П*роведен сравнительный анализ кодеков источника и канала, осуществлен выбор наилучших алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования для телекоммуникационных систем передачи речевой информации. Предложены различные сочетания первичного и помехоустойчивого кодирования речевых сигналов с использованием различных скоростей передачи речи.

Ключевые слова: кодер источника, кодер канала, эффективность, канальный ресурс, устойчивость к какнальным ошибкам

SELECTION AND JUSTIFICATION OF THE PRIMARY AND NOISE-RESISTANT CODEC FOR VARIOUS COMMUNICATION NETWORKS

Dmitriev V.T, Polikanova V.A.

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

Abstract. A comparative analysis was carried out among primary codecs and noise-resistant codecs, the best algorithms of primary and noise-resistant coding for telecommunication systems for transmitting speech information were selected. Various combinations of primary and noise-resistant encoding of speech signals using different speech transmission rates.

Keywords: source encoder, channel encoder, efficiency, channel resource, resilience to channel errors

Введение

Для систем передачи различной информации всегда приоритетной задачей было эффективное использование ресурса канала. Данную эффективность во многом определяют алгоритмы первичного и помехоустойчивого кодирования [1…4], которы во многом определяют скорость передачи в канале связи, а также помехоустойчивость передаваемой информации при действии мешающих факторов.

При проектировании цифровых систем передачи речевой информации возникает задача рационального выбора способов речевого и помехоустойчивого канального кодирования и распределения между ними ресурсов выделенного дискретного канала в первом приближении характеризуемого скоростью и процентом битовых ошибок. В работе [5] приведен анализ высокоскоротных кодеков РС при их сочетаниях с помехоустойчивыми кодеками.

Оценка помехоустойчивости первичных кодеков при действии ошибок в канале связи

Структурная схема проведения экспериментальных иследований получения субъективной оценки качества речи показана на рисунке 1.

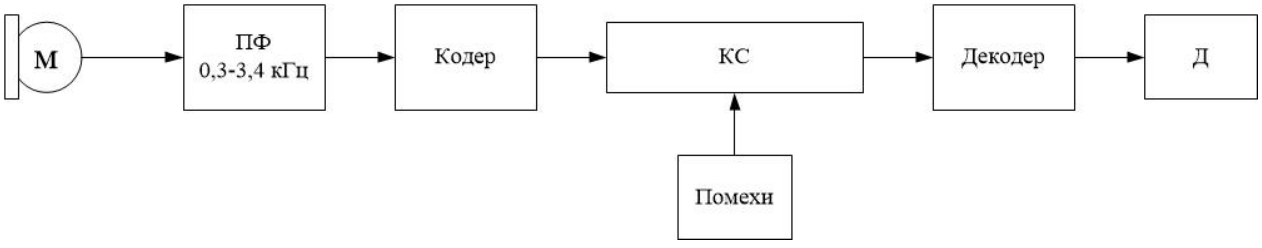


Рис. 1. Структурная схема получения субъективной оценки качества речи

В данной схеме приведены следующие обозначения:М – микрофон; ПФ – полосовой фильтр с полосой 0,3-3,4 кГц; КС – канал связи; Д – динамик. Записанная на диктофон фраза преобразуется программным конвертором с частотами дискретизации 8 кГц или 16 кГц и разрядностями квантования 16 бит. Далее сигнал поступает на ПФ с полосой 0,3…3,4 кГц, далее на вход кодера, где происходит кодирование РС исследуемым первичным кодером. Затем широкополосные и низкочастотные, квазистационарные и нестационарные помехи программно накладываются на КС и полученная аддитивная смесь поступает на вход декодера. Сигнал восстанавливается в декодере и далее поступает на акустические колонки и в соответствии с ГОСТ Р 50840-95, затем производится усреднение оценка качества речи в баллах десятью аудиторами.

Известные первичные кодеки РС делятся на низкоскоростные, высокоскоростные и высокоскоростные. Высокоскоростные кодеки в настоящее время не достаточно эффективные, так как для передачи речевого трафика требуют довольно значительный ресурс и обеспечивают недостаточное сжатие речевой информации. Низкоскоростные кодеки, хотя и обеспечивают высокие показатели сжатия речи, но не обеспечивают качество восстаноленной речи, пригодное для использования в комерческих сетях связи. Поэтому необходимо рассмотреть помехоустойчивость среднескоростных кодеков РС, обеспечивающие хорошее качество восстановленной речи при допустимых значениях коэффициента сжатия.

Проведено исследование [6] помехоустойчивости известных среднескоростных кодеков РС для алгоритмов G729a 8 кбит/с, ICELP со скоростью передачи 6 кбит/с и 4,8 кбит/с, а также G.723.1 со скоростями передачи 6,3 кбит/с и 5,3 кбит/с.

По результатам эксперимента построены зависимости качества восстановленного РС от Рош для среднескоростных кодеков (рисунок 2).

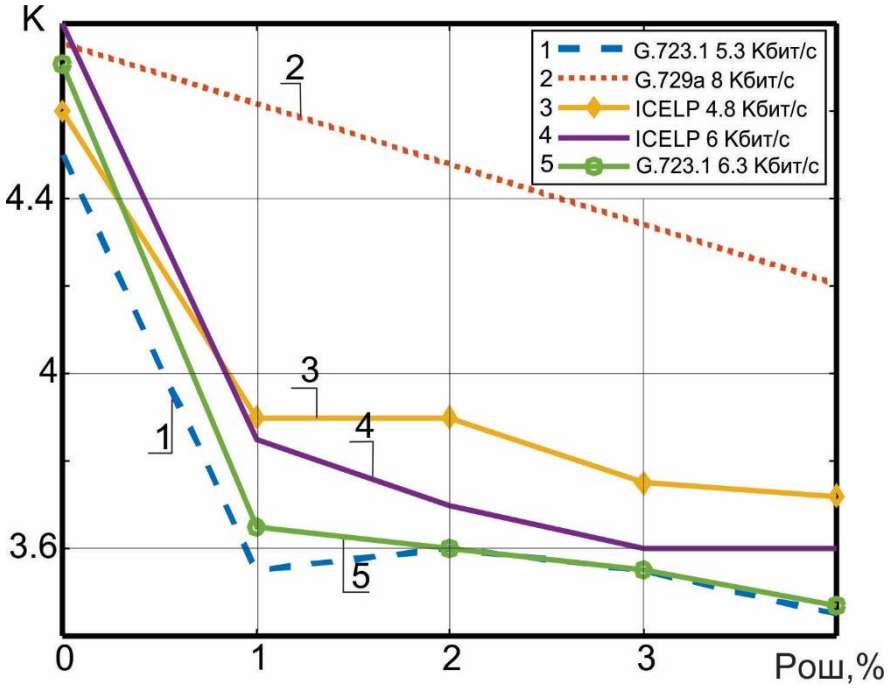


Рис. 2. Зависимость качества восстановленного РС от Рош для среднескоростных кодеков

Анализируя график зависимости для среднескоростных кодеков можно заметить, что наилучшем качеством, с достаточным перевесом, обладает кодек G.729a 8 Кбит/с, но его скорость является максимальной и он стремительно теряет качество при действии ошибок в канале связи. В то же время алгоритм ICELP при скорости передачи 4,8 кбит/с обеспечивает качество востановленной речи на уровне 4,5 … 3,8 баллов согласно ГОСТ Р 50840-95 при

действии шумов в канале связи до верочтности ошибки 5%. Наихудшим кодеком из исследуемых оказался G.723.1 он показал наихудшее качество на всем рассматриваемом интервале Рош.

Совместный выбор алгоритма первичного и помехоустойчивого кодирования в системах связи

Рассмотрим применение алгоритма помехоустойчивого кодирования и его влияние на параметры системы. Любая цифровой сигнал очень критичен к влиянию помех, которые влияют на разборчивость речи. Помехоустойчивое кодированиеоснованное на добавлении по определенному алгоритму к каждому кодовому блоку определенного количества проверочных символов. Внесение избыточности позволяет декодеру на приемной стороне исправлять определенное количество одиночных или рядовых ошибок и восстанавливать исходный поток данных. Под абсолютной избыточностью понимают число вводимых дополнительных разрядов p = n−k, где n — число кодовых с имволов на выходе кодера, соответствующих k информационным символам на его входе.

Иссходя из условий минимпальной вносимой избыточности, кратности размера кадра передаваемой информации размера кода, максимальной исправляющей способности и эффективности кода в таблице 1 приведены рекомендации по выбору помехоустойчивого кодера для основных среднескоростных первичных кодеков.

Таблица 1 - Обзор современных кодеков речевого сигнала и их характеристики

Кодек	**Качество**	**Скорость, Кбит/с**	**Задержка**	**Размер кадра**	**Помехоустойчивый кодек**	**V**
G.729a	4,7…4,2 (ГОСТ Р 50840-95)	**8**	**10 мс**	**60 бит**	РС (63, 47, 8)	10,72
G.723.1	4,5…3,5 (ГОСТ Р 50840-95)	5,3	37,5 мс	137 бит	РС (182,172,8)	5,6
	4,5…3,6 (ГОСТ Р 50840-95)	6,3	0,125 мс	480 бит	РС (255,223,8)	7,2
ICELP	4,6…3,8 (ГОСТ Р 50840-95)	4,8	20 мс	94	РС (128,122,7)	5,03
		6		117	РС (128,122,7)	6,3

Стабильность оценки качества кодека ICELP позволяет снизить исправляющую способность помехоустойчивого кода, сократив за этот счет вносимую избыточность. Таким образом, показано, что применение первичного кодека ICELP 4,8 кбит/с в сочетании с кодом РС (128,122,7) позволяет получить качество востановленой речи на уровне 4 баллов при вероятности ошибки до 10%.

Заключение

Проанализированы различные сочетания первичного и помехоустойчивого кодирования речевого сигнала с целью выявления наиболее оптимальных их сочетаний, обеспечи-

вающих наилучшее качество восстановленной речи при максимальной исправляющей способности ошибок в канале связи, а также наименьшую скорость передачи в канале связи.

Библиографический список

1. Золотарёв В. В., Овечкин Г. В. Помехоустойчивое кодирование. Методы и алгоритмы: Справочник / Под. ред. чл.-кор. РАН Ю. Б. Зубарева. – М.: Горя-чая линия–Телеком, 2004. – 126 с.: ил.

2. А. В. Курилович, В. А. Липницкий, Л. В. Михайловская НЕПРИМИТИВНЫЕ КОДЫ БОУЗА-ЧОУДХУРИ-ХОКВИНГЕМА И ИХ ОСНОВНЫЕ ПАРАМЕТРЫ

3. Р. Морелос-Сарагоса Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение. Москва: Техносфера, 2005. - 320с.

4. Бабкин В.В., Ланнэ А.А., Шаптала В.С. Оптимизационная задача выбора речевого и канального кодирования // 7-я Международная конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (А-2005) С. 123 -127/

5. 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.

6. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Algorithm to Control Primary Codec Under the Influence of Interference in Communication Channel Алгоритм управления первичным кодеком при воздействии помех в канале связи //International Conference on Control Systems, Mathematical Modelling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA) DOI (CrossRef): 10.1109/SUMMA53307.2021.9632238

УДК 621.396.99; ГРНТИ 49.27.31

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СИСТЕМЫ СВЯЗИ С OFDM- МОДУЛЯЦИЕЙ

Е.В. Галичев, Л.А. Калыгина, Н.И. Антоненко

Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

Россия, Владимир, evg001@mail.ru

Аннотация. В работе приводятся результаты моделирования системы связи с OFDM- модуляцией. Исследованы зависимости блоковой ошибки и скорости передачи данных от параметров OFDM- сигнала.

Ключевые слова: OFDM- модуляция, турбо-код, канал с АБГШ, замирания.

INVESTIGATION OF THE CHARACTERISTICS OF THE COMMUNICATION SYSTEM WITH OFDM MODULATION

E.V. Galichev, L.A.Kalygina, A.S. Merkutov

Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov, Russia, Vladimir, evg001@mail.ru

Abstract. The paper presents the results of simulation of a communication system with OFDM modulation. The dependences of the block error and data transfer rate on the parameters of the OFDM signal have been studied.

Keywords: OFDM modulation, turbo code, AWGN channel, fading.

OFDM-модуляция широко используется в различных системах, например, LTE [1], WiFi (802.11 a/g/n/ac), 5G NR [2] и др. Параметрами OFDM являются ширина полосы (определяется числом используемых поднесущих и шириной канала одной поднесущей), метод модуляции поднесущих, методы и параметры помехоустойчивого кодирования, размер циклического префикса, структура частотно- временных ресурсов, использование алгоритмов повторной передачи данных (HARQ). Комбинации параметров системы дают множество вариантов реализации, которые определяют параметры системы передачи, такие как скорость передачи, достоверность передачи, задержка передачи данных. Важным параметром являют-

ся характеристики канала передачи – уровень шума, наличие и характеристики замираний в радиоканале.

Совокупность факторов затрудняет возможность теоретического анализа характеристик системы, поэтому на практике используют имитационное моделирование.

Для исследования была разработана модель системы с OFDM- модуляцией в среде Matlab/ Simulink. Единицей данных является транспорный блок, размер которого является параметром модели. Структура частотно- временного ресурса (ресурсного блока) соответствует системе LTE [1]. Количество ресурсных блоков для формирования OFDM-символа – параметр модели. Методы модуляции: QPSK, QAM16, QAM64 и QAM256 (список может быть расширен). Метод помехоустойчивого кодирования – турбо-код, LDPC. Скорости кодирования – от 1/2 до 7/8. Варианты канала распространения – канал с аддитивным гауссовым шумом, канал с замираниями (использованы модели канала EPA, EVA и ETU [3]).

Модель использована для расчета вероятности блоковой ошибки, как функции от отношения сигнал/ шум (ОСШ) при различных типах радиоканала. Модель позволяет определить скорость передачи данных и задержку передачи.

На рисунке 1 приведены результаты моделирования для канала с аддитивным гауссовым шумом для параметров: модуляция QPSK, ширина полосы 2,34 МГц, транспортный блок 112, турбо код. На рисунке 2 – при тех же параметрах для транспортного блока 584, на рисунке 3 - для транспортного блока 1192. На верхних графиках – вероятность блоковой ошибки при отсутствии повторной передачи данных (HARD off) и с повторной передачей блоков при максимальном числе повторов – 4 (HARQ on), на нижнем графике – относительная скорость передачи данных, определяемая отношением скорости передачи в системе с HARQ (R_HARQ_on) к скорости передачи без HARQ (R_HARQ_off). Из графиков видно:

1) выигрыш по мощности для безошибочной передачи данных при использовании механизма HARQ составляет 3 - 6 дБ для различных размеров транспортного блока;

2) применение повторной передачи приводит к снижению скорости передачи данных, зависимость скорости от ОСШ практически линейная.

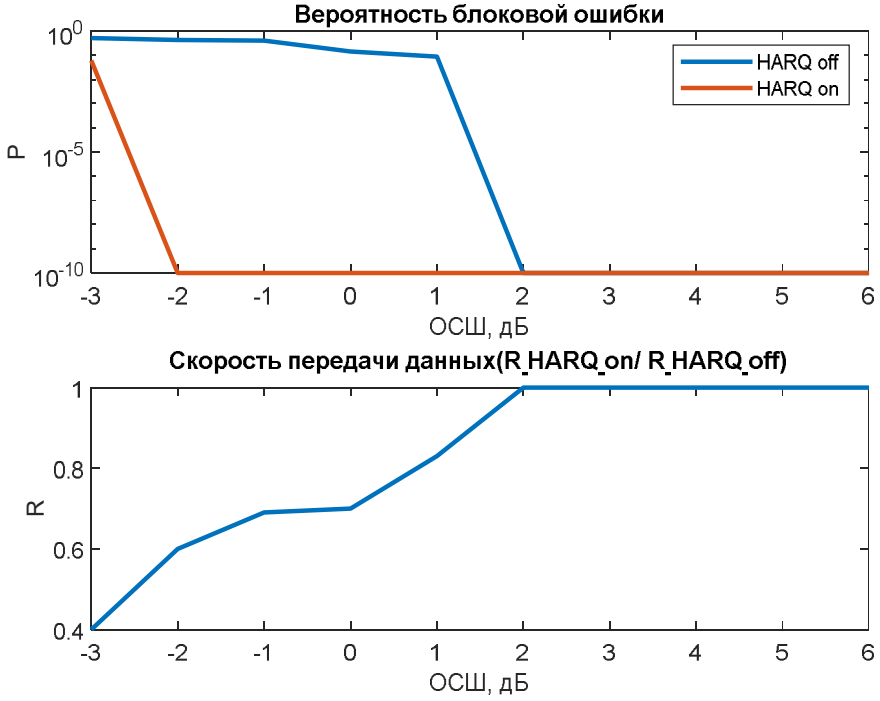


Рис. 1. Характеристики системы для модуляции QPSK, ширины полосы 2,34 МГц, транспортный блок 120, турбо код

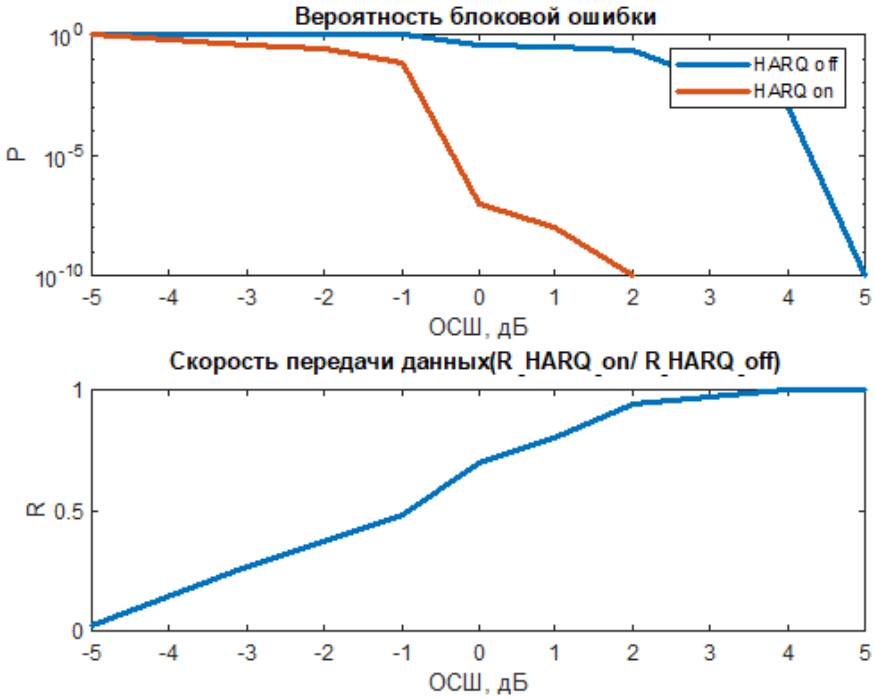


Рис. 2. Характеристики системы для модуляции QPSK, ширины полосы 2,34 МГц, транспортный блок 584, турбо код

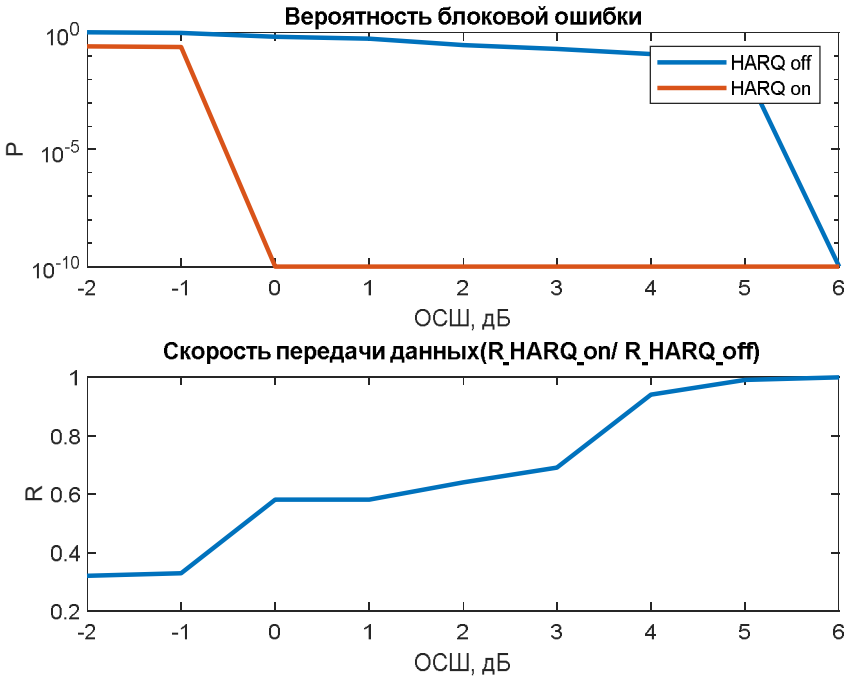


Рис. 3. Характеристики системы для модуляции QPSK, ширины полосы 2,34 МГц, транспортный блок 1192, турбо код

На рисунке 4 показано изменение скорости передачи при использовании HARQ, повторные передачи снижают скорость и увеличивают задержку передачи данных, обеспечивая 100-процентную передачу.

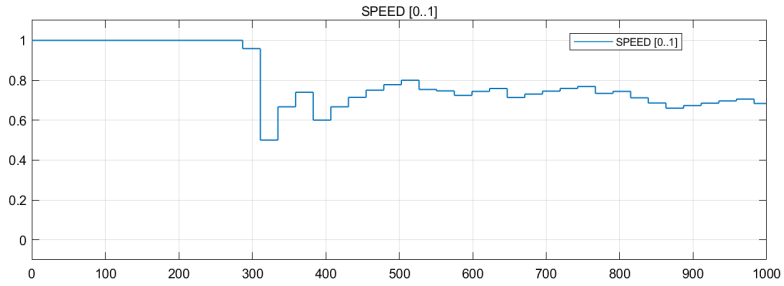


Рис. 4. Скорость передачи при использовании HARQ

В каналах с замираниями характерна ситуация, показанная на рисунке 5, из-за наличия замираний повторяемые пакеты также теряются, скорость передачи падает до 0.

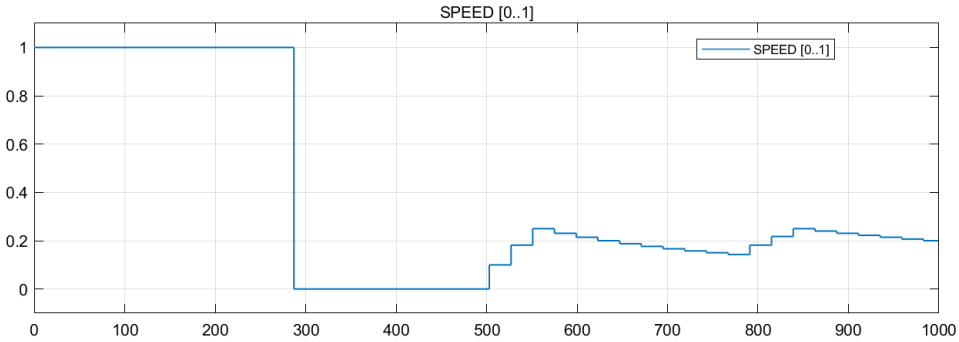
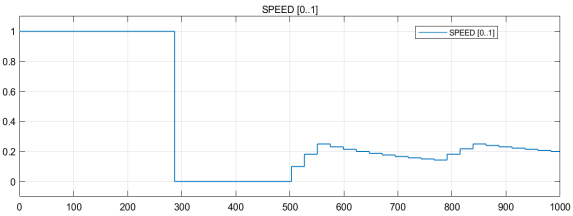


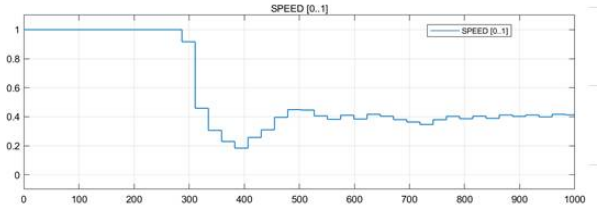
Рис. 5. Скорость передачи при использовании HARQ в канале EPA (ОСШ = -2)

На рисунке 6 приведены характеристики системы с параметрами системы рисунка 3 для разных каналов.



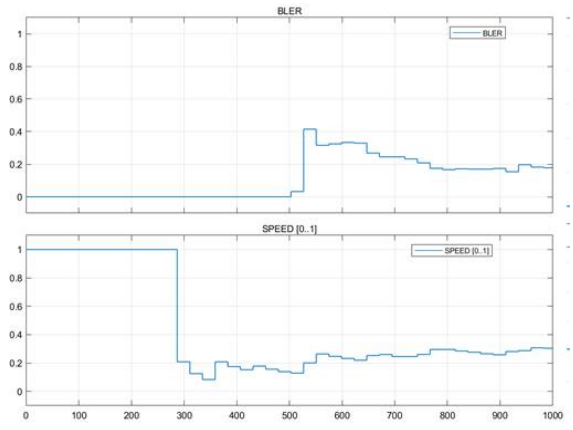
Максимальная BLER – 0,07

а) Канал с АБГШ

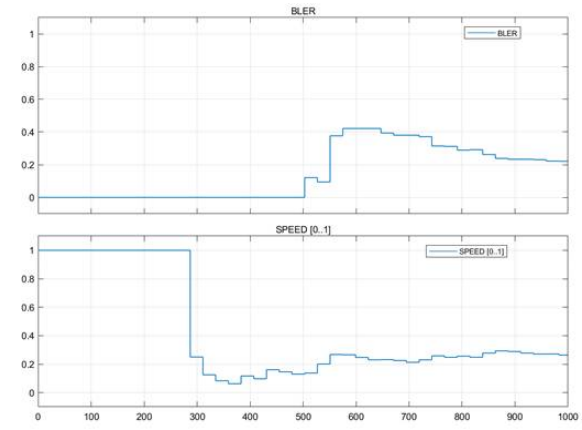


Максимальная BLER – 0,03

б) Канал EPA



в) Канал EVA



г) Канал ETU

Рис. 6. Вероятность битовой ошибки (BLER) и скорость передачи (SPEED) при использовании HARQ

Результаты расчетов показывают, что в условиях замираниями передача данных с заданными параметрами достоверности передачи невозможна без применения механизма повторной передачи при условии ограничений задержки передачи (например, передача в реальном времени), изменение параметров позволяет выбрать режим работы системы в зависимости от условий канала.

Полученные характеристики можно использовать для определения критериев смены сигнально-кодовых конструкций в адаптивной системе передачи данных с OFDM-модуляцией.

Библиографический список

1. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Physical channels and modulation. (3GPP TS 36.211 version 16.6.0 Release 16).

2. 5G; NR; Physical channels and modulation (3GPP TS 38.211 version 15.2.0 Release 15).

3. LTE; Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA); Base Station (BS) radio transmission and reception (3GPP TS 36.104 version 14.3.0 Release 14).

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

АЛГОРИТМ АДАПТАЦИИ ПЕРВИЧНЫХ И ПОМЕХОУСТОЙЧИВЫХ КОДЕКОВ ПРИ ДЕЙСТВИИ МЕШАЮЩИХ ФАКТОРОВ

В.Г. Андреев, В.Т. Дмитриев

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, vol77@rambler.ru,

Аннотация. В работе рассмотрен алгоритм адаптации первичных и помехоустойчивых кодеков при передаче речевого трафика и действии различных мешающих факторов. Предложена оценка качества востановленной речи при действии мешающих факторов.

Ключевые слова: совместная адаптация, первичный кодек, помехоустойчивость, оценка качества речи, акустические помехи, шумы в канале связи

ALGORITHM FOR ADAPTATION OF PRIMARY AND INTERFERENCE CODECS UNDER THE ACTION OF INTERFERING FACTORS

V.G. Andreev, V.T. Dmitriev

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru,

The summary. The work considers an algorithm for adapting primary and noise-resistant codecs in case of speech traffic transmission and action of various interfering factors. An assessment of the quality of restored speech under the action of interfering factors is proposed.

Keywords: co-adaptation, primary codec, noise immunity, speech quality assessment, acoustic interference, communication channel noise

В современных радиосистемах передачи речевого трафика на сигнал действуют различные искажающие факторы: акустические помехи, искажения в первичном кодеке, помехи в канале связи [1]. Для конечного потребителя все данные мешающие факторы выливаются в снижении качества воспринимаемой речи, а также в пропадании отдельных слов.

При адаптации первичного кодека к искажениям в сети очень важно определить в какой точке системы передачи происходит основное изменение качества, чтобы принять соответсвующие меры по частичной компенсации данных потерь. Для анализа искажений речевого сигнала (РС) предложено использовать структурную схему системы адаптации первичного и помехоустойчивого кодеков к мешающим факторам, показанную на рисунке 1.

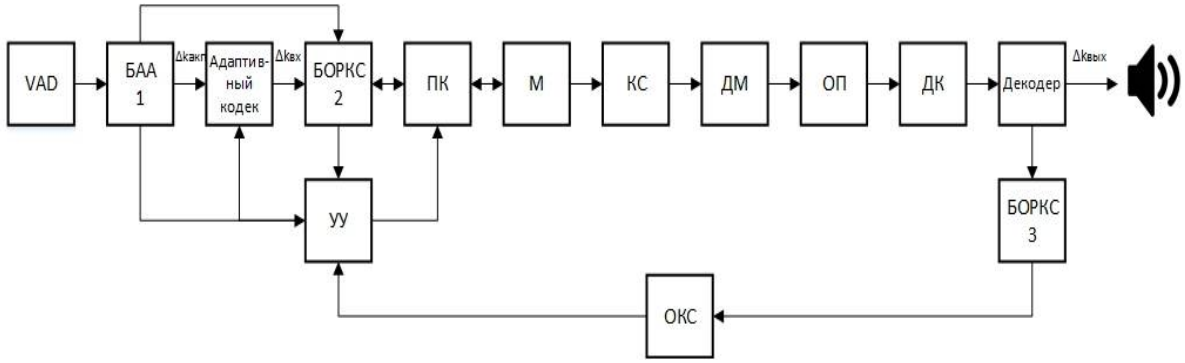


Рис. 1. Структурная схема системы адаптации первичного и помехоустойчивых кодеков к мешающим факторам

Как видно из предложенной схемы РС с выхода блока выделения пауз (VAD), выполняющем функции определения пауз в речевом сигнале, поступает на блок акустического анализа речи (БАА1) в котором осуществляется анализ в паузах параметров акустических помех, действующих на РС. Анализ осуществляется путем анализа помех в частотной области путем сравнения энергии помехи в различных частотных диапазонах. При этом осуществляется анализ на узкополосные и широкополосные помехи. Во временной области осуществляется определение импульсной помехи сравнением уровня отдельных отсчетов акустической помехи (АП). Кроме того БАА1 осуществляет оценку отношения сигнал шум (ОСШ), измеряя энергию АП в паузах и сигнала во время периодов голосовой активности. Таким образом, с помощью БАА1 осуществляется определение вида АП и оценка ОСШ для данной помехи.

Адаптивный кодек осуществляет первичное кодирование РС с алгоритмом, определенным в устройчстве управления (УУ) в соответсвии с рекомендациями приведенными в таблицах 1…3, полученных в результате экспериментальных исследованиях [2, 3].

Таблица 1 – Алгоритмы первичного кодирования РС, обеспечивающие наибольшее качество речи при действии различных видов АП для низкоскоростных кодеков

ОСШ	-10	0	10	20	30
Широко-полосный	MMBE, 1,2 кбит/с	MMBE, 1,2 кбит/с	MMBE, 2,4 кбит/с	MMBE, 2,4 кбит/с	MMBE, 2,4 кбит/с
Узко-полосный	MMBE, 1,2 кбит/с	MMBE, 2,4 кбит/с	MMBE, 2,4 кбит/с	MMBE, 2,4 кбит/с	MMBE, 2,4 кбит/с
Импульсный	LBRAMR, 1,2 кбит/с	LBRAMR 2,4 кбит/с	MMBE, 2,4 кбит/с	MMBE, 2,4 кбит/с	MMBE, 2,4 кбит/с

Таблица 2 – Алгоритмы первичного кодирования РС, обеспечивающие наибольшее качество речи при действии различных видов АП для среднескоростных кодеков

ОСШ	-10	0	10	20	30
Широко-полосный	G723.1 5,3 кбит/с	ICELP, 8 кбит/с	ICELP, 8 кбит/с	ICELP, 8 кбит/с	ICELP, 8 кбит/с
Узкопо-лосный	ICELP, 8 кбит/с	ICELP, 8 кбит/с	ICELP, 8 кбит/с	ICELP 8 кбит/с	ICELP 8 кбит/с
Импульс-ный	G723.1 6,3 кбит/с	G723.1 6,3 кбит/с	ICELP, 8 кбит/с	ICELP, 8 кбит/с	ICELP, 8 кбит/с

Таблица 3 – Алгоритмы первичного кодирования РС, обеспечивающие наибольшее качество речи при действии различных видов АП для высокоскоростных кодеков

ОСШ	-10	0	10	20	30
Широкополо сный	G726 32 кбит/с	G726 40 кбит/с	G726 40 кбит/с	G726 40 кбит/с	G726 40 кбит/с
Узкополос-ный	G726 40 кбит/с	G726 40 кбит/с	G726 40 кбит/с	G726 40 кбит/с	G726 40 кбит/с
Импульс-ный	G726 32 кбит/с	G726 32 кбит/с	G726 32 кбит/с	G726 32 кбит/с	G726 32 кбит/с

Таким образом, зная ОСШ и вид действующей на РС АП возможно выбрать первичный кодек. Также при проведении экспериментальных исследований получены значения качества речи при действии тех или иных акустических помех на выходе различных первичных кодеков. На выходе первичного кодека расположен БОРКС2, в котором осуществляется оценка качества речи на выходе первичного кодека, которое поступает в УУ для корректировки алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования. Для оценки качества следует использовать наиболее коррелированные с оценкой ГОСТ алгоритмы [4]. В работе [5] показано, что применние комплексной оценки качества востановленной речи позволяет получить максимальную корреляцию с оценкой качества согласно ГОСТ Р 50840-95 и разность полученных оценок не превысит 0,5 баллов.

Также в УУ исходя из выбранного первичного кодека, а также требований к помехоустойчивости, задержке и скорости системы связи осуществляется выбор алгоритма помехоустойчивого кодирования (ПК) [6]. Затем сигнал после модулятора (М) поступает в канал связи (КС) где на него воздействуют шумы и искажения. На приме после демодулятора (ДМ) осуществляется оценка помех (ОП) после чего сигнал поступает в помехоустойчивый декодер (ДК) и декодер кодека источника (Декод.). На выходе декодера первичного кодера сигнал поступает в следующий БООРКС3 в котором происходит оценка качества востановленной речи на приемной стороне. Значения данной оценки передается по обратному каналу связи (ОКС) обратно в передатчик в УУ. На основе данной оценки и ценки количества ошибочно принятых символов, полученных в блоке ОП на основе данных полученных при экспериментальных исследованиях [7, 8] и приведенных в таблицах 4…6 производится дополнительное уточнение алгоритма первичного кодирования.

Таблица 4 – Алгоритмы первичного кодирования РС, обеспечивающие наибольшее качество речи при действии шумов в канале связи для низкоскоростных кодеков

Рош,%	Кодек, наиболее устойчивый к помехам
0	LBRAMR 1 кбит/с,
1	1. LBRAMR 1 кбит/с, 2. MMBE 1.2 кбит/с
2	MMBE 1.2 Кбит/с LBRAMR 1 кбит/с
3	MMBE 2.4 Кбит/с
5	MMBE 2.4 Кбит/с

Таблица 5 – Алгоритмы первичного кодирования РС, обеспечивающие наибольшее качество речи при действии помех для среднескоростных кодеков

$Р_{ош}$,%	Кодек, наиболее устойчивый к помехам
0	ICELP 6 Кбит/с,
1	G.729a 8 Кбит/с
2	G.729a 8 Кбит/с
3	G.729a 8 Кбит/с
5	G.729a 8 Кбит/с

Таблица 6 – Алгоритмы первичного кодирования РС,
обеспечивающие наибольшее качество речи при действии
помех для высокоскоростных кодеков на основе теоремы В.А. Котельникова

$Р_{ош}$,%	Кодек, наиболее устойчивый к помехам
0	G.726 40 Кбит/с
1	G.726 24 Кбит/с
2	G.726 24 Кбит/с
3	G.726 24 Кбит/с
5	G.726 24 Кбит/с

Данная схема позволяет выявлять изменения и характер трех основных мешающих факторов: акустических помех (АП), искажений в первичном кодеке и искажения в канале связи. Результирующее качество востановленной речи во многом определяется воздействием данных факторов на РС и снижение качества РС на выходе системы передачи $\Delta \boldsymbol{k}_{\text{вых}}$ в общем виде можно представить следующей формулой $\Delta \boldsymbol{k}_{\text{вых}} = \Delta \boldsymbol{k}_{\text{код}} + \Delta \boldsymbol{k}_{\text{акп}} + \Delta \boldsymbol{k}_{\text{кс}}$, где $\Delta \boldsymbol{k}_{\text{акп}}$ – изменение качества речи под воздействием акустических помех, $\Delta \boldsymbol{k}_{\text{код}}$ – изменение качества речи при кодировании РС речевым кодеком, $\Delta \boldsymbol{k}_{\text{кс}}$ – изменение качества речи при передаче РС в канале связи.

Снижение качества речи при действии акустических помех $\Delta \boldsymbol{k}_{\text{акп}}$ можно определить по уровню и виду помех, действующих на РС по расчитанным оценкам качествам для каждого кодека и шума. Снижение качества определяется как разница между изначально отличным качеством

Снижение качества речи в первичном кодеке $\Delta \boldsymbol{k}_{\text{код}}$ можно определить по оценке в блоке БОРКС2 путем вычитания полученной оценки качества в данном блоке $K_{код}$ оценку качества полученную при анализе акустических помех $K_{акп}$, $\Delta k_{код} = K_{код} - K_{акп}$.

Снижение качества в канале связи определяется на выходе системы передачи из разности качества востановленной речи на выходе декодера и качества востановленой речи на выходе первичного кодека: $\Delta k_{кс} = K_{вых} - K_{код}$.

В случае если при изменении одного из мешающих факторов, качество в работающей системе будет снижаться и его изменение превысит 0,3 балла согласно ГОСТ Р 50840 – 95, то изменения станут заметны абонентам на слух и система обеспечивает перестройку своих параметров. В зависимости от того на каком блоке выявлено изменение качества осуществляется выбор алгоритма первичного или помехоустойчивого кодирования, более устойчивого к тем или иным мешающим факторам, или применяется специальных алгоритм очистки от АП.

Библиографический список

1. Бабкин В.В., Ланнэ А.А., Шаптала В.С. Оптимизационная задача выбора речевого и канального кодирования // 7-я Международная конференция и выставка «Цифровая обработка сигналов и ее применение» (А-2005) С. 123 -127/

2. В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. //Вестник РГРТУ2016. №2 (Выпуск 56) - С.38-44.

3. Kirillov S.N., Dmitriev V.T. Selection and justification of the primary speech codec under the influence of acoustic noise // 2019 8th Mediterranean Conference on Embedded Computing (MECO) DOI: 10.1109/MECO.2019.8760279 https://ieeexplore.ieee.org/document/8760279

4. 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.

5. В.Т. Дмитриев, Д.С. Константинова Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи.// Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47

6. 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.

7. Kirillov S.N., Dmitriev V.T. Codecs of adaptive primary speech signals for radio systems with software configuration. // 2020 1st International Conference on Informatics, Electronics and Radio Engineering (PIERE) | 978-1-7281-8990-1/20/.00 ©2020 IEEE | DOI: 10.1109/PIERE51041.2020.9314648 IEEE Catalog Number: CFP20Y62-ART ISBN: 978-1-7281-8990-1 –С. 32-38

8. Kirillov S.N., Dmitriev V.T. Primary codec control algorithm under the influence of interference in the communication channel, 2021 3rd International Conference on Control Systems, Mathematical Modeling, Automation and Energy Efficiency (SUMMA), 2021, pp. 23-26, doi : 10.1109/SUMMA53307.2021.9632238

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛОВ ПЕРЕДАЧИ 256-QAM СИГНАЛОВ В УСЛОВИЯХ МЕЖСИМВОЛЬНОЙ ИНТЕРФЕРЕНЦИИ

А.С. Меркутов, А.И. Лопатин

Владимирский государственный университет имени Александра Григорьевича и Николая Григорьевича Столетовых

Россия, Владимир,merkutov@yandex.ru

Аннотация. В статье приводятся результаты моделирования радиоканалов с многопозиционной квадратурной модуляцией и использованием адаптивной фильтрации сигнала в приемнике. Исследованы зависимости относительной битовой ошибки от параметров демодулятора и сигнала.

Ключевые слова: M-QAM-сигналы, межсимвольная интерференция, адаптивный фильтр, LMS-алгоритм.

SIMULATION OF 256-QAM SIGNAL TRANSMISSION CHANNELS UNDER EFFECTS OF INTERSYMBOL INTERFERENCE

A.S. Merkutov, A.I. Lopatin
Vladimir State University named after Alexander Grigorievich and Nikolai Grigorievich Stoletov, Russia, Vladimir, merkutov@yandex.ru

Abstract. The article presents the results of simulating radio channels with multi-position quadrature modulation and the use of adaptive signal filtering in the receiver. The dependences of the bit error rate on demodulator and signal parameters are investigated.
Keywords: M-QAM signals, intersymvol interference, adaptive filter, LMS-algorithm.

Характерной особенностью современных систем цифровой радиосвязи является значительное увеличение скорости передачи информации по радиоинтерфейсу, что требует использования при построении модемов радиосигналов с многопозиционными видами модуляции, например, типа M-QAM. По сравнению с другими методами модуляции, технология M-QAM обладает возможностями использования гибких режимов модуляции и высокой помехоустойчивостью. Кроме того, данный вид модуляции особенно актуален для случаев ограниченных ресурсов используемого частотного спектра, а также используется для модуляции поднесущих OFDM-сигналов [1].

Следует отметить, что при передаче M-QAM сигналов по реальному радиоканалу они подвергаются влиянию межсимвольной интерференции (МСИ), которая проявляется в искажении формы символов модуляции вследствие наложения ранее переданных символов на текущий символ модуляции. Причиной МСИ могут быть многолучевость при распространении сигнала по беспроводному каналу, а также применение канальных фильтров в передатчике и приемнике, существенно искажающих форму символов модуляции. Это приводит к существенному росту количества битовых ошибок при демодуляции принятого цифрового сигнала. Одним из способов решения данной проблемы является использование эквалайзера в приемнике, который позволяет компенсировать воздействие МСИ перед детектированием сигнала путем адаптивной фильтрации.

Цель работы заключалась в разработке и исследовании моделей устройств приема и обработки сигналов с модуляцией 256-QAM на основе LMS (Least Mean Square) алгоритма оценки ошибки в адаптивном эквалайзере с обучающей последовательностью в САПР ADS при варьируемых параметрах устройства обработки оцифрованного сигнала в демодуляторе и вносимых каналом изменений в исходный модулированный сигнал.

Функциональная схема LMS эквалайзера представлена на рисунке 1.

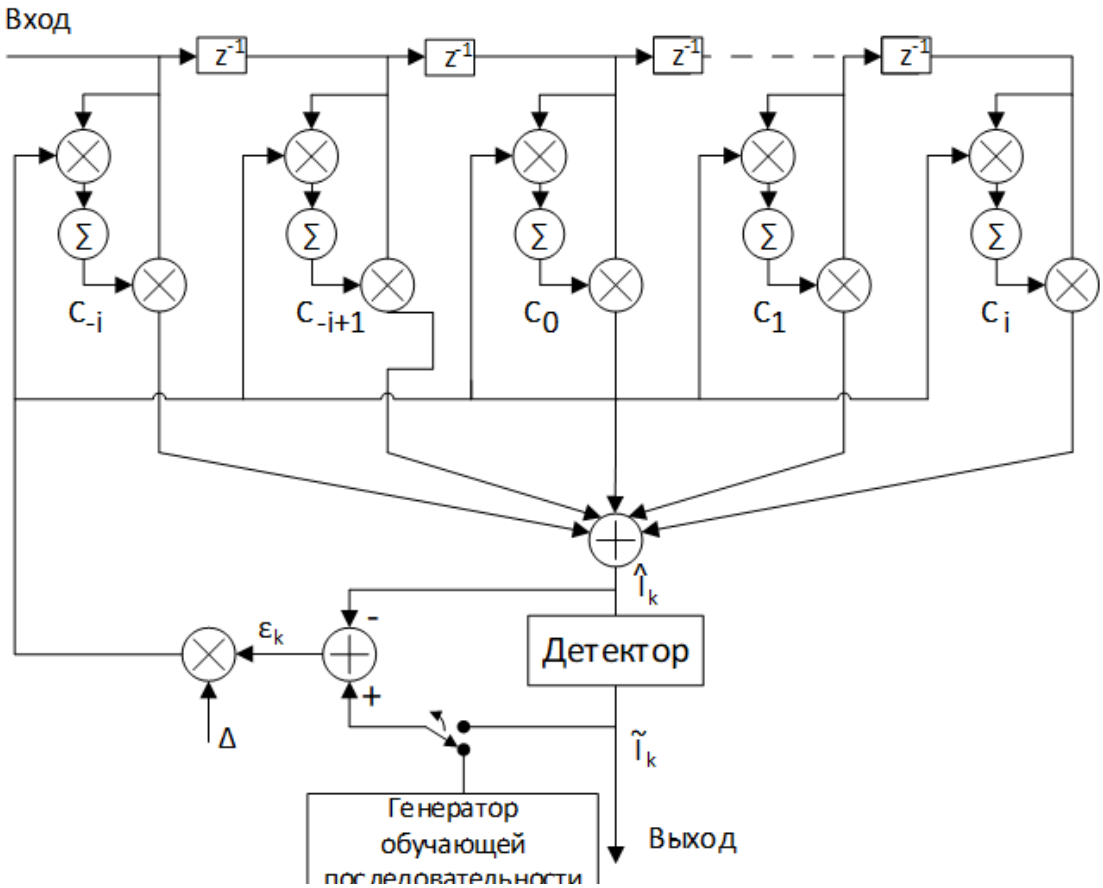


Рис. 1. LMS- эквалайзер с начальной адаптацией по обучающей последовательности

Здесь C_i – комплексные коэффициенты адаптивного фильтра; ε_k – ошибка, определяемая как разность между «жестким» и «мягким» решением; Δ - постоянный множитель; $\widehat{I_k}$ – комплексные «мягкие» решения; $\widetilde{I_k}$ – комплексные «жесткие» решения. Символы комплексной огибающей M-QAM сигнала после адаптивной фильтрации в эквалайзере поступают на блок принятия решений согласно амплитудно-фазовому созвездию исходного сигнала. Взвешенный сигнал ошибки ε_k постоянно корректирует коэффициенты фильтра. Для обеспечения сходимости в процессе адаптации на начальной стадии обработки сигнала коэффициенты определяются на основании сравнения известной обучающей последовательности с первыми принятыми эквалайзером символами, известными в приемнике [1].

На рисунке 2 приведена функциональная схема модели, использованная при проведении моделирования канала передачи информации в условиях воздействия аддитивного белого гауссова шума (АБГШ).

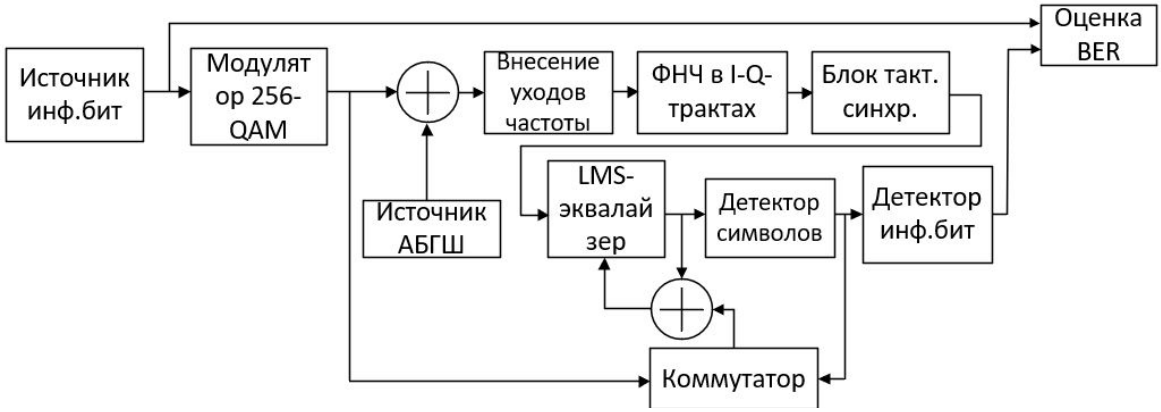


Рис. 2. Функциональная схема модели для исследований

При моделировании использовались следующие параметры блоков: символьная скорость модуляции – 1 МБод; количество звеньев адаптивного фильтра в эквалайзере – 8; начальные значения коэффициентов адаптивного фильтра – 1,0,0,0,0,0,0,0; коэффициент шага адаптации на итерации - Δ = 0,01; длина обучающей последовательности – 600 символов, количество отсчетов на символ Nc=16. Интервал моделирования и оценки значения относительной битовой ошибки (BER – Bit Error Rate) был установлен равным 800 000 символов модуляции (6400000 бит).

Для канальной фильтрации комплексной огибающей 256-QAM сигнала в приемнике были использованы фильтры с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ) типа приподнятого косинуса (RC-фильтры), которые широко применяются в системах связи с цифровой амплитудной и фазовой модуляцией и описываются следующими выражениями [2]:

$$
\begin{aligned}
&K(\omega)=1, && \text{если } 0\le\omega\le\frac{\pi}{T_s}(1-\alpha);\\
&K(\omega)=\cos^2\left\{\frac{T_s}{4\alpha}\left[\omega-\frac{\pi(1-\alpha)}{T_s}\right]\right\}, && \text{если } \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha)\le\omega\le\frac{\pi}{T_s}(1+\alpha);\\
&K(\omega)=0, && \text{если } \omega>\frac{\pi}{T_s}(1+\alpha),
\end{aligned}
\qquad (1)
$$

где T_s - длительность символа модуляции, α - коэффициент скругления АЧХ, определяющий ширину полосы пропускания и форму АЧХ фильтра ($0\le\alpha\le1$). При $\alpha=0$ полоса пропускания минимальна, при $\alpha=1$ - максимальна.

На начальном этапе моделирования (при Nc=16, $\alpha=0,5$) при отсутствии АБГШ было установлено следующее: а) сходимость алгоритма адаптации обеспечивается на интервале, равным $250T_s$ (рисунок 3), что позволяет уменьшить исходную длину обучающей последовательности и, соответственно, увеличить скорость передачи информации; б) без использования эквалайзера значение BER получилось равным 0,08, что говорит об очень низком качестве приема при наличии сильной межсимвольной интерференции, определяемой канальными фильтрами.

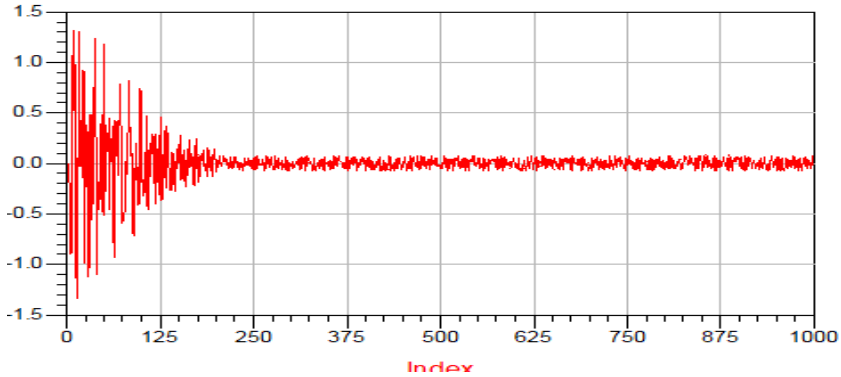


Рис. 3. Зависимость модуля ошибки сходимости сходимости ε_kот интервала адаптации (в символах)

На втором этапе моделирования был проведено исследование влияния коэффициента α на BER при фиксированном отношении энергии бита к спектральной плотности шума (Eb/N0), равным 30 дБ. Результаты исследования приведены в таблице 1 и показывают, что минимальное значение BER обеспечивают канальные фильтры при α =0,9.

Таблица 1. Влияние α на BER

α	0,1	0,2	0,3	0,4	0,5	0,6	0,7	0,8	0,9	1
BER	2e-5	6e-3	4e-3	8e-4	5e-3	2e-4	3e-5	3e-4	1e-6	4e-5

Ниже приведены некоторые результаты расчета характеристик помехоустойчивости для адаптивного приемника в условиях наличия МСИ при α =0,9 (наилучший вариант) и оптимального приемника [1] при отсутствии МСИ (таблица 2).

Таблица 2. Характеристики помехоустойчивости приемников

Eb/N0, дБ	16	18	20	22	24	26
BER (адаптивный прием)	0,36	0,03	0,01	0,003	0,0007	0,0001
BER (оптимальный прием)	0,015	0,0042	0,0006	0,00003	1,2e-6	1,1e-8

Таким образом, потери помехоустойчивости при BER=0,001 на выходе адаптивного приемника 256-QAM сигналов составили не более 4 дБ относительно оптимального приема.

В таблице 3 приведены результаты исследования зависимости BER на выходе адаптивного приемника от уходов несущей частоты. Из нее следует, что допустимые нескомпенсированные уходы частоты на входе адаптивного приемника для BER=0,001 должны составлять не более 40 Гц, или не более 0,004% относительно символьной скорости 256-QAM сигнала. Это предъявляет повышенные требования к блоку частотной синхронизации на входе приемника, который должен оценивать грубые уходы частоты с достаточно высоким разрешением.

Табл. 3. Влияние ухода частоты dF на BER при Eb/N0=30 дБ, α =0

dF, Гц	0	5	10	20	30	40	45	50
BER	2e-5	2e-5	4e-5	1,2e-4	3,4e-4	0,001	0,0018	0,055

Для работы LMS-эквалайзера и других блоков демодулятора модулированный сигнал должен быть представлен в виде одного отсчета на символ. Эту задачу решает блок тактовой

синхронизации. В таблице 4 приведены результаты оценки влияния количества отсчетов на символ на BER. На основании полученных результатов можно сделать вывод, что частота дискретизации модулированного сигнала должна соответствовать не менее чем 16-ти отсчетам на символ, что необходимо учитывать при разработке цифровых RC-фильтров в I- и Q-трактах.

Таблица 4. Влияние Nc на BER при Eb/N0=30 дБ, α =0

Nc	4	8	16	32
BER	0,16	0,0034	2e-5	2e-5

Таким образом, на основании проведенных с помощью САПР исследований даны рекомендации к выбору параметров демодулятора 256-QAM сигнала на основе LMS-эквалайзера для последующей аппаратной реализации, а также показана его эффективность при обработке сигналов, подверженных сильной МСИ. В дальнейшем предполагается проведение исследований для M-QAM сигналов с более высоким порядком модуляции (M>1024), а также адаптивных эквалайзеров, не использующих обучающие последовательности, с учетом влияния многолучевости распространения и нелинейных искажений в трактах передатчика.

Библиографический список

1. Дж. Прокис Цифровая связь / Под ред. Д.Д. Кловского. – М.: Радио и связь, 2000. – 800 с.
2. Феер К. Беспроводная связь/Под ред. В.И.Журавлева. – М.: Радио и связь, 2000. – 520 с.

УДК 004.932; ГРНТИ 47.51.39

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ МЕТОДОВ УВЕЛИЧЕНИЯ КОНТРАСТНОСТИ, ОСНОВАННЫХ НА ПРЕОБРАЗОВАНИИ ГИСТОГРАММ ИЗОБРАЖЕНИЙ

А.А. Бауков

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

Аннотация. Показана актуальность задачи многокритериального анализа методов повышения контраста видеоизображений. Описаны распространённые методы увеличения контрасти, основанные на преобразовании гистограмм. В процессе анализа выявлены особенности и недостатки исследуемых подходов, а также установлен метод, обеспечивающий наилучший результирующий показатель качества обработанных изображений.

Ключевые слова: обработка изображений, увеличение контрастности, выравнивание гистограммы, показатель качества, многокритериальный подход.

MULTI-CRITERIA ANALYSIS OF CONTRAST ENHANCEMENT METHODS BASED ON IMAGE HISTOGRAM TRANSFORMATION

A.A. Baukov

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

Abstract. The task relevance of multi-criteria analysis of methods for increasing the contrast of video images is shown. Common methods of contrast enhancement based on histogram transformation are described. During the analysis, the features and disadvantages of the studied approaches were identified, and a method was established that provides the best resulting quality indicator of processed images.

Keywords: image processing, contrast enhancement, histogram equalization, quality indicator, multi-criteria approach.

Введение

Некоторые погодные явления, такие как туман и интенсивные атмосферные осадки, приводят к значительному снижению контрастности видеоизображений в системах телевидения или технического зрения. Неправильная экспозиция камеры является причиной появления чрезмерно затемнённых или чрезмерно осветлённых изображений, что также свидетельствует о недостаточной контрастности кадра. При таком снижении качества видеоданных уменьшается дальность видимости, затрудняется способность наблюдателя или телезрителя различать объекты сцены. Также при этом увеличивается количество ошибок в распознавании образов алгоритмами, применяющимися в системах компьютерного зрения. Таким образом, является целесообразным использование алгоритмов увеличения контрастности для повышения качества видеоизображений в различных видеосистемах.

В основе многих методов обработки и улучшения изображений лежат анализ и преобразование гистограмм. Вид гистограммы может служить характеристикой контрастности кадра видеопоследовательности. Так, узкая гистограмма характерна для низкоконтрастных изображений, в то время как гистограммы высококонтрастных кадров расположены в широком диапазонезначений яркости пикселей с примерно равномерным распределением [1]. Основным преимуществом гистограммной обработки является то, что, в отличие от других известных способов повышения контраста, данное семейство методов теоретически не требует подбора оператором оптимальных значений параметров алгоритма для каждой видеосцены, то есть является более универсальным средством обработки.

Однако после увеличения контрастности с использованием таких универсальных методов общее качество видеоизображения, определяемое восприятием снятой сцены телезрителем или оператором, может значительно ухудшиться по сравнению с той же видеосценой, записанной при нормальных внешних условиях, не приводящих к потере контрастности [2]. Это связано с тем, что изображение может быть переконтрастировано, что приводит к таким нежелательным явлениям, как чрезмерное усиление перепадов яркости, вызывающее эффект «искусственности» изображения, повышение шумов и блочности в некоторых (как правило, наиболее однородных) областях кадра, появление ореолов вокруг объектов, искажение цветов и др. Следовательно, является актуальным проведение сравнительного анализа исследуемых методов обработки видеоизображений не только по критерию увеличения контрастности, но и по другим показателям качества, характеризующих общее качество кадров.

Исследуемые методы

Поскольку гистограммы высококонтрастных изображений по форме близки к равномерному распределению, для повышения контраста целесообразно использовать такое преобразование гистограммы, которое выравнивает её к горизонтальной линии [1]. Установлено, что нелинейное преобразование, выполняющее данную задачу, имеет вид [1,3]:

$$y = \left(y_{\max} - y_{\min}\right) \cdot F_x(x) + y_{\min},$$

где y, x – значения яркости пикселей выходного и входного изображения;

$y_{\max}$, $y_{\min}$ – максимальное и минимальное значения яркости пикселей выходного кадра;

$F_x(x)$ – интегральный закон распределения исходного кадра.

На практике ввиду отсутствия достоверной информации о плотности вероятности распределения яркости входного изображения используют оценку интегрального закона $F_x^*(x)$, вычисляемую по формуле [1,3]:

$$F_x^*(x) = \sum_{j=1}^{x} p_x^*(j) = \sum_{j=1}^{x} \frac{N_j}{N}, \quad (1)$$

где $p_x^*(j)$ – частота появления во входном изображении пикселя с яркостью j, то есть оценка плотности вероятности распределения яркости;

N_j – количество пикселей входного изображения, имеющих яркость j;

N – количество пикселей, содержащихся во входном изображении.

Данный метод увеличения контрастности называется эквализацией, или выравниванием, гистограммы (HE – Histogram Equalization), и является базовым для других алгоритмов гистограммной обработки, решающих данную задачу [1,3].

Так как отдельные участки кадра могут сильно отличаться друг от друга содержанием, и, соответственно, иметь значительные различия в гистограммах, создан метод адаптивного выравнивания гистограмм (AHE – Adaptive Histogram Equalization), учитывающий данные различия. При этом кадр видеоизображения разбивается на определённое количество (обычно 8x8) прямоугольных блоков, для каждого из которых выполняется построение и выравнивание гистограммы аналогично методу HE [4]. С целью снижения видимости на обработанном изображении границ прямоугольных блоков выполняется билинейная интерполяция, в процессе которой значения яркости пикселя выходного кадра рассчитывается с использованием интегральных функций распределения (1) четырёх ближайших блоков [1,4]. Метод AHE позволяет увеличить степень повышения контраста в сравнении с HE, но при этом также усиливаются нежелательные эффекты, связанные с переконтрастированием.

С целью устранения данного недостатка разработан метод адаптивной эквализации гистограммы с ограничением (CLAHE – Contrast Limited Adaptive Histogram Equalization) [2,5]. Этот метод предусматривает ограничение в гистограмме каждого блока числа пикселей, которые имеют одинаковое значение. При этом предельное значение P_0 гистограммы определяется по формуле [2]:

$$P_0 = N_{ср} + \varepsilon\left(N_б - N_{ср}\right),$$

где $N_{ср}$ – среднее количество пикселей в расчёте на одно значение пикселя в гистограмме,

ε – коэффициент ограничения гистограммы, одинаковый для каждого блока, $0 < \varepsilon < 1$,

$N_б$ – количество пикселей, содержащихся в блоке.

Значения пикселей, которые больше рассчитанного значения P_0, равномерно перераспределяются по остальным интервалам гистограммы. Более высокое значение параметра ε соответствует меньшему ограничению гистограммы, что приводит к большему увеличению контрастности. Далее в рассматриваемом методе выполняются те же действия, что и при использовании AHE.

В работе [2] представлена модификация метода CLAHE, отличающаяся от исходного варианта более высоким уровнем адаптивности. Основная особенность данной модификации заключается в том, что коэффициент ограничения гистограммы ε яркости пикселей является различным для каждого блока кадра. Следовательно, уровень усиления контрастности на различных участках изображения также будет разным. В данном варианте метода CLAHE коэффициент ε является функцией дисперсии D значений пикселей блока, поскольку дисперсия является мерой структурированности участка изображения. При этом используется зависимость $\varepsilon(D)$, которая монотонно возрастает с увеличением D. В этом случае в структурированных (то есть в содержащих множество значительных перепадов яркости) областях кадра выполняется значительное увеличение контрастности, а в однородных областях усиле-

ние контраста незначительное или не наблюдается совсем. Таким образом, в рассмотренной модификации CLAHE значительно снижена степень проявления нежелательных эффектов (шумов, артефактов сжатия) в однородных областях по сравнению с исходным вариантом данного подхода [2].

Многокритериальный анализ

Поскольку, как описано выше, повышение контраста на изображениях часто сопровождается усилением некоторых нежелательных эффектов, выполнен сравнительный анализ рассмотренных известных методов по трём показателям качества (ПК): увеличение контрастности ΔC_M, рассчитанного как разность значений контраста Михельсона [6] для обработанного и входного низкоконтрастного кадров; индекс структурного сходства $SSIM$, вычисляемого как произведение компонент сходства двух изображений по яркости, контрасту и структуре [7]; показатель взаимной информации FMI о градиентах двух изображений [8].

В процессе сравнительного анализа использована база [9], в которой представлены два типа изображений. К первому типу относятся высококонтрастные изображения без статических помех (эталонные). На изображениях второго типа представлены такие же сцены, что и на эталонных, но подверженные воздействию смоделированных статических помех (тумана, дыма, смога). Изображения второго типа (низкоконтрастные) обработаны исследуемыми методами увеличения контрастности. Далее для каждой сцены четыре обработанных и соответствующее им одно эталонное изображения использованы для вычисления ПК $SSIM$ и FMI, основанных на сравнении изображений данных типов. Для расчёта ПК ΔC_M, характеризующего увеличение контрастности, использованы четыре обработанных и одно низкоконтрастное изображение каждой сцены.

Для выбора наилучшего алгоритма увеличения контрастности из сравниваемых использован многокритериальный подход. Согласно ему, на основе информации о значимости и точности показателя качества, для каждого i-го ПК выбирается значение весового коэффициента ρ_i. Значения всех ПК нормируются. Результирующий показатель качества $ПК_p$ вычисляются согласно выражению [10]:

$$ПК_p = \sum_{i=1}^{3} \rho_i ПК_i.$$

Поскольку увеличение контрастности во многих случаях не означает повышение общего качества изображения, выберем весовой коэффициент ПК ΔC_M равным 0,2, а весовые коэффициенты ПК $SSIM$ и FMI, показывающих степень сходства обработанного и эталонного высококонтрастного кадров, равными 0,4.

На рисунке 1 приведены результаты обработки низкоконтрастного изображения исследуемыми методами.

Рис. 1. Результаты обработки низкоконтрастного изображения (а), соответсвующего эталонному кадру (б) исследуемыми методами: HE (в), AHE (г), CLAHE (д), CLAHE-мод. (е)

В таблице 1 представлены усреднённые по всем видеосценам значения результирующего ПК для исследуемых методов.

Таблица 1. Значения результирующего ПК для исследуемых методов

Метод	HE	AHE	CLAHE	CLAHE-мод.
$ПК_р$	0,59	0,45	0,58	0,69

В результате экспериментального исследования установлено, что наивысшим результирующим ПК обладает модифицированный вариант метода CLAHE, а наименьшим – метод AHE. Полученные количественные оценки хорошо согласуются с качественными. Так, обработанное модификацией CLAHE изображение, представленное на рисунке 1е, имеет в меру увеличенную контрастность по сравнению с исходным, и, за исключением потери цветовой насыщенности, присущей всем исследуемым методам, избавлено от нежелательных эффек-

тов переконтрастирования. Изображение на рисунке 1г, соответствующее кадру, обработанному алгоритмом AHE, напротив, настолько переконтрастировано и наполнено искажающими явлениями (ореолы, шумы), что значительно отличается от эталонного и совпадает с ним лишь по контурам зданий. На изображении рисунка 1д, обработанном методом CLAHE, также заметны нежелательные эффекты в виде горизонтальных полос в однородных областях. А применение простой эквализации гистограммы (HE, рисунок 1в) привело к увеличению контрастности в одних зонах кадра и к уменьшению в других (затемнение здания в правом нижнем углу).

Заключение

Использование алгоритма увеличения контрастности в системах телевидения или технического зрения позволяет повысить дальность видимости и различимость объектов сцены при неблагоприятных условиях съёмки. Однако чрезмерное усиление контраста может привести к повышению шумов и блочности в наиболее однородных областях кадра, появлению ореолов вокруг объектов, искажению цветов и другим нежелательным эффектам. Наиболее распространёнными способами усиления контраста ввиду высокой степени универсальности являются методы гистограммной обработки, в частности, метод эквализации (выравнивания) гистограммы (HE) и его модификации – AHE, CLAHE и модификация CLAHE. В процессе многокритериального анализа данных методов установлено, что наиболее высокий результирующий показатель качества обеспечивает модификация метода CLAHE, описанная в работе [2]. Тем не менее, после обработки низкоконтрастных изображений каждым из исследуемых методов в той или иной степени проявляются побочные искажения, особенно заметными из которых являются цветовые искажения. Данный факт означает целесообразность разработки новых подходов к увеличению контрастности видеопоследовательностей.

Библиографический список

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. Изд. 3-е. М.: Техносфера, 2012. 1104 с.

2. Jia Z., Wang H., Caballero R.E., Xiong Z., Zhao J., Finn A. A two-step approach to see-through bad weather for surveillance video quality enhancement // Machine Vision and Applications. 2012. Vol. 23. No. 6. P. 1059-1082.

3. Грузман И.С., Киричук В.С., Косых В.П., Перетягин Г.И., Спектор А.А. Цифровая обработка изображений в информационных системах: Учебное пособие. - Новосибисрк: Изд-во НГТУ, 2000. – 168 с.

4. Получение и обработка изображений на ЭВМ: учебно-методическое пособие / В.В. Старовойтов, Ю.И. Голуб. – Минск : БНТУ, 2018. – 204 с.

5. Zuiderveld K. Contrast limited adaptive histogram equalization // Graphics gems. 1994. Т. 4. С. 474-485.

6. Завалишин С.С. Алгоритм адаптивного контрастирования изображения // Цифровая обработка сигналов. 2016. №3. С. 60-65.

7. Wang Z., Bovik A.C., Sheikh H.R., Simoncelli E.P. Image quality assessment: from error visibility to structural similarity // IEEE transactions on image processing. 2004. Vol. 13, № 4. P. 600-612.

8. Haghighat M., Razian M.A. Fast-FMI: non-reference image fusion metric // 2014 IEEE 8th International Conference on Application of Information and Communication Technologies (AICT). 2014. P. 1-3.

9. Li B., Ren W., Wang Z. RESIDE Dataset: OTS (Outdoor Training Set) [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://sites.google.com/view/reside-dehaze-datasets. Дата доступа: 01.02.2023.

10. Дмитриев В.Т., Бауков А.А. Многокритериальный синтез алгоритма обнаружения частиц дождя на видеоизображениях в цифровых системах телевидения // Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 79. С. 20-30.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ОСНОВНЫЕ ПРИНЦИПЫ КОРРЕКЦИИ КАНАЛОВ РАДИОМОНИТОРИНГА СИСТЕМ МОБИЛЬНОЙ СВЯЗИ

А.А. Афанасьев, А.В. Будяков
Академия ФСО России,
Российская Федерация, Орел, fromnet@yandex.ru

Аннотация. В работе рассматриваются подходы к функционированию корректоров каналов радиомониторинга. Проводится сравнительный анализ разных подходов для реализации процедур коррекции, раскрываются используемые принципы обработки сигналов.
Ключевые слова: моделирование канала радиосвязи, идентификация канала связи, слепая обработка сигналов, импульсная характеристика.

BASIC PRINCIPLES OF RADIO MONITORING CHANNELS CORRECTION FOR MOBILE TELECOMMUNICATION SYSTEMS

A.A. Afanasyev, A.V. Budyakov
Academy of Federal Guard Service of the Russian Federation,
Russia, Oryel, fromnet@yandex.ru

The summary. In work approaches to functioning of radio monitoring channels proofreaders are considered. Contrastive analysis of different approaches for implementation of correction procedures is carried out, the used principles of signal processing reveal.
Keywords: modeling of the radio communication channel, communication channel identification, signals blind processing, pulse response.

В настоящее время в странах, граничащих с Российской Федерацией, отмечается рост значимости систем мобильной связи при передаче ценной информации важной для принятия решений по управлению государственными структурами. Актуальность вопросов доступа к семантике и специфики такой информации при ведении радиомониторинга определяют важность вопросов коррекции каналов доступа к таким системам. В основе применения подобных технических решений лежат принципы слепой обработки сигналов [1], так как практически отсутствуют априорные данные о состоянии и параметрах используемых каналов связи.

При математическом и имитационном моделировании таких каналов доступа к подобной информации необходимо учитывать тот факт, что сигнал может распространяться по двум или более траекториям из-за отражения от препятствий. В следствии этого копии одного и того же сигнала прибывают на приемную антенну за разное время, задержка их прибытия может быть достаточно большой, превышая длительности элементарных посылок модулятора наблюдаемой системы связи, что приводит к приему сигнала, отражающего текущий символ информации, до завершения приема предыдущего символа.

С целью повышения качества функционирования устройств в каналах радиодоступа и разработки соответствующих алгоритмов обработки принимаемых сигналов используется математическое и имитационное моделирование.

Исследуя техническую возможность доступа в беспроводных сетях стандарта Global System for Mobile Communications (GSM) следует отметить, что на сегодняшний день разработано множество различных стандартов сотовой связи. За время существования технологии GSM некоторые из этих стандартов уже утратили свою актуальность, а некоторые распространились по всему миру. Однако в большинстве таких систем общими элементами для них является следующие составляющие:

- подсистема базовых станций (BSS-Base Station Subsystem);
- подсистема коммутации (NSS-Network Switching Subsystem);
- центр технического обслуживания (OMC-Operation and Maintenance Centre).

Непосредственно оконечные устройства в виде мобильных (сотовых) телефонов выделяются в отдельный класс оборудования GSM [2].

С точки зрения доступа к информации именно каналы передачи данных между базовыми станциями системы сотовой связи несут наибольшее количество информации об абонентах, их статусности, дают возможность вскрыть семантику и специфику передаваемой информации. При радиомониторинге соответствующей системы связи необходимо идентифицировать используемый вид модуляции и определить бодовую скорость [3].

Основной же задачей любой системы является демодуляция принятого сигнала, решить которую в условиях отсутствия информации о свойствах канала связи, по которому сигнал поступил на вход приемного устройства, крайне затруднительно, особенно, если скорость передачи высока и демодулятору неизвестны характеристики среды распространения, то есть нет исходных данных для правильной настройки корректора канала связи.

Совокупность таких задач формулируется как задача «слепой идентификации», ее решение в каналах с памятью, вызванной межсимвольной интерференцией, проблематично [1].

Типичной ситуацией при организации передачи данных между базовыми станциями системы GSM является использование одной несущей частоты при заранее определенном методе модуляции. Знание структуры группового потока позволяет выделить тестовые комбинации, используемые в штатной системе связи для обеспечения синхронизации и настройки канальных корректоров и далее по ним оценить импульсную характеристику канала даже при низких отношениях сигнал/шум на входе демодулятора.

При пакетной передаче на разных частотах оценивание импульсной характеристики каждого канала осуществляется аналогично случаю регулярного сеанса связи, если несколько первых бит каждого пакета являются тестовыми и, соответственно, известны в месте приема. При решении задач доступа к априорно неизвестной системе связи такой возможности нет (отсутствует априорная информация о структуре пакета на каждой частоте).

Однако, даже при полностью неизвестной семантике информационного содержания передаваемого пакета, для оценивания импульсной характеристики канала связи могут быть спользованы методы его слепой идентификации, что возможно лишь при правильно выбранной исходной модели канала связи [4].

Как правило, сигнал на выходе системы обработки при его дискретно-временном представлении формируется как результат линейной свертки принимаемого сигнала и конечной импульсной характеристике можно записать [4]:

$$y(i) = \sum_{n=0}^{l} x(\mathrm{n}) h(i-n) + \mathrm{w}(i), \qquad (1)$$

где $x(l), i = 0,...,N-1$ - информационная последовательность;

$h(n)$ - импульсная характеристика дискретного М-мерного векторного канала максимальной длины K, $\mathrm{y(l)}$, $l = 0,...,N-1$.

Важный вопрос при решении задач слепой идентификации – это сама возможность такой процедуры. Под идентифицируемостью системы вслепую понимается возможность восстановления передаточной функции и/или импульсной характеристики системы [1], что типично для задачи коррекции каналов при радиомониторинге именно в такой постановке. Для ее решения могут быть использованы стохастические градиентные алгоритмы слепого выравнивания, которые строятся по принципу адаптивного эквалайзера [5].

Сигнал ошибки адаптивного эквалайзера зависит от вида используемой сигнально-кодовой конструкции. Моделируя условия слепой идентифицируемости канала в классических системах в качестве ограничений принимаются условия отсутствия шумов.

Все эти ограничения и допущения позволяют распространить данные методы для моделирования процессов обмена информацией между BSS-системами.

Модели радиоканалов можно разделить на два класса: - модели, описывающие сигналы на выхода радиоканала и основанные на экспериментальных исследованиях и полученных при этом описаниях передаточных функций радиоканала и автокорреляционных свойств замираний и искажений сигнала; - модели, основанные на описании среды распространения сигнала и свойств самого радиоканала. Первая группа моделей использует минимальное число параметров и дает быструю оценку, а вторая группа моделей требует большого количества точных сведений о канале, то есть о климате, топологии трасс, географии и свойствах среды распространения. Обе группы каналов основаны на эмпирических данных, первая в большей степени, чем вторая.

Таким образом, для решения задачи радиомониторинга целесообразно рассматривать векторную модель сигнала в месте приема, т.е. рассматривать разнесенный прием минимум на две антенны, таким образом, чтобы в ветвях разнесения гарантировать независимости сигналов, что дает возможность выполнить первое условия идентифицируемости канала (второе условие при равновероятных символах исходного алфавита можно считать выполненным).

При использовании принципов разнесенного приема возврастает потенциальная возможность получить искомое решение поставленной задачи идентификации, при этом используя более простые алгоритмы обработки. В целом предлагается использовать классический алгоритм приема в целом с поэлементным принятием решения в основе которого лежит использование обратной связи по решению (ОСР, англ. термин — Decision Feedback) [6].

Говоря об оптимальной фильтрации сигнала, следует помнить, что данная задача становится осмысленной лишь после задания двух вещей – математической модели входного сигнала и оптимизируемого критерия качества. Достаточно часто задача оптимальной фильтрации на прикладном уровне может быть решена только численно путем минимизации среднеквадратической ошибки представления полезного сигнала. Эта ошибка будет состоять из статистически независимых составляющих: входного гауссова шума, прошедшего на выход фильтра и остаточной "межсимволики" канала радиосвязи [4, 5].

Проведенный анализ функционирования линейных корректоров дает плохие результаты для каналов амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которых имеет глубокие провалы. Это связано с необходимостью реализовать в проектируемом корректоре АЧХ обратной АЧХ канала связи, что для фильтра с линейной ФЧХ представленном нерекурсивной моделью с конечной импульсной характеристикой достаточно затруднительно.

Улучшить результаты позволяет использование нелинейных моделей. При этом следует учитывать тот факт, что импульсная характеристика системы «канал-корректор» имеет пик, максимальный по уровню и расположенный в позиции соответствующей вкладу от символа, о котором демодулятор принимает решение. Предлагаемое техническое решение заключается в попытке скомпенсировать вклад в остаточную "межсимволику", обусловленный этими символами.

Применение обратной связи по решению – это добавление к линейному корректору рекурсивной ветви, в которую подаются очищенные от шума оценки информационных символов, полученные в результате демодуляции. Корректор, таким образом, состоит в данном случае из двух ветвей – прямой ветви и обратной для каждой из которых вычисляются свои коэффициенты.

Таким образом, моделирование каналов радиосвязи при ведении радиомониторинга на основе принципов слепой обработки сигналов основывается на предположении о типе используемой модуляции, что приводит к возможности использования режима обратной связи с демодулятора на корректор с целью изменения положения точек сигнального созвездия получаемого на приеме системы радиомониторинга.

Библиографический список

1. Горячкин О.В., Методы слепой обработки сигналов и их приложения в системах радиотехники и связи. – М.: Радио и связь, 2003. – 230 с.
2. Карташевский В.Г., Семенов С.Н., Фирстова Т.В. Сети подвижной связи.–М.:ЭКО-ТРЕНДЗ,2001. – 299с.
3. Прокис Дж. Цифровая связь: Пер. с англ./ Под ред. Д.Д.Кловского.— М.: Радио и связь, 2000.—800 с.
4. Карташевский В. Г., Обработка пространственно-временных сигналов в каналах с памятью. – М. : Радио и связь. – 2000. – 272 с.
5. Джиган В.И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М.: Техносфера, 2013. 528 с.
6. Сергиенко А. Б. Цифровая связь: Учеб, пособие. СПб.: Изд-во СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2012. 164 с.

УДК 004.056.55; ГРНТИ 49.37.33

АДАПТИВНАЯ ЗАЩИЩЕННАЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВАЯ СИСТЕМА ПЕРЕДАЧИ ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИИ

И.А. Ямашкин
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, yamashkin1998@mail.ru

Аннотация. В статье рассмотрены варианты повышения защищенности и устойчивости в внешнему воздействию помех системы передачи телеметрической информации за счет добавления в ее структуру алгоритма шифрования.
Ключевые слова: телеметрическая система передачи, помехоустойчивое кодирование, повышение защищенности, шифрование с открытым ключом, алгоритм шифрования RSA, алгоритм шифрования Эль-Гамаля, алгоритм шифрования «knapsack problem», алгоритм шифрования Мак-Элис.

ADAPTIVE PROTECTED NOISE-RESISTANT TELEMETRY INFORMATION TRANSMISSION SYSTEM

I.A. Yamashkin
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, yamashkin1998@mail.ru

Annotation. This paper discusses options for improving the security and resistance to external interference of the telemetry transmission system by adding an encryption algorithm to its structure.
Keywords: telemetry transmission system, noise-resistant coding, security enhancement, public key encryption, RSA encryption algorithm, Elgamal encryption algorithm, "knapsack problem" encryption algorithm, McAlice encryption algorithm.

В настоящее время телеметрические системы широко используются как для контроля, так и для сбора информации в некоторых удаленных местах и передачи данных в удобное удаленное место для отображения, анализа и записи. Средой передачи может быть воздух и космос для спутниковых и бортовых приложений или медный провод и оптоволоконный кабель для статической наземной среды [1].

Общая система телеметрии показана на рисунке 1.

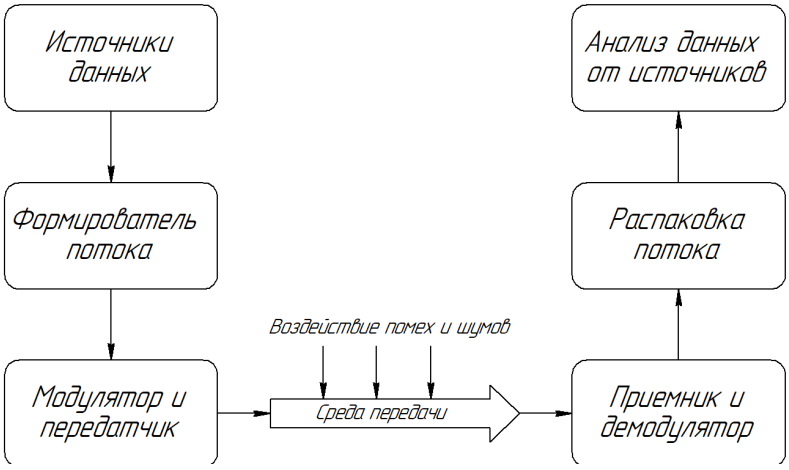


Рисунок 1. Структура телеметрической системы

В подсистеме сбора данных датчики измеряют величину физического атрибута и преобразуют измерение в значение инженерной единицы. Формирователь потока измеряет значения от множества различных датчиков и выдает единый поток импульсов, каждый из которых имеет напряжение относительно соответствующего измеренного значения. Затем аналоговые мультиплексированные данные преобразуются в цифровую форму, затем модулируются и передаются через радиопередатчик и антенну, коаксиальный кабель, телефонную линию и т.д. к принимающей станции. На приемной станции принятый поток данных усиливается, и затем распознается шаблон синхронизации и возвращается последовательный цифровой поток в параллельные данные [1].

К телеметрическим системам, использующимся в изделиях военного и космического назначения, предъявляются повышенные требования к обеспечению скрытности передаваемой информации. Перехват передаваемой информации можно разделить на три этапа:

1. Обнаружение факта работы радиотелеметрической системы;
2. Определение структуры передаваемой информации;
3. Раскрытие содержания.

Для повышения информационной скрытности передаваемой телеметрической информации предлагается использовать алгоритмы шифрования, что позволит эффективнее противостоять мерам, направленным на раскрытие смысла сообщения. Потому что, если откроется смысл данных, передающихся по каналу связи, возможно будет по отдельно принятым частям сигнала сформаровать представление о передаваемом сообщении [2].

Алгоритмы шифрования повышают информационную скрытность, при этом шифрованное сообщение называется шифротекстом. Применение алгоритмов шифрования позволяет повысить информационную скрытность путем передачи данных в защищенном формате (шифротекст). Для этого над исходным сообщением (данными) непосредственно перед отправкой в канал передачи производят операцию шифрования, а на приемной стороне, соответственно, дешифрования. На рисунке 2 представлены данные процессы [3].

Рис. 2. Структуры систем передачи информации с шифрованием

На рисунке 2-б и 2-в представлены схемы реализации алгоритма защиты информации с открытым ключом. Принцип действия таких систем заключается применении ключа, который используется при шифровании, отличного от ключа дешифрования. Более того, невозможно рассчитать ключ дешифрования, зная ключ шифрования [4].

Свое название алгоритм получил благодаря тому, что ключ шифрования может находиться в открытом доступе. Но не смотря на то, что этим ключом может воспользоваться любой человек, для расшифровки передаваемого сообщения понадобится другой ключ, которым будет располагать только человек, для кого эта информация предназначалась. В качестве ключа может выступать определенного вида числовая или буквенная последовательноть. Именно она формирует принцип по которому информация будет зашифровываться перед передачей.

Шифрование и дешифрование являются функциями ключа, поэтому будем обозначать их с индексом k и представлять в виде

$$E_k(M) = C,$$

$$D_k(C) = M \rightarrow D_k(E_k(M)) = M,$$

где Ek(), Dk() – функции шифрования и дешифрования соответственно;

M – исходное сообщение (открытый текст);

C – шифротекст.

Для реализации алгоритма шифрования существует возможность использовать единый ключ и для процесса шифрования, и для дешифрования (рисунок 2-б). Но для некоторых алгоритмов при шифровании и дешифровании используются различные ключи, за счет чего повышается защищенность пердаваемой информации. При подобной организации ключ шифрования называется открытм, а дешифрования – закрытым.В этом случае k1 ≠ k2 [5] (Рисунок. 2-в), что можно представить следующим образом

$$E_{k1}(M) = C,$$

$$D_{k2}(C) = M \rightarrow D_{k2}(E_{k1}(M)) = M.$$

К подобным алгоритмам шифрования относятся:

- Шифросистема RSA;
- Шифросистема Эль-Гамаля;
- Шифросистема на основе «knapsack problem»;
- Шифросистема Мак-Элис.

Опираясь на сравнение представленных алгоритмов (таблица 1), необходимо подобрать оптимальный, который будет обеспечивать высокую помехоустойчивость и скорость кодирования, сохраняя достаточную кодовую скорость[6].

Таблица 1 – Результаты сравнения шифросистем

		Шифросистема			
		RSA	Эль-Гамаля	knapsack problem	Мак-Элис
Параметр	Информационная скрытность	Выше	Ниже	Ниже	Ниже
	Кодовая скорость	Выше (0,7)	Выше (0,7)	Ниже (0,5)	Ниже (0,5)
	Помехоустойчивость	Ниже	Ниже	Ниже	Выше
	Скорость дешифрования	Ниже	Ниже	Ниже	Выше
	Скорость шифрования	Ниже	Выше	Ниже	Выше
	Длина закрытых ключей	Короче	Короче	Длиннее	Длиннее
	Длина открытых ключей	Длиннее	Короче	Короче	Длиннее
	Сложность подделки	Ниже	Ниже	Выше	Ниже

Анализируя представленную таблицу можно сделать вывод, что для повышения помехоустойчивости телеметрической информации, оптимальным решением будет использование алгоритма шифрования Мак-Элис. Это позволит организовать систему шифрования и дешифрования с высоким быстродействием. К недостаткам данного метода можно отнести недостаточную скрытность и сложность подделки. Однако если существует необходимость организовать систему, обеспечивающую высокую скрытность передаваемой информации, то возможно организовать телеметрическую систему, включающую в себя агоритм RSA. Но при этом возникнет проблема недосаточной помехозащищенности и скорости шифрования/дешифрования, которую можно увеличить используя современные средства[7].

В данной статье были рассмотрены варианты усовершенствования телеметрической системы. Применение шифратора, основанного на алгоритме с открытым ключом, совместно с системой первичного кодирования, использующей, например, адаптивную дифференциальную импульсно-кодовую модуляцию, обеспечит высокие показатели защищенности передаваемой информации и стойкости телеметрической системы к воздействию шумов и помех.

Библиографический список

1. Carden F., Jedlicka R., Henry R, Telemetry Sysems Engineering. Лондон : Artech House, 2002, 622 с
2. Тузов Г. И., Сивов В. А., Прытков В. И., Урядников Ю. Ф., Дергачев Ю. А., Сулиманов А. А. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 264 с.
3. Брюс Шнайер. Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си. 2002. 850 с.

4. Нечаев В.И.Элементы криптографии (Основы теории защиты информации). М.:Высш. шк, 1999. 109 с.
5. Молдовян Н. А, Молдовян А. А. Введение в криптосистемы с открытым ключом. Санкт-Петербург, 2005. 286 с.
6. Фам Суан Нгиа. Модификации алгоритма Мак-Элис для повышения показателей качества радиосистем передачи информации : диссертация... кандидата технических наук : 05.12.04 Рязань, 2007 168 с. РГБ ОД, 61:07-5/3008
7. Дмитриев В.Т., Смирнов М.С. Исследование помехоустойчивой и защищенной системы передачи речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева.//Вестник РГРТУ 2022 №82 – С. 27- 37.

УДК 004.728.8; ГРНТИ 49.38.49

ПРЕДОТВРАЩЕНИЕ АТАК НА СЕТЬ, СВЯЗАННЫХ С ИСТОЩЕНИЕМ РЕСУРСОВ DHCP

Е.А. Мартынов
Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, egor130909@gmail.com

Аннотация. В работе рассматривается протокол динамической настройки хоста DHCP. Приводится краткий обзор его уязвимости, осуществляется моделирование атаки, а также метод борьбы с ней.
Ключевые слова: компьютерные сети, кибербезопасность, протокол DHCP, моделирование сетей.

PREVENTION DHCP STARVATION NETWORK ATTACKS

E.A. Martynov
Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, egor130909@gmail.com

The summary. The paper considers the DHCP dynamic host configuration protocol. A brief overview of its vulnerability is given, an attack simulation was carried out, as well as a method of dealing with it.
Keywords: computer networks, cybersecurity, DHCP protocol, network modeling.

Введение

Сети передачи информации, соединяющие десятки тысяч устройств стали неотъемлемой частью современного общества. Эти сети могут содержать огромное количество устройств, для каждого из которых требуются свои собственные уникальные IP-адреса. Вместо того, чтобы просматривать каждое устройство вручную и статически назначать IP-адрес, существует протокол, который делает это автоматически. Протокол DHCP прикладного уровня модели TCP/IP [1] позволяет распределять диапазон заданных IP-адресов любому устройству в той же сети. И хотя протокол экономит большое количество времени, он не лишен своих недостатков и уязвимостей. Истощение DHCP – это одна из распространенных и простых в реализации атак, с которой в какой-то момент столкнется большинство сетей. Чтобы понять, что это за атака и как ее можно обнаружить и предотвратить, важно сначала понять, как работает протокол DHCP.

DHCP

DHCP, или протокол динамической настройки хоста – это клиент-серверный протокол, который автоматически выдает IP-адреса и другую связанную с ними важную информацию, такую как настройки DNS и шлюзы по умолчанию, маски подсети устройствам в сети. Это делается посредством серии обменов пакетами между DHCP-клиентами и DHCP-серверами. Четыре типа пакетов (DORA), которые использует DHCP – это пакеты

DISCOVER (обнаружение), OFFER (предложение), REQUEST (запрос) и ACKNOWLEDGEMENT (подтверждение).

Когда DHCP-клиент первоначально подключается к сети, он выдает пакет DHCP DISCOVER, который фактически означает: “Я новый пользователь! Где находится DHCP-сервер, который может предоставить мне IP-адрес?” Затем DHCP-сервер ответит предложением OFFER, содержащим IP-адрес для использования клиентом. Это можно рассматривать как сообщение сервера: “Добро пожаловать! У меня есть IP-адрес прямо здесь для вас, вам интересно?” Также важно знать, что DHCP-сервер имеет диапазон адресов, которые он может выделить. Затем клиент отправит запрос обратно на сервер. Этот пакет REQUEST выглядит примерно так: “Это подходящий адрес. Могу ли я оставить этот IP-адрес себе, пока я здесь?” Наконец, сервер отправляет подтверждение ACKNOWLEDGEMENT клиенту и всем другим устройствам в сети, в котором говорится: “Теперь ваш адрес N.N.N.N, если кому-то нужно связаться с клиентом, он находятся в N.N.N.N.”

Атака с истощением ресурсов DHCP

Как упоминалось ранее, DHCP-сервер имеет ограниченный диапазон IP-адресов, которые он может выделить. Атака с истощением [2] DHCP – это когда злоумышленник отправляет огромное количество поддельных пакетов DISCOVER с поддельными MAC-адресами в качестве источника, перегружая DHCP-сервер. DHCP-сервер отвечает на каждый из этих поддельных пакетов до тех пор, пока у него не закончатся выделяемые IP-адреса. Это лишает любых реальных клиентов возможности получения IP-адреса, что, в свою очередь, лишает их обслуживания. Это широко известно как атака типа "отказ в обслуживании" (DoS). Это может привести к тому, что клиенты в сети будут искать альтернативный DHCP-сервер. Хотя это было бы атакой само по себе, за ней обычно злоумышленник, предоставляет свой собственный вредоносный DHCP-сервер для выдачи IP-адресов. В дополнение к IP-адресам злоумышленник сможет выдавать информацию о DNS и шлюзе по умолчанию. Теперь клиенты, которые используют эти IP-адреса, а также шлюз, могут быть перенаправлены через компьютер преступника, что позволяет ему считывать весь трафик, который отправляет и получает клиент. Это также известно как атака "человек посередине" (MITM). Из-за того, что эти атаки могут нанести большой ущерб, важно уметь определять, когда они происходят.

Программное моделирование

На рисунке 1 представлена топология сети, смоделированная в среде GNS3.

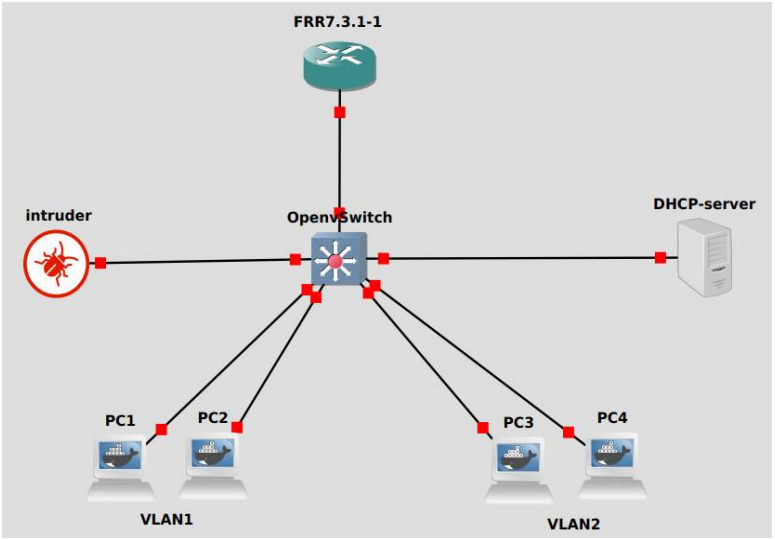


Рис. 1. Топология сети

Клиенты PC1-PC4 и сервер реализованы при помощи Docker — контейнеров с установленной ОС Ubuntu 16.04. На сервере установлена программа dhcpd, которая реализует работу протокола DHCP. Машина злоумышленника также смоделирована при помощи Docker — контейнера с ОС и установленным программным пакетом Python Scapy. При помощи Scapy мы будем генерировать поддельные пакеты DISCOVER для отправки на сервер. Для наглядности каждая строчка кода пронумерована, а ниже приведены комментарии.

```
1 from scapy.all import *
2 conf.checkIPaddr = False
#Создание пакета DISCOVER
3       DHCP_DISCOVER = Ether(dst='ff:ff:ff:ff:ff:ff', src=RandMAC(), type=0x0800) \
4        / IP(src='0.0.0.0', dst='255.255.255.255') \
5        / UDP(dport=67,sport=68) \
6        / DHCPD(op=1, chaddr=RandMAC()) \
7       / DHCP(options=[('message-type','discover'),('end')])
#Отправка созданного пакета
8 sendp(DHCP_DISCOVER, iface='eth0', loop=1,verbose=1)
```

1. Импорт модуля Scapy.

2. Отключение проверки IP-адреса (для предотвращения любых конфликтов IP).

3. Первый уровень пакета - уровень Ethernet, который является самым нижним уровнем. Адрес назначения (dst) должен быть широковещательным, чтобы DHCP-сервер не знал, кто настоящий отправитель. Установим исходный адрес (src) как случайный MAC с помощью функции RandMAC(). Тип 0x0800 также установлен в реальном запросе на обнаружение.

4. Далее добавляем уровень IP с адресом источника 0.0.0.0 и адресом назначения 255.255.255.255.

5. Добавляем слой UDP, чтобы указать, на какой порт мы хотим отправить этот пакет. Порт 68 является портом по умолчанию для сервера ISC DHCP (dhcpd).

6. Добавляем заголовок DHCPD, чтобы указать параметры запроса маски подсети для использования. Здесь также указываем случайный MAC.

7. В последней части пакета, которая является заголовком DHCP указываем, что это сообщение об обнаружении (discover).

8. Отправка созданного пакета на уровне 2 в цикле с использованием интерфейса 'eth0'

Как видим на рисунке 2, отправляется множество пакетов, перегружая DHCP-сервер. На каждый запрос сервер выдаёт уникальный ip-адрес, что приводит к истощению пула адресов и они заканчиваются. Реальные устройства при новом подключении не смогут автоматически получить ip-адрес.

No.	Time	Source	Destination	Protocol	Length	Info
2084	5.411689265	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2085	5.412892403	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2086	5.413828248	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2087	5.414832163	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2088	5.415735995	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2089	5.416695528	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2090	5.430286474	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2091	5.431871326	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2092	5.433164620	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2093	5.434724054	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2094	5.435493435	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2095	5.437106781	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2096	5.438213577	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2097	5.441249046	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2098	5.443794220	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2099	5.445102572	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2100	5.449872724	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0
2101	5.451383837	0.0.0.0	255.255.255.255	DHCP	286	DHCP Discover - Transaction ID 0x0

Рис. 2. Имитация атаки на сеть с множественной генерацией пакетов DISCOVER

Обнаружение атаки

Wireshark – отличный инструмент для обнаружения атак с истощением ресурса DHCP, DoS-атак и MITM-атак. DoS-атаки часто могут застать администраторов врасплох, но как только они начнутся, администраторы должны быть в состоянии идентифицировать атаку по огромному потоку TCP-трафика. Wireshark можно отфильтровать для пакетов SYN без подтверждения, используя фильтр: “tcp.flags.syn == 1 и tcp.flags.ack == 0”. Как только будет установлено, что имеет место DoS-атака, есть вероятность, что существует также мошеннический DHCP-сервер, который пытается выдавать IP-адреса клиентам в сети. Wireshark также может найти этот сервер мошенника, выполнив ряд шагов.

Шаг 1: запустите новый захват пакетов без фильтров в Wireshark.

Шаг 2: перейдите в командную строку и введите ipconfig /release и ipconfig /renew.

Шаг 3: сохраните снимок захвата и начните просматривать. Используйте фильтр “bootp” для просмотра всех сообщений DHCP.

Шаг 4: Найдите пакет “OFFER”, после выбора перейдите к view > packet details > bootstrap protocol > DHCP message type. Причина, по которой выбран пакет OFFER, заключается в том, что этот пакет поступает с сервера.

Шаг 5: Щелкните правой кнопкой мыши на OFFER, filter > selected. Должен появиться новый фильтр отображения, который показывает только сообщения о предложении DHCP

Шаг 6: Перейдите в раздел Statistics > endpoints > IPv4 > limit to display filter. Это покажет все IP-адреса, которые соответствуют фильтру, используемому Wireshark в данный момент. В большой сети это хороший способ найти все нужные вам IP-адреса.

Отображаемые IP-адреса – это мошеннические DHCP-серверы, находящиеся в сети. После освобождения IP-адреса и обновления, DHCP-сервер отправляет пакет предложений с IP-адресом, и поскольку исходный DHCP-сервер не может выдавать какие-либо IP-адреса, другие DHCP-серверы являются вредоносными. IP-адрес законного сервера DHCP можно увидеть, посмотрев на адрес назначения пакета DHCP.

Однако обнаружения этих атак недостаточно. Знание того, что атака происходит, ничего не значит, если нет способа с ней бороться.

Профилактика

Одним из способов предотвратить атаку DHCP-истощения в сети является защита портов. Безопасность портов – это функция управления трафиком уровня 2 на коммутаторах. Коммутаторы запоминают MAC-адреса, когда кадр пересылается через коммутатор. Используя защиту порта, можно установить ограничение на количество исходных MAC-адресов, которые может разрешить порт. Штрафы также могут быть установлены для портов, если порт использует неавторизованный пользователь. Команды restrict, shutdown и port-security могут быть использованы для применения этих штрафных санкций.

Защита: Этот режим отбрасывает пакеты с неизвестными исходными MAC-адресами до тех пор, пока не будет удалено достаточное количество защищенных MAC-адресов, чтобы их количество упало ниже максимального значения.

Ограничение: Этот режим выполняет ту же функцию, что и защита, а также генерирует сообщение журнала, увеличивает значение счетчика и отправляет SNMP-ловушку.

Завершение работы: Этот режим является предпочтительным по сравнению с режимом защиты и ограничения, поскольку он немедленно отключит порт в случае несанкционированного доступа. Он также сгенерирует журнал, увеличит значение счетчика и отправит SNMP-ловушку. Порт будет оставаться отключенным до тех пор, пока администратор не выполнит команду “no shut”.

Безопасность порта может быть настроена на коммутаторе с помощью следующих шагов:

- Используйте команду “config t”, чтобы перейти в режим глобальной конфигурации.

- Получите доступ к интерфейсу, для которого вы хотите включить защиту порта, используя команду “int {interface}”.

- Используйте “switchport mode access”, чтобы преобразовать порт в порт доступа.

Чтобы защита порта работала, порт должен быть портом доступа, поскольку защита порта работает только на портах доступа.

Наконец, используйте команду “switchport port-security”, чтобы включить защиту порта.

Вывод

Очень важно, чтобы специалисты по сети и безопасности отслеживали любые аномалии, которые могут появиться в сети. Атаку, подобную DHCP-истощению, относительно легко инициировать с помощью современных программных пакетов. Атаковать сеть всегда будет проще, чем защищать ее. В то время как защитникам нужно делать это правильно каждый раз, злоумышленнику достаточно сделать это один раз. Наличие надлежащих средств защиты, уже внедренных до того, как произойдет атака – это лучший способ защитить сеть.

Библиографический список

1. Таненбаум Э., Уэзеролл Д., Компьютерные сети. Пятое издание – Санкт-Петербург: Издательство Питер 2022.

2. Олифер В.Г., Олифер Н.А., Безопасность компьютерных сетей. – Московский технический университет связи и информатики: Издательство Горячая Линия — Телеком 2017.

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ХУРГИНА-ЯКОВЛЕВА С ПОВТОРНЫМ РАЗЛОЖЕНИЕМ

М.А. Черентаев

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

Аннотация. В работе рассмотрена четырехканальная система на основе алгоритма Хургина-Яковлева, представлены результаты моделирования ее работы в условиях отсутствия и наличия помех в канале связи.

Ключевые слова: алгоритм Хургина-Яковлева, речевой сигнал, речевые кодеки, оценка качества восстановления сигнала.

INVESTIGATION OF THE SYSTEM BASED ON THE KHURGIN-YAKOVLEV REPRESENTATION WITH REPEATED DECOMPOSITION

M.A. Cherentaev

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

The summary. The paper considers a four-channel system based on the Hurgin-Yakovlev algorithm, presents the results of modeling its operation in the absence and presence of interference in the communication channel.

Keywords: Hurgin-Yakovlev algorithm, speech signal, speech codecs, evaluation of signal recovery quality.

В современном мире с каждым годом всё большую роль играет информация. Поэтому всегда стояла задача совершенствования методов её передачи.

Однако в современном мире с большой скоростью растёт число радиоизлучающего оборудования, что создаёт зашумлённые, а иногда и в большой полосе перекрытые каналы

связи, кроме того не стоит забывать и о защите конфиденциальности передаваемой информации, что выдвигает дополнительные требования к кодекам по защите информации от несанкционированного доступа. Одни только первичные кодеки не способны обеспечить необходимые параметры передаваемого сигнала, поэтому в дополнении с ними используются помехоустойчивые кодеки.

В данной работе будет рассмотрен алгоритм кодирования с использованием повторного разложения Хургина-Яковлева, а также произведён анализ эффективности системы передачи, основанной на данном представлении сигнала. Данный метод должен дополнительно увеличить помехоустойчивость и скорость передачи.

Разработка алгоритма кодирования

В соответствии с представлением Хургина-Яковлева [4] был разработан следующий алгоритм обработки речевых сигналов:

1. Для анализа эффективности работы системы на вход должен подаваться акустический сигнал (фраза, приведенная в ГОСТ Р 50840-95).
2. Исходный сигнал разделяется на четыре канала.
3. В первом канале сигнал не изменяется и поступает на устройство децимации.
4. Во втором канале исходный сигнал децимируется, дифференцируется и затем поступает на второе устройство децимации.
5. В третьем канале исходный сигнал дифференцируется и также поступает на устройство децимации дважды.
6. Вчетвёртом канале исходный сигнал дифференцируется, децимируется дважды.
7. Каждое из устройство децимации проводит прореживание отсчетов в два раза.
8. Сигналы каждого из каналов поступают на первичные кодеры, которые можно изменять в процессе совершенствования алгоритма.
9. Все сигналы поступают в канал связи, где могут быть подвергнуты воздействию ошибок.
10. Сигналы декодируются и поступают на интерполяторы, увеличивающее количество отсчетов в два раза.
11. Каждый из сигналов проходит через синтезирующий фильтр, соответствующий его каналу.
12. Все сигналы суммируются и получается восстановленный сигнал.
13. Восстановленный сигнал сравнивается с исходным с помощью алгоритма PESQ.

Данный алгоритм направлен на то, чтобы оценить эффективность применения преобразования Хургина-Яковлева для трехканальных систем при использовании различных первичных кодеков, при наличии ошибок в канале связи, при наличии акустических шумов.

В соответствии с алгоритмом можно предложить следующую схему для описанной системы – рисунок 1.

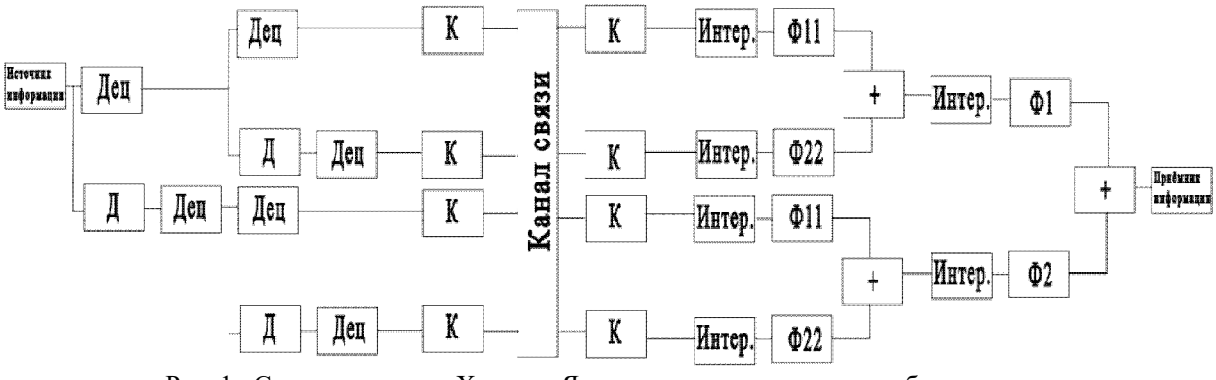


Рис. 1. Схема алгоритма Хургина-Яковлева при повторном преобразовании

Анализ работы алгоритма первичного кодирования для трехканальной системы в условиях действия помех в канале связи

При проведении эксперементальных исследований система сравнивалась с системой на основе теоремы В.А. Котельникова по качеству восстановленного сигнала при различных вероятностях появления ошибки в канале связи. Воздействие ошибок в канале связи будем создавать с помощью программы Vocdemo, далее полученные восстановленные сигналы оценим с помощью алгоритма PESQ, который реализован в MATLAB. На рисунке 2 представлены зависимости оценки качества восстановленного речевого сигнала от вероятности возникновения ошибки в канале связи.

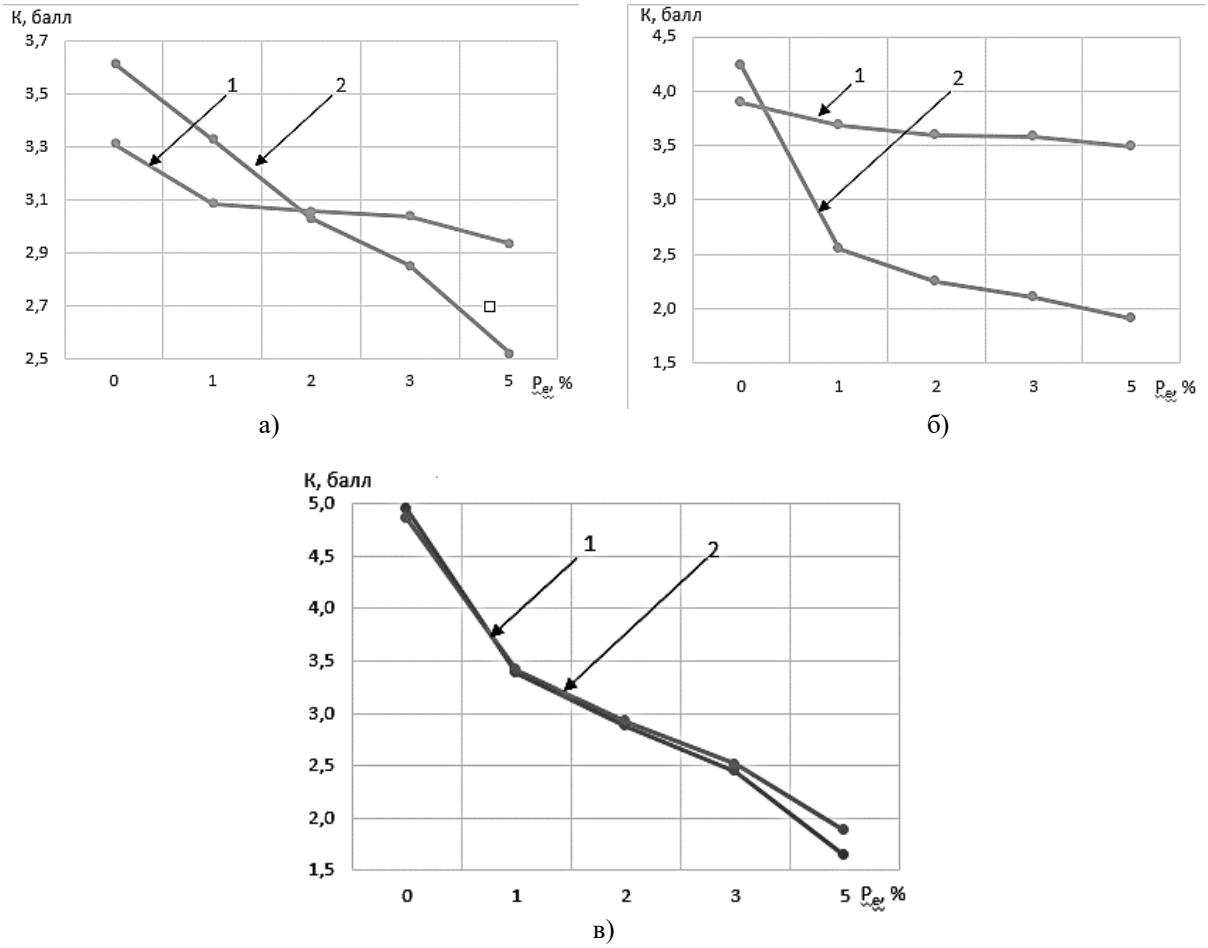


Рис. 2. Зависимости оценки качества восстановленного сигнала
1 – система на основе представления Хургина-Яковлева,
2 – система на основе т. В.А. Котельникова) от вероятности возникновения ошибки в канале связи
для низкоскоростных – (а), среднескоростных – (б) и высокоскоростых - (в) первичных кодеков

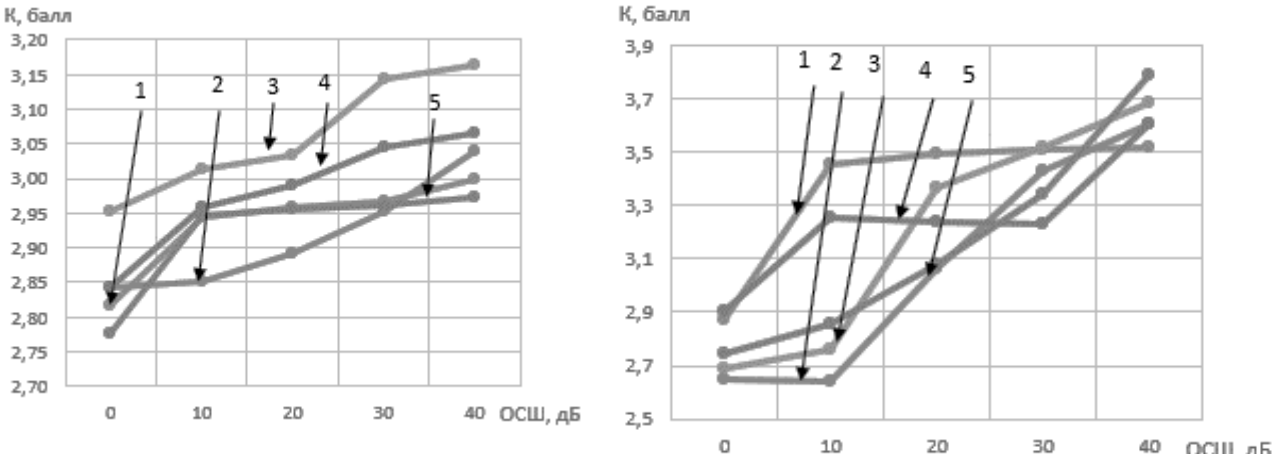
Исходя из полученных зависимостей можно сделать вывод о том, что полученная система в канале без ошибок хоть и имеет меньшее качество восстановленного, но при появлении ошибок в канале работает лучше, чем система на основе Хургина-Яковлева, что говорит о том, что полученную систему лучше использовать при наличии мешающих воздействий на передаваемый сигнал.

Анализ работы алгоритма первичного кодирования для трехканальной системы в условиях действия акустических помех

В данном эксперименте также проводилось сравнение синтезированной системы с системой на основе теоремы В.А. Котельникова. При проведении исследований использовалось три типа акустических помех:

- Узкополосная;
- Широкополосная;
- Импульсная.

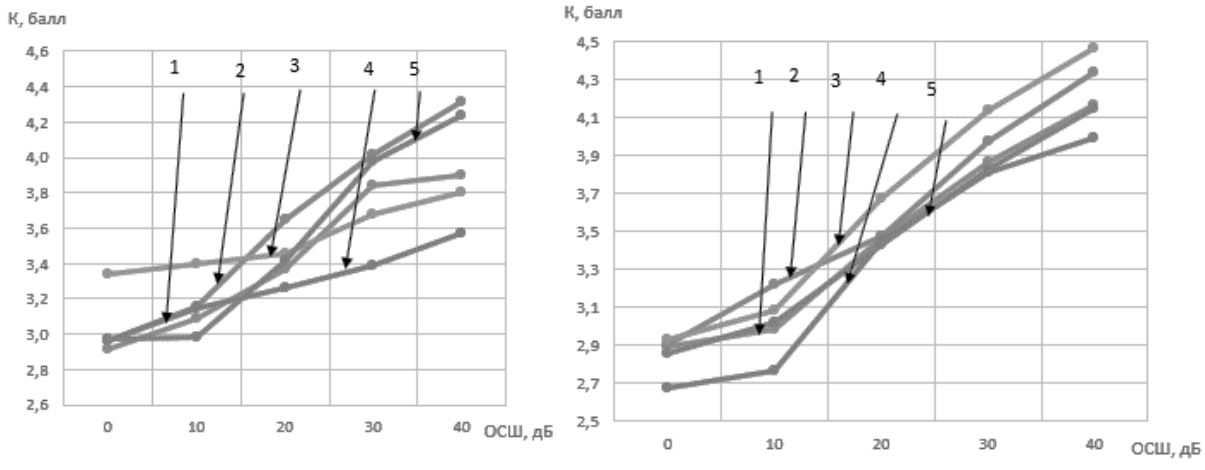
В качестве узкополосного мешающего акустического воздействия использовался шум работы двигателя автомобиля, как широкополосное воздействие – шум работы фена, как импульсное воздействие – звонок таймера СВЧ печи. В результате проведения эксперимента были получены следующие зависимости, показанные на рисунках 3…5.



а) б)

Рис. 3 . Амплитудные спектры акустических помех; низкоскоростные кодеки на основе представления Хургина-Яковлева – (а), низкоскоростные кодеки на основе теоремы В.А. Котельникова– (б)

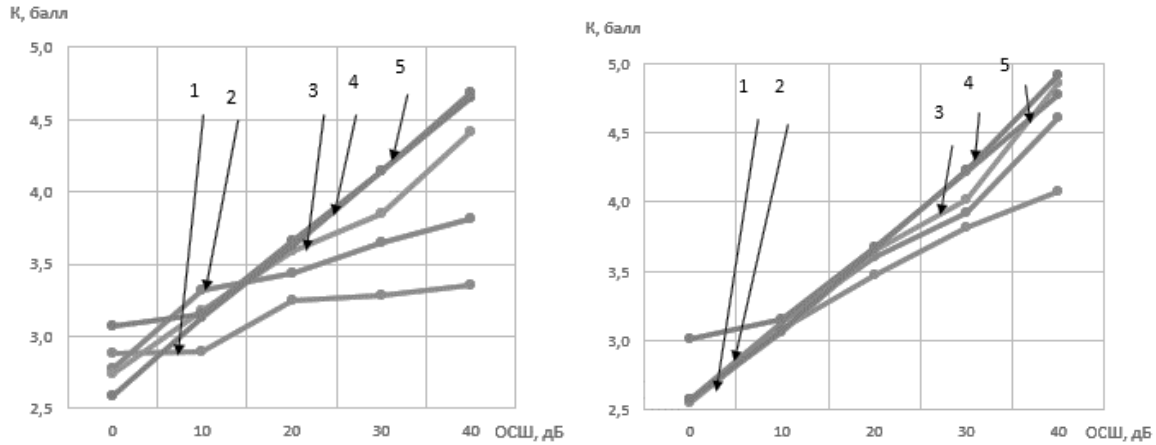
1. Spirit LBRAMR 1 кбит/с
2. Spirit LBRAMR 1.2 кбит/с
3. Spirit LBRAMR 2 кбит/с
4. Spirit MMBE 1.2 кбит/с
5. Spirit MMBE 2.4 кбит/с



а) б)

Рис. 4. Амплитудные спектры акустических помех; среднескоростные кодеки на основе представления Хургина-Яковлева – (а), среднескоростные кодеки на основе теоремы В.А. Котельникова– (б).

1. ITU G.723.1 5.3 кбит/с
2. ITU G.723.1 6.3 кбит/с
3. ITU G.729a 8 кбит/с
4. Spirit ICELP 4.8 кбит/с
5. Spirit ICELP 6 кбит/с



а) б)

Рис. 5. Амплитудные спектры акустических помех:
среднескоростные кодеки на основе представления Хургина-Яковлева – (а),
среднескоростные кодеки на основе теоремы В.А. Котельникова – (б)

1. ITU G.726 16 кбит/с
2. ITU G.726 24 кбит/с
3. ITU G.726 32 кбит/с
4. ITU G.726 40 кбит/с
5. ITU G.728i 16 кбит/с

Исходя из полученных зависимостей можно сделать вывод о том, что полученная система в применении со множеством кодеков имеет выигрышь в качестве восстановленного сигнала в области низкого отношения сигнал/шум по сравнению с системой на основе теоремы В.А. Котельникова.

Библиографический список

1. Алгоритмы защиты речевой информации в телекоммуникационных системах: учеб. пособие / С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев; Рязан. гос. радиотехн. акад. Рязань, 2005. 128 С. ISBN 5-7722-0194-8

2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. 2003. No1. С. 73-75.

3. Дмитриев Владимир Тимурович. Исследование и разработка алгоритмов обработки речевой информации на основе представления Хургина-Яковлева в радиотехнических устройствах : Дис. ... канд. техн. наук : 05.12.04 Рязань, 2006. 230 с. РГБ ОД, 61:06-5/156.

4. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Финитные Функции в Физике и Технике. – М.: Наука; 1971. – 408с

УДК 621.396; ГРНТИ 47.47

АЛГОРИТМ ПЕРВИЧНОГО КОДИРОВАНИЯ РЕЧЕВЫХ СИГНАЛОВ ДЛЯ ТРЕХКАНАЛЬНОЙ СИСТЕМЫ

В.Т. Дмитриев, Е.С. Куликова

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, vol77@rambler.ru, culikoa2010@mail.ru

Аннотация. В работе рассмотрена трехканальная система кодирования на основе алгоритма Хургина-Яковлева, представлены результаты моделирования ее работы в условиях отсутствия и наличия помех в канале связи .

Ключевые слова: алгоритм Хургина-Яковлева, речевой сигнал, речевые кодеки, оценка качества восстановления сигнала.

ALGORITHM FOR PRIMARY CODING OF SPEECH SIGNALS FOR A THREE-CHANNEL SYSTEM

V.T. Dmitriev, E.S. Kulikova

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russia, Ryazan, vol77@rambler.ru, culikoa2010@mail.ru

The summary. The paper considers a three-channel coding system based on the Khurgin-Yakovlev algorithm, presents the results of modeling its operation in the absence and presence of interference in the communication channel.

Keywords: Khurgin-Yakovlev algorithm, speech signal, speech codecs, signal recovery quality estimation.

Электромагнитный ресурс ограничен и с каждым годом помеховая ситуация всё сильнее ухудшается, а проблема электромагнитной совместимости становится более существенной, в связи с чем возникает необходимость в повышении помехоустойчивости передаваемых сигналов. Для борьбы с выше описанными проблемами ранее предложено использовать представление Хургина-Яковлева.[1,2] На основе этого представления предлагается разрабатывать кодеки речевых сигналов с различным количеством каналов и порядком преобразования.[3] Предполагается, что такой метод должен позволить повысить качество восстановленного сигнала, повысить помехоустойчивость и уменьшить влияние акустических шумов.[5]

В данной работе проведен анализ эффективности алгоритма кодирования для трехканальной системы на основе представления Хургина-Яковлева при передаче речевых сигналов в условиях отсутствия и наличия помех в канале связи.

Разработка алгоритма кодирования на основе представления Хургина-Яковлева

В соответствии с представлением Хургина-Яковлева [7] разработан следующий алгоритм обработки речевых сигналов:

1. Для анализа эффективности работы системы на вход должен подаваться акустический сигнал (фраза, приведенная в ГОСТ Р 50840-95.
2. Исходный сигнал разделяется на три канала.
3. В первом канале сигнал не изменяется и поступает на устройство децимации.
4. Во втором канале исходный сигнал дифференцируется и затем поступает на устройство децимации.
5. В третьем канале исходный сигнал дифференцируется два раза и также поступает на устройство децимации.
6. Каждое из устройство децимации проводит прореживание отсчетов в три раза.
7. Сигналы каждого из каналов поступают на первичные кодеры, которые можно изменять в процессе совершенствования алгоритма.

8. Все три сигнала поступают в канал связи, где могут подвергаться воздействию ошибок.

9. Сигналы декодируются и поступают на интерполяторы, увеличивающее количество отсчетов в три раза.

10. Каждый из сигналов проходит через синтезирующий фильтр, соответствующий его каналу.

11. Все три сигнала суммируются и получается восстановленный сигнал.

12. Восстановленный сигнал сравнивается с исходным с помощью алгоритма PESQ.

Данный алгоритм направлен на то, чтобы оценить эффективность применения преобразования Хургина-Яковлева для трехканальных систем при использовании различных первичных кодеков, при наличии ошибок в канале связи, при наличии акустических шумов.

В соответствии с алгоритмом можно предложить следующую схему для трехканальной системы на основе представления Хургина-Яковлева – рисунок 1.

На представленной схеме учтены возможность внедрения акустических шумов в исходный сигнал и внесения ошибок в канал связи.

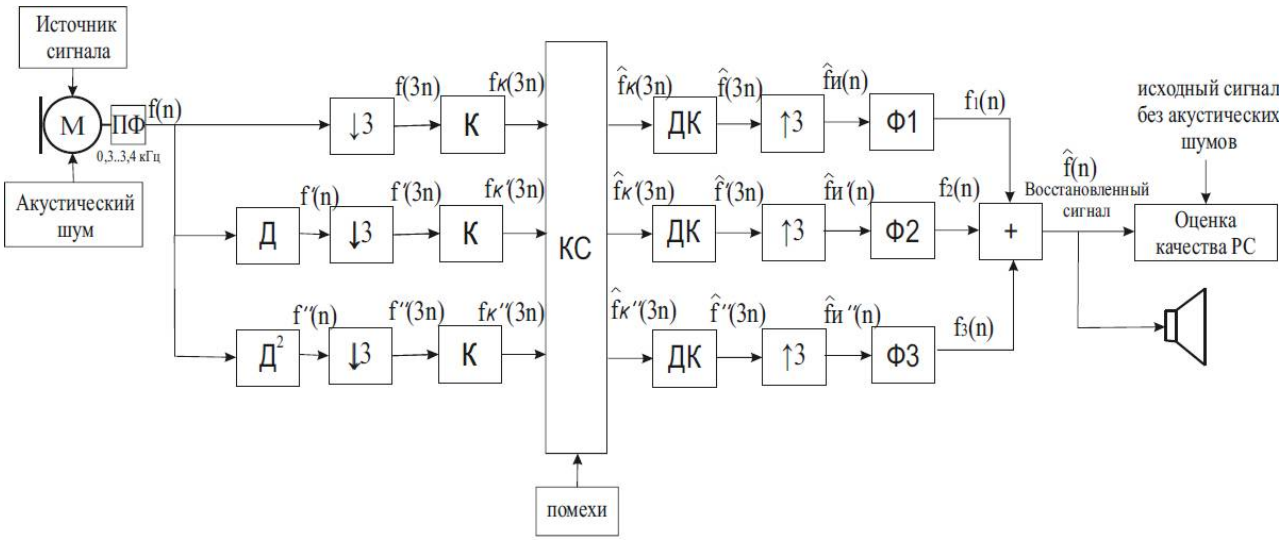


Рис. 1. Структурная схема работы алгоритма основанного на представлении Хургина-Яковлева

Анализ работы промоделированного алгоритма Хургина-Яковлева в идельных условиях

Запись тестовых сигналов осуществлялась на диктофон Olimpus LS-10 (Linear PCM recorder), который способен записывать речевые сигналы в wav-формате с частотой дискретизации 44,1 кГц, при разрядности квантования 16 бит и типе кодирования ИКМ. Были записаны 10 взвешенных тестовых сигналов, выбранных в соответствии с ГОСТ Р 50840-95.[25] В качестве дикторов выступали 6 мужчин и 4 женщины разного возраста, что соответствует требованию ГОСТ Р 50840-95, согласно которому число дикторов должно быть не менее 5 (3 мужчин и 2 женщины). Запись проводилась в тихом помещении при наличии только естественного шума низкого уровня, без посторонних мешающих шумов и работающих электроприборов. Записывающее устройство находилось на расстоянии пятидесяти сантиметров от лица говорящего. Кодек на основе преобразования Хургина-Яковлева выполнен в виде двух файлов в среде Mathcad, первый из которых имитирует действия на передающей стороне, а второй – на стороне приема.

Алгоритм программы на стороне передачи заключается в разделении исходного сигнала на три канала, а именно во взятии производных, прореживании отсчетов в три раза и записи сигналов каждого канала в файл с расширением wav.

Во втором файле осуществляется интерполяция в три раза, фильтрация с помощью синтезирующих фильтров и последующее суммирование с выводом полученного результата в wav-файл. Полученный результат оценивается с помощью алгоритма PESQ в среде MATLAB. Оценка в соответствии с алгоритмом PESQ должна лежать в пределах от 0 до 4,5.

После кодирования по алгоритму Хургина-Яковлева возможно применить первичные кодеки речевых сигналов, что осуществляется с помощью программы Vocdemo.

Рассмотрим простейший случай, когда исходный речевой сигнал без акустических шумов преобразуется только по алгоритму Хургина-Яковлева, без использования первичных кодеков и имитации канала связи в программе Vocdemo, последний в данном случае считается идеальным.

В результате получена усредненная оценка для 10 различных речевых сигналов, и при таких условиях она составила 3,95 из максимальных 4,5.

Так разработанная система ухудшает качество сигнала примерно на пол балла по сравнению с идеальным случаем. Это происходит из-за ошибок возникающих при аппроксимации фильтров, в особенности ФЧХ третьего синтезирующего фильтра и частично АЧХ первого, а также в связи с особенностями вывода и ввода wav-файлов в Mathcad.

Сравнение системы на основе теоремы В.А. Котельникова и системы на основе представления Хургина-Яковлева

В ходе эксперимента проведено сравнение разработанной системы с системой на основе теоремы В.А. Котельникова и, кроме того, получены результаты для разработанной системы при использовании различных первичных кодеков.

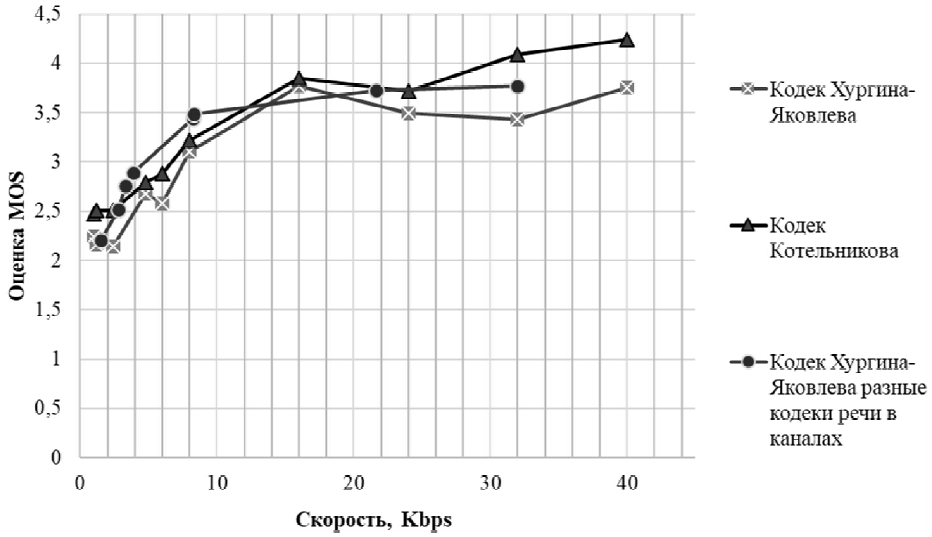


Рис. 5. Зависимость оценки качества восстановленного сигнала от скорости

Наибольший выигрыш по сравнению с системами на основе представления Хургина-Яковлева и на основе т. В.А. Котельникова имеет трехканальная система на основе представления Хургина-Яковлева, в который сигнал в первом канале кодируется высокоскоростным кодеком, во втором канале – среднескоростным и в третьем – низкоскоростным, а результирующие скорости около 8 Kbps. Меньшее преимущество также наблюдается при результирующих скоростях 2,8, 3,3 и 3,86 Kbps, для данных случаев в первом канале использовался среднескоростной кодек, в остальных – низкоскоростные. Так, показано, что разработанная система эффективна на средних и низких скоростях при использовании различных кодеков речи в каналах.

Анализ работы алгоритма первичного кодирования для трехканальной системы в условиях действия помех в канале связи

Для анализа воздействия помех в канале связи на качество восстановленного речевого сигнала, полученного с помощью разработанной системы, необходимо внести ошибки в канал связи с помощью программы Vocdemo и сравнить полученные оценки с теми, что получаются при использовании системы на основе т. В.А. Котельникова. На рисунке 6 представлены зависимости оценки качества восстановленного речевого сигнала от вероятности возникновения ошибки в канале связи.

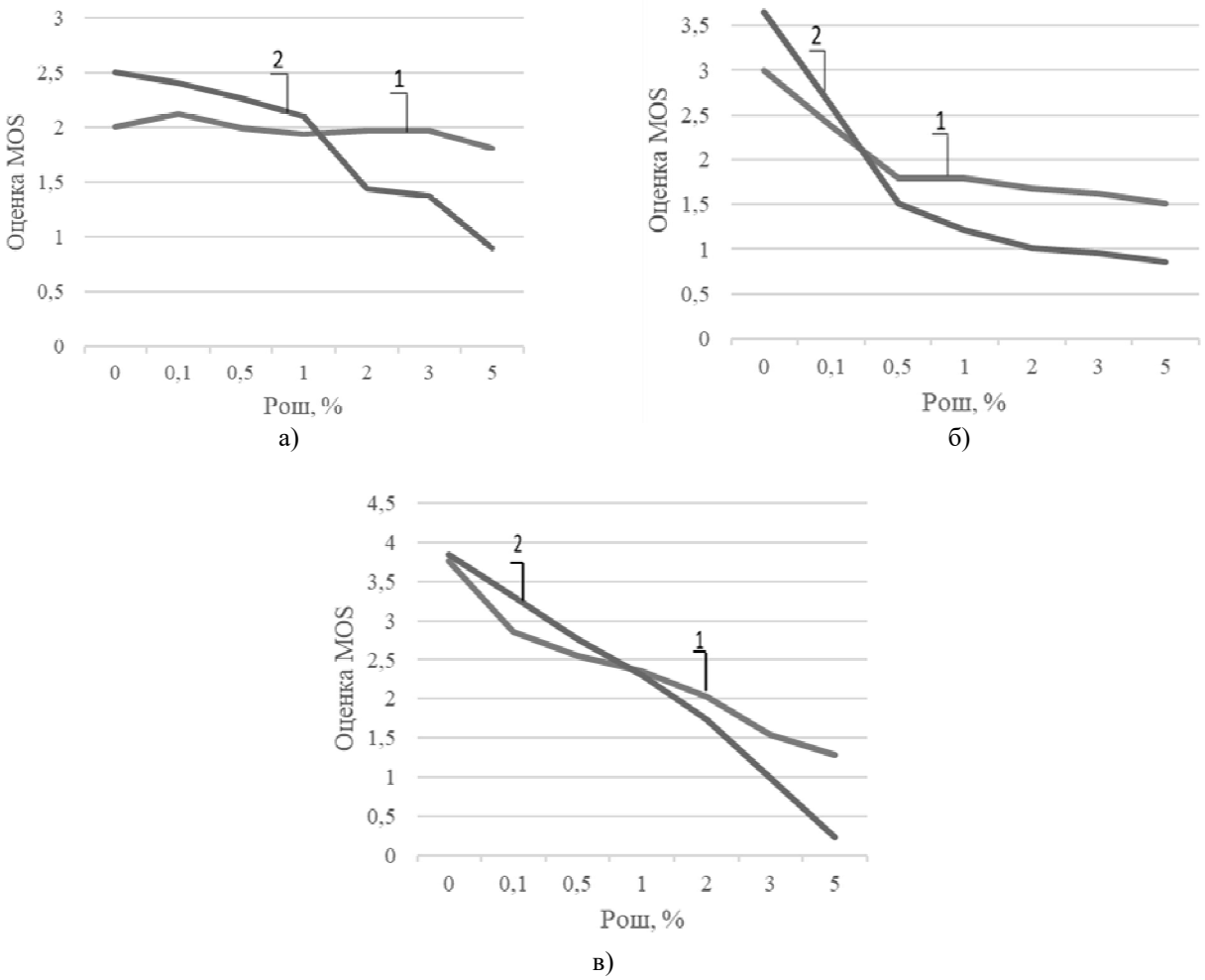


Рис.6. Зависимости оценки качества восстановленного сигнала:
1 – система на основе представления Хургина-Яковлева;
2 – система на основе т. В.А. Котельникова) от вероятности возникновения ошибки в канале связи для низкоскоростных – (а), среднескоростных – (б) и высокоскоростых - (в) первичных кодеков

По данным зависимостям можно заметить, что при увеличении ошибок в канале связи качество восстановленного сигнала падает медленнее для разработанной системы, чем для системы на основе т. В.А. Котельникова. В результате чего при больших ошибках в канале связи качество восстановленного сигнала лучше для разработанной системы.

Таким образом, разработанную систему эффективно использовать на низких и средних скоростях при вероятности ошибки в канале связи от 1%.

Библиографический список

1. Алгоритмы защиты речевой информации в телекоммуникационных системах: учеб. пособие / С.Н. Кириллов, В.Т. Дмитриев; Рязан. гос. радиотехн. акад. Рязань, 2005. 128 С. ISBN 5-7722-0194-8
2. Кириллов С.Н., Дмитриев В.Т. Реализационные возможности и помехоустойчивость процедуры восстановления сигналов на основе алгоритма Хургина-Яковлева// Радиотехника. 2003. No1. С. 73-75.
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. В.Т.Дмитриев, Д.С.Константинова. Алгоритм комплексной оценки качества речи в канале связи. // Вестник РГРТУ. 2016. №56 – С.42-47.
5. В.Т. Дмитриев, А.Ф. Янак Исследование воздействия акустических шумов на первичные кодеки речевых сигналов. // Вестник РГРТУ. 2016. №2 (Выпуск 56) – С.38-44.
6. Хургин Я.И., Яковлев В.П. Финитные Функции в Физике и Технике. – М.: Наука; 1971. – 408с

УДК 521.396; ГРНТИ 49.43.29

АНТЕННЫ ДЛЯ ОБМЕНА ТЕЛЕМЕТРИЧЕСКОЙ ИНФОРМАЦИЕЙ

М.А. Куликов

Рязанский государственный радиотехнический университет имени В.Ф. Уткина, Российская Федерация, Рязань, makkull1@yandex.ru

Аннотация. В работе рассматриваются антенны передачи телеметрической информации, основные направления применения и методики проектирования данных антенн, а также основные параметры.

Ключевые слова: БПЛА, ракетно-космические аппараты, антенные решетки, зеркальные антенны.

ANTENNAS FOR THE EXCHANGE OF TELEMETRY INFORMATION

M.A. Kulikov

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russian Federation, Ryazan, makkull1@yandex.ru

Annotation. The paper discusses the antenna transmission of telemetric information, the main areas of application and methods of designing these antennas, as well as the main parameters.

Keywords: UAVs, rocket and space vehicles, antenna arrays, mirror antennas.

В настоящее время при разработке изделий военного и гражданского назначения, их отработке и при применении по назначению важную роль составляет передача телеметрической информации. Под передачей телеметрической информации подразумевается упаковка в пакеты данных и передача по каналам связи информации, отражающей текущее состояние исследуемого объекта, либо информации о каких-то событиях, отслеживаемых объектом. Особенно важной задачей в настоящее время является обеспечение передачи информации с беспилотных летательных объектов.

При выборе типа применяемой антенны необходимо опираться на условия, в которых данная антенна будет функционировать, на требуемую диаграмму направленности, диапазон частот передаваемого радиосигнала и габариты. В связи с этим, существует несколько принципиально разных видов антенн, применяемых в определенных условиях. Приведем актуальные типы антенн, а также их основные параметры и возможности применения.

Проанализируем несколько наиболее актуальных антенн обмена телеметрической информации для составления приблизительного диапазона характеристик, которому должна соответствовать антенна подобного назначения.

Одной из наиболее актуальных сфер передачи телеметрии является связь с БПЛА. В данном взаимодействии используется сразу несколько разных антенн, имеющие разницу только в ДН.

Как правило, связь с БПЛА не устанавливается на расстояния более 100 км (возможна связь посредством применения спутников, однако количество передаваемой информации в таком случае минимальное).

Ввиду небольших расстояний наиболее перспективным является диапазон частот выше 5 ГГц. Данный диапазон позволяет передавать информацию с большой скоростью, но возникает метеозависимость. Средняя скорость передачи в подобной системе составляет 115200 бит/с, при вероятности ошибки не более 10^{-8}. Возможно снижение до 38400 бит/с при высокой вероятности ошибки [3].

Однако, на настоящий момент применяется диапазон частот 2,4 ГГц, при этом слабонаправленные антенны должны иметь коэффициент усиления 21-23 дБ, а коэффициент усиления наземного пункта 27-30 дБ. Мощность передачи при этом должна быть близка к 45-50 дБм, что эквивалентно 30…100 Вт. При применении ненаправленных антенн мощности радиолинии до 15-16 дБ. Что при неизменной скорости передачи приведет к сокращению дальности передачи в 2 раза. Для наземных пунктов предпочтительней всего узкая диаграмма, а в качестве антенн применяются антенные решетки 16x8 [1]. Диаграмма направленности такой антенны показана на рисунке 1.

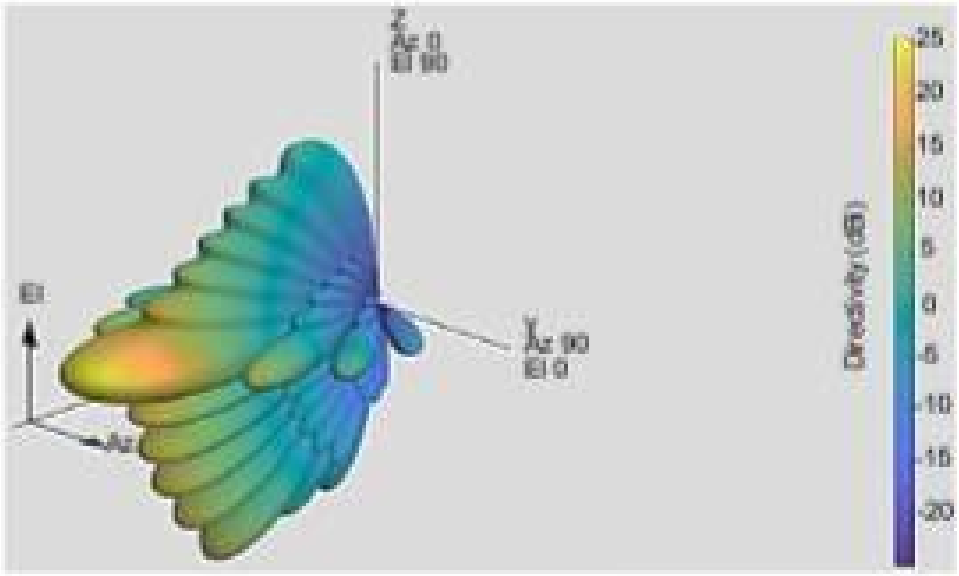


Рис 1. Трехмерная ДН антенной решетки 16x8

Для бортовых систем применяется, к примеру, антенна Вивальди, диаграмма направленности которой показана на рисунке 2.

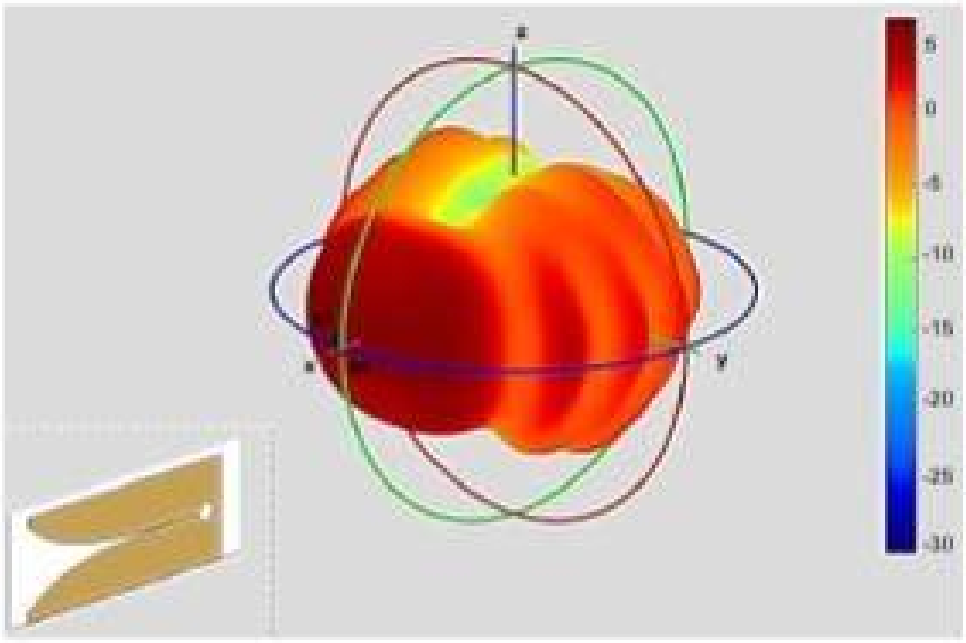


Рис 2. ДН антенны Вивальди. КНД = 6,54 дБ.

При этом антенна, расположенная на наземном пункте управления, как правило, либо слабо-направлена, либо имеет большой коэффициент направленного действия. При работе со множеством ЛА одновременно возможно применение сканирующей цифровой антенной решетки, однако это достаточно дорогое решение.

Вторым важным направлением развития антенн передачи телеметрической информации являются антенны командно-телеметрических радиолиний космических аппаратов.

На основе современных исследований можно сделать вывод о том, что антенны подобного назначения должны работать в высокочастотном диапазоне, как правило, это диапазоны частот С (5,9-8,4 ГГц), Х (7,9 – 8,4 ГГц) и Ku (14,0-14,5 ГГц) [2].

При этом антенны передачи и приема должны работать с близкой к круговой форме поляризацией и одинаковым направлением вращения. Масса подобных антенн должна составлять от 0,008 до 0,025 от массы комплекса.

По параметру диаграммы направленности антенны должны быть всенаправленными, либо слабонаправленными, а ширина ДН близка к 18 град при слабонаправленной антенне КНД от 1,5 [4].

В связи с вышесказанным, наиболее подходящими типами антенн для реализации требуемых задач являются следующие антенны: симметричный вибратор, цилиндрические спиральные антенны, рупорные антенны, антенная решетка.

Так же для рассмотрения систем передачи телеметрии необходимо учитывать применение подобных систем в ракетно-космической технике.

Ввиду больших габаритов появляется возможность применение в бортовой системе группы фазированных антенных решеток (от 2 до 4), а также многолучевых антенн приема Глонасс/GPS. Количество антенных решеток зависит от их индивидуальных угловых характеристик, и с учетом возможности передачи информации в любом направлении [5].

Так же в настоящее время стало актуально использование печатных технологий при изготовлении антенн КА (рис. 3). Подобное решение позволяет снизить массу антенны при сохранении ее электрических свойств без изменений [6].

Рис. 3. Пример антенн, изготовленных с применением печатных технологий

Помимо применения антенн, изготовленных традиционными методами, в настоящее время применяются и микрополосковые (печатные) антенны (рис. 4). Подобные антенны состоят из подложки, нескольких слоев диэлектрика и плоских излучающих элементов.

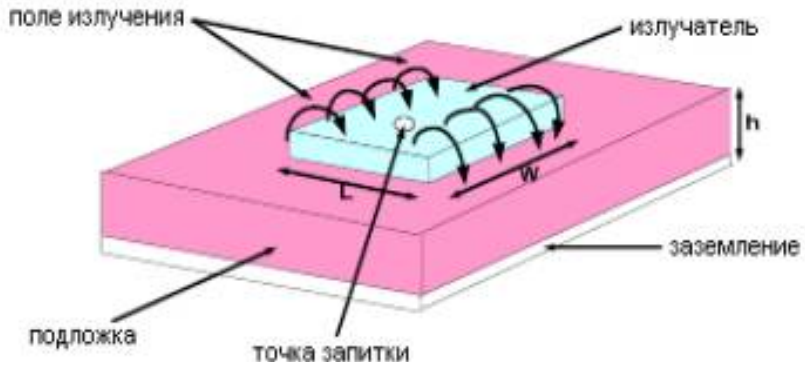


Рис. 4. Конструкция микрополосковой антенны.

Данный тип антенн стал все чаще применяться в малогабаритных КА ввиду их преимуществ:

- дешевизна;
- малые габариты;
- низкая масса;
- малая металлоемкость.

Так же следует отметить тот факт, что микрополосковые антенны изготавливаются на том же оборудовании, что и печатные платы, в связи с чем нет необходимости в покупке специфического оборудования, а также точность изготовленных антенн остается на крайне высоком уровне. Следует отметить и возможности размещения подобных антенн совместно с питающей системой фидерного устройства, либо с цепями согласования.

В наземных комплексах подобных систем применяются, как правило, зеркальные антенны с диаметром главного зеркала – до 3-х метров. Диапазон частот при этом Д1-Д3 и М1-М4, скорость передачи до 3,14 Мбит/с, а общая масса до 250 кг [7].

На основании исследованных работ и современных направлений развития техники наиболее актуальным для изучения и проектирования являются бортовые антенны различных летательных объектов. Антенны подобного назначения чаще всего имеют малые габариты, всенаправленные либо малонаправленные, наиболее распространенная конструкция – антенная решетка, а диапазон частот выше 5 ГГц.

Библиографический список

1. Справочник по радиоэлектронике / Под ред. А. А. Куликовского. — М.: Энергия, 1967. — Т. 1. — 316 с.
2. И.П. Заикин, А.В. Тоцкий, С.К. Абрамов, В.В. Лукин. Проектирование антенных устройств СВЧ / Под ред. А. А. Куликовского.. — Харьков: Нац. аэрокосм. ун-т «Харьк. авиац. ин-т», 2005. — С. 47. — 107 с.
3. . *Шифрин Я.С.* Антенны. — ВИРТА им. Гоборова Л.А., 1976. — С. 239-241. — 408 с.
4. Ротхаммель, К. Антенны / К. Ротхаммель, А. Кришке. – Т. 1, 2. – М.: Данвел, 2005.
5. Гридин, Ю. И. Метод определения фазового центра антенн / Ю. И. Гридин, А. Н. Лукин, И. Ф. Струков // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. – 1990. – № 3. – С. 43–47.
6. Гарматюк, С. С. Метод определения фазового фронта антенн / С. С. Гарматюк, В. Г. Шарварко // Изв. ВУЗов. Радиоэлектроника. – 1975. – № 7.
7. Кочержевский, Г. Н Антенно-фидерные устройства / Г. Н. Кочержевский. – М.: Радио и связь, 1981.

УДК 004.056.5; ГРНТИ 49.43.29

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА АДАПТИВНОЙ ЗАЩИТЫ РЕЧЕВОГО ТРАФИКА В СОВРЕМЕННЫХ И ПЕРСПЕКТИВНЫХ СЕТЯХ СВЯЗИ

В.Т. Дмитриев, К.В. Федоренко

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

Аннотация. В работе рассматриваются возможности и способы создания алгоритма адаптивной защиты речевого трафика в современных и пенрспективных сетях связи, в целях созадния помехоустойчивых и помехозащищенных сетей.

Ключевые слова: помехоустойчивость, помехозащищенность, защита, помехи, помехоустойчивые алгоритмы, адаптация

DEVELOPMENT OF ADAPTIVE PROTECTION ALGORITHM FOR VOICE TRAFFIC IN MODERN AND PROMISING COMMUNICATION NETWORKS

V.T. Dmitriev, K.V. Fedorenko

Ryazan State Radio Engineering University named after V.F. Utkin, Russian Federation, Ryazan

Annotation. The paper considers the possibilities and methods of creating an algorithm for adaptive protection of voice traffic in modern and prospective communication networks, in order to create noise-resistant and noise-immune networks.

Keywords: noise immunity, noise immunity, protection, interference, noise-immune algorithms, adaptation

Одной из наиболее актуальных проблем в области передачи трафика при создании помехоустойчивых и помехозащищенных радиосистем передачи информации, в том числе речевого, является защита передаваемых данных от потерь, возникаемых в следствии воздействия окружающей среды на канал связи, а также защиты передаваемой информации. Для различных систем связи существуют различные требования для обеспечения прмехоустойчивости и защищенности передаваемой информации, а также качества передаваемой речи на приемной стороне. Поэтому необходима разработка алгоритма, включающего адаптацию системы передачи к действию помех в канале связи, защиты передаваеой информации и повышения качества востановленой речи на приеме.

Таким образом, при адаптации необходимо выполнение следующих этапов:

1. Осуществить анализ помех действующих на канал связи. Необходимо определить вид действующих помех, отношение сигнал-шум, провести их классификацию и провести исследование воздействия данного вида помех на все возможные алгоритмы использующиеся в системе передачи: алгоритмы первичного кодирования,

помехоустойчивого кодирования, модуляции, перемежения и другие алгоритмы, которые могут сказаться на качестве сигнала на выходе.

2. Выбор алгоритма уменьшения влияния помех в канале связи на основе анализа влияния помех на качество востановленой речи. Показано, что различные алгоритмы наиболее эффективны для определенных видов помех и отношений сигнал-шум.
3. Выбор наиболее помехоустойчивых алгоритмов первичного кодирования, обеспечивающих наилучшее качество востановленной речи при заданных значениях скорости передачи. Для обеспечения наилучшего соотношения между минимальной скоростью передачи и максимально возможным качеством востановленной речи необходимо использовать адаптивные первичные кодеки. Кроме того в работах [1,2] показано, что применение модификации алгоритма Хургина-Яковлева позволяет повысить помехоустойчивость передаваемой информации без дополнительного увеличения скорости передаваемой информации.
4. Выбор алгоритма помехоустойчивого кодирования, обеспечивающего защиту передаваемой речевой информации за счет избыточности вносимой помехоустойчивым кодом. Данный алгоритм может определить скорость в канале связи и его помехоустойчивость.
5. Выбор наиболее устойчивого к действию алгоритма модуляции и частоты передачи при действии установленного вида помех.
6. Выбор алгоритмов защиты передаваемой информации с точки зрения обеспечения максимально возможного количества ключей алгоритма при обеспечении максимальной помехоустойчивости передаваемой информации. В работе [3] показано, что применение различных алгоритмов защиты может снизить помехоустойчивость при действии помех в канале связи. Поэтому необходим выбор алгоритмов защиты, которые могут не только обеспечить не только максимально возможное количество ключей маскирования, но и увеличить помехоустойчивость передаваемой информации, или по крайней мере не понизить ее. Для повышения скрытности передаваемой информации необходимо применение не распространенных алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования, так как при атаке злоумышлеником осуществляется перебор алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования, начиная с самых распространенных.

На каждом шаге данного алгоритма возможно применение адаптации параметров которая бы учитывала требования, предьявляемые к данной системе. За счет данной адаптации возможно обеспечение заданной скорости, качества востановленной речи, помехоустойчивости и защищенности передаваемой информации. Для того, чтобы систематизировать воздействия на канал связи помех МСЭ разработало стандарт G.107 – Е-модель. Данная модель описывает процессы, происходящие в канале связи в процессе реализации приемо-передачи, а также учитывает воздействие на передаваемый речевой сигнал факторов, снижающих качество передаваемой речи, к которым относятся к примеру – задержки, эхо, помехи аппаратуры или окружающей среды. Основной сложностью при построении систем связи является обеспечение максимально возможной скорости передачи данных в условиях постоянно меняющейся помеховой обстановки. В связи с этим адаптивными к помеховой обстановке должны быть не только каналы связи, но и методы защиты сигнала.

Под понятием помехи понимается любое воздействие на полезный сигнал, последствия накладывания которого затрудняет прием. При этом помехи подразделяются по физическим свойствам и происхождению. Для большего понимания источника искажений и методов защиты приведем основные виды помех.

По виду происхождения помехи подразделяются на шумы аппаратуры, возникаемые в следствии работы техники, ее нагрева и особенностей работы компонентов, и на помехи от посторонних источников.

Рассмотрим помехи от посторонних источников, к ним относятся:

- атмосферные помехи (громовые разряды, полярное сияние, и др.), обусловленные электрическими процессами в атмосфере;
- индустриальные помехи, возникающие в электрических цепях электроустановок (электротранспорт, электрические двигатели, системы зажигания двигателей, медицинские установки и другие.);
- помехи от посторонних станций и каналов, возникающих от различных нарушений режима их работы и свойств каналов;
- космические помехи, связанные с электромагнитными процессами, происходящими на Солнце, звездах, галактиках и других внеземных объектах.

Для защиты информации разработаны различные методы борьбы с потерями данных в следствии воздействия помех. К ним относятся следующие виды:

- снижение уровня помех в полосе пропускания приемника;
- увеличение энергии сигнала;
- оптимальная обработка сигналов в приемнике;
- выбор оптимальной структуры сигнала;
- применение сложных сигналов;
- кодирование сигналов с целью повышения их помехоустойчивости;
- повторение передачи сигналов.

Одним из наиболее эффективных методов является применение помехоустойчивых кодов [4]. Добавление в пакет данных избыточной информации позволяет определить наличие ошибки в процессе передачи информации, а при применении определённых видов кодов так же и устранение искажение. Однако наличие избыточности может создавать проблемы при значительных искажения сигнала, поскольку в подобных случаях одним из способов борьбы с воздействием является снижение скорости передачи, что при наличии сложного кода может создать ситуацию, когда будет передаваться слишком мало полезной информации на кадр сообщения. В связи с этим одним из методов адаптации канала связи к помеховой обстановке может быть изменение применяемого помехоустойчивого кода в зависимости от обстановки. Единственным спорным моментом в таком решении может является необходимость указания при передаче типа кода, что потребует дополнительного трафика и вычислений. Для разработки адаптивного алгоритма необходимо подобрать несколько видов защиты трафика, между которыми алгоритм будет осуществлять переход в зависимости от уровня целевых параметров. Одним из таких кодов является NRZ – двоичный код [5], в котором при передаче 0 дублируется предыдущий потенциал, а при передаче 1 потенциал инвертируется. Данная техническая особенность позволяет вычислять и устранять ошибки. Из недостатков – отсутствие самосинхронизации кода. Более прогрессивным можно считать манчестерский код – информация кодируется перепадами потенциала в середине такта. В связи с этим код обладает возможностью самосинхронизации. Данный код применяется в стандарте IEEE802.3. Наиболее эффективными, но крайне перспективным является стеганографический алгоритм. Данный метод подразумевает под собой разбиение сообщения на несколько подсообщений и передача их раздельно. Подобное решение позволяет получить полную защиты от внешних шумов, однако программная реализация крайне сложна. Так же для адаптации к помеховой обстановке возможно изменение структуры сигнала. Здесь подразумевается то, что при низком уровне шумов применяется высокоскоростное кодирование, к примеру серия кодов QAM, а при высоком уровне помех более защищенных методов кодирования сигналов [6]. Данное техническое решение как раз и снижает скорость передачи, как

говорилось ранее, однако требует достаточно сложной проработки на этапе конструирования системы связи.

Таким образом, разработанный алгоритма защиты передаваемой информации, позволит обеспечить выбор алгоритмов первичного и помехоустойчивого кодирования, а также защиты и модуляции и их параметров с точки зрения обеспечения необходимого качества востановленной речи, помехоустойчивости и защиты передаваемой информации.

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. Дмитриев В.Т. Помехоустойчивость кодеков речи на основе алгоритма Хургина-Яковлева/ Вестник РГРТА Вып. №12, 2003 – С.133-136.

3. Дмитриев В.Т., Смирнов М.С. Исследование помехоустойчивой и защищенной системы передачи речевых сигналов на основе представления Хургина-Яковлева.//Вестник РГРТУ 2022 №82 – С. 27- 37.

4. Борьба с радиоэлектронными средствами. Под редакцией Н.П. Марьина / Москва 1972

5. Защита информации техническими средствами. Учебное пособие - Ю.Ф. Каторин А.В. Разумовский А.И. Спивак / НИУ ИТМФ, Санкт-Петербург 2012.

6. Защита радиолокационных систем от помех. Состояние и тенденции развития - Канащенков А.И., Меркулов В.И. / Москва, Радиотехника, 2003.

СОДЕРЖАНИЕ

ИНФОРМАЦИЯ О VI МЕЖДУНАРОДНОМ ФОРУМЕ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ» СТНО-2023»……. 3

МЕЖДУНАРОДНАЯ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКАЯ КОНФЕРЕНЦИЯ «СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ. РАДИОТЕХНИКА И ЭЛЕКТРОНИКА»..... 6

Секция «РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»..... 6

Попов Д.И. Оптимизация фильтров режекции неэквидистантных отсчетов пассивных помех…… 6

Попов Д.И. Корреляционные матрицы на выходе адаптивных режекторных фильтров…… 12

Попов Д.И. Синтез алгоритмов оценивания времени задержки квантованных импульсов... 17

Валетов Р.Ш., Олмасов А.А., Мирзокулов Х.Б. Печатная антенна для анализа сигналов в диапазоне УВЧ…….. 21

Потапов А.А. Интеллектуальные метаповерхности: мини-обзор……..28

Белокуров В.А., Нгуен Ч.К. Анализ алгоритма стабилизации уровня ложной тревоги с нормировкой……..42

Королев В.А., Кириченко К.С. Неочевидные проблемы симметричного метода шифрования радиосообщений…… 48

Жирков Е.А. Анализ лазерных отражений от атмосферных объектов……. 54

Васильев И.В., Никитин В.В. Использование GNURadio для измерения эффективной поверхности рассеивания малых целей сложной формы…… 58

Костров В.В., Ракитин А.В. Влияния неточности позиционирования луча антенны РСА космического базирования на доплеровский сдвиг……. 65

Костров В.В., Ракитин А.В. Компенсация нестационарного фона при автоматическом поиске объектов……... 72

Андреев В.Г. , Чан В.А. Повышение точности спектрального оценивания кусочно-стационарных радиосигналов световых отражений от искусственных спутников Земли…… 79

Воробьев Д.С., Кошелев В.И. Обнаружение цели в РЛС малой дальности методами математической морфологии……..84

Паршин В.С., Нгуен В.Д. Влияние скорости распространения радиоволн на точность оценки расстояния методом максимального правдоподобия……..88

Кошелев В.И., Чинь Н.Х. Характеристики многоканальных доплеровских фильтров обработки неэквидистантных отсчетов сигнала……...93

Сычев А.С. Полунатурный макет мультиспектральной системы технического зрения……. 99

Нгуен В.Х., Паршин А.Ю. Расчет канальной матрицы системы MIMO при распределении рассеивателей на сфере…… 103

Штрунова Е.С. Адаптивное формирование расширенных нулей диаграммы направленности антенной решетки…… 108

Поспелов И.А., Васильев Е.В. Оптимизация схемы активного амплитудного детектора на операционном усилителе……. 112

Кудряшова А.А. Исследование алгоритма минимума среднего квадрата ошибки с ограничениями при воздействии spoofing-помех…… 116

Ларионов А.И. Выбор и обоснование параметров малогабаритной РЛС для экспериментального обнаружения зависшего беспилотного летательного аппарата при помощи микро-доплеровского эффекта……...120

Сафонова А.В. Исследование влияния входного параметра алгоритма максимальной корреляции на качество полученного радиолокационного изображения цели…….. 125

Паршин А.Ю., Телешинин В.А. Описание фазового шума колебания, формируемого в системе ФАПЧ…… 129

Скориков А.Г., Холопов И.С. Управление реперными лампами накаливания тест-объекта и измерение их пиксельных координат в задаче калибровки камер видимого и инфракрасных диапазонов……... 132

Кислицына Т.С. Применение обобщённого оператора вычисления градиента перпендикулярно заданному направлению к изображениям рельсового пути…….. 140

Кудряшов В.И. Эффективность калмановской фильтрации канальных коэффициентов MIMO канала связи с подвижными объектами…….. 145

Васильев Е.В., Кононенко М.С. Исследование амплитудно-фазовой конверсии в каскодном усилителе……..150

Баулин Д.С. Фазовые шумы в устройствах Интернета вещей……..154

Валова Т.С. Теоретические основы использования импульсных преобразователей параметров электрической энергии в системе впрыска топлива……..159

Успенский А.И. Сравнительный анализ непрерывного и дискретного mimo-канала с кодированием Аламоути…… 163

Богданов А.С., Карцев Д.В. Исследование режима самостабилизации выходных параметров в мощном автогенераторе……167

Секция «ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ И УСТРОЙСТВА»..... 172

Шестакова Т.В., Сорокин Г.Ф. Улучшение эффективности многоканальных систем передачи данных……172

Аронов Л.В. Энергетические характеристики подводного беспроводного оптического канала на разных длинах волн…… 179

Дмитриев В.Т., Поликанова В.А. Выбор и обоснование первичного и помехоустойчивого кодека для различных сетей связи…… 186

Галичев Е.В., Калыгина Л.А., Антоненко Н.И. Исследование характеристик системы связи с OFDM- модуляцией……..189

Андреев В.Г., Дмитриев В.Т. Алгоритм адаптации первичных и помехоустойчивых кодеков при действии мешающих факторов…….. 193

Меркутов А.С., Лопатин А.И. Моделирование каналов передачи 256-QAM сигналов в условиях межсимвольной интерференции……...197

Бауков А.А. Многокритериальный анализ методов увеличения контрастности, основанных на преобразовании гистограмм изображений……... 201

Афанасьев А.А., Будяков А.В. Основные принципы коррекции каналов радиомониторинга систем мобильной связи…….. 207

Ямашкин И.А. Адаптивная защищенная помехоустойчивая система передачи телеметрической информации……. 210

Мартынов Е.А. Предотвращение атак на сеть, связанных с истощением ресурсов DHCP…….. 214

Черентаев М.А. Исследование системы на основе представления Хургина-Яковлева с повторным разложением……218

Дмитриев В.Т., Куликова Е.С. Алгоритм первичного кодирования речевых сигналов для трехканальной системы……..223

Куликов М.А. Антенны для обмена телеметрической информацией…….227

В.Т. Дмитриев, Федоренко К.В. Разработка алгоритма адаптивной защиты речевого трафика в современных и перспективных сетях связи……...231

СОВРЕМЕННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ В НАУКЕ И ОБРАЗОВАНИИ

Научное издание

В 10 томах

Том 1

Под общей редакцией О.В. Миловзорова.

Подписано в печать 15.06.23. Формат 60x84 1/8.
Бумага офсетная. Печать офсетная.
Гарнитура «Times New Roman».
Усл. печ. л..
Тираж 100 экз. Заказ №.

ISBN 978-5-7722-0374-3

Рязанский государственный радиотехнический университет,
Редакционно-издательский центр РГРТУ,
390005, г. Рязань, ул. Гагарина, д. 59/1.