

ЦИФРОВАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ

Научно-технический журнал
№ 1/2023

Издается с 1999 года
Выходит четыре раза в год

ГЛАВНЫЙ РЕДАКТОР

Д.Т.Н., чл. корр. РАН Ю.Б. ЗУБАРЕВ

ЗАМЕСТИТЕЛИ ГЛАВНОГО РЕДАКТОРА:

д.т.н., проф. В.В. ВИТЯЗЕВ,
д.т.н., член-корр. РАН А.В. ДВОРКОВИЧ

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ:

д.т.н., проф. Ар.С. Аджемов, д.т.н., проф. Б.А. Алпатов,
д.т.н., проф. В.Г. Бартенев, д.т.н. Ю.И. Борисов,
д.т.н., проф. Ю.А. Брюханов, д.т.н., проф. В.И. Джиган,
д.т.н., проф. В.В. Еремеев, д.т.н. Г.В. Зайцев,
Р.В. Зубарев, А.П. Кирпичников,
д.т.н., акад. РАН Н.А. Кузнецов,
В.Г. Мистюков, д.т.н., проф. С.Л. Мишенков,
д.т.н., проф. Ю.Н. Прохоров,
д.т.н. А.Л. Приоров, д.т.н., проф. В.Г. Санников,
д.т.н., проф. Чиров Д.С.,
к.т.н., проф. В.С. Сперанский.

Адрес редакции:

г. Москва, ул. Авиамоторная, д. 8
Научный центр МТУСИ
Тел.: (+7) 903-201-53-33
E-mail: rntores@mail.ru
vityazev.v.v@rsreu.ru
http://www.dspa.ru

Издатель:

Российское научно-техническое общество
радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
Компьютерная верстка: И.А. Благодарова
Дизайн: М.В. Аверин

Подписной индекс по каталогу
ОАО «Роспечать» – 82185

Подписано в печать 03.05.23 г.
Формат 60x90/8.

Гарнитура «Arial». Печать офсетная.
Бумага офсетная. Печ.л. 6,5. Тираж 200 экз.

Заказ № 1856. Отпечатано в
ООО НПЦ «Информационные технологии»
Рязань, ул. Островского, д. 21/1
тел.: (4912) 98-69-84

Издание зарегистрировано в Министерстве
Российской Федерации по делам печати,
телерадиовещания и средств
массовых коммуникаций.

Свидетельство о регистрации ПИ № 77-1488
от 14.01.2000 г.

УЧРЕДИТЕЛИ:

АО «Инструментальные системы»

ФГУП «НИИ радио»

ООО «Российское научно-техническое общество
радиотехники, электроники
и связи им. А.С. Попова»

В НОМЕРЕ:

Джиган В.И.

Эффективность компенсации сигналов
акустического эха с помощью адаптивного
фильтра на основе многоканального
быстрого алгоритма аффинных проекций 3

Быховский М.А.

Методы модуляции и демодуляции сигналов
многомерных ансамблей..... 12

Андреев В.Г., Чан В.А.

Параметрический спектральный анализ
кусочно-стационарных радиотехнических сигналов
с учетом воздействия шума на корреляционные свойства 22

Сенкевич Ю.И., Мищенко М.А., Солодчук А.А., Луковенкова О.О., Гапеев М.И.

Стохастическое моделирование сигнала
геоакустической эмиссии..... 27

Хрящев В.В., Завьялов Д.В., Андержанова А.С.

Классификация эндоскопических изображений
устья червеобразного отростка на основе методов
глубокого машинного обучения..... 35

Гладышев А.И., Телегин А.М., Щелоков Е.А.

Математическая модель оптической системы
для измерения параметров
высокоскоростных микрочастиц 39

Попов Д.И.

Оптимизация режекторных фильтров
при возбуждении периода повторения 43

Кузьмин Е.В.

Показатели качества алгоритма ДПФ-режекции
узкополосной помехи при различных функциях
предварительного взвешивания 48

Васильев О.В., Зябкин С.А.,

Никоненко А.В., Чиров Д.С.

Функционально-ориентированная модель
формирования метеорологического продукта
в X-диапазоне от гидрометеоров переохлажденной жидкости
при полном поляризации приеме..... 54

Стефаниди А.Ф., Приоров А.Л.,

Топников А.И., Хрящев В.В.

Комбинированный детектор голосовой активности..... 62

Колесса Е.А.

Определение низких орбит по измерениям
нескольких телескопов..... 68

Бутко А.В.

Точностная модель определения элементов
внешнего ориентирования космических снимков
для поддержки принятия решения при создании
космических аппаратов оптико-электронного наблюдения..... 73

Мацак И.С., Капранов В.В., Воропаев Р.А.

Практика использования динамических библиотек АЦП
L-card E-502 для автоматизации экспериментов
в среде Matlab..... 80

Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен
в перечень ведущих рецензируемых научных изданий,
в которых по рекомендации Минобрнауки РФ,
должны быть опубликованы основные научные результаты
диссертаций на соискание ученой степени доктора
и кандидата наук

Digital Signal Processing

Science & Technical Magazine
Issue 1, 2023 year

Is published quarterly since 1999

THE EDITOR-IN-CHIEF:

Dr.Sci. (Tech.), Professor, Corresponding Member
of Russian Academy of Sciences J.N. Zubarev

DEPUTY EDITORS-IN-CHIEF:

Dr.Sci. (Tech.), Professor V.V. Vityazev,
Dr. Sci (Tech), Professor
Corresponding Member of RAS A.V. Dvorkovich

EDITORIAL BOARD:

Adzhemov A.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Alpatov B.A., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Bartenev V.G., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Borisov Y.I., Dr.Sci.(Tech.)
Bruchanov Y.A., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Djigan V.I., Dr. Sci (Tech), Professor
Eremeyev V.V., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Zaitsev G.V., Dr.Sci.(Tech.)
Zubarev R.V.,
Kirpichnikov A.P.,
Kuznetsov N.A., Dr.Sci.(Tech.), Academician
Mistyukov V.G.,
Mishenkov S.L., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Priorov A.L., Dr. Sci (Tech)
Prokhorov Y.N., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Sannikov V.G., Dr.Sci.(Tech.), Professor
Chirov D.S., Dr. Sci.(Tech.), Professor
Speranskii V.S., Dr.Sci.(Tech.), Professor

Editorial office address:

Aviamotornaya, 8, Moscow, Russia
Research Center of MTUCI
Phone: (+7) 903-201-53-33
E-mail: rntores@mail.ru,
vityazev.v.v@rsreu.ru
Web: http://www.dspsa.ru

Publisher:

Russian A.S. Popov Society for Radioengineering,
Electronics & Communications

Computer makeup:

I.A. Blagodarova

FOUNDERS: InSys

Radio Research and Development Institute

CONTENTS:

Djigan V.I. <i>Efficiency of Acoustic Echo Cancellation by Means of Adaptive Filter Based on Multichannel Fast Affine Projection Algorithm.....</i>	3
Bykhovskiy M.A. <i>Methods for modulation and demodulation of multidimensional ensemble signals.....</i>	12
Andrejev V.G., Tran V.A. <i>Parametric spectral analysis of piece-stationary radioengineering signals taking into account the effect of noise on correlation properties</i>	22
Senkevich Yu.I., Mishchenko M.A., Solodchuk A.A., Lukovenkova O.O., Gapeev M.I. <i>Stochastic modeling of geoacoustic emission pulse signal.....</i>	27
Khryashchev V.V., Zavyalov D.V., Anderzanova A.S. <i>Classification of endoscopic images of the orifice of the appendix on the basis of deep machine learning</i>	35
Gladyshev A.I., Telegin A.M., Shchelokov E.A. <i>Mathematical model of the optical system for measuring the parameters of high-speed microparticles</i>	39
Popov D.I. <i>Optimization of rejection filters when wobbling the repetition period.....</i>	43
Kuzmin E.V. <i>Quality indicators of the dft-based algorithm for narrow-band interference rejection under various functions of the preliminary weighing</i>	48
Vasiliev O.V., Zyabkin C.A., Nikonenko A.V. Chirov D.C. <i>A functionally-oriented model of the formation of a meteorological product in the X-range from hydrometeors of a supercooled liquid with full polarization reception.....</i>	54
Stefanidi A.F., Priorov A.L., Topnikov A.I., Khryashchev V.V. <i>Cascade voice activity detector</i>	62
Kolessa E.A. <i>Determination of low orbits from measurements of several telescopes</i>	68
Butko A.V. <i>Precision model for determining the elements of external orientation of spaceborne images for supporting accepting of decision in process of creation of space vehicle with equipment of observation of the earth in visible spectrum.....</i>	73
Matsak I.S., Kapranov V.V., Voropaev R.A. <i>The practice of using of ADC L-card e-502 dynamic libraries for automated testing in Matlab</i>	80



УДК 681.513.6

ЭФФЕКТИВНОСТЬ КОМПЕНСАЦИИ СИГНАЛОВ АКУСТИЧЕСКОГО ЭХА С ПОМОЩЬЮ АДАПТИВНОГО ФИЛЬТРА НА ОСНОВЕ МНОГОКАНАЛЬНОГО БЫСТРОГО АЛГОРИТМА АФФИННЫХ ПРОЕКЦИЙ

Джиган В.И., д.т.н., главный научный сотрудник Института проблем проектирования в микроэлектронике Российской академии наук, г. Москва, Россия, e-mail: djigan@iprpt.ru

EFFICIENCY OF ACOUSTIC ECHO CANCELLATION BY MEANS OF ADAPTIVE FILTER BASED ON MULTICHANNEL FAST AFFINE PROJECTION ALGORITHM

Djigan V.I.

The paper considers the problem of the identification of the multichannel linear system with the long impulse responses of its channels. An example of such task is the multichannel cancellation of the acoustic echo signals in the closed spaces. Depending on the size of the room, its decoration, the sampling rate, the duration of the acoustic impulse responses might take a several thousands of the sampling periods. In this case, to solve the identification problem, it is required to use a multichannel adaptive filter with the large number of weights. The implementation of such filters is not an easy task because the computational complexity of the adaptive filters depends on the number of their weights. Due to this reason, the efficient adaptive filters based on the Recursive Least Squares (RLS) algorithm are rarely used in the acoustic echo cancellers even in its fast (computationally efficient) forms. Instead of these algorithms, the simple from the computational point of view adaptive filters based on the Least Mean Square (LMS) algorithm or based on the Normalized LMS algorithm (Normalized LMS, NLMS) are usually used. However, these simple adaptive filters have a number of known disadvantages. One these disadvantages is a slow convergence when the correlated or non-stationary signals, like speech, are processed. Adaptive filters based on the LMS/NLMS algorithms in the frequency domain make it possible to decorrelate the processed signals. Such filters have the less computational complexity than their time domain counterparts. However, because signals are processed using the blocks of the samples, the frequency domain adaptive filters introduce the delay of the output signal and exhibit a slow convergence because their weights are updated only once per block. This reduces the tracking properties of such adaptive filters. The tracking property is important one for the adaptive filters in the problem of the acoustic echo cancellation because the acoustic medium is usually not stationary. The use of adaptive filters based on the Fast Affine Projection (FAP) algorithm is a compromise between the efficiency of an acoustic echo canceller and its computational complexity. Such adaptive filters are widely used today in the single-channel acoustic echo cancellers. This paper discusses the usage of the adaptive filters based on the FAP algorithm in the multichannel echo cancellers. The paper presents a computational procedure for the calculation of the weights of a multichannel adaptive filter based on the FAP algorithm and considers an example of the simulation of the two-channel echo canceller based on this algorithm. Simulations show that the characteristics of such an adaptive filter in the steady-state are close to those of an adaptive filter based on the RLS algorithm or based

Рассматривается задача идентификации многоканальной линейной системы с длинными импульсными откликами её каналов. Примером такой задачи является многоканальное подавление сигналов акустического эха в закрытых помещениях. В зависимости от размеров помещения, его отделки, наполнения и частоты дискретизации, длительность акустических импульсных откликов может составлять несколько тысяч периодов частоты дискретизации. В этом случае для решения задачи идентификации требуется использовать многоканальный адаптивный фильтр с большим числом весовых коэффициентов. Реализация таких фильтров является непростой задачей, так как вычислительная сложность адаптивных фильтров зависит от числа их весовых коэффициентов. По этой причине в акустических эхо-компенсаторах редко используются эффективные адаптивные фильтры на основе рекурсивного алгоритма по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) даже в его быстрых (вычислительно эффективных) формах. Поэтому на практике в акустических эхо-компенсаторах обычно используются простые с вычислительной точки зрения адаптивные фильтры на основе алгоритма по критерию наименьшего среднего квадрата (Least Mean Square, LMS) или на основе нормализованного LMS-алгоритма (Normalized LMS, NLMS). Однако простые адаптивные фильтры имеют ряд известных недостатков. Одним из таких недостатков является медленная сходимость при обработке коррелированных или нестационарных сигналов, например, сигналов речи. Адаптивные фильтры на основе LMS/NLMS-алгоритмов в частотной области позволяют декоррелировать обрабатываемые сигналы. Такие фильтры имеют меньшую вычислительную сложность по сравнению с их прототипами во временной области. Однако, поскольку сигналы в этих фильтрах обрабатываются на блоках отсчетов, то адаптивные фильтры в частотной области вносят задержку выходного сигнала и демонстрируют медленную сходимость, поскольку их весовые коэффициенты обновляются только один раз за каждый блок. Это снижает следующие свойства таких адаптивных фильтров. Следящее свойство является важным для адаптивных фильтров в задаче подавления акустического эха, поскольку акустическая среда, как правило, не стационарная. Использование адаптивных фильтров на основе быстрого алгоритма аффинных проекций (Fast Affine Projection, FAP) является компромиссом между эффективностью акустического эхо-компенсатора и его вычислительной сложностью. Такие адаптивные фильтры сегодня широко используются в многоканальных акустических эхо-компенсаторах. В данной статье рассматривается применение адаптивных фильтров на основе FAP-алгоритма в многоканальном эхо-компенсаторе. В статье представлена вычислительная процедура расчета весовых коэффициентов многоканального адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма, а в качестве примера приведены результаты моделирования двухканального эхо-компенсатора на основе этого фильтра. Моделирование показывает, что характеристики такого адаптивного фильтра в установившемся состоянии близки к характеристикам адаптивного фильтра на основе RLS-алгоритма или адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма во временной или частотной области. В то же время, сходимость адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма в несколько раз выше по сравнению с адаптивным фильтром на основе NLMS-алгоритма. Благодаря этой особенности, адаптивный фильтр на основе FAP-алгоритма может быть использован в многоканальных адаптивных эхо-компенсаторах, обеспечивая сравнительно низкие требуемые ресурсы на его реализацию и позволяя отслеживать изменения в статистике обрабатываемых сигналов и/или изменения в акустической среде.

on the NLMS algorithm in the time or frequency domain. The convergence of the adaptive filter based on the FAP algorithm is several times faster compared to that of the adaptive filter based on the NLMS algorithm. Due to this feature, the adaptive filter based on the FAP algorithm can be used in the multichannel echocancellers ensuring the low requirements to the implementation resources and ensuring an ability to track the changes in the statistics of the processed signals and/or to track the changes in the acoustic environment.

Key words: acoustic echo cancellation, room impulse response, Affine Projection (AP) algorithm, Fast Affine Projection (FAP), Recursive Least Squares (RLS) algorithm, Least Mean Square (LMS) algorithm, Normalized LMS (NLMS) algorithm.

Ключевые слова: подавление сигналов акустического эха, акустический импульсный отклик, алгоритм аффинных проекций (Affine Projection, AP), быстрый алгоритм аффинных проекций (Fast Affine Projection, FAP), рекурсивный алгоритм по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS), алгоритм по критерию наименьшего квадрата (Least Mean Square, LMS), нормализованный LMS алгоритм (Normalized LMS, NLMS).

Введение

Сегодня существует большое разнообразие цифровых интегральных схем [1, 2], что способствует широкому использованию методов цифровой обработки сигналов [3] в аппаратуре систем связи, радиолокации, навигации, а также в изделиях бытовой электроники. Адаптивная обработка сигналов [4 – 8] является одним из перспективных направлений в современной цифровой обработке сигналов. Она также широко используется в упомянутых выше продуктах [9]. Наиболее известными приложениями адаптивной обработки сигналов являются адаптивные акустические и антенные решетки [10, 11]; адаптивные корректоры акустических каналов и каналов связи [12, 13]; адаптивные предсказатели сигналов, прошедших через нелинейные цепи [14]; активные компенсаторы шумов [15] и адаптивные компенсаторы сигналов акустического и электрического эха.

Проблема подавления сигналов акустического эха возникает в устройствах громкоговорящей связи («handsfree» на английском языке), например, в оборудовании для проведения телеконференций [16 – 18]. Сигналы речи участников телеконференции на дальнем конце канала связи излучаются громкоговорителями в помещении на ближнем конце канала связи, отражаются от предметов, расположенных в помещении, улавливаются установленными там микрофонами и передаются обратно, создавая эхо-сигналы, ухудшающие качество голосовой связи. Эта проблема решается с помощью адаптивных эхо-компенсаторов.

Эхо-компенсация – это классическая задача идентификации линейной системы, эффективно решаемая с помощью адаптивных фильтров. Однако в отличие от задач подавления сигналов электрического эха, где импульсный отклик эхо-тракта, как правило, не зависит от времени и обычно занимает не более нескольких сотен периодов частоты дискретизации обрабатываемых сигналов, акустический импульсный отклик не является стационарным. Его длительность в отсчетах зависит от размеров закрытого помещения; поглощающих и отражающих свойства стен, пола, потолка, предметов, размещенных в помещении; а также значения частоты дис-

кретизации. Длительность акустического импульсного отклика может достигать несколько тысяч периодов этой частоты. В этом случае, адаптивный фильтр должен иметь такое же большое число весовых коэффициентов, чтобы эффективно решать задачу подавления сигналов акустического эха. Это требует наличия больших вычислительных ресурсов для реализации такого эхо-компенсатора.

Акустический импульсный отклик в помещении не является инвариантным во времени, поскольку люди, участвующие в телеконференции, могут шевелиться, двигаться, что приводит к изменениям акустических импульсных откликов, идентифицируемых адаптивным фильтром эхо-компенсатора. По этой причине такой адаптивный фильтр должен иметь возможность отслеживать данные изменения. Длительность переходного процесса адаптивного фильтра определяет его динамические (следающие) свойства. Эта длительность зависит как от числа весовых коэффициентов адаптивного фильтра, так и от алгоритма, используемого для их вычисления. Однако следающие свойства эхо-компенсатора могут регулироваться лишь за счет выбора адаптивного алгоритма, так как число весовых коэффициентов обычно соответствует заданной акустической среде и не может быть изменено. Известно, что адаптивные фильтры, основанные на рекурсивных алгоритмах по критерию наименьших квадратов (Recursive Least Squares, RLS) обладают наилучшими следающими свойствами [19, 20]. Эти свойства не зависят от вида обрабатываемых сигналов, т.е. не зависят от разброса собственных чисел корреляционной матрицы этих сигналов. К сожалению, в адаптивных фильтрах с большим числом весовых коэффициентов вычислительная сложность RLS-алгоритмов достаточно высокая даже при использовании быстрых (вычислительно эффективных) версий этих алгоритмов [21, 22].

Поэтому на практике в основном используются простые алгоритмы адаптивной фильтрации по критерию наименьшего квадрата (Least Mean Square, LMS) или нормализованного LMS-критерия (Normalized LMS, NLMS). Однако эти алгоритмы демонстрируют медленную сходимость при обработке коррелированных и нестационарных речевых сигналов. Адаптивные фильтры в частотной области позволяют декоррелировать отсчеты обрабатываемых сигналов [23], но поскольку весовые коэффициенты в таких адаптивных фильтрах обновляются только один раз за каждый блок отсчетов, то их следающие свойства снижаются. Кроме того, поскольку входные сигналы обрабатываются блоками, отсчеты выходных сигналов формируются с задержкой, равной

длительности блока. С ростом числа весовых коэффициентов растет длительность блоков, а значит растет задержка выходного сигнала, а также уменьшаются следящие свойства адаптивного фильтра. Адаптивные фильтры в частотной области, содержащие память («multidelay»), частично решают указанные проблемы, используя блоки с меньшим числом отсчетов. Однако платой за это является снижение эффективности адаптивного фильтра в установившемся состоянии [24].

Одним из решений рассматриваемых проблем является использование адаптивных фильтров на основе алгоритма аффинных проекций (Affine Projection, AP) [25]. Такие фильтры можно рассматривать как некоторое обобщение адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма, в котором в вычислениях используются небольшие скользящие блоки отсчетов сигналов.

Адаптивный фильтр на основе AP-алгоритма демонстрирует лучшую сходимости по сравнению с адаптивным фильтром на основе NLMS-алгоритма. Кроме того, вычислительная сложность (требуемое число арифметических операций на одну итерацию алгоритма/отсчет сигнала) адаптивного фильтра на основе AP-алгоритма в его быстрой (вычислительно эффективной) форме лишь немного превышает сложность адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма [26 – 29]. Благодаря этому свойству, адаптивный фильтр на основе быстрого AP-алгоритма (Fast Affine Projection, FAP) стал довольно популярным в задачах эхо-компенсации, а также получил ряд улучшений в различных приложениях, некоторые из которых представлены в [30 – 32].

Целью данной статьи является исследование эффективности эхо-компенсатора на основе многоканального адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма. В статье представлен пример архитектуры и процедуры расчета весовых коэффициентов такого адаптивного фильтра. Моделирование демонстрирует эффективность этого фильтра по сравнению с адаптивным фильтром на основе RLS-алгоритма, а также на основе NLMS-алгоритма во временной и частотной областях. Эти результаты приведены в следующих разделах данной статьи.

Многоканальный эхокомпенсатор сигналов акустического эха

Пример архитектуры двухканального акустического эхокомпенсатора приведен на рис. 1.

Здесь число каналов $M = 2$ равно числу громкоговорителей или микрофонов. Данную архитектуру можно легко обобщить на многоканальный случай, когда $M > 2$. Любой канал эхо-компенсатора является M -канальным адаптивным фильтром с числом N_m весовых коэффициентов в каждом m -м канале. Весовые коэффициенты m -го канала можно представить в виде вектора

$$\mathbf{h}_{N_m}(k) = [h_{m,1}(k), h_{m,2}(k), \dots, h_{m,N_m}(k)]^T. \quad (1)$$

С помощью этих коэффициентов отсчеты сигналов $x_m(k)$ каждого m -го канала, образующие вектор

$$\mathbf{x}_{N_m}(k) = [x_m(k), x_m(k-1), \dots, x_m(k-N_m+1)]^T, \quad (2)$$

взвешиваются и объединяются, формируя выходной сигнал m -го канала адаптивного фильтра

$$y_m(k) = \mathbf{h}_{N_m}^T(k-1)\mathbf{x}_{N_m}(k), \quad (3)$$

где k – номер отсчета, который совпадает с номером итерации адаптивного алгоритма. Здесь и далее, нижние индексы в обозначениях векторов указывают на число элементов в этих векторах, а верхний индекс T обозначает операцию транспонирования вектора.

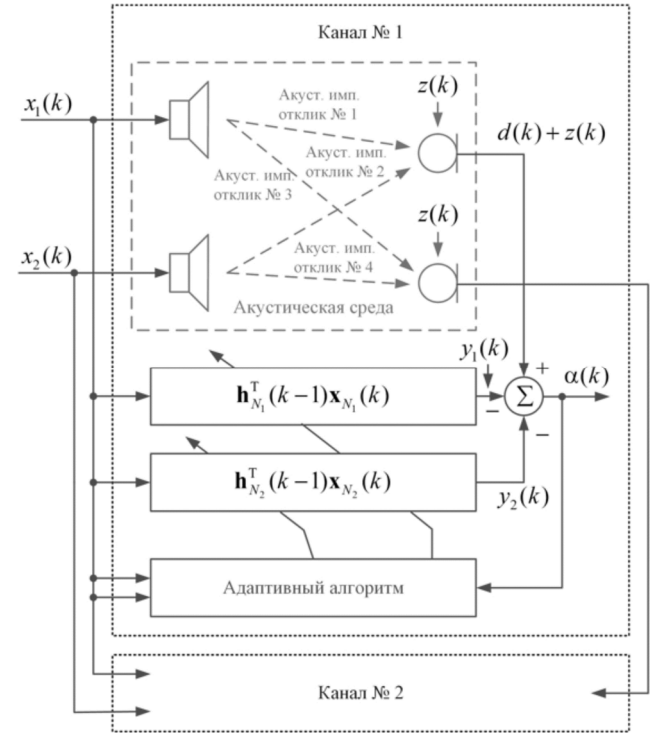


Рис. 1. Двухканальный эхо-компенсатор

Суммарный выходной сигнал адаптивного фильтра определяется как

$$y(k) = \sum_{m=1}^M y_m(k) = \mathbf{h}_N^T(k-1)\mathbf{x}_N(k), \quad (4)$$

где

$$\mathbf{h}_N(k) = [\mathbf{h}_{N_1}^T(k), \mathbf{h}_{N_2}^T(k), \dots, \mathbf{h}_{N_M}^T(k)]^T, \quad (5)$$

$$\mathbf{x}_N(k) = [\mathbf{x}_{N_1}^T(k), \mathbf{x}_{N_2}^T(k), \dots, \mathbf{x}_{N_M}^T(k)]^T, \quad (6)$$

а $N = \sum_{m=1}^M N_m$ – суммарное число весовых коэффициентов многоканального адаптивного фильтра. В общем случае значения N_m в каждом из каналов могут быть разными.

Требуемый сигнал адаптивного фильтра, то есть эхо-сигнал $d(k)$, образуется аналогично (4) с использованием в качестве модели акустической среды линейных фильтров с весовыми коэффициентами, задаваемыми векторами

$$\mathbf{w}_{N_m^a} = [w_{m,1}, w_{m,2}, \dots, w_{m,N_m^a}]^T. \quad (7)$$

Обычно имеет место соотношение $N_m^a > N_m$, так как точные значения числа весовых коэффициентов N_m^a на практике неизвестны.

Предполагается, что весовые коэффициенты в век-

торах $\mathbf{w}_{N_m^a}$ стационарны во времени, хотя это не совсем верно из-за изменения акустических откликов, которое обычно имеет место быть на практике. Каждый вектор $\mathbf{w}_{N_m^a}$ является результатом свертки импульсных откликов цифро-аналогового преобразователя (ЦАП), усилителя мощности, громкоговорителя, помещения, микрофона, микрофонного усилителя и аналого-цифрового преобразователя (АЦП). ЦАП, АЦП и усилители на рис. 1 не показаны. Акустический импульсный отклик помещения может быть рассчитан с использованием метода зеркальных отображений [33 – 36].

Сигнал ошибки адаптивного фильтра определяется как

$$\alpha(k) = d(k) + z(k) - y(k) = \bar{\alpha}(k) + z(k), \quad (8)$$

где

$$\bar{\alpha}(k) = d(k) - y(k) \quad (9)$$

– не зашумленный сигнал подавленного эха, а $z(k)$ – окружающий акустический шум. Зашумленный сигнал $\alpha(k)$ используется в вычислении весовых коэффициентов адаптивного фильтра $\mathbf{h}_N(k)$. Как упоминалось ранее, для расчета могут использоваться различные адаптивные алгоритмы. В данной статье рассматривается использование многоканального FAP-алгоритма. Вычислительная процедура этого алгоритма приведена в табл. 1.

В табл. 1 векторы $\mathbf{h}_N(k)$ и $\mathbf{x}_N(k)$ – это векторы, определяемые (1)–(6), а $L \ll N$ – размер проекции, определяющий длину (число столбцов) в скользящей

матрице отчетов входных сигналов эхо-компенсатора

$$\mathbf{X}_{NL}(k) = [\mathbf{x}_N(k), \mathbf{x}_N(k-1), \dots, \mathbf{x}_N(k-L+1)]. \quad (10)$$

Запись $\bar{\mathbf{p}}_{L-1}(k-1)$ обозначает вектор, который состоит из первых $(L-1)$ элементов вектора $\mathbf{p}_L(k-1)$, а $p_L(k)$ является L -м элементом вектора $\mathbf{p}_L(k)$. Аналогичное обозначение используется и в векторе $\bar{\mathbf{a}}_{L-1}(k-1)$.

В FAP-алгоритме во временной области весовые коэффициенты $\mathbf{h}_N(k)$ эхо-компенсатора и выходной сигнал $y(k)$ явном виде не вычисляются. Эти весовые коэффициенты требуются в соответствии с (4) и (8) для расчета выходного сигнала $y(k)$ адаптивного фильтра и сигнала ошибки $\alpha(k)$ (подавленного эха). Однако в FAP-алгоритме сигнал $\alpha(k)$ вычисляется другим математически эквивалентным способом, см. табл. 1, без вычисления сигнала $y(k)$ в явном виде [6].

Даже если в адаптивном фильтре используется фиксированный шаг сходимости μ_0 , то FAP-алгоритм должен использовать значения этого шага на двух последовательных итерациях, например, значения $\mu(k-1) = \mu_0$ и $\mu(k) = 0$ или значения $\mu(k-1) = 0$ и $\mu(k) = \mu_0$ в случае возникновения встречного разговора в канале связи, если используется детектор активности голоса соответственно для «замораживания» (остановки) и «размораживания» (продолжения) вычисления весовых коэффициентов адаптивного фильтра.

Таблица 1. Многоканальный эхо-компенсатор на основе FAP-алгоритма

Вычисления	Ссылки
Инициализация: $\mathbf{x}_N(0) = \mathbf{0}_N, \hat{\mathbf{h}}_N(0) = \mathbf{0}_N, \mathbf{X}_{NL}(0) = \mathbf{0}_{NL}, \mathbf{a}_L(0) = \mathbf{0}_L, \mathbf{p}_L(0) = \mathbf{0}_L, \mathbf{r}_{L-1}(k) = \mathbf{0}_{L-1}, \mathbf{s}_{L-1}(k) = \mathbf{0}_{L-1}, \mu(0) = \mu_0$	(1.0)
For $k = 1, 2, \dots, K$	
$\mathbf{r}_{L-1}(k) = \mathbf{r}_{L-1}(k-1) + \sum_{m=1}^M [x_m(k)\mathbf{x}_{L-1,m}(k-1) - x_m(k-N_m)\mathbf{x}_{L-1,m}(k-N_m-1)]$	(1.1)
$\hat{\alpha}(k) = d(k) - \hat{\mathbf{h}}_N^T(k-1)\mathbf{x}_N(k)$	(1.2)
$\alpha(k) = \hat{\alpha}(k) - \bar{\mathbf{p}}_{L-1}^T(k-1)\mathbf{r}_{L-1}(k)$	(1.3)
$\mathbf{a}_L(k) = \begin{bmatrix} \alpha(k) \\ [1 - 2\mu(k-1)]\bar{\mathbf{a}}_{L-1}(k-1) \end{bmatrix}$	(1.4)
For $m = 1, 2, \dots, M$	
Вычисление: $\mathbf{h}_{L-1}^b(k), \mathbf{h}_{L-1}^f(k), E^f(k)$ и $E^b(k)$	(1.5)
End for m	
$\boldsymbol{\varepsilon}_L(k) = \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{s}_{L-1}(k-1) \end{bmatrix} + \frac{1}{E^f(k)} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^f(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^f(k) \end{bmatrix}^T \mathbf{a}_L(k)$	(1.6)
$\begin{bmatrix} \mathbf{z}_{L-1}(k) \\ 0 \end{bmatrix} = \boldsymbol{\varepsilon}_L(k) - \frac{1}{E^b(k)} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^b(k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^b(k) \end{bmatrix}^T \mathbf{a}_L(k)$	(1.7)
$\mathbf{s}_{L-1}(k) = [1 - 2\mu(k)]\mathbf{z}_{L-1}(k)$	(1.8)
$\mathbf{p}_L(k) = 2\mu(k)\boldsymbol{\varepsilon}_L(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ \bar{\mathbf{p}}_{L-1}(k-1) \end{bmatrix}$	(1.9)
$\hat{\mathbf{h}}_N(k) = \hat{\mathbf{h}}_N(k-1) + \mathbf{x}_N(k-L+1)p_L(k)$	(1.10)
End	

Векторы $\mathbf{h}_{L-1}^b(k)$ и $\mathbf{h}_{L-1}^f(k)$ – это векторы фильтров линейного предсказания вперед («forward», обозначены верхним индексом «f») и назад («backward», обозначены верхним индексом «b»), содержащие $L - 1$ весовых коэффициентов. Переменные $E^f(k)$ и $E^b(k)$ – это минимальные энергии ошибок предсказания входных сигна-

лов $x_m(k)$. Энергии вычисляются по всем M каналам на скользящих окнах в N_m отсчетов. Для этого используются вычислительные процедуры быстрых адаптивных RLS-алгоритмов со скользящим окном в части расчета векторов коэффициентов Калмана. Пример таких вычислений с использованием алгоритма, называемого

Таблица 2. Вычисление переменных $\mathbf{h}_{L-1}^b(k)$, $\mathbf{h}_{L-1}^f(k)$, $E^f(k)$ и $E^b(k)$ с помощью быстрого FTF-алгоритма

Вычисления	Ссылки
Дополнительная инициализация : $\mathbf{h}_{L-1}^f(0) = \mathbf{0}_{L-1}$, $\mathbf{h}_{L-1}^b(0) = \mathbf{0}_{L-1}$, $E^f(0) = \delta^2$, $E^b(0) = \delta^2$, $\mathbf{t}_{L-1,m}^U(0) = \mathbf{0}_{L-1}$, $\mathbf{t}_{L-1,m}^D(0) = \mathbf{0}_{L-1}$, $\varphi_{L-1,m}^U(0) = 1$, $\varphi_{L-1,m}^D(0) = 1$, $m = 1, \dots, M$	(2.0)
For $m = 1, 2, \dots, M$	
$\alpha_{L-1,m}^{fU}(k) = x_m(k) - \mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k-1)\mathbf{x}_{L-1,m}(k-1)$	(2.1)
$e_{L-1,m}^{fU}(k) = \alpha_{L-1,m}^{fU}(k)\varphi_{L-1,m}^U(k-1)$	(2.2)
$\eta_{L,m}^U(k) = \alpha_{L-1,m}^{fU}(k)/E^f(k-1)$	(2.3)
$\begin{bmatrix} \mathbf{q}_{L-1,m}^U(k) \\ q_{L-1,m}^U(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^f(k-1) \end{bmatrix} \eta_{L,m}^U(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{t}_{L-1,m}^U(k-1) \end{bmatrix}$	(2.4)
$\mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k) = \mathbf{h}_{L-1}^f(k-1) + \mathbf{t}_{L-1,m}^U(k-1)e_{L-1,m}^{fU}(k)$	(2.5)
$\alpha_{L-1,m}^{bU}(k) = q_{L-1,m}^U(k)E^b(k-1)$	(2.6)
$\mathbf{t}_{L-1,m}^U(k) = \mathbf{q}_{L-1,m}^U(k) + \mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k-1)q_{L-1,m}^U(k)$	(2.7)
$E^{fU}(k) = E^f(k-1) + e_{L-1,m}^{fU}(k)\alpha_{L-1,m}^{fU}(k)$	(2.8)
$\bar{\varphi}_{L,m}^U(k) = \frac{E^f(k-1)}{E^{fU}(k)}\varphi_{L-1,m}^U(k-1)$	(2.9)
$\Phi_{L-1,m}^U(k) = \frac{\bar{\varphi}_{L,m}^U(k)}{1 - q_{L-1,m}^U(k)\alpha_{L-1,m}^{bU}(k)\bar{\varphi}_{L,m}^U(k)}$	(2.10)
$e_{L-1,m}^{bU}(k) = \alpha_{L-1,m}^{bU}(k)\varphi_{L-1,m}^U(k)$	(2.11)
$E^{bU}(k) = E^b(k-1) + e_{L-1,m}^{bU}(k)\alpha_{L-1,m}^{bU}(k)$	(2.12)
$\mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k) = \mathbf{h}_{L-1}^b(k-1) + \mathbf{t}_{L-1,m}^U(k-1)e_{L-1,m}^{bU}(k)$	(2.13)
$\alpha_{L-1,m}^{fD}(k) = x_m(k - N_m) - \mathbf{h}_{L-1}^{fUD}(k)\mathbf{x}_{L-1,m}(k - N_m)$	(2.14)
$e_{L-1,m}^{fD}(k) = \alpha_{L-1,m}^{fD}(k)\varphi_{L-1,m}^D(k-1)$	(2.15)
$\eta_{L,m}^D(k) = \alpha_{L-1,m}^{fD}(k)/E^{fU}(k)$	(2.16)
$\begin{bmatrix} \mathbf{q}_{L-1,m}^D(k) \\ q_{L-1,m}^D(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ -\mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k) \end{bmatrix} \eta_{L,m}^D(k) + \begin{bmatrix} 0 \\ \mathbf{t}_{L-1,m}^D(k-1) \end{bmatrix}$	(2.17)
$\mathbf{h}_{L-1}^{fD}(k) = \mathbf{h}_{L-1}^{fU}(k) - \mathbf{t}_{L-1,m}^D(k-1)e_{L-1,m}^{fD}(k)$	(2.18)
$\alpha_{L-1,m}^{bD}(k) = q_{L-1,m}^D(k)E^b(k)$	(2.19)
$\mathbf{t}_{L-1,m}^D(k) = \mathbf{q}_{L-1,m}^D(k) + \mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k)q_{L-1,m}^D(k)$	(2.20)
$E^f(k) = E^{fU}(k) - e_{L-1,m}^{fD}(k)\alpha_{L-1,m}^{fD}(k)$	(2.21)
$\bar{\varphi}_{L,m}^D(k) = \frac{E^{fU}(k)}{E^f(k)}\varphi_{L-1,m}^D(k-1)$	(2.22)
$\Phi_{L-1,m}^D(k) = \frac{\bar{\varphi}_{L,m}^D(k)}{1 + \bar{q}_{L-1,m}^D(k)\alpha_{L-1,m}^{bD}(k)\bar{\varphi}_{L,m}^D(k)}$	(2.23)
$e_{L-1,m}^{bD}(k) = \alpha_{L-1,m}^{bD}(k)\varphi_{L-1,m}^D(k)$	(2.24)
$E^b(k) = E^{bU}(k) - e_{L-1,m}^{bD}(k)\alpha_{L-1,m}^{bD}(k)$	(2.25)
$\mathbf{h}_{L-1}^b(k) = \mathbf{h}_{L-1}^{bU}(k) - \mathbf{t}_{L-1,m}^D(k-1)e_{L-1,m}^{bD}(k)$	(2.26)
End for m	

быстрый трансверсальный фильтр (Fast Transversal Filter, FTF), приведены в табл. 2. В [6] приведен пример вычислений с использованием быстрого алгоритма Калмана. Следуя [6], аналогичным образом могут быть получены и другие версии вычислительных процедур, например, Fast a Posteriori Error Sequential Technique (FAEST), QR-разложения и др.

В табл. 2, δ^2 – это параметр регуляризации вычислений. Верхние индексы «U» и «D» обозначают операции, связанные вовлечением («Updating») текущих отсчетов сигналов в скользящее окно обрабатываемых данных, т.е. в первый столбец матрицы (10), и связанных с исключением («Downdating») данных из последнего L -го столбца этой матрицы по причине сдвига данных (слева на право от первого столбца до последнего) с поступлением каждого нового отсчета обрабатываемых сигналов. Другие детали получения и особенностей использования многоканального FAP-алгоритма могут быть найдены в [6].

Моделирование двухканального эхо-компенсатора

Одноканальный адаптивный фильтр на основе FAP-алгоритма [26] продемонстрирует эффективность, соизмеримую с эффективностью RLS-алгоритма, в задаче подавления речевых сигналов акустического эха. Однако в многоканальных акустических эхокомпенсаторах речевые сигналы каналов являются коррелированными [16], что ограничивает эффективность таких устройств при использовании многоканальных адаптивных фильтров на основе LMS- или NLMS-алгоритмов, а использование более эффективных, но вычислительно более сложных многоканальных RLS-алгоритмов, как уже упоминалось, ограничивается современными возможностями их реализации.

Целью данного раздела является демонстрация эффективности решения задачи компенсации сигналов акустического эха с помощью многоканального адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма, см. табл. 1. Эффективность оценивается в терминах коэффициента подавления эхо-сигналов (Echo Return Loss Enhancement, ERLE) [6] и длительности переходного процесса адаптивного фильтра. При моделировании в качестве входных сигналов каналов адаптивного фильтра использовались разные речевые сигналы (мужской и женский), см. рис. 2, а для более точной оценки длительности переходного процесса этого фильтра также использовались сигналы белого гауссового шума (White Gaussian Noise, WGN).

В моделировании рассматривался двухканальный акустический эхокомпенсатор. Для моделирования с помощью метода зеркальных отображений [33 – 36] были рассчитаны четыре акустических импульсных отклика, см. рис. 1, дискретизированные на частоте 8 кГц. Каждый из этих импульсных откликов был свернут с известными импульсными откликами громкоговорителей и микрофонов. Результатом свертки являются четыре импульсных отклика $\mathbf{w}_{N_m^a}$, содержащие по 2048 отсчетов.

Число весовых коэффициентов в каналах адаптивного фильтра также было выбрано равным $N_m = 2048$. Как уже указывалось, обычно $N_m^a > N_m$, так как число отсчетов акустических импульсных откликов на практике не-

известно. Однако это неравенство может быть заменено аддитивным шумом $z(k)$ [6], в который входит и окружающий акустический шум. Этот шум моделировался как WGN. Отношение сигнал/шум (ОСШ) было выбрано равным его типичному значению

$$\text{ОСШ} = 10 \log_{10} \frac{E\{d^2(k)\}}{E\{z^2(k)\}} = 30 \text{ дБ}, \quad (11)$$

где $E\{\bullet\}$ – символ операции усреднения сигнала.

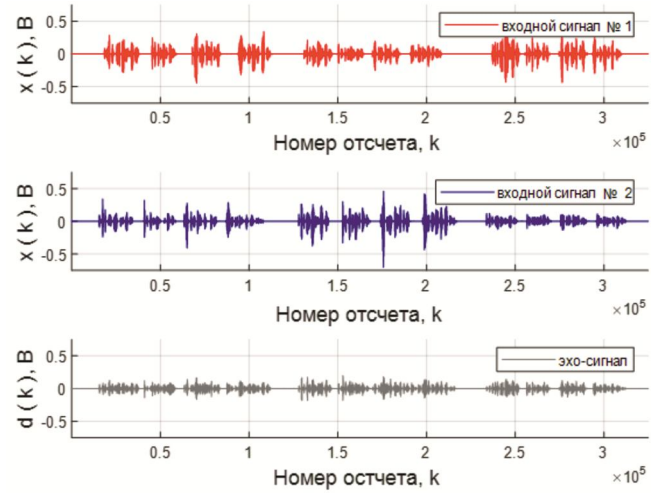


Рис. 2. Обрабатываемые сигналы

Результаты моделирования задачи акустического эхоподавления с использованием RLS-, FAP- и NLMS-алгоритмов представлены на рис. 3. Здесь обозначения AP-1 ... AP-8 означают разные значения параметра $L = 1, \dots, 8$ FAP-алгоритма. Случай $L = 1$ также соответствует NLMS-алгоритму.

Моделирование, см. рис. 3 а, показывает, что в зависимости от используемого адаптивного алгоритма, подавление незашумленного эхо-сигнала $\bar{\alpha}(k)$ достигает 40 ... 50 дБ. Однако это подавление можно оценить лишь в случае моделирования. Из-за присутствия шума $z(k)$ значение ERLE, которое может быть измерено, ограничено отношением эхо-шум, т.е. ОСШ на входе сигнала $d(k)$ эхокомпенсатора

$$\begin{aligned} \text{ERLE} &= 10 \log_{10} \frac{E\{[d(k) + z(k)]^2\}}{E\{[\alpha(k) + z(k)]^2\}} \approx \\ &\approx 10 \log_{10} \frac{E\{d^2(k)\} + E\{z^2(k)\}}{E\{\alpha^2(k)\} + E\{z^2(k)\}} \approx \\ &\approx 10 \log_{10} \frac{E\{d^2(k)\}}{E\{z^2(k)\}} = \text{ОСШ}, \end{aligned} \quad (12)$$

так как $E\{d^2(k)\} \gg E\{z^2(k)\}$ и $E\{\alpha^2(k)\} \ll E\{z^2(k)\}$, а сигналы $d(k)$, $z(k)$ и $\alpha(k)$ являются некоррелированными.

Из рис. 3 следует, что длительность переходного процесса наименьшая при использовании адаптивного фильтра на основе RLS-алгоритма. Эта длительность также уменьшается, если используется адаптивный фильтр на основе FAP-алгоритма при увеличении значения L .

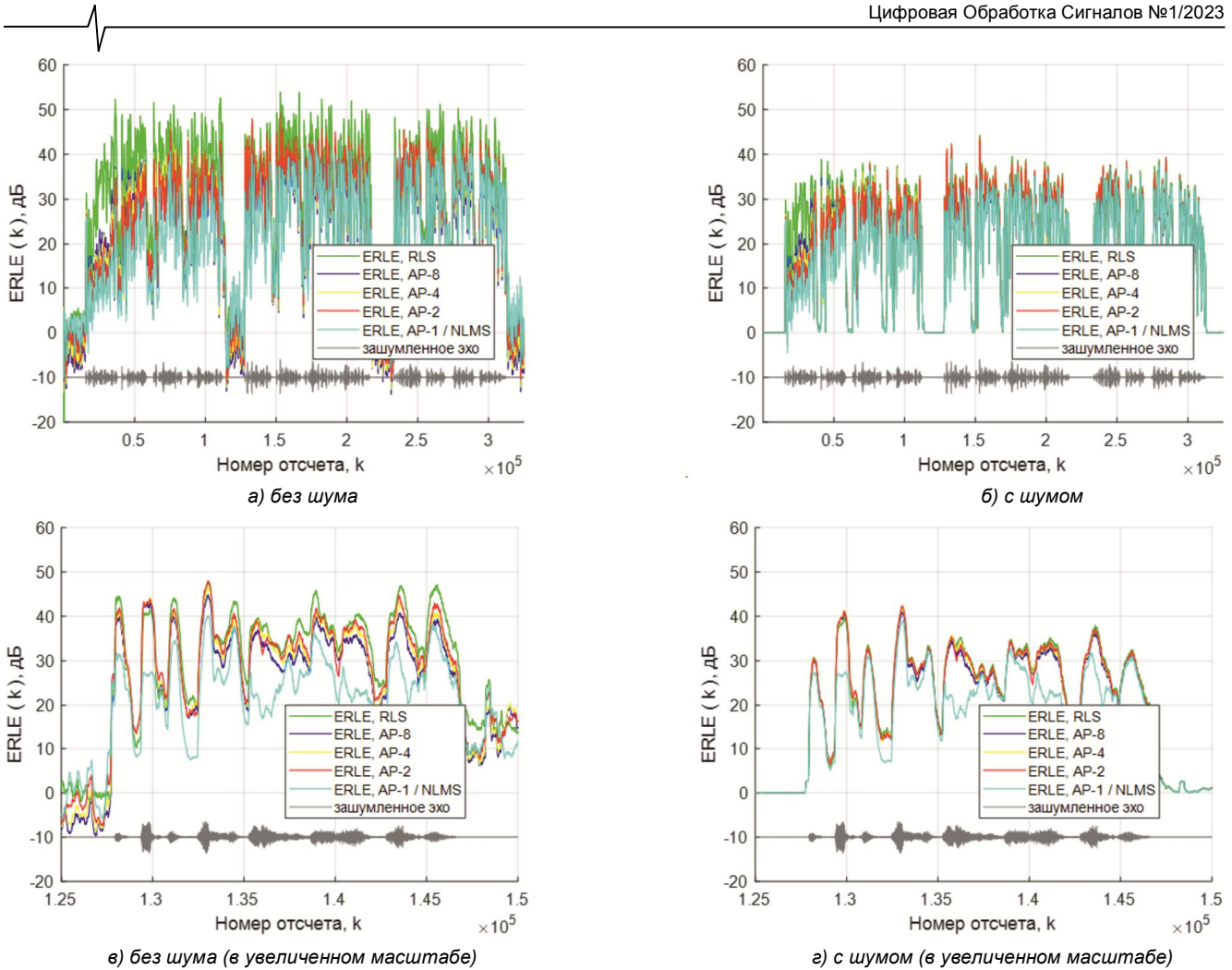


Рис. 3. EELE, входные сигналы – речь

Вычислительная сложность многоканального адаптивного фильтра (число арифметических операций умножения, сложения за одну итерацию) на основе FAP-алгоритма оценивается как

$$C_{AP} \approx 2N + O(ML) + 8L \tag{13}$$

операций, где значение $O(ML) = 10ML \dots 20ML$ зависит от используемого алгоритма для расчета значений $\mathbf{h}_{L-1}^b(k)$, $\mathbf{h}_{L-1}^f(k)$, $E^f(k)$ и $E^b(k)$.

Эта сложность оценивается как

$$C_{AP} < 1.5C_{NLMS}, \tag{14}$$

если $L \ll N$, где $C_{NLMS} = 2N$ [6]. Для примера, оценка вычислительной сложности процедуры, приведенной в табл. 2, равна $10ML$ арифметическим операциям.

Таким образом, оценка вычислительной сложности (13) и (14), результаты моделирования, представленные на рис. 3, а также стабильное поведение адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма способствуют использованию таких фильтров в задачах подавления сигналов многоканального акустического эха вместо более эффективных, но и вычислительно более сложных адаптивных фильтров на основе RLS-алгоритмов или вместо простых, но более медленных по сходимости адаптивных фильтров на основе NLMS-алгоритма.

Более точно динамическое поведение адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма можно оценить при

моделировании рассматриваемой задачи со стационарными входными WGN-сигналами. Результаты этой оценки приведены на рис. 4.

Рис. 4 показывает, что адаптивные фильтры на основе FAP-алгоритма при $L \geq 2$ имеют примерно одинаковую длительность переходного процесса. Следовательно, этот параметр может быть ограничен значениями $L = 2 \dots 8$, обеспечивающими примерно одинаковые характеристики эхокомпенсатора в установившемся состоянии при $z(k) \neq 0$ и обеспечивающими примерно в два раза более высокую сходимость по сравнению с адаптивным фильтром на основе NLMS-алгоритма. Длительность переходного процесса определяет следящие свойства адаптивных фильтров. Эти свойства имеют важное значение в задачах подавления сигналов акустического эха, которые являются нестационарными.

Применение в рассматриваемой задаче адаптивного фильтра на основе популярного NLMS-алгоритма в частотной области в случае, когда требуемое число весовых коэффициентов этого фильтра очень большое, часто не является приемлемым решением. Этот фильтр обеспечивает декорреляцию обрабатываемых речевых сигналов. Однако, из-за того, что его весовые коэффициенты обновляются только один раз за каждый блок отсчетов, он демонстрирует более медленную сходимость по сравнению с аналогичным фильтром во временной области, что уменьшает эффективность подав-

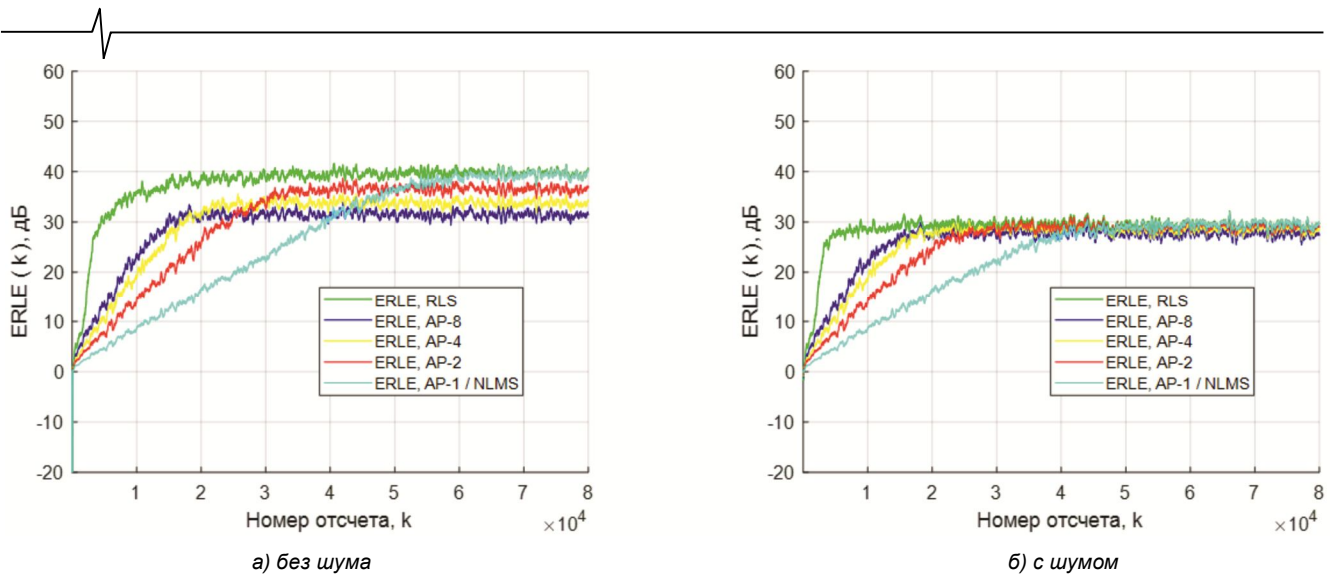


Рис. 4. EELE, входные сигналы – WGN

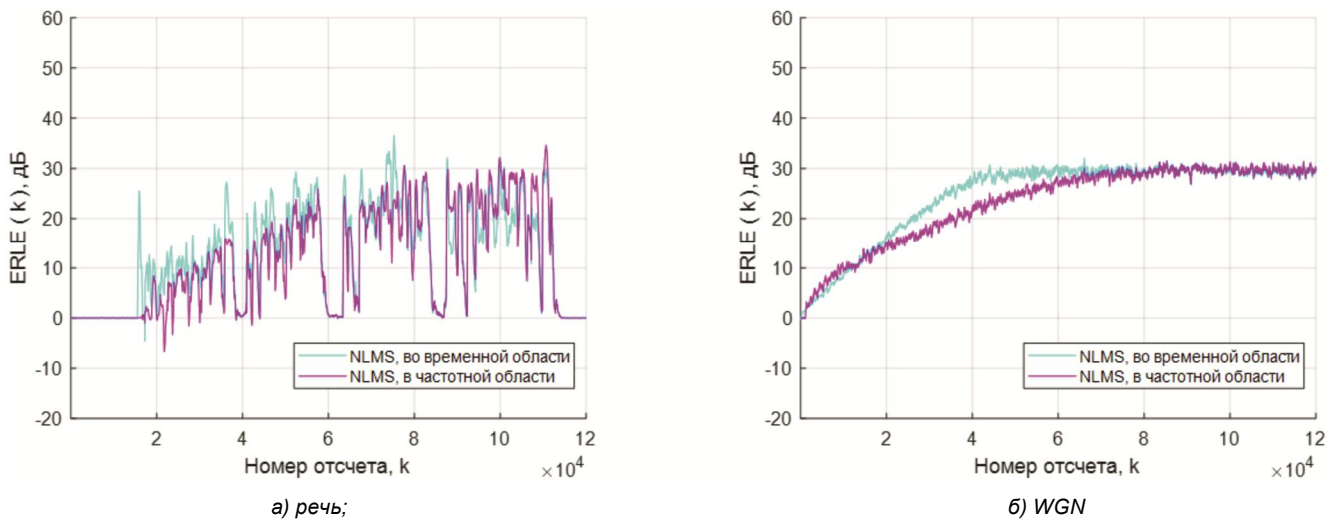


Рис. 5. EELE, зашумленный эхо-сигнал, входные сигналы

ления сигналов акустического эха в нестационарной акустической среде.

Некоторые результаты сравнительного моделирования адаптивных фильтров во временной и частотной областях в тех же условиях, что на рис. 3 и рис. 4, представлены на рис. 5. Этот рисунок подтверждает сделанный выше вывод о динамике адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма в частотной области по сравнению с адаптивным фильтром на основе NLMS-алгоритма во временной области. Для удобства сравнения все рис. 3 – рис. 5 построены в одинаковом масштабе по оси ординат.

Заключение

Таким образом, в данной работе рассмотрено применение многоканального адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма в задаче подавления сигналов акустического эха. Моделирование показывает, что в этой задаче адаптивный фильтр с размером проекции $L = 2 \dots 8$ в присутствии окружающего акустического шума обеспечивает примерно такую же эффективность в установившемся состоянии, что и адаптивный фильтр на основе RLS-алгоритма. Хотя длительность переходного процесса адаптивного фильтра на основе FAP-

алгоритма больше, чем у адаптивного фильтра на основе RLS-алгоритма, тем не менее, эта длительность примерно в два раза меньше, чем у адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма, примерно в четыре раза меньше, чем у адаптивного фильтра на основе NLMS-алгоритма в частотной области. Следовательно, продемонстрированные свойства многоканального адаптивного фильтра на основе FAP-алгоритма позволяют его использовать в задачах, где требуются адаптивные фильтры с большим числом весовых коэффициентов при ограниченных ресурсах на реализацию этих фильтров, обрабатывающих коррелированные сигналы. Многоканальное подавление сигналов акустического эха является примером таких задачи.

Литература

1. Kuo S. M., Gan W.-S. Digital signal processors: architectures, implementations and applications. Prentice Hal, 2004. 624 p.
2. Woods R., McAllister J., Lightbody G., Ying Yi. FPGA-based implementation of signal processing systems, 2nd ed. Wiley, 2017. 360 p.
3. Oppenheim A.V., R.W. Schaffer. Discrete-time signals processing. Prentice-Hall, 2009. 1144 p.

4. Sayed A. H. Fundamentals of adaptive filtering. John Willey and Sons, 2003. 1125 p.
5. Farhang-Boroujeny B. Adaptive filters theory and applications. 2-nd ed. – John Wiley & Sons, 2013. 778 p.
6. Джиган В. И. Адаптивная фильтрация сигналов: теория и алгоритмы. М: Техносфера, 2013. 528 с.
7. Haykin S. Adaptive filter theory. 5-th ed. Pearson Education Inc., 2014. 889 p.
8. Diniz P. S. R. Adaptive filtering algorithms and practical implementation, 5-th ed. Springer, 2020. 495 p.
9. Benesty J., Huang Y., Eds. Adaptive signal processing: applications to real-world problems. Springer-Verlag, 2003. 356 p.
10. Benesty J., Chen J., Huang Y. Microphone array signal processing. Springer, 2008. 250 p.
11. Monzingo R. A., Haupt R. L., Miller T. W. Introduction to adaptive arrays, 2nd ed. SciTech Publishing, 2011. 510 p.
12. Джиган В. И. Адаптивное выравнивание амплитудно-частотных характеристик каналов распространения акустических волн в закрытых помещениях. Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2021. Выпуск 2. С. 61-68.
13. Джиган В. И. Эквалайзеры с дробной задержкой и обратной связью на базе быстрых RLS-алгоритмов. Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2020. Выпуск 2. С. 126-131.
14. Джиган В. И. Предсказатели сигналов с прямым обучением для усилителей мощности. Проблемы разработки перспективных микро- и нанoeлектронных систем (МЭС). 2020. Выпуск 3. С. 151-157.
15. Elliot S. J., Nelson P. A. Active noise control. IEEE Signal Processing Magazine. 1993, vol. 10, no. 4, pp. 12-35.
16. Makino S. Acoustic echo cancellation. IEEE Signal Processing Magazine. 1997, vol. 14, no. 5, pp. 39-41.
17. Gay S. L., Benesty J., Eds. Acoustic signal processing for telecommunications. Springer, 2000. 333 p.
18. Albu I., Anghel C., Paleologu C. Adaptive filtering in acoustic echo cancellation systems – a practical overview. Proceedings of the 9-th International Conference on Electronics, Computers and Artificial Intelligence (ECAI). Targoviste, Romania, June 29 – July 1, 2017. 6 p.
19. Джиган В. И. Многоканальные RLS- и быстрые RLS-алгоритмы адаптивной фильтрации. Успехи современной радиоэлектроники. 2004. № 11. С. 48-77.
20. Djigan V. I. Recursive least squares – an idea whose time has come. Proceedings of the 7-th International Workshop on Spectral Methods and Multirate Signal Processing. Moscow, Russia, September 1 – 2, 2007. 4 p.
21. Cioffi J. M., Kailath T. Fast, recursive-least-squares transversal filters for adaptive filtering. IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1984, vol. 32, no. 2, pp. 304-337.
22. Slock D. T. M., Kailath T. Numerically stable fast transversal filters for recursive least squares adaptive filtering. IEEE Trans. Signal Processing. 1991, vol. 39, no. 1, pp. 92-114.
23. Shynk J. J. Frequency-domain and multirate adaptive filtering. IEEE Signal Processing Magazine. 1992, vol. 9, no. 1, pp. 14-37.
24. Soo J.-S., Pang K. K. Multidelay block frequency domain adaptive filter. IEEE Trans. Acoustics, Speech, and Signal Processing. 1990, vol. 38, no. 2, pp. 373-376.
25. Ozeki K., Umeda K. An adaptive filtering algorithm using orthogonal projection to an affine subspace and its properties. Trans. IECE Japan. 1984, vol. J67-A, no. 2, pp. 126-132.
26. Gay S. L. A fast converging, low complexity adaptive filtering algorithm. Proceedings of the 3-rd International Workshop on Acoustic Echo Control. New Paltz, NY, USA, 17 – 20 October, pp. 223-226.
27. Tanaka M., Kaneda Y., Makino S., Kojima J. Fast projection algorithm and its step size control. Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Detroit, MI, USA, 9 – 12 May. 1995, vol. 2, pp. 945-948.
28. Gay S. L., Tavathia S. Fast affine projection algorithm. Proceedings of the International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing. Detroit, MI, USA, May 9 – 12, 1995, vol. 5, pp. 3023-3026.
29. Tanaka M., Kaneda Y., Makino S., Kojima J. A fast projection algorithm for adaptive filtering. IEICE Transactions. Fundamentals. 1995, vol. E78A, no. 10, pp. 1355-1361.
30. Djigan V. I. Improved fast affine projection algorithm with gradient adaptive step-size. Proceedings of the 3-rd International Conference on Antennas, Radiocommunication Systems & Means (ICARSM-97). Votonezh, Russia, 26 – 29 May, 1997, vol. 3, pp. 23-32.
31. Djigan V. I. Multichannel fast affine projection algorithm with gradient adaptive step-size and fast computation of adaptive filter output signal. Proceedings of the 12-th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS-2014). Kiev, Ukraine, September 26 – 29, 2014, pp. 87-92.
32. Djigan V. I. Application of affine projection algorithm in adaptive arrays. Proceedings of the IEEE 3-rd International Conference on Smart Technologies (UKRCON-2021). Lviv, Ukraine, August 26 – 28, 2021, pp. 208-212.
33. Allen J. B., Berkley D. A. Image method for efficiently simulation small-room acoustics. Journal of Acoustical Society of America. 1979, vol. 64, no. 4, pp. 943-950.
34. Lehmann E. A., Johansson A. M. Prediction of energy decay in room impulse responses simulated with an image-source model. Journal of Acoustical Society of America. 2008, vol. 124, no. 1, pp. 269-277.
35. Lehmann E. A., Johansson A. M. Diffuse reverberation model for efficient image-source simulation of room impulse responses. IEEE Trans. Audio, Speech, and Language Processing. 2010, vol. 18, no. 6, pp. 1429-1439.
36. Lehmann E. A. Fast simulation of acoustic room impulse responses // https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/25965-fast-simulation-of-acoustic-room-impulse-responses-image-source-method?s_tid=srchtitle.

МЕТОДЫ МОДУЛЯЦИИ И ДЕМОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ МНОГОМЕРНЫХ АНСАМБЛЕЙ

Быховский М.А., доктор технических наук, профессор, e-mail: bykhmark@gmail.com

METHODS FOR MODULATION AND DEMODULATION OF MULTIDIMENSIONAL ENSEMBLE SIGNALS

Bykhovskiy M.A.

The paper presents an algorithm for converting the specific number of a transmitted message modulation indices necessary for generating signals belonging to surface-spherical signal ensembles (SSAS). Functional diagrams of modulators and optimal demodulators of SSAS are also discussed.

It is noted that the SSAS generation procedure is similar to the convolutional code generation procedure, and the demodulation procedure is similar to the sequential decoding procedure of a convolutional code using the Viterbi algorithm. It is shown that the number of operations required to generate SSAS signals in modulators and processing operations of these signals in demodulators increases linearly with an increase in the duration of signals in SSAS. Therefore, the complexity of the technical implementation of communication systems with SSAS turns out to be comparable to the complexity of the implementation of communication systems which use two-dimensional signal ensembles such as QAM and APSK to increase the reliability of message reception. It is noted that the use of SSAS allows the creation of communication systems with high energy and spectral efficiency.

Key words: Formation of optimal multidimensional signals, demodulation of optimal multidimensional signals, energy efficiency, spectral efficiency, noise immunity of signal reception.

Ключевые слова Формирования оптимальных многомерных сигналов, демодуляция оптимальных многомерных сигналов, энергетическая эффективность, спектральная эффективность, помехоустойчивость приема сигналов.

Введение

В [1] и [2] рассмотрены вопросы построения оптимальных многомерных поверхностно-сферических ансамблей сигналов (ПСАС). Применение таких ансамблей (АС), как показано К. Шенноном, позволяет достичь установленных им пределов для энергетической и спектральной эффективностей (ЭЭ и СЭ) систем связи [3-5]. Системы связи, в которых для передачи сообщений используются ПСАС, обеспечивают высокую надежность связи (малое значение вероятности ошибки при передаче сообщений по каналу связи при минимальной мощности передатчика), а также позволяют с максимально возможной удельной скоростью (с максимальным количеством бит/сек, приходящихся на единицу выделенной полосы частот), передавать сообщения по каналу связи, для которого выделена полоса частот, равная F . Показатели ЭЭ и СЭ характеризуют качество созданной системы, показывая, насколько экономично в ней используется как энергетический, так и частотный ресурс. Внедрение систем связи с пониженной энергетикой существенно облегчает обеспечение электромагнитной совместимости разных систем связи, которые работают в одном регионе и в одном и том же частотном канале, обслуживая разных пользователей. Применение таких систем повышает эффективность исполь-

Представлен алгоритм преобразования номера передаваемого сообщения в индексы модуляции, необходимые для формирования сигналов, принадлежащих к поверхностно-сферическим ансамблям сигналов (ПСАС). Описаны функциональные схемы модуляторов и оптимальных демодуляторов ПСАС. Отмечается, что процедура формирования ПСАС подобна процедуре формирования сверточного кода, а процедура демодуляции подобна процедуре последовательного декодирования сверточного кода с помощью алгоритма Витерби. Показано, что количество операций, необходимых для формирования сигналов ПСАС в модуляторах, и операций обработки этих сигналов в демодуляторах, растет линейно с увеличением длительности сигналов в ПСАС. Поэтому сложность технической реализации систем связи с ПСАС оказывается сопоставимой со сложностью реализации систем связи, в которых для повышения надежности приема сообщений применяются двумерные ансамбли сигналов, такие как QAM и APSK. Отмечается, что применение ПСАС позволяет создавать системы связи с высокой энергетической и спектральной эффективностью.

зования весьма дефицитного частотного ресурса, за право на использование которого операторские компании платят государству миллиарды долларов.

Целесообразно отметить, что, как следует из работ Шеннона [3, 4], при применении для передачи сообщений ПСАС отпадает необходимость использования помехоустойчивых кодов (ПК), которые в современных системах связи широко применяются для повышения надежности передачи сообщений. Применение ПК диктуется тем, что в этих системах для передачи символов, входящих в состав кодовых комбинаций (КК), использу-

ются двумерные ансамбли сигналов (АС) с квадратурно-амплитудной (QAM – Quadrature Amplitude Modulation) или амплитудно-фазовой (APSK – Amplitude and Phase Modulation) модуляцией. Такие АС, в отличие от ПСАС, не позволяют при их демодуляции обеспечить надежный прием КК и часть символов при демодуляции сигналов QAM или APSK оказывается принятой с ошибкой. Исправление этих ошибок осуществляется с помощью ПК. В [1] и [6] представлены оценки, показывающие, что снижение ЭЭ и СЭ систем связи с ПК по сравнению с системами связи, в которых для передачи сообщений применяются ПСАС, оказывается значительным.

Шенноном [3] было показано, что многомерные сигналы $S_m(t)$, принадлежащие ПСАС, для наглядности целесообразно представлять сигнальными точками (CT_s) в N -мерном евклидовом пространстве. Здесь $N = 2int(FT)$, где F – полоса частот канала связи, T – длительность сигналов $S_m(t)$, $int(x)$ – целая часть числа x , в дальнейшем нормированную длительность сигналов, равную (FT) , будем считать целым числом. В ПСАС все CT_s лежат на поверхности N -мерной сферы единичного радиуса.

Как показано в [1] и [6] одна из возможностей создания N -мерных сигналов ПСАС длительности T является формирование их из элементарных ортогональных сигналов (ЭОС), каждый из которых передается течение интервала времени, равного $\tau_T = (2T / N)$. В течение интервала времени $t \in T_k = [(k-1)\tau_T, k\tau_T]$, ($k = 1..FT$) в канал связи передаются элементарные сигналы, вида $S_{2k-1,m}(t) = \sqrt{2P_s} x_{sk}^m \sin[\omega_0(t - (k-1)\tau_T)]$ и $S_{2k,m}(t) = \sqrt{2P_s} x_{ck}^m \cos[\omega_0(t - (k-1)\tau_T)]$, за пределами которого они равны 0. Для того, чтобы упростить приводимые ниже формулы и не рассматривать энергетические потери сигнала на трассе распространении радиоволн в канале связи, в этих формулах фигурирует запись сигналов, поступающих на вход демодулятора, при этом обозначено P_s – средняя мощность сигнала, поступающего на его вход. Энергия таких сигналов равна, очевидно, $E_i = P_s(FT)[(x_{si}^m)^2 + (x_{ci}^m)^2]$. Параметры x_{si}^m и x_{ci}^m являются информационными и определяются передаваемой цифровой последовательностью, поступающей на вход модулятора. Эта последовательность представляет собой номер передаваемого сообщения. Сигнал, поступающий на вход приемника по каналу связи за время T , может быть записан в виде

$$S_m(t) = \sum_{k=1}^{FT} [S_{(2k-1),m}(t) + S_{2k,m}(t)]. \quad (1)$$

В [1] и [6] дано описание процедуры построения ПСАС, предназначенного для передачи сообщений с заданным значением удельной скорости передачи сообщений R_f (бит/сек·Гц). Эта процедура представляет собой алгоритм определения евклидовых координат CT_m ПСАС таким образом, чтобы минимальное евклидово расстояние между CT_{m1} и CT_{m2} , соответствующими разным сигналам $S_{m1}(t)$ и $S_{m2}(t)$, было бы равно

величине $D_m = \sqrt{\int_0^T [S_{m1}(t) - S_{m2}(t)]^2 dt} = \sqrt{(FT)\rho_s \hat{d}_m}$, ρ_s – отношение сигнал/шум на входе демодулятора, $\hat{d}_m(\Delta\varphi_1) = 2\sin(0,5\Delta\varphi_1)$ нормированное значение минимального евклидова расстояния между сигналами ПСАС. Параметр $\Delta\varphi_1$ – один из основных параметров ПСАС, представляет собой минимально возможной угловое расстояние между близкими CT_{m1} и CT_{m2} для двух сигналов $S_{m1}(t)$ и $S_{m2}(t)$, определяющий как величину $\hat{d}_m(\Delta\varphi_1)$, так и удельную скорость передачи сообщений (R_f бит/сек·Гц), которую может обеспечить этот ансамбль сигналов (АС) [4].

В [1] и [6] показано, что евклидовы координаты сигналов $S_m(t)$ в ПСАС должны определяться следующими формулами:

$$\left\{ \begin{aligned} x_{s1}^m &= R_{0,m} \sin \varphi_{1,m}, x_{c1}^m = R_{1,m} \sin \varphi_{2,m}, x_{s2}^m = \\ &= R_{2,m} \sin \varphi_{3,m}, x_{c2}^m = R_{3,m} \sin \varphi_{4,m}, \dots, \\ x_{si}^m &= R_{2(i-1),m} \sin \varphi_{(2i-1),m}, x_{ci}^m = R_{(2i-1),m} \sin \varphi_{2i,m}, \dots, \\ x_{s,(2FT-1)}^m &= R_{2(FT-1),m} \sin \varphi_{(2FT-1),m}, x_{c,(2FT-1)}^m = \\ &= R_{2(FT-1),m} \cos \varphi_{(2FT-1),m} \end{aligned} \right. \quad (2)$$

В (2) обозначено: $R_{0,m} = 1, R_{1,m} = \cos \varphi_{1,m}$,

$$R_{2,m} = (\cos \varphi_{1,m} \cos \varphi_{2,m}), \dots, R_{2(i-1),m} = \left(\prod_{k=1}^{2(i-1)} \cos \varphi_{k,m} \right),$$

$$R_{(2i-1),m} = \left(\prod_{k=1}^{2i} \cos \varphi_{k,m} \right), \dots, R_{2(FT-1),m} = \left(\prod_{k=1}^{2(FT-1)} \cos \varphi_{k,m} \right). \quad (2)$$

$\varphi_{k,m} = I_{mk} \Delta\varphi_k$ – сферические координаты CT_m , лежащей на поверхности N -мерной сферы, радиус которой равен 1, а I_{mk} – индексы модуляции – целые числа, значения которых однозначно определяются номером передаваемого сообщения. Номер сообщения представляет собой информационную цифровую последовательность, которая должна быть передана по каналу связи. Эта последовательность на передаче преобразуется в последовательность из $(N-1)$ целых чисел I_{mk} ($k = 1..N-1$), которые могут иметь как положительные, так и отрицательные значения [2], и передаваться по каналу связи с помощью сигналов $S_m(t)$.

Отметим, что параметры $\varphi_{k,m} = I_{mk} \Delta\varphi_k$ – сферические координаты ПСАС, при $k = 1..2(FT-1)$ могут принимать значения в интервале $[-\pi/2.. \pi/2]$, а параметр $\varphi_{(2FT-1),m}$ – в интервале $[0..2\pi]$. В [1] и [6] показано, что величины $\Delta\varphi_k$ определяются параметром $\Delta\varphi_1$ и значениями индексов модуляции I_{ml} при $l < k$ и их можно вычислить по формулам:

$$\Delta\varphi_k = 2 \arcsin[\sin(\Delta\varphi_1 / 2) / R_{(k-1),m}], \quad (3)$$

а индексы модуляции могут иметь любые целые значения в интервале $-K_k \leq I_{mk} \leq K_k$, где

$$K_k = int[\arccos(\hat{d}_m / 2R_{(k-1),m}) / \Delta\varphi_k]. \quad (4)$$



Индексы I_{mk} определяют, как показано в [1] и [6], евклидовы координаты CT_m на поверхности N -мерной сферы, которые с помощью сигналов $S_m(t)$ передаются по линии связи. При демодуляции сигналов $S_m(t)$ находят их индексы модуляции и их совокупность $I_{mk} (k = 1 \dots N-1)$ с помощью определенного алгоритма преобразуется в номер принятого сообщения m – в цифровую информационную последовательность, которая направляется пользователю системы связи.

В данной статье рассмотрены вопросы, связанные с алгоритмами преобразования $m \rightarrow (I_{m1}, I_{m2}, \dots, I_{m(N-1)})$ на передающем конце линии связи и $(I_{m1}, I_{m2}, \dots, I_{m(N-1)}) \rightarrow m$ на приемном конце. В ней, а также в [1] и [2], представлены алгоритмы модуляции, используемые при формировании сигналов ПСАС, позволяющие осуществлять передачу сообщений с заданной удельной скоростью R_f , а также алгоритмы их демодуляции. Показано, что алгоритмы их модуляции и оптимальной демодуляции имеют сложность (оцениваемую числом операций, необходимых для формирования сигналов $S_m(t)$ на передаче, и определение номера m принятого сигнала), увеличивающуюся линейно с увеличением размерности ПСАС. В [1] и [2], а также в этой работе получены результаты, на основании которых могут быть определены основные параметры ПСАС: (FT) – нормированная длительность сигналов и ρ_s – отношение сигнал/шум на входе демодулятора, при которых можно обеспечить требуемую надежность приема сообщений, зависящую от вероятности ошибки при их демодуляции. Применение оптимальных многомерных ПСАС позволяет создавать системы связи с наибольшей энергетической и спектральной эффективностью.

Алгоритм преобразования номера сообщения в индексы модуляции ПСАС

При рассмотрении вопросов передачи сообщений с помощью ПСАС ниже используется термин – индекс модуляции, связанный с номером сообщения, передаваемого по каналу связи. По сути, при применении в системах связи двумерных сигналов QAM или APSK также осуществляется преобразование номера передаваемого сообщения в индексы модуляции. Для многомерных ПСАС это делается аналогично, но несколько более сложным способом, который описан ниже. Для пояснения сути термина «индекс модуляции», рассмотрим сперва вопросы, связанные с преобразованием номера передаваемого сообщения в индексы модуляции на примере известных двумерных АС с QAM и APSK. Сигнальные точки (CT_s) в этих АС расположены на двумерной плоскости [7].

Для QAM каждая точка может быть задана двумя координатами по оси ординат (x_1) и оси абсцисс (x_2), представляющих собой целые числа. Если, например, позиционность этого сигнала равна $M = 25 = 5 \times 5$, то x_1 и x_2 могут независимо принимать любые значения из ряда чисел -2, -1, 0, 1, 2. Можно сказать, что множество

всех CT_s данного АС разбито на пять подмножеств в соответствии со значением координаты x_1 – первым индексом модуляции; в каждом таком подмножестве имеется по пять CT_s , соответствующих значению координаты x_2 – второму индексу модуляции. Евклидово расстояние между ближайшими CT_s равно в данном случае 1.

Для АС с APSK CT_s располагаются на нескольких окружностях, имеющих разные радиусы, причем на окружностях большего радиуса расположено большее количество CT_s . Этот АС строится таким образом, чтобы расстояния между ближайшими CT_s , расположенными на одной окружности, были бы равны 1, а между любыми двумя ближайшими CT_s , расположенными на разных окружностях, были бы равны или немного больше 1, причем номер окружности является первым индексом модуляции. В данном случае все множество CT_s может быть представлено как сумма подмножеств CT_s , расположенных на одной и той же окружности, и номер CT_s на каждой окружности является вторым индексом модуляции.

Рассмотрим процедуру определения индексов модуляции для N -мерных ПСАС. При построении как самих АС, так и алгоритмов их модуляции и демодуляции необходимо знать основные их характеристики. Для АС с QAM и APSK такой характеристикой является параметр M – позиционность АС, определяющая число возможных сигналов, входящих в эти АС, а также удельную скорость передачи сообщений, равную $R_f = \log_2(M)$. Этот параметр определяет в 2-мерном евклидовом пространстве также минимальное расстояние между CT_s , соответствующими разным сигналам [7].

Для N -мерных ПСАС аналогом позиционности двумерных сигналов является величина M_N – количество сигналов в этом ансамбле, которое также связано, согласно работе Шеннона [4], с нормированным значением $\hat{d}_m(\Delta\varphi_1)$ минимального евклидова расстояния между разными CT_s , расположенными на поверхности N -мерной сферы. В [4] показано, что оценка величины M_N может быть вычислена по следующей формуле:

$$M_N \cong \text{int}[\mathcal{G}(\pi, N) / \mathcal{G}(\Delta\varphi_1, N)] = \text{int} \left[\frac{2 \int_0^{\pi/2} \sin^{N-2}(\theta) d\theta}{\int_0^{\Delta\varphi_1/2} \sin^{N-2}(\theta) d\theta} \right],$$

$$R_f(\Delta\varphi_1, N) = \log_2[M_N] / (FT), \quad (5)$$

где $\mathcal{G}(\Delta\varphi_1, N) = \frac{(N-1)\pi^{(N-1)/2}}{\Gamma[(N+1)/2]} \int_0^{\Delta\varphi_1/2} \sin^{N-2}(\theta) d\theta$ (здесь

$\Gamma(x)$ – гамма-функция). Входящий в (5) параметр $\Delta\varphi_1$ представляет собой телесный угол конусной зоны правильного приема (ЗП), в которой расположена каждая CT_m , соответствующая сигналу $S_m(t)$ из ПСАС [4]. Как показано в [2], ошибки при приеме сигналов ПСАС происходят в тех случаях, когда из-за действия шума ($n(t)$)

сигнальная точка, соответствующая принятому сигналу $W(t) = S_m(t) + n(t)$, окажется за пределами ЗП. Отметим, что из (5) следует [4], что

$$\hat{d}_m(\Delta\varphi_1) = 2^{-0,5[R_f(\Delta\varphi_1, FT)-1]} \quad (6)$$

На рис. 1 представлен график зависимости $R_f(\Delta\varphi_1, N)$ от $\Delta\varphi_1$ (при $FT \geq 6$, как показано в [6], величина удельной скорости от FT практически не зависит).

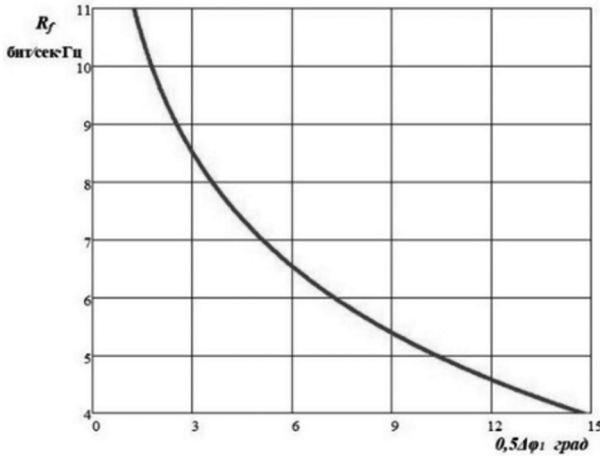


Рис. 1. Зависимость $R_f(\Delta\varphi_1, N)$ от $\Delta\varphi_1$

Формирование индексов модуляции для сигнала $S_m(t)$ основано на разбиении всего множества CT_s ПСАС на подмножества 1-го, 2-го, ... $(N-2)$ -го порядка, которые обозначим $A_{I_1}, A_{I_1, I_2}, \dots, A_{I_1, I_2, \dots, I_{N-2}}$, определении количества содержащихся в них CT_s и в выборе процедуры нумерации всех сигнальных точек, принадлежащих ПСАС. При этом все CT_s , у которых первый индекс модуляции равен I_1 , войдут в одно и тоже подмножество A_{I_1} . Так как этот индекс, как показано в [1], может принимать значения $-K_1 \leq I_1 \leq K_1$, где $K_1 = \text{int}\{\arccos[\sin(0,5\Delta\varphi_1) / R_2(I_1)]\}$, то полное множество сигналов ПСАС в N -мерном пространстве можно разбить на $(2K_1 + 1)$ подмножеств A_{I_1} . Геометрическим образом каждого из этих подмножеств может служить $(N-1)$ -мерная сфера, радиус которой равен $R_1(I_1) = \cos(I_1\Delta\varphi_1)$. На ее поверхности расположены все CT_s с одним и тем же значением первого индекса модуляции. Из (5) следует, что формулу для вычисления величины M_N можно также записать в следующем виде:

$$M_N = \sum_{I_1=-K_1}^{K_1} M_{N, A_{I_1}}, \quad (7)$$

где $M_{N, A_{I_1}} = \text{int}[\mathcal{G}(\pi, N-1) / \mathcal{G}(I_1\Delta\varphi_1, N-1)]$ – количество сигналов, которое содержит каждое из подмножеств A_{I_1} . Кроме того, так как величина $R_1(I_1)$ не зависит от знака индекса модуляции I_1 , то в подмножествах A_{I_1} и A_{-I_1} имеется одинаковое количество CT_s , т.е. справедливо равенство $M_{N, A_{I_1}} = M_{N, A_{-I_1}}$. Каждое из подмножеств A_{I_1}

при $I_1 = \text{const}$ в свою очередь может быть разбито на подмножества 2-го порядка – A_{I_1, I_2} . В каждое из этих подмножеств входят CT_s , у которых как первая, так и вторая евклидовы координаты имеют одно и тоже значение (т.е. у всех $CT_s \in A_{I_1, I_2}$ индексы модуляции I_1 и I_2 одинаковы). Евклидовы координаты CT_s , входящих в одну подгруппу A_{I_1} , но в разные подгруппы A_{I_1, I_2} , имеют разные значения индексов I_2 , т.е. отличаются значением второй координаты. Геометрическим образом каждого из этих подмножеств может служить $(N-2)$ -мерная сфера, радиус которой, как показано в [1], в соответствии с (1) равен $R_3(I_1, I_1) = \cos(I_1\Delta\varphi_1)\cos(I_2\Delta\varphi_2)$. Для определения количества элементов, входящих в каждое из подмножеств A_{I_1, I_2} , можно использовать формулу

$$M_{N, A_{I_1}} = \sum_{I_2=-K_2}^{K_2} M_{N, A_{I_1, I_2}}, \quad (8)$$

в которой $M_{N, A_{I_1, I_2}} = \text{int}[\mathcal{G}(\pi, N-1) / \mathcal{G}(I_2\Delta\varphi_2, N-1)]$ – количество сигналов, которое содержит каждое из подмножеств A_{I_1, I_2} , а $\Delta\varphi_2 = 2\arcsin[\sin(\Delta\varphi_1) / R_2(I_1)]$. Как видно, величина $M_{N, A_{I_1}}$ зависит от индекса модуляции I_1 . Из (8) следует, что в данном случае выполняется соотношение $M_{N, A_{I_1, I_2}} = M_{N, A_{-I_1, I_2}} = M_{N, A_{I_1, -I_2}} = M_{N, A_{-I_1, -I_2}}$. В общем случае количество CT_s в каждом из подмножеств A_{I_1, I_2, \dots, I_k} , равное $M_{N, A_{I_1, I_2, \dots, I_k}}$, зависит только от абсолютных значений индексов модуляции $|I_k|$.

Важные особенности распределения CT_s по поверхности N -мерной сферы в ПСАС являются следствием отмеченного в [8] общего принципа концентрации, согласно которому при $N \gg 1$ объем этой сферы сосредоточен в весьма малой окрестности ее границы, а подавляющая часть ее площади сосредоточена в малой окрестности экватора. Из принципа концентрации следует, что подавляющая часть CT_s должна быть расположена в окрестности экватора N -мерной сферы, поскольку оптимальные АС, позволяющие обеспечить высокую надежность передачи сообщений в гауссовых каналах связи должны иметь, как показано в [4], а также в [2], большую нормированную длительность $-(FT)$. Для таких CT_s абсолютные значения их индексов модуляции $|I_k| (k=1 \dots N-1)$ должны иметь небольшие значения, т.е. $|I_k| K_k$. Значения K_k , определяющие возможные границы изменения индексов модуляции CT_s , принадлежащих ПСАС, определены в [1] и могут быть вычислены по формуле (4). Это обстоятельство позволяет упростить алгоритмы формирования сигналов ПСАС и их демодуляции за счет того, что в ПСАС включаются только те сигналы, расположенные в окрестности экватора N -мерной сферы, у которых индексы модуляции $|I_k|$ имеют сравнительно небольшие значения.

В табл. 1 приведены рассчитанные по формулам (7) и (8) данные, которые показывают, как изменяются величины $M_{N,A_{I_1}}$ и $M_{N,A_{I_1,I_2}}$ с изменением индексов модуляции $|I_1|$ и $|I_2|$, иллюстрирующие закономерности изменения количества CT_s в подмножествах A_{I_1} и A_{I_1,I_2} с изменением индексов модуляции $|I_k|$. Расчеты выполнены для ПСАС, параметры которого указаны в первой строке табл. 1. Для него $\Delta\varphi_1 = 13,8^\circ$, что позволяет передавать сообщения с удельной скоростью, равной $R_f = 6,08$ бит/сек·Гц, если $(FT) = 30$ ($N = 60$), и $R_f = 6,1$ бит/сек·Гц, если $(FT) = 60$ ($N = 120$). В этой же строке при двух значениях $(FT) = 30$ и 60 указано количество CT_s в этих ансамблях. Во 2-м столбце приведены значения $|I_1|$ – первого индекса модуляции; в 3-м столбце – $M_{N,A_{I_1}}$ – количество CT_s в подмножествах A_{I_1} при $(FT) = 30$ и 60 и разных значениях $|I_1|$; в 4-м столбце приведены значения $R_{N,A_{I_1}} = \frac{\log_2(M_{N,A_{I_1}})}{(FT)}$.

Анализ этих данных показывает:

1) при увеличении (FT) – нормированной длительности сигналов в два раза количество CT_s увеличивается примерно по закону $M_{120,A_{I_1}} \approx (M_{60,A_{I_1}})^2$;

2) значения $R_{N,A_{I_1}}$ практически не зависят от параметра (FT) ;

3) при $\Delta\varphi_1 = 13,8^\circ$ индекс I_1 может принимать 13 разных значений в интервале $-6 \leq I_1 \leq 6$, а из данных, приведенных в табл. 1, видно, что, например, в том случае, когда $(FT) = 30$ в ПСАС основное количество CT_s принадлежат всего трем подмножествам 1-го порядка, в которых имеется следующее число CT_s : $M_{60,A_{I_1=0}} = 5,6 \cdot 10^{54}$, $M_{60,A_{I_1=1}} = M_{60,A_{I_1=-1}} = 1,03 \cdot 10^{54}$. Общее количество CT_s в этих подмножествах (вблизи экватора шара при $N = 2(FT) = 60$) равно $7,66 \cdot 10^{54}$. В подмножествах, соответствующих $|I_1| \geq 2$, количество

CT_s весьма незначительно по сравнению с количеством CT_s в подмножествах $A_{I_1=0}$, $A_{I_1=-1}$ и $A_{I_1=1}$ и их можно не включать в ПСАС, так как это практически не отразится на обеспечиваемой им удельной скорости передачи сообщений.

В 4-м столбце приведены значения $|I_2|$ – второго индекса модуляции; в 5-м столбце – $M_{N,A_{I_1,I_2}}$ – количество CT_s в подмножествах A_{I_1,I_2} при $(FT) = 30$ и разных значениях $|I_1| = 1$ и 2 ; в 6-м столбце приведены значения $R_{N,A_{I_1}} = \frac{\log_2(M_{N,A_{I_1,I_2}})}{(FT)}$. Один из выводов, аналогичный тому, который был отмечен выше при обсуждении данных, приведенных в столбце 3, касающихся количества CT_s , входящих в соответствующие подмножества 2-го порядка при $|I_1| = 1$ и 2 , состоит в том, что подавляющая часть CT_s принадлежит всего трем таким подмножествам, соответствующим индексам модуляции, равным $|I_2| = 0$ и $|I_2| = 1$.

Формирование сигналов ПСАС связано с нумерацией их CT_s – присвоением каждой CT_s номера одного из сообщений, который может быть передан по каналу связи. Присвоение номеров CT_s может быть осуществлено, например, таким образом: меньшие номера следует присваивать тем CT_s , которые относятся к индексам модуляции, имеющим, во-первых, отрицательные значения, а, во-вторых, имеющие большие абсолютные значения индексов модуляции. В рассматриваемом примере все CT_s оказываются разбиты на три группы: CT_s , номера которых лежат в интервале $1 \leq m \leq \varepsilon_{11}$, относятся к первой группе, CT_s с номерами $\varepsilon_{11} + 1 \leq m \leq \varepsilon_{12}$ – ко второй, и CT_s с номерами $\varepsilon_{12} + 1 \leq m \leq \varepsilon_{13}$ – к третьей (здесь границы номеров CT_s , входящих в разные подгруппы 1-го порядка, равны $\varepsilon_{11} = M_{60,A_{I_1=-1}}$, $N\varepsilon_{12} = M_{60,A_{I_1=-1}} + M_{60,A_{I_1=1}}$ и $\varepsilon_{12} = M_{60,A_{I_1=0}} + M_{60,A_{I_1=-1}} + M_{60,A_{I_1=1}}$). Таким образом сравнение номера передаваемого сообщения с границами номеров, которые могут иметь CT_s ,

Таблица 1. Изменения количества CT_s в подмножествах A_{I_1} и A_{I_1,I_2} с изменением индексов модуляции $|I_1|$ и $|I_2|$

№ / 1	$\Delta\varphi_1 = 13,8^\circ$	$M_{30}/M_{60} \rightarrow 7,7 \cdot 10^{54}/1,7 \cdot 10^{110}$		-	$R_{30,f}/R_{60,f} \rightarrow 6,08/6,1$	
		$M_{60,A_{I_1}} / M_{120,A_{I_1}}$	$R_{60,A_{I_1}} / R_{120,A_{I_1}}$		I_2	$I_1 = 1 / I_1 = 2$ $M_{60,A_{I_1,I_2}} / M_{60,A_{I_1,I_2}}$
2	I_1			I_2		
3	0	$5,6 \cdot 10^{54}/1,6 \cdot 10^{110}$	6,06/6,1	0	$1,26 \cdot 10^{53}/7,1 \cdot 10^{50}$	5,96/6,05
4	1	$1,03 \cdot 10^{54}/5,2 \cdot 10^{108}$	5,98/6,02	1	$2,4 \cdot 10^{52}/1,4 \cdot 10^{50}$	5,88/5,97
5	2	$5,3 \cdot 10^{51}/1,1 \cdot 10^{104}$	5,72/5,76	2	$1,36 \cdot 10^{50}/7,6 \cdot 10^{47}$	5,65/5,7
6	3	$3,6 \cdot 10^{47}/3,9 \cdot 10^{95}$	5,25/5,3	3	$1,1 \cdot 10^{46}/6,1 \cdot 10^{43}$	5,18/5,2

принадлежащие каждому их трех подмножеств 1-го порядка, позволяет определять первый индекс модуляции при передаче сигнала $S_m(t)$. Аналогичным образом следует определять второй и последующие индексы модуляции для этого сигнала.

Проиллюстрируем определение второго индекса модуляции для сигнала $S_m(t)$, используя данные таблицы 1, приведенные для случая, когда $(FT) = 30$. Рассмотрим случай, когда $m = 10,6 \cdot 1053$. Изложенная выше процедура определения первого индекса модуляции для сигнала $S_m(t)$ дает $I_1 = 1$. В пятом столбце табл. 1 приведены данные о количестве CT_s , которые имеются в подмножествах 2-го порядка при $I_1 = 1$ и $|I_2| = 0 \dots 3$. Как и в рассмотренном выше случае, относившимся к подмножествам 1-го порядка, из табл. 1 видно, что основное количество CT_s при $I_1 = 1$ содержится в подмножествах 2-го порядка при $I_2 = 0$ и $|I_2| = 1$. При $|I_2| \geq 2$, количество CT_s весьма незначительно и их можно не включать в ПСАС. В данном случае, границы номеров CT_s , входящих в разные подмножества 2-го порядка при $I_1 = 1$ определяются следующим образом $\varepsilon_{21} = \varepsilon_{11} + M_{60, A_{I_1=1, I_2=0}}$, $\varepsilon_{22} = \varepsilon_{11} + M_{60, A_{I_1=1, I_2=1}} + M_{60, A_{I_1=1, I_2=2}}$ и $\varepsilon_{23} = \varepsilon_{11} + M_{60, A_{I_1=1, I_2=0}} + M_{60, A_{I_1=1, I_2=1}} + M_{60, A_{I_1=1, I_2=2}}$. Используя данные, приведенные в табл. 1, нетрудно видеть, что в рассматриваемом случае $\varepsilon_{22} \leq m = 10,6 \cdot 1053 \leq \varepsilon_{23}$ и, следовательно, второй индекс модуляции для сигнала $S_m(t)$ равен $I_2 = 0$.

Рассмотренный пример показывает, что для ПСАС, с помощью которого можно передавать сообщения с удельной скоростью передачи сообщений, равной $R_f \cong 6$ бит/сек·Гц, индексы модуляции могут принимать, как отмечалось выше, 13 разных значений, однако, если в этот АС включать только те CT_s , которые расположены в окрестности экватора N -мерной сферы, то для них индексы модуляции будут изменяться только в диапазоне $(-1 \dots 1)$, причем удельная скорость передачи сообщений с помощью такого ПСАС практически не изменится. Отметим, что расчеты, подобные приведенным выше, для ПСАС, который позволяет передавать сообщения с удельной скоростью, равной $R_f \cong 10$ бит/сек·Гц, показывают, что для передачи сигналов полного ПСАС, включающего все возможные CT_s , требуется обеспечивать изменение индексов модуляции в диапазоне $(-25 \dots 25)$, тогда как при включении в ПСАС только тех CT_s , которые расположены в окрестности экватора N -мерной сферы, их индексы модуляции будут изменяться только в диапазоне $(-3 \dots 3)$.

На рис. 2 показаны зависимости $\xi(I_1, R_f, FT) = (M_{N, A_{I_1}} / M_{N, A_{I_1=0}})$ – количества CT_s в подмножестве A_{I_1} , где $|I_1| \geq 1$, относительно количества CT_s в подмножестве, в котором первый индекс модуляции равен

$I_1 = 0$. Эти зависимости построены для случаев, когда $R_f = 4, 6, 8$ и 10 бит/сек·Гц и $(FT) = 30$ и 60 .

Анализ зависимостей на рис. 2 показывает, что в ПСАС при сравнительно низких удельных скоростях передачи сообщений ($R_f = 4$ или 6 бит/сек·Гц) основное количество CT_s принадлежит всего трем подмножествам 1-го порядка, у которых первый индекс модуляции может быть равен $I_1 = 0$ или $|I_1| = 1$. Этот вывод согласуется с данными табл. 1, которые обсуждались выше. Если удельные скорости передачи сообщений имеют достаточно высокое значение ($R_f = 8$ или 10 бит/сек·Гц), то основное количество CT_s такого ПСАС может принадлежать большему числу подмножеств 1-го порядка, у которых первый индекс модуляции может быть равен $|I_1| = 0 \dots 3$. Из зависимостей рис. 2 также видно, что с увеличением параметра (FT) – нормированной длительности сигналов ПСАС, количество подмножеств 1-го порядка, соответствующих определенным значениям индексов модуляции, уменьшается, т.е. с увеличением параметра (FT) степень концентрации CT_s у экватора многомерной сферы возрастает.

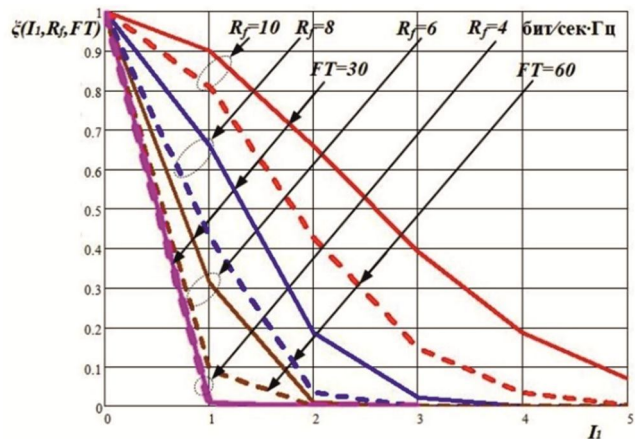


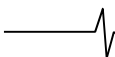
Рис. 2. Зависимости $\xi(I_1, R_f, FT)$ от индекса модуляции $|I_1|$

Например, из рис. 2 видно, что при $R_f = 10$ бит/сек·Гц и $(FT) = 30$ максимальное значение индекса модуляции у CT_s может быть равно $|I_1| = 3$, тогда как при $(FT) = 60$ – $|I_1| = 2$. Такая структурная особенность ПСАС следует из отмеченного в [8], а также в этом разделе, принципа концентрации CT_s в окрестности поверхности N -мерного шара.

Алгоритмы модуляции сигналов с ПСАС

Описанную в предыдущем разделе процедуру формирования ПСАС можно представить в виде древовидной диаграммы, показанной на рис. 3 и иллюстрирующей алгоритм определения индекса модуляции сигнала $S_m(t)$, принадлежащего ПСАС и предназначенного для передачи сообщения с номером m . Эта диаграмма подобна диаграмме, иллюстрирующей процедуру формирования сверточного кода [5, 7].

На вход системы связи поступает информационная



последовательность цифр, представляющая номер m . Количество всех CT_s , а также параметр R_f могут быть определены по формулам (4). Как пояснялось выше, полное множество всех CT_s из M_N элементов, принадлежащих ПСАС, предназначенному для передачи сообщений с удельной скоростью, равной R_f , в который входят сигналы с известной нормированной скоростью, равной (FT) , разделяются на подмножества 1-го, 2-го и т.д. порядка. Подмножества 1-го порядка, каждое из которых соответствует определенному значению индекса модуляции I_1 , обозначены на рис. 3 вписанными в прямоугольники буквами A_{I_1} . Количество подмножеств любого порядка может быть определено по формуле (4), а количество CT_s , которое входит в подмножество 1-го, 2-го и т.д. порядка ($M_{N,A_{I_1}}, M_{N,A_{I_1,I_2}}$ и т.д.), можно найти по формулам (7) и (8). В предыдущем разделе было показано, что только в нескольких подмножествах A_{I_1} , у которых модуль первого индекса модуляции $|I_1|$ имеет сравнительно небольшое значение, содержится основная часть CT_s ПСАС.

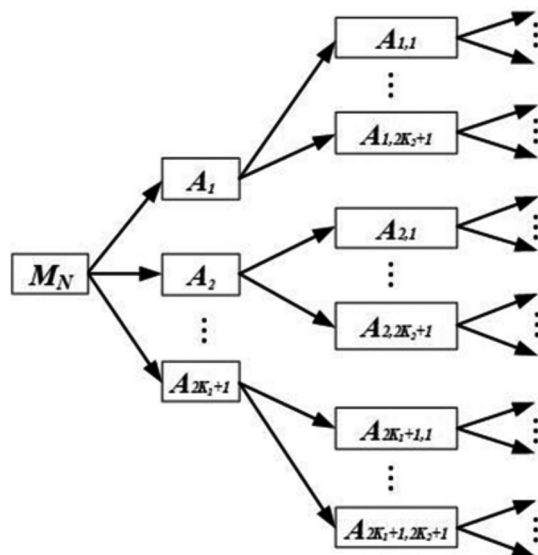


Рис. 3. Древоидная диаграмма ПСАС, иллюстрирующая алгоритм определения индексов модуляции для сообщения с номером m

Учитывая сформулированные выше правила нумерации CT_s в ПСАС, и количество CT_s в этих подмножествах, определяем границы значений номеров $\varepsilon_{11}, \varepsilon_{12}, \varepsilon_{13}$ и т.д. номеров этих CT_s . Далее, сравнивая номер передаваемого сообщения m с указанными границами, находим подмножество 1-го порядка (A_{I_1}), содержащее CT_m , соответствующую передаваемому сигналу $S_m(t)$. Первый индекс модуляции для этого сигнала равен индексу модуляции, который имеют все CT_s , включенные в подмножество A_{I_1} . Для определения второго индекса модуляции I_2 , осуществляем разделение этого подмножества на подмножества 2-го порядка, как это пока-

зано на рис. 3, и определяем также, как было только что описано, количество $CT_s(M_{N,A_{I_1,I_2}})$ в каждом из этих подмножеств (A_{I_1,I_2}). Величины $m M_{N,A_{I_1,I_2}}$ позволяют определить границы $\varepsilon_{21}, \varepsilon_{22}, \varepsilon_{23}$ и т.д. номеров CT_s , которые принадлежат подмножествам A_{I_1,I_2} . Сравнение номера m с этими границами позволяет определить то подмножество 2-го порядка, в котором находятся все CT_s , имеющие первый и второй индексы модуляции, совпадающие с индексами модуляции сигнала $S_m(t)$. Последовательно выполняя описанные операции, определяем все $(N-1)$ индексов модуляции при передаче любого сигнала из ПСАС. Количество операций, которые необходимо при этом выполнить при формировании передаваемого сигнала, пропорционально величине N , т.е. возрастает линейно с увеличением нормированной длины сигналов ПСАС.

Выше был описан алгоритм работы блока формирования индексов модуляции (БФИМ), на вход которого поступает номер сообщения, которое с помощью сигнала $S_m(t)$ с ПСАС должно быть передано по каналу связи. Этот блок входит в состав функциональной схемы модулятора сигналов $S_m(t)$, показанной на рис. 4:

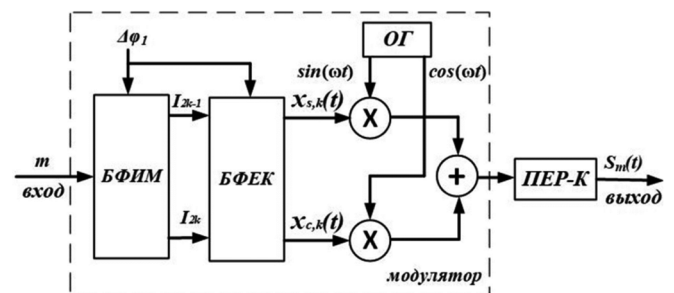


Рис. 4. Функциональная схема модулятора ПСАС

На вход БФИМ поступает последовательность чисел, определяющих номер передаваемого сообщения, а на его выходах последовательно появляются сформированные в нем индексы модуляции I_{2k-1} и I_{2k} ($k = 1 \dots FT - 1$). Эти индексы являются информационными параметрами передаваемого сообщения и определяют сферические координаты $\varphi_k = (I_{m,k} \Delta\varphi_k)$ сигнала $S_m(t)$. В блоке формирования евклидовых координат (БФЕК) осуществляется преобразование сферических координат φ_k сигнала $S_m(t)$ в его евклидовы координаты x_{sk} и x_{ck} в соответствии с формулами (1). С выходов БФЕК эти параметры поступают на блок, представляющий, по сути, модулятор сигналов QAM. В нем имеются два квадратурных канала, в каждом из которых есть перемножитель. На один из входов каждого перемножителя от опорного генератора (ОГ) поступают гармонические напряжения $\sin(\omega_0 t)$ и $\cos(\omega_0 t)$, которые модулируются по амплитуде параметрами x_{sk} и x_{ck} и затем складываются в сумматоре. Сигнал, сформированный на его выходе, поступает на вход передатчика (ПЕР-К), выполняющего функцию мощного усилителя. В результате на выходе ПЕР-К формируется сигнал $S_m(t)$, кото-

рый передается по каналу связи.

Целесообразно отметить, что в обычных системах с QAM модулятор не имеет памяти и модуляция по амплитуде гармонических сигналов $\sin(\omega_0 t)$ и $\cos(\omega_0 t)$ осуществляется последовательно и независимо информационными индексами, определяемыми номером передаваемого сообщений. При ПСАС информационные параметры x_{sk} и x_{ck} могут быть записаны с помощью формул $x_{sk} = R_{2k-1}(\vec{I}_{m,2k-2}) \sin \varphi_{(2k-1)}$ и $x_{ck} = R_{2k}(\vec{I}_{m,2k-1}) \sin \varphi_{2k}$. Эти формулы показывают, что величины $R_{2k-1}(\vec{I}_{m,2k-2})$ и $R_{2k}(\vec{I}_{m,2k-1})$, а также сферические координаты CT_m зависят от $\vec{I}_{m,2k} = (I_1, I_2, \dots, I_{2k-2})$ и $\vec{I}_{m,2k} = (I_1, I_2, \dots, I_{2k-1})$ – совокупности индексов модуляции, стоящих в скобках. Из записи этих формул видно, что модулятор ПСАС имеет память, так как евклидовы координаты x_{sk} и x_{ck} , представляющие информационные параметры, передаваемые сигналами ПСАС, зависят от индексов модуляции, определяющих параметры x_{sj} и x_{cj} при $j < k$. Это важное свойство многомерных поверхностно-сферических АС позволяет увеличить минимальное евклидово расстояние между разными сигналами ПСАС при увеличении его размерности, определяемой нормированной длительностью этих сигналов, что позволяет повысить энергетическую эффективность систем связи по отношению к двумерным АС и обеспечить высокую надежность приема сообщений без использования ПК.

Алгоритм демодуляции сигналов с ПСАС

В [2] был выполнен анализ помехоустойчивости демодулятора сигналов $S_m(t)$ сигналов с ПСАС, в котором осуществляется оптимальная по критерию максимального правдоподобия оценка значений x_{sk} и x_{ck} их евклидовых координат. На рис. 5 показана функциональная схема такого демодулятора. На вход этого демодулятора поступает сигнал $W(t) = S_m(t) + n(t)$, где $n(t)$ – гауссовский шум. В демодуляторе рис. 5 осуществляется не только оценка координат x_{sk} и x_{ck} принимаемого сигнала $S_m(t)$, но и преобразование их в оценки значений сферических координат этого сигнала. Каждая из оценок сферических координат зависит от индексов модуляции I_{2k-1} и I_{2k} и в демодуляторе принимаются решения о том, какие целые значения имеют эти индексы у сигнала $S_m(t)$. В результате полной обработки этого сигнала в демодуляторе осуществляется определение всех его индексов модуляции и преобразование их в номер принятого сообщения.

Структура демодулятора сигналов с ПСАС подобна структуре демодулятора АС с QAM. Для наглядности на рис. 5 показаны результаты выполнения операций, которые осуществляются в разных блоках демодулятора. Модулированные по амплитуде информационными параметрами $x_{s,2k-1}$ и $x_{c,2k}$ ЭОС – составляющие сигнала $S_m(t)$ в (1), последовательно поступают на вход демо-

дулятора принимаемого сигнала $W(t)$. В демодуляторе сигналов с ПСАС, как и в демодуляторе АС с QAM, на входе установлены два синхронных детектора (СД). На опорные входы СД с выхода устройства синхронизации подаются гармонические сигналы $\sin(\omega_0 t)$ и $\cos(\omega_0 t)$, с помощью которых осуществляется синхронное детектирование сигнала $W(t)$. Как следует из (2), оценки значений евклидовых координат $x_{s,2k-1}$ и $x_{c,2k}$ сигнала $S_m(t)$ имеют вид $x_{s,2k-1} = R_{2k-2} \sin(I_{(2k-1)} \Delta \varphi_{(2k-1)})$ и $x_{c,2k-1} = R_{2k-1} \sin(I_{2k} \Delta \varphi_{2k})$. Эти оценки образуются на выходах интеграторов, подключенных к СД и осуществляющих интегрирование результатов синхронного детектирования на интервалах времени $t \in T_k = [(k-1)\tau_T, k\tau_T]$.

Оценки $x_{s,2k-1}$ и $x_{c,2k}$ поступают на входы блоков оценки индексов модуляции (БОИМ). Эти оценки определяются с учетом связи между значениями евклидовыми и сферическими координатами сигналов ПСАС следующим образом:

$$I_{(2k-1),e} = \left[\arcsin \left(\frac{x_{s,2k-1}}{R_{2k-2}} \right) / \Delta \varphi_{(2k-1)} \right],$$

$$I_{2k,e} = \left[\arcsin \left(\frac{x_{c,2k-1}}{R_{2k-1}} \right) / \Delta \varphi_{2k} \right]. \tag{9}$$

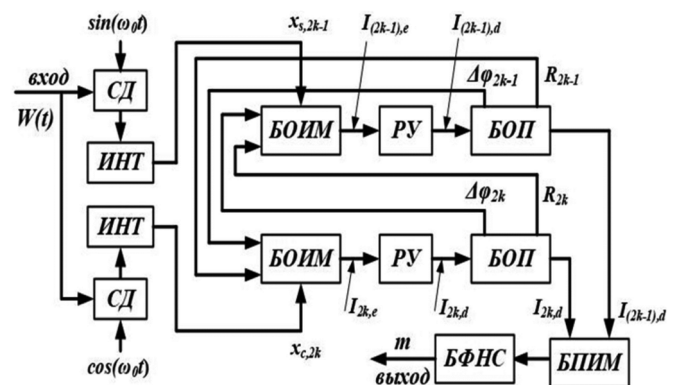


Рис. 5. Синхронный демодулятор сигналов с ПСАС

Отметим, что при определении первого индекса модуляции по формуле $I_{1,e} = \left[\arcsin \left(\frac{x_{s,1}}{R_0} \right) / \Delta \varphi_1 \right]$ следует учитывать, что, согласно (2), $R_0 = 1$, а параметр $\Delta \varphi_1$ – один из основных параметров ПСАС, известен заранее, так как он определяется удельной скоростью, которая должна быть обеспечена при применении этого ансамбля сигналов. Следует отметить, что из-за действия шума оценка $I_{1,e}$ отличается от целого числа, которому должен быть равен индекс модуляции. Эта оценка поступает на вход решающего устройства (РУ). В РУ производится сравнение оценки $I_{1,e}$ с порогами, определяющими те целые значения, которые может принимать 1-й индекс модуляции. В РУ определяется то целое значение индекса ($I_{1,d}$) сигнала $S_m(t)$, для которого выполняются условия $|I_{1,e} - I_{1,d}| \leq 0,5$, т.е. $I_{1,d} = \text{int}[I_{1,e}]$. Принятое в РУ решение о величине $I_{1,d}$ поступает на вход

блока оценки параметров (БОП) ПСАС, установленного в первом (синусном) квадратурном канале демодулятора. Знание этих параметров $R_1 = \cos(I_{1,d}\Delta\varphi_1)$ и

$$\Delta\varphi_2 = 2\arcsin\left[\frac{\sin(\Delta\varphi_1/2)}{\cos(I_{1,d}\Delta\varphi_1)}\right]$$

необходимо для определения оценки второго индекса модуляции $I_{2,e}$ принимаемого сигнала $S_m(t)$.

Эти параметры поступают на вход БОИМ, установленного во втором (косинусном) квадратурном канале демодулятора, и используются для оценки величины

$$I_{2,e} = \left[\arcsin\left(\frac{x_{c,1}}{R_1}\right) / \Delta\varphi_2 \right],$$

а также принятия в РУ решения о его целом значении $I_{2,d} = \text{int}[I_{2,e}]$. Значение этого индекса, как видно из рис. 5, передается в БОП второго канала, в котором в соответствии с (2) используется для определения параметров $R_2 = \cos(I_{1,d}\Delta\varphi_1)\cos(I_{2,d}\Delta\varphi_2)$ и $\Delta\varphi_3 =$

$$= 2\arcsin\left[\frac{\sin(\Delta\varphi_1/2)}{R_2}\right].$$

Эти параметры передаются в первый квадратурный канал демодулятора, в котором определяется третий индекс модуляции $I_{3,d}$. Процесс

оценки индексов модуляции $I_{(2k-1),e}$ и $I_{2k,e}$ в соответствии с формулами (9) осуществляется рекуррентно и продолжается до тех пор, пока не будут определены все $(N-1)$ индексов модуляции принимаемого сигнала $S_m(t)$.

С выходов БОП все индексы модуляции $I_{k,d}$ поступают в блок памяти индексов модуляции (БПИМ) сигнала $S_m(t)$, из которого они подаются в блок формирования номера m принимаемого сигнала (БФНС). Номер m в виде цифровой информационной последовательности поступает на выход демодулятора и направляется потребителю.

Операции формирования номера принимаемого сигнала обратны тем, которые выполняются в БФИМ в модуляторе. В БФИМ индексы модуляции определялись путем последовательного определения подмножеств CT_s разного порядка и, следовательно, соответствующих им индексов модуляции, входящих в ПСАС, к которым относится CT_m передаваемого сигнала. В БФНС множество принятых индексов модуляции позволяет последовательно уточнять границы целых чисел, в которых может находиться номер принятого сообщения, так как индексы модуляции определяют соответствующие подмножества CT_s , номера которых также, как и номер CT_m лежат в определенных границах. С увеличением номера k принятого индекса модуляции $I_{k,d}$ границы целых чисел, внутри которых лежит номер принятого сообщения, сближаются и значение последнего принятого индекса модуляции $I_{(2FT-1),d}$ позволяет определить точный номер принятого сообщения.

В предыдущем разделе отмечалось, что последовательный алгоритм определения индексов модуляции при ПСАС аналогичен алгоритму формирования кодо-

вой комбинации сверточного кода. Алгоритм оптимальной демодуляции сигналов ПСАС в демодуляторе рис. 5 аналогичен оптимальному последовательному декодированию сверточного кода с помощью алгоритма Витерби [5, 7]. Этот алгоритм позволяет обеспечивать высокую надежность передачи сообщений и высокую ЭЭ и СЭ в системах связи, в которых используются ПСАС.

Заключение

В [1], [2] и в данной работе рассмотрены возможности создания систем связи для передачи сообщений в гауссовых каналах связи с высокой надежностью, а также с высокой энергетической (ЭЭ) и спектральной (СЭ) эффективностью. Такая проблема была поставлена более полувека тому назад в работах Шеннона. В [3] и [4] он показал, что оптимальным методом передачи сообщений в таких системах является применение многомерных поверхностно-сферических ансамблей сигналов (ПСАС), разработал методы оценки надежности передачи сообщений в таких системах и установил, как изменяется надежность приема сообщений в зависимости от отношения сигнала/помеха на входе демодулятора и нормированной длительности передаваемых по каналу связи сигналов. Шеннон также показал, что в состав ПСАС могут быть включены сигналы, представляющие собой отрезки конечной длительности гауссовского шума, и такой ансамбль сигналов с весьма большой вероятностью окажется оптимальным.

Свою фундаментальную работу [4] Шеннон назвал «Вероятность ошибки для оптимальных кодов в гауссовом канале». Важно отметить, что это название не соответствует современной терминологии, согласно которой помехоустойчивые коды (ПК) представляют собой кодовые комбинации (КК) – последовательности длины n цифровых символов, определенная часть которых (k) являются информационными, а часть – $(n-k)$ проверочными, связанными с информационными определенными соотношениями. Информационные символы могут принимать произвольные целые q значения и, таким образом, с помощью КК по каналу связи можно передавать q^k разных сообщений. В современных системах связи ПК нашли широкое применение, где для передачи их КК применяются, как правило, двумерные АС, такие, например, как QAM и APSK. Исследованные позднее в многочисленных работах вопросы построения систем связи с ПК, в том числе и тех, в которых применялись оригинальные сигнально-кодовые конструкции [5], в работах Шеннона не затрагивались.

Причиной, по которой многомерные ПСАС, исследованные в [4], до сего времени не нашли практического применения, несмотря на то что они позволяют достичь предельно возможных характеристик систем связи, является то, многомерные оптимальные ПСАС включают в себя громадное количество сигналов. Поэтому при применении ПСАС, состоящих из случайно выбранных сигналов (а именно такие ансамбли рассматривались в [4]), требуется выполнение громадного количества операций при демодуляции сигналов ПСАС по методу максимального правдоподобия. Возможности построения многомерных ПСАС, используя регулярные алгоритмы построения псевдослучайных сигналов рассматривались

в [9], однако, практических методов построения ПСАС таким образом предложено не было. Таким образом, проблема создания систем связи с характеристиками, близкими к предельным, установленным Шенноном, остается актуальной и в настоящее время.

Исследования, представленные в [6], [1], [2], и в данной работе являются развитием идей Шеннона [4], показавшего, что с помощью ПСАС, имеющих большую длительность, можно в принципе создать системы связи с высокой ЭЭ и СЭ без применения ПК. В указанных выше исследованиях предложен регулярный метод построения ПСАС, позволяющих достичь тех характеристик систем связи, которые были определены в [4]. При этом количество операций, необходимых для формирования сигналов ПСАС в модуляторах, и при оптимальном приеме этих сигналов в демодуляторах растет линейно с увеличением длительности применяемых в системах связи ПСАС. Поэтому сложность реализации таких систем оказывается сопоставимой со сложностью реализации систем связи, в которых для повышения надежности приема сообщений применяются ПК и двумерные АС.

В [6, 10, 11 и 12] выполнено сравнение характеристик (ЭЭ и СЭ) систем связи, в которых для передачи сообщений с высокой надежностью применяются ПСАС, и современных систем, использующих для этого двумерные АС и ПК, а также сигнально-кодовые конструкции. Результаты сравнения показали, что при применении ПСАС энергетический выигрыш в высокоскоростных системах связи может составить 2 и более дБ, спектральная эффективность приближается к предельно возможной, а длительность сигналов, позволяющая достичь необходимой надежности приема сообщений, составляет от $1/100$ до $1/10$ от длительности КК или сигнально-кодовых конструкций, используемых в системах связи с ПК.

Таким образом, применение многомерных ПСАС позволяет существенно повысить характеристики систем связи по сравнению с теми, в которых для передачи сообщений используются двумерные АС, а для обеспечения надежности их приема применяются помехоустойчивые коды.

Литература

1. Быховский М.А. Метод формирования оптимальных многомерных сигнальных конструкций и их свойства. Цифровая обработка сигналов. № 3, 2022, с. 63-71.
2. Быховский М.А. Структура многомерных ансамблей сигналов и методы их оптимального приема. Цифровая обработка сигналов. № 4, 2022, с. 22-33.
3. Shannon C. Communication in the presence of noise, Proc. IRE, № 1, 1949. (Перевод на русский язык статьи «Связь при наличии шума», опубликованной в книге Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Из-во иностранной литературы // под ред. Р.Л. Добрушина и О.Б. Лупанова).
4. Shannon C. Probability of error for optimal codes in Gaussian channel. Bell System Techn. J., May, 1959. (Перевод на русский язык статьи «Вероятность ошибки для оптимальных кодов в гауссовском канале», опубликованной в книге Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. М.: Из-во иностранной литературы. // Под ред. Р.Л. Добрушина и О.Б. Лупанова).
5. Варгаузин В.А., Цикин И.А. Методы повышения энергетической и спектральной эффективности цифровой связи. М.: БХВ-Петербург, 2013, с. 352.
6. Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовском канале связи. М.: ТЕХНОСФЕРА, 2018, с. 310.
7. Прокис Дж. Цифровая связь. // Пер. с англ. под ред. Д.Д. Кловского. М.: Советское радио, 2000.
8. Зорич В.А. Математический анализ задач естествознания. М.: Из-во МЦНМО, 2008, с. 136.
9. Флейшман Б.С. Конструктивные методы оптимального кодирования для каналов с шумами. М.: Из-во АН СССР, 1963, с. 225.
10. Быховский М.А. Теоретические основы проектирования систем связи с высокой энергетической эффективностью. Цифровая обработка сигналов. № 2, 2017, с. 3-8.
11. Быховский М.А. Новый метод передачи сообщений в системах связи с высокой помехоустойчивостью и энергетической эффективностью. Труды XX-й Международной конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение», Москва, 2018, с. 6-11.
12. Быховский М.А. Эффективные методы передачи сигналов в спутниковых системах связи. Цифровая обработка сигналов. № 2, 2020, с. 27-33.

НОВЫЕ КНИГИ

Воскресенский Д.И., Добычина Е.М.
Цифровые антенные решетки: Монография
 М.: Изд-во Радиотехника, 2020 г. 240 с.: ил.

Рассмотрен новый класс антенных систем – цифровых антенных решеток бортовых радиолокационных комплексов, позволяющих повысить энергетический потенциал за счет использования новых методов оптимизации режима работы высокоэффективных активных устройств и обеспечения высокой точности формирования амплитудно-фазового распределения с помощью предложенной системы автоматической калибровки. Представлены результаты экспериментальных исследований возможностей цифрового диаграммообразования и точностных характеристик калибровки макета цифровой решетки.

Для научных работников и инженеров, занимающихся исследованиями в области разработки, создания и применения цифровых решеток в современных радиоэлектронных системах. Может быть рекомендована в качестве учебного пособия студентам радиотехнических специальностей, а также аспирантам и магистрантам по направлениям «Радиотехника», «Радиофизика и электроника».



ПАРАМЕТРИЧЕСКИЙ СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ КУСОЧНО-СТАЦИОНАРНЫХ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИГНАЛОВ С УЧЕТОМ ВОЗДЕЙСТВИЯ ШУМА НА КОРРЕЛЯЦИОННЫЕ СВОЙСТВА

Андреев В.Г., д.т.н., доцент, профессор кафедры РТС РГПТУ, e-mail: andrejev.v.g@rsreu.ru;
Чан В.А., аспирант кафедры РТС РГПТУ, e-mail: mrtran1910@gmail.com

PARAMETRIC SPECTRAL ANALYSIS OF PIECE-STATIONARY RADIOENGINEERING SIGNALS TAKING INTO ACCOUNT THE EFFECT OF NOISE ON CORRELATION PROPERTIES

Andrejev V.G., Tran V.A.

We proposed and investigated a method of spectral analysis of piecewise-stationary processes with correction of estimates of correlation matrices is proposed and investigated to take into account the influence of changing power of additive noise. The aim of the work is to increase the computational efficiency of analysis algorithms and the accuracy of spectral estimation of radioengineering signals on the background of piecewise-stationary noises. Based on an estimate of the optimal value of the correction value based on an estimate of the noise power P_n , the proposed method makes it possible to reduce the influence of non-stationary noise and improve the accuracy of spectral estimates by correcting the autocorrelation coefficients of piecewise stationary random processes. The qualitative indicators of the proposed modified spectral analysis method are compared with the conventional parametric autoregressive method. Experimental studies have shown that when using the proposed approach for spectral estimation, when compared with known autoregressive methods, it is possible to reduce the discrepancy between the control and estimated spectra by 7.4...9 times. When conducting a comparative analysis with a conventional autoregressive model, the decrease in the order of p can reach 2.5...3 times while maintaining the same spectral estimation accuracy. It is confirmed that for the analysis of the spectrum of the studied narrowband radioengineering signals, the relative deviations ΔF of the estimate of dominant frequency are significantly (up to 6 times) reduced by using the proposed modified method in comparison with the autoregressive method. Winnings are achieved through the use of a priori information about the time-varying power of the interfering process.

Key words: piecewise-stationary noise, non-stationary noise, weight vector, adaptive algorithm, autoregressive model, change-point, spectral estimation, power spectral density.

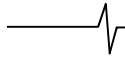
Ключевые слова: кусочно-стационарные помехи, нестационарные шумы, весовой вектор, адаптивный алгоритм, авторегрессионная модель, разладка, спектральное оценивание, спектральная плотность мощности.

Введение

В связи с бурным развитием радиотехники, происходящим в последние десятилетия, радиотехническое устройство и системы находят широкое применение во многих прикладных областях. К ним можно отнести цифровую обработку сигналов, медицинскую неинвазивную диагностику, радиолокацию, инерциальную навигацию и многие другие. Все эти сферы характеризуются определёнными требованиями, предъявляемыми к обработке данных, в частности необходимостью, в ряде случаев, параметрического спектрального анализа сигналов. Особый интерес представляют методы спектрального анализа, учитывающие факт изменения мощности шума во время наблюдения и основанные на методе авторегрессии (АР), использование которого целесообразно при наличии характерных для радиотехники узкополосных по спектру компонент в сигналах [1].

АР-модели обычно используются для параметрического спектрального оценивания, поскольку они дают возможность учесть априорную информацию о форме и числе спектральных составляющих в сигналах, что позволяет в широком классе непрерывных процессов

Предложен и исследован модифицированный метод спектрального анализа кусочно-стационарных процессов с коррекцией оценок корреляционных матриц для учёта влияния изменяющейся мощности аддитивного шума. Целью работы является повышение вычислительной эффективности алгоритмов анализа и точности спектрального оценивания радиотехнических сигналов на фоне кусочно-стационарных помех. На основе оценки оптимального значения корректирующей величины, основанной на оценке мощности шума P_n , предлагаемый метод даёт возможность уменьшить влияние нестационарных помех и повысить точность спектральных оценок путём коррекции коэффициентов автокорреляции кусочно-стационарных случайных процессов. Сравниваются качественные показатели предлагаемого модифицированного метода спектрального анализа с обычным параметрическим методом авторегрессии. Экспериментальные исследования показали, что при использовании предложенного подхода для спектрального оценивания при сопоставлении с известными авторегрессионными методами можно уменьшить в 7,4...9 раз невязку между контрольным и оцениваемым спектрами. При проведении сравнительного анализа с обычной авторегрессионной моделью снижение порядка p может достигать 2,5...3 раз при сохранении той же точности спектрального оценивания. Подтверждено, что для анализа спектра исследуемых узкополосных радиотехнических сигналов относительные отклонения ΔF оценки доминирующей частоты существенно (до 6 раз) уменьшаются путём использования предлагаемого модифицированного метода по сравнению с методом авторегрессии. Выигрыши достигаются путём использования априорной информации о меняющейся во времени мощности аддитивного мешающего процесса.



во многих практических приложениях эффективно аппроксимировать спектр мощности радиотехнических сигналов. Это одна из основных причин, по которой АР-модели получили распространение в различных сферах, таких как моделирование речи [2, 3], медицинская диагностика (анализ электроэнцефалограмм, кардиоинтервалограмм) [4, 5], а также в геофизике (сейсмография, дистанционное зондирование Земли и пр.) [6]. Хотя АР-моделирование стационарных случайных процессов хорошо известно, но ряд сигналов, встречающихся во многих радиотехнических приложениях, являются нестационарными. Данный факт обосновывает растущий интерес к анализу нестационарных сигналов с изменяющимися во времени параметрами, что приводит к необходимости коррекции АР-моделей, например при анализе речи из-за изменения параметров голосового тракта, а также при медицинской диагностике в силу вариаций показателей человеческого организма во время наблюдения, в частности при холтеровском мониторинговании [7].

Как будет показано ниже, разработанный в данной статье алгоритм, основанный на оценивании оптимального значения корректирующей величины, базирующейся на оценке мощности P_n шума, позволяет внести изменения в коэффициенты автокорреляции составного процесса и частично преодолеть деструктивное воздействие нестационарных шумовых помех на автокорреляционные свойства анализируемого радиотехнического сигнала для повышения качества его спектрального оценивания, в частности АР методами [1, 8, 9].

Отметим, что путём учёта степени влияния аддитивного шума на автокорреляционные свойства составного процесса, можно построить более точные оценки его спектральной плотности мощности (СПМ) и проанализировать полученные результаты с использованием различных критериев качества спектрального оценивания для уменьшения влияния нестационарных шумовых помех (ШП) на полезный сигнал. Например, для определения эффективности предлагаемого метода использован критерий среднеквадратических отклонений полученных спектральных оценок \tilde{s} от контрольного спектра \tilde{c} [8, 10].

Теоретическая часть

Предположение о стационарности было доминирующей основой для анализа многих реальных данных. Однако на практике временные ряды подвергаются изменениям во времени за счёт воздействия на них случайных помех, поэтому спектральный анализ нестационарных процессов с использованием известных методов, ориентированных на предположение о стационарности, при изменяющихся во времени статистических свойствах радиотехнических сигналов, привит к грубой оценке их спектра. Нестационарные временные последовательности возникают во многих областях, таких как сейсмология, обработка речи, а также при технической диагностике, дистанционном зондировании и т.д. В процессах, характерных для многих из этих областей, можно выделить особые временные точки (моменты разладки) [11, 12, 13, 14], в которых модель локальной ста-

ционарности нарушается. Рассмотрим проблему учёта факта разладки статистических свойств кусочно-стационарного случайного процесса, а именно его разновидности – составного процесса [10, 11, 15], который охарактеризуем локально-стационарными участками, находя моменты резких изменений в их статистических свойствах.

Представим серию \mathbf{X} из T наблюдений X_t в виде дискретной последовательности $\mathbf{X} = [X_0, X_1, \dots, X_t, \dots, X_{T-1}]^T$ (T – знак транспонирования), представляющей собой реализацию кусочно-стационарного случайного процесса [10]:

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

где θ – заранее неизвестный, подлежащий оцениванию момент «разладки» – скачкообразного изменения параметров мешающих воздействий; T – общее число временных отсчётов; $\mathbf{X}^{(1)} = [X_0^{(1)}, X_1^{(1)}, \dots, X_m^{(1)}, \dots, X_{\theta-1}^{(1)}]^T$, $m = 0, 1, \dots, \theta - 1$; $\mathbf{X}^{(2)} = [X_\theta^{(2)}, X_1^{(2)}, \dots, X_n^{(2)}, \dots, X_{T-1}^{(2)}]^T$, $n = \theta, \theta + 1, \dots, T - 1$ – реализации двух различных по своим статистическим свойствам процессов (например, с аддитивными некоррелированными шумами со среднеквадратическими отклонениями σ_1 и σ_2 соответственно).

В дальнейшем предполагается, что в реализации $\mathbf{X}^{(1)}$ воздействия шумов невелики ($\sigma_1 \ll \sigma_2$), а статистические свойства $\mathbf{X}^{(1)}$ характеризуются матрицей автокорреляции \mathbf{R}_1 ; последовательность $\mathbf{X}^{(2)}$ наблюдений сильно зашумлена и имеет автокорреляционную матрицу \mathbf{R}_2 . Отметим, что матрицы \mathbf{R}_1 , \mathbf{R}_2 являются эрмитовыми и теплицевыми [1].

Поскольку последовательность $\mathbf{X}^{(2)}$ наблюдений подвержена влиянию сильных ($\sigma_1 \ll \sigma_2$) аддитивных шумов, то для уменьшения их воздействия на автокорреляционные свойства составного процесса предполагается, что скорректированная автокорреляционная матрица $\hat{\mathbf{R}}_2$ 2-го фрагмента $\mathbf{X}^{(2)}$ сигнала \mathbf{X} имеет вид:

$$\hat{\mathbf{R}}_2 = \mathbf{R}_2 - P_n \mathbf{I}, \quad (2)$$

где $\hat{\mathbf{R}}_2$ – $(p + 1) \times (p + 1)$ -мерная предлагаемая (скорректированная) автокорреляционная квадратная матрица 2-го фрагмента $\mathbf{X}^{(2)}$ сигнала, \mathbf{I} – $(p + 1) \times (p + 1)$ -мерная единичная матрица, P_n – корректирующая величина, основанная на оценке мощности аддитивного шума.

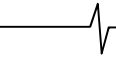
Для уменьшения деструктивного воздействия нестационарных шумовых помех на автокорреляционные свойства составного процесса оценим оптимальное значение P_n при заданном (известном) моменте разладки θ .

Оптимизацию произведём по критерию минимума квадрата длины \mathbf{E} $(p+1)$ -мерного вектора $\boldsymbol{\varepsilon}$ невязки:

$$\mathbf{E} = \boldsymbol{\varepsilon}^H \boldsymbol{\varepsilon}, \quad (3)$$

где H – знак комплексного сопряжения и транспонирования.

Вектор $\boldsymbol{\varepsilon}$ невязки определяются как



$$\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{R}_1 \mathbf{i} - \hat{\mathbf{R}}_2 \mathbf{i}, \quad (4)$$

где $\mathbf{R}_1 - (p+1) \times (p+1)$ -мерная автокорреляционная квадратная матрица 1-го фрагмента $\mathbf{X}^{(1)}$ сигнала \mathbf{X} ; $\mathbf{i} - (p+1)$ -мерный крайний левый вектор-столбец единичной матрицы \mathbf{I} .

После подстановки из (2) значений в (4) получим выражение для вектора $\boldsymbol{\varepsilon}$ невязки:

$$\boldsymbol{\varepsilon} = \mathbf{R}_1 \mathbf{i} - (\mathbf{R}_2 - P_n \mathbf{I}) \mathbf{i}. \quad (5)$$

Выражение (5) описывают оптимизационную функцию (3):

$$E(P_n) = [\mathbf{R}_1 \mathbf{i} - (\mathbf{R}_2 - P_n \mathbf{I}) \mathbf{i}]^H [\mathbf{R}_1 \mathbf{i} - (\mathbf{R}_2 - P_n \mathbf{I}) \mathbf{i}] \rightarrow \min_{P_n > 0}. \quad (6)$$

Аналитическое решение

После перемножения множителей в квадратных скобках в выражении (6) функция $E(P_n)$ приобретает вид:

$$E(P_n) = [(\mathbf{R}_1 \mathbf{i})^H - (\mathbf{R}_2 \mathbf{i})^H + P_n (\mathbf{I} \mathbf{i})^H] [\mathbf{R}_1 \mathbf{i} - \mathbf{R}_2 \mathbf{i} + P_n (\mathbf{I} \mathbf{i})]. \quad (7)$$

Учитывая, что $\mathbf{I} \mathbf{i} = \mathbf{i}$, представим выражение (7) в следующем виде:

$$E(P_n) = [(\mathbf{R}_1 \mathbf{i})^H - (\mathbf{R}_2 \mathbf{i})^H + P_n \mathbf{i}^H] [\mathbf{R}_1 \mathbf{i} - \mathbf{R}_2 \mathbf{i} + P_n \mathbf{i}]. \quad (8)$$

Для определения оптимального значения P_n возьмем производную по этой величине от целевой функции (8):

$$\begin{aligned} dE(P_n)/dP_n &= d\{[(\mathbf{R}_1 \mathbf{i})^H - (\mathbf{R}_2 \mathbf{i})^H + P_n \mathbf{i}^H] [\mathbf{R}_1 \mathbf{i} - \mathbf{R}_2 \mathbf{i} + P_n \mathbf{i}]\} / dP_n = \\ &= \mathbf{i}^H [\mathbf{R}_1 \mathbf{i} - \mathbf{R}_2 \mathbf{i} + P_n \mathbf{i}] + [(\mathbf{R}_1 \mathbf{i})^H - (\mathbf{R}_2 \mathbf{i})^H + P_n \mathbf{i}^H] \mathbf{i} = \\ &= \mathbf{i}^H (\mathbf{R}_1 \mathbf{i}) - \mathbf{i}^H (\mathbf{R}_2 \mathbf{i}) + P_n \mathbf{i}^H \mathbf{i} + (\mathbf{R}_1 \mathbf{i})^H \mathbf{i} - (\mathbf{R}_2 \mathbf{i})^H \mathbf{i} + P_n \mathbf{i}^H \mathbf{i} = \\ &= 2P_n \mathbf{i}^H \mathbf{i} + 2(\mathbf{R}_1 \mathbf{i})^H \mathbf{i} - 2(\mathbf{R}_2 \mathbf{i})^H \mathbf{i}. \end{aligned} \quad (9)$$

Поскольку свёртка крайних левых векторов-столбцов \mathbf{i} единичной матрицы \mathbf{I} даёт единичный результат ($\mathbf{i}^H \mathbf{i} = 1$), то выражение (9) принимает вид:

$$dE(P_n)/dP_n = 2P_n + 2(\mathbf{R}_1 \mathbf{i})^H \mathbf{i} - 2(\mathbf{R}_2 \mathbf{i})^H \mathbf{i}. \quad (10)$$

Приравняв (10) к нулю, получим оптимальное значение P_n :

$$P_n = (\mathbf{R}_2 \mathbf{i})^H \mathbf{i} - (\mathbf{R}_1 \mathbf{i})^H \mathbf{i}. \quad (11)$$

Взяв вторую производную по P_n от функции (10), получим:

$$d^2 E(P_n)/d(P_n)^2 = 2 > 0. \quad (12)$$

Согласно (12) знак второй производной строго положителен, т.е. найденное значение P_n в (11) является аргументом при глобальном минимуме квадратической целевой функции $E(P_n)$ (6) [16].

Результаты статического моделирования

Для иллюстрации результатов статического моделирования в работе были построены спектральные плотности мощности $S(F)$ с помощью авторегрессионных параметрических методов [1, 7, 8]. В качестве тестового сигнала были использованы зашумлённые гармонические колебания с единичной амплитудой и истинной относительной частотой $F = 0,1$ (см. рис. 1).

Результаты оценки СГМ $S(F)$ с помощью авторегрессионных параметрических методов при порядке модели $p = 5$, числе $T = 200$ наблюдений, числе $L = 2048$ частотных отсчётов, среднеквадратических отклонениях $\sigma_1 = 10^{-3}$ и $\sigma_2 = 1$ шума, моменте разладки $\theta = T/2$ при-

ведены на рис. 1, причём $S(F)$ – нормированная к своему максимальному значению спектральная плотность мощности в относительных единицах; F – относительная частота, численно равная отношению номера l текущего спектрального отсчёта к общему числу L спектральных отсчётов ($F = l/L$); сплошная тонкая кривая 1 – энергетический контрольный спектр, полученный с помощью АР-модели 20-го порядка по исходному незашумлённому сигналу; сплошная жирная кривая 2 – СГМ, полученная на основе предложенного метода с помощью АР-модели ($p = 5$); штрихпунктирная линия 3 – СГМ, полученная с использованием обычной АР-модели того же порядка $p = 5$, полученной по всей последовательности \mathbf{X} без коррекции её корреляционных свойств.

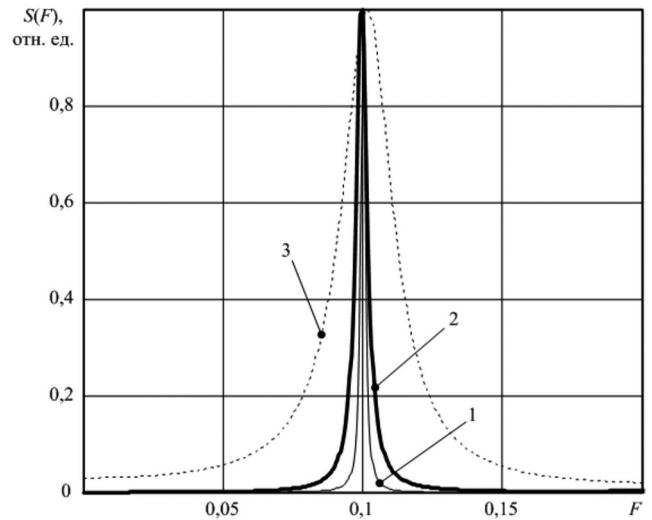


Рис. 1. Оценки спектральных характеристик

Из рис. 1 можно видеть, что качество оценивания СГМ у предлагаемой модифицированной модели лучше, чем традиционным параметрическим АР-методом в условиях воздействия на полезный гармонический сигнал нестационарных по мощности аддитивных шумовых помех.

Оценка эффективности

С целью объективной оценки эффективности предлагаемого подхода к спектральному анализу сигналов на фоне аддитивных нестационарных по мощности шумов используем критерий нормированного квадрата длины \mathbf{E}_s вектора $\boldsymbol{\varepsilon}_s$ невязки между векторами отсчетов оценки СГМ:

$$\mathbf{E}_s = \boldsymbol{\varepsilon}_s^T \boldsymbol{\varepsilon}_s / L, \quad \text{где } \boldsymbol{\varepsilon}_s = \tilde{\mathbf{c}} - \tilde{\mathbf{s}}, \quad (13)$$

где $\tilde{\mathbf{c}}$ – L -мерный вектор СГМ контрольной модели, в качестве которой использован энергетический спектр, полученный с помощью АР-модели большого ($p = 20$) порядка по незашумлённому сигналу; $\tilde{\mathbf{s}}$ – L -мерный вектор СГМ, полученный соответствующими (известным и предлагаемым) АР-методами.

Результаты сравнения адекватности спектрального оценивания с использованием различных авторегрессионных подходов при вариации порядков p АР-моделей приведены в табл. 1.

При формировании зависимости величины \mathbf{E}_s от порядка p моделей, приведенных в табл. 1, принято: $T = 200$, $L = 2048$, $\sigma_1 = 10^{-3}$, $\sigma_2 = 1$, $\theta = T/2$. Компьютерные

эксперименты, результаты которых сведены в табл. 1, показали, что нормированные квадраты длин E_s векторов ε_s невязки для оценки СПМ процесса предложенным подходом в широком диапазоне изменений порядка p имеют меньшие значения и, следовательно, более высокое качество спектрального оценивания по сравнению с известным авторегрессионным методом. Так, например, при $p = 6$ использование предложенного подхода обеспечивает выигрыши по критерию (13) в оценке спектра до 8 раз по сравнению с обычным АР-методом. При достижении той же эффективности E_s , что и у обычной АР-модели, предложенный алгоритм спектрального оценивания даёт возможность снизить порядок p в 3 раза при сохранении качества спектральных оценок. Например, при $E_s = 2,603 \cdot 10^{-3}$ предложенная методика допускает использование порядка $p = 6$, а для обеспечения той же адекватности E_s спектрального оценивания с помощью обычной АР-модели необходим её порядок $p = 18$.

Таблица 1. Качество спектрального оценивания

p \ АР-модели	Обычная	Предлагаемая
2	0,227	0,033
4	0,047	0,027
6	0,021	$2,603 \cdot 10^{-3}$
8	0,018	$2,412 \cdot 10^{-3}$
10	$8,1 \cdot 10^{-3}$	$2,367 \cdot 10^{-3}$

Проанализируем влияние длины T временной выборки моделей на качество спектрального оценивания (см. табл. 2). При формировании зависимости величины E_s от длины T временной выборки, приведенной в табл. 2, принято $p = 4$, $L = 2048$, $\sigma_1 = 10^{-3}$, $\sigma_2 = 10^{-0,2}$, $\theta = T/2$.

Таблица 2. Качество спектрального оценивания

Длина T выборки X \ АР-модели	Обычная	Предлагаемая
200	0,061	0,014
300	0,024	$2,654 \cdot 10^{-3}$
400	0,017	$2,185 \cdot 10^{-3}$

На основании анализа полученных экспериментальных данных (см. табл. 2) предлагаемый метод спектрального оценивания имеет более высокое качество оценок СПМ, чем обычная АР-модель. Так, например при $T = 300$ путём использования предлагаемого подхода выигрыши по критерию (13) в оценке спектра достигают 9 раз по сравнению с обычным АР-методом при одинаковых порядках p .

Рассмотрим в качестве иного критерия эффективности относительные отклонения ΔF оцененных относительных доминантных частот F от истинной относительной частоты F гармонического полезного сигнала:

$$\Delta F = \frac{|F - \hat{F}|}{F} \cdot 100\%. \quad (14)$$

Приведём полученные значения F измеренных относительных доминантных частот для предлагаемого метода – $F_a = 0,1$ (см. жирную сплошную линию 2 на рис. 1), а также полученные для сравнения с предлага-

емым методом спектрального анализа значения, оцененные обычным АР-методом – $F_a = 0,102$ (см. штрихпунктирную линию 3 на рис. 1). При величине истинной относительной частоты $F = 0,1$ (см. тонкую сплошную линию 1 на рис. 1) получим, что относительная ошибка ΔF , рассчитанная по выражению (14), составляет для предлагаемого метода $\Delta F_a = 0\%$, а для обычного авторегрессионного метода $\Delta F_a = 2\%$ при одинаковых порядках $p = 5$ моделей.

Проведенный сравнительный анализ методик спектрального оценивания показал, что величины ΔF существенно (до 6 раз) уменьшаются путём использования предлагаемого метода по сравнению с обычным АР-подходом.

Проанализируем влияние порядка p моделей на относительные отклонения ΔF с использованием различных методов (см. табл. 3). При формировании зависимостей, приведенных в табл. 3, относительных отклонений ΔF от порядка p моделей принято $T = 300$, $L = 2048$, $\sigma_1 = 10^{-3}$, $\sigma_2 = 1$, $\theta = T/2$ и $F = 0,1$.

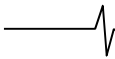
Таблица 3. Качество спектрального оценивания

p \ АР-модели	Обычная	Предлагаемая
2	100	12
4	100	0,5
6	6,4	0
8	4,5	0
10	0,5	0

При проведении сравнительного анализа и оценки эффективности по критерию (14) предлагаемой методики с обычной АР-моделью (см. табл. 3) можно сделать вывод о том, что имеется возможность снизить порядок p до 2,5 раз при сохранении той же точности спектрального оценивания. Например, при $\Delta F < 10\%$ предлагаемая методика позволяет использовать порядок $p = 4$, а для обеспечения той же адекватности ($\Delta F < 10\%$) спектрального оценивания с помощью обычной АР-модели необходим её порядок $p = 10$. Двукратное снижение порядка существенно снижает вычислительные затраты на реализацию алгоритмов спектрального оценивания. Выигрыши в вычислительных затратах при использовании для обращения автокорреляционных матриц при решении уравнения Юла – Уолкера быстрыми рекуррентными процедурами Левинсона – Дербина [1] достигают 5-ти раз при снижении порядка p с 5-го до 2-го или 3-го, а при использовании для обращения автокорреляционных матриц метода исключения Гаусса выигрыши составят величину до 10 раз.

Заключение

Таким образом, рассмотрен и исследован метод спектрального анализа кусочно-стационарных радиотехнических сигналов с коррекцией оценок их автокорреляционных матриц для учёта влияния изменяющейся в ходе наблюдения мощности аддитивного шума. Фактически, анализируемый сигнал является составным. Одна из его частей (в статье условно принята первая половина $X^{(1)}$ отсчётов вектора X) характеризуется малыми зашумлениями (среднеквадратическое отклонение



$\sigma_1 = 10^{-3}$ при единичной амплитуде полезного гармонического сигнала) и матрицей автокорреляции \mathbf{R}_1 , а вторая часть исследуемого сигнала подвержена влиянию сильных (среднеквадратическое отклонение $\sigma_2 > 10^{-0.2}$) аддитивных некоррелированных шумов и описывается автокорреляционной матрицей \mathbf{R}_2 соответственно, при этом амплитуда неискажённого гармонического полезного сигнала принята единичной. Эффективность предложенной методики спектрального анализа нестационарного с точки зрения мощности аддитивного шума полезного гармонического сигнала доказана экспериментально путём компьютерного моделирования. При этом, эксперименты показали, что величины относительной длины E_s вектора ε_s невязки между контрольным $\tilde{\zeta}$ и модельным $\tilde{\xi}$ спектрами существенно (от 7,4 до 9 раз) уменьшаются по сравнению с известным авторегрессионным методом за счёт использования предложенного подхода при спектральном оценивании. Предлагаемый метод дает возможность сократить порядок p модели в 2,5...3 раза при сохранении той же эффективности по критерию (13), которая достигается обычным АР-методом. Проведенный сравнительный анализ методик спектрального оценивания показал, что величины ΔF существенно (до 6 раз) уменьшаются путём использования предлагаемого метода по сравнению с обычным АР подходом по критерию (14) при сохранении одинаковых порядков p моделей. Предлагаемая методика спектрального оценивания может быть эффективно использована для анализа радиотехнических сигналов в различных прикладных областях, для которых характерно резкое изменение уровня аддитивных шумов в ходе наблюдения, что делает анализируемый процесс составным. Выигрыши достигаются за счёт учёта факта резкого изменения мощности аддитивного шума в процессе наблюдения радиотехнического процесса, выборки которого подвергаются спектральному анализу.

Литература

1. Марпл-мл. С. Л. Цифровой спектральный анализ и его приложения: пер. с англ. М.: Мир, 1990. 584 с.
2. Djuric PM. A MAP solution to off-line segmentation of signals. Proc of the international conference on acoustics, speech and signal processing. Adelaide, Australia, 1994, no. 4, pp. 505-508.
3. Dobigeon N., Tourneret J.-Y., Davy M. Joint segmentation of piecewise constant autoregressive processes by using a hierarchical model and a Bayesian sampling approach. IEEE Trans Signal Process, 2007, no. 4, vol. 55,

pp. 1251-1263.

4. Lavielle M. Optimal segmentation of random processes. IEEE Trans Signal Process. 1998, no. 5, vol. 46. pp. 1365-1373.

5. Баевский Р.М., Кириллов О.И., Клецкин С.М. Математический анализ измерений сердечного ритма при стрессе. М.: Наука, 1984. 221 с.

6. Basseville M., Nikiforov IV. Detection of abrupt changes: Theory and Application, Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, USA, 1993.

7. Баевский Р.М., Никулина Г.А. Холтеровское мониторирование в космической медицине: анализ variability сердечного ритма. Вестник аритмологии. 2000. № 16. С. 6-16.

8. Андреев В.Г. Оптимизация авторегрессионных моделей мешающих радиоотражений. Изв. вузов. Радиоэлектроника. 2008. Т. 51. № 7. С. 40-47.

9. Кошелев В.И., Андреев В.Г. Моделирование радиотехнических сигналов с учетом их фазовых портретов. Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA 2008: тез. докл. 10 Междунар. конференции и выставки. № X-1. М.: Институт проблем управления РАН, 2008. С. 418-420.

10. Андреев В.Г. Метод построения моделей сигналов с заданными амплитудно-фазовыми портретами. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. № 1. Выпуск 31. Рязань: РГРТУ, 2010. С. 12-15.

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

12. Савченко В.В. Обнаружение и прогнозирование разладки случайного процесса на основе спектрального оценивания. Автометрия. 1996. № 2. С. 77-84.

13. Воробейчиков С.Э., Кабанова Т.В. Обнаружение момента разладки процесса авторегрессии первого порядка. Вестник Томского Государственного Университета. 2003. № 280. С. 170-174.

14. Боровков А.А. Оценки момента разладки по большим выборкам при неизвестных распределениях. Теория вероятностей и ее применения. 2008. Т. 53. Выпуск 3. С. 437-457.

15. Korkas, Karolos K., Fryzlewicz, Piotr Multiple change-point detection for nonstationary time series using wild binary segmentation. Statistica Sinica, 2017, no 1, vol. 27. pp. 287-311.

16. Райс Дж. Р. Матричные вычисления и математическое обеспечение: пер. с англ. О.Б. Арушаняна. М.: Мир, 1984. 264 с.

УДК 550.344.094:550.344.094.83:550.348.432

СТОХАСТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СИГНАЛА ГЕОАКУСТИЧЕСКОЙ ЭМИССИИ*Сенкевич Ю.И., Институт космофизических исследований и распространения радиоволн, ведущий научный сотрудник, д.т.н, e-mail: senkevich@ikir.ru**Мищенко М.А., Институт космофизических исследований и распространения радиоволн, старший научный сотрудник, к.ф.-м.н., e-mail: micle@ikir.ru**Солодчук А.А., Институт космофизических исследований и распространения радиоволн, старший научный сотрудник, к.ф.-м.н., e-mail: aleksandra@ikir.ru**Луковенкова О.О., Институт космофизических исследований и распространения радиоволн, старший научный сотрудник, к.т.н., e-mail: o.o.lukovenkova@yandex.ru**Гапеев М.И., Институт космофизических исследований и распространения радиоволн, младший научный сотрудник, e-mail: gapeev@ikir.ru***STOCHASTIC MODELING OF GEOACOUSTIC EMISSION PULSE SIGNAL***Senkevich Yu.I., Mishchenko M.A., Solodchuk A.A., Lukovenkova O.O., Gapeev M.I.*

This work is carried out as a part of the study of processes occurring at different stages of the seismic activity in Kamchatka region. One of the indicators of seismic activity is changing of the characteristics of geoacoustic emission, which is produced by near-surface sedimentary rocks. The authors propose a stochastic model of pulse geoacoustic emission model recorded by a point receiver in a homogenous and isotropic medium. The model parameters are three random variables. They are pulse amplitude, inter-pulse interval and pulse duration. To analyze the proposed model, the technique of constructing three-dimensional graphs of the distributions of each parameter is developed, which allows us to identify features of the parameter behavior over time. The technique is tested on an artificial signal, which is a flow of pulses with different distribution laws of the parameters. Applying the developed technique to real data, the authors revealed anomalies of the parameter distribution of geoacoustic pulse flow, which allow to get new knowledge about effect of seismic processes on the acoustic field of near-surface sedimentary rocks.

Key words: seismic activity in Kamchatka region, geoacoustic emission, stochastic model, homogenous and isotropic medium, anomalies of the parameter distribution.

Ключевые слова: сейсмическая активность, геоакустическая эмиссия, стохастическая модель импульсного сигнала, аномалии распределения параметров, структурно-лингвистический анализ.

Введение

Предупреждение угрозы землетрясений и цунами остается важнейшей проблемой мирового значения. Для изучения механизмов формирования таких явлений необходимо учитывать особенности сейсмотектонического процесса в конкретном регионе [1-10].

Начиная с 2001 г., в пункте ИКИР ДВО РАН «Карымшина» (52.83 с.ш., 158.13 в.д.) проводятся наблюдения, направленные на получение знаний о деформационных процессах в приповерхностных осадочных породах. Здесь выполняются комплексные исследования сигналов геоакустической эмиссии (ГАЭ) на разных стадиях сейсмотектонического процесса в Камчатском регионе [11-15]. Сигналы ГАЭ представляют собой упругие волны, которые излучаются в результате динамической перестройки структуры приповерхностных осадочных пород, находящихся в напряженно-деформированном состоянии под действием сейсмотектонического процесса, приливных волн и др. Обработка и анализ таких сигналов представляют определенные трудности, связанные с их нестационарностью и нелинейностью, а также

Настоящая работа проводится в рамках исследования акустической эмиссии пород на разных стадиях сейсмотектонического процесса в Камчатском регионе. Одним из индикаторов сейсмической активности является изменение характеристик геоакустической эмиссии, генерируемой приповерхностными осадочными породами. Авторами предложена стохастическая модель сигнала геоакустической эмиссии, регистрируемого точечным приемником в условиях однородной и изотропной среды. Параметрами модели являются три случайные величины – амплитуда импульсов, межимпульсный интервал, длительность импульса. Для анализа предложенной модели разработана методика построения трехмерных графиков распределений каждого из параметров, позволяющая выделять особенности их поведения во времени. Апробация методики проведена на искусственном сигнале с различными законами распределения параметров. Применяя разработанную методику к реальным данным, авторы выявили аномалии в распределении параметров потока геоакустических импульсов, которые позволили получить новые знания о влиянии сейсмических процессов на акустическое поле в приповерхностных осадочных породах.

влиянием на их характеристики целого ряда природных факторов. Научный интерес представляет поиск различных природных и техногенных факторов, определяющих генерацию акустических сигналов в приповерхностных осадочных породах в пункте наблюдений. Задача настоящего исследования состоит в разработке методики выявления аномальных изменений параметров сигнала ГАЭ на разных временных масштабах наблюдения.

Переход от аналитической к стохастической модели

Рассмотрим условия приема сигнала ГЭ. Акустический приемник – гидрофон, установленный в пункте наблюдений у дна искусственного водоема на глубине 1 м. Схема приема сигнала ГЭ в точке размещения гидрофона представлена на рис. 1.



Рис. 1. Схема приема сигнала геоакустической эмиссии в пункте наблюдений «Карымшина»

Положим, что среда, в которой осуществляется генерация импульсов ГЭ, однородна и изотропна в пределах нижней полусферы радиуса R сферической диаграммы направленности приемного акустического датчика, а сам датчик точечный. Радиус полусферы приема на практике определяется уровнем сопутствующих шумов и сигналов в пределах полосы пропускания приемной аппаратуры, ее чувствительностью и возможностями алгоритмов обработки. В качестве аналитической модели импульса ГЭ возьмем простую функцию затухающего колебания (рис. 2)

$$s(t) = A \exp(-\delta t) \sin(\omega t + \varphi),$$

где A – амплитуда, δ – коэффициент затухания, ω – начальная фаза.

Наблюдаемый сигнал ГЭ представляет поток релаксационных импульсов с меняющимися значениями параметров. Учитывая значительное затухание сигнала в осадочных породах коэффициент затухания k в изверженных, метаморфических и осадочных породах в среднем составляет от $0,001$ до $0,01 \text{ м}^{-1}$, в рыхлых осадочных – от $0,001$ до $0,5 \text{ м}^{-1}$ и величину скорости продольных колебаний с частотой в диапазоне $f = 20 \text{ Гц} - 20 \text{ кГц}$ равную $c = 0,2 - 1,8 \cdot 10^3 \text{ м/с}$ [16-18], радиус R нижней полусферы приема сигнала составляет от 5 до 15 м.

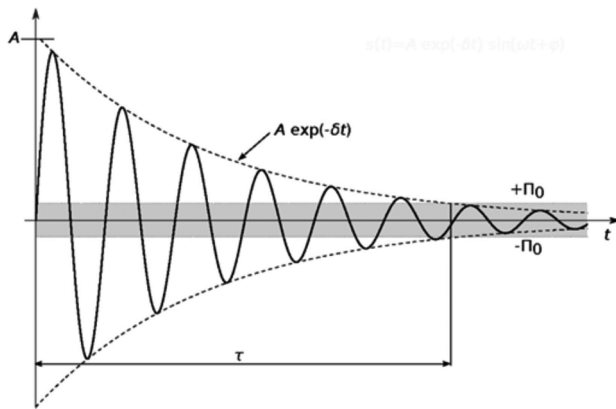


Рис. 2. Аналитическая модель одиночного импульса ГЭ.

τ – длительность импульса,

Π_0 – порог чувствительности приемной аппаратуры

В условиях наблюдения реального сигнала ГЭ присутствует аддитивная нестационарная помеха – непрерывные естественные и эпизодические техногенные шумы, которые устраняются классическими методами полосовой фильтрации и применением плавающего порога Π_0 , настраиваемого под уровень мешающих помех. В силу быстрого затухания акустического сигнала в вязких и сыпучих средах число импульсов n , достигнувших приемной аппаратуры, будет уменьшаться обратно пропорционально квадрату расстояния от точки генерации импульса до точки его приема. Поэтому $n \ll N$, где N – число всех потенциальных одиночных источников излучения. Принимая условия однородности и изотропности среды, можно полагать, что в отсутствии внешнего воздействия источники геоакустических импульсов распределены в ней равномерно с плотностью ρ . Тогда общее число потенциальных источников импульсов, находящихся в зоне приема составит

$$n = \frac{2}{3} \pi R^3 \rho.$$

Сигнал на входе акустического приемника без учета помех формируется как сумма импульсов ГЭ от одиночных источников в зоне приема

$$s(t) = \sum_{i=1}^n s_i(t-t_i) = \sum_{i=1}^n A_i \exp(-\delta_i(t-t_i)) \sin(\omega_i(t-t_i) + \varphi_i),$$

где n – число импульсов; A_i – амплитуда импульса, сгенерированного i -м источником; δ_i – коэффициент затухания амплитуды импульса (влияет на форму огибающей импульса); t_i – время регистрации i -го импульса; ω_i – круговая частота; φ_i – начальная фаза.

В представленной работе авторы рассматривают параметры, характеризующие импульсы только во временной области, поэтому далее будет использоваться упрощенная модель, не учитывающая частотно-фазовую модуляцию импульсов,

$$s(t) = \sum_{i=1}^n A_i \exp(-\delta_i(t-t_i)). \quad (1)$$

Можно выделить три параметра импульсного сигнала, характеризующие состояние среды, в которой сгенерированы и через которую распространяются импульсы: множество амплитуд импульсов $\{A_i\}$, множество межимпульсных интервалов $\{\Theta_i\}$ и множество длительностей импульсов $\{\tau_i\}$. Важно понять, какую информацию эти множества переносят и как ее можно извлечь.

Межимпульсные интервалы вычисляются как разность времени регистрации для каждой пары соседних импульсов $\{\Theta_i\} = t_i - t_{i-1}$. Тогда время регистрации i -го импульса τ_i можно представить в виде суммы межимпульсных интервалов.

$$t_i = \sum_{k=1}^i t_k - t_{k-1} = \sum_{k=1}^i \Theta_k, \text{ где } \Theta_i = t_i. \quad (2)$$

Длительность τ_i импульса вычисляется как время от момента регистрации импульса до момента, когда функция огибающей импульса пересечет порог обнаружения Π_0 .

$$A_i \exp(-\delta_i(t_i + \tau_i)) = \Pi_0. \tag{3}$$

С учетом (2) параметр δ_i может быть выражен из (3) как

$$\delta_i = \frac{\log \frac{A_i}{\Pi_0}}{\sum_{k=1}^i \Theta_k + \tau_i}. \tag{4}$$

При отсутствии явных воздействий на среду существует незначительная фоновая активность ГАЭ. Как показано в [17, 19], для осадочных пород, к которым, в частности, относятся породы в пункте «Карымшина» [9], активность зависит от состава и размера включенных фракций, насыщенности водой и скорости протекания деформационных процессов в слое. В этом случае вероятность излучения импульса становится функцией многих переменных. Параметры сигналов ГАЭ непосредственно связаны с деформационным процессом [11, 12]. В частности, частота генерации импульсов связана с масштабами источников при пластической деформации [17–19]. Количество импульсов за определенный период наблюдений, а следовательно, и величина межимпульсных интервалов будут меняться в зависимости от скорости протекания деформационного воздействия.

Опираясь на результаты исследований по статистической оценке параметров сигнала ГАЭ [9, 11, 12, 14], будем рассматривать поток импульсов как стохастический процесс и оценивать его параметры с позиции теории вероятности. Запишем параметры импульса ГАЭ следующими выражениями: для случайной амплитуды i -го импульса $A_i^{(p)} = A_{\max} p_A$, где A_{\max} – максимально наблюдаемая амплитуда в потоке импульсов ГАЭ, p_A – случайное число в пределах 0–1; для i -го межимпульсного интервала $\Theta_i^{(p)} = \Theta_{\max} p_{\Theta}$, где Θ_{\max} – максимально возможный межимпульсный интервал в потоке импульсов ГАЭ, p_{Θ} – случайное число в пределах 0–1; для длительности i -го импульса $\tau_i^{(p)} = \tau_{\max} p_{\tau}$, где τ_{\max} – максимально возможное значение длительности импульса, наблюдаемое в потоке импульсов ГАЭ, p_{τ} –

случайное число в пределах 0–1. По аналогии с аналитической моделью (1) составим стохастическую модель импульсного потока ГАЭ, параметрами которой являются три случайные величины: амплитуда импульсов A , межимпульсный интервал Θ и длительность импульса τ соответственно.

$$s_p(A, \Theta, \tau) = \sum_{i=1}^n s_i(A_i^{(p)}, \Theta_i^{(p)}, \tau_i^{(p)}), \tag{5}$$

где с учетом (2) и (4)

$$s_i(A_i^{(p)}, \Theta_i^{(p)}, \tau_i^{(p)}) = A_i^{(p)} \exp \left[\frac{\log \frac{A_i^{(p)}}{\Pi_0}}{\sum_{k=1}^i \Theta_k^{(p)} + \tau_i^{(p)}} \left(t - \sum_{k=1}^i \Theta_k^{(p)} \right) \right].$$

Такое представление (5) позволяет отойти от рассмотрения аналитической функции сигнала и перейти к анализу динамики оценок параметров. Однако стоит отметить, что использование при анализе длительных периодов наблюдений может маскировать быстротекущие изменения характеристик сигнала.

Анализ результатов стохастического моделирования

Для анализа результатов моделирования сигнала ГАЭ была разработана методика. В основе методики лежит составление и последующий анализ трехмерных графиков распределений каждого из параметров модели (5). Трехмерный график представляет собой матрицу, где каждый столбец отображает гистограммы распределения выбранного параметра в заданной шкале интервалов. Гистограммы вычисляются последовательно в непересекающихся окнах выбранной длительности для отдельных фрагментов сигнала, рассчитанные значения частоты вносятся в столбцы матрицы. На графике значения частоты отображаются цветом в соответствии с выбранной цветовой шкалой. Схема формирования трехмерного графика представлена на рис. 3.

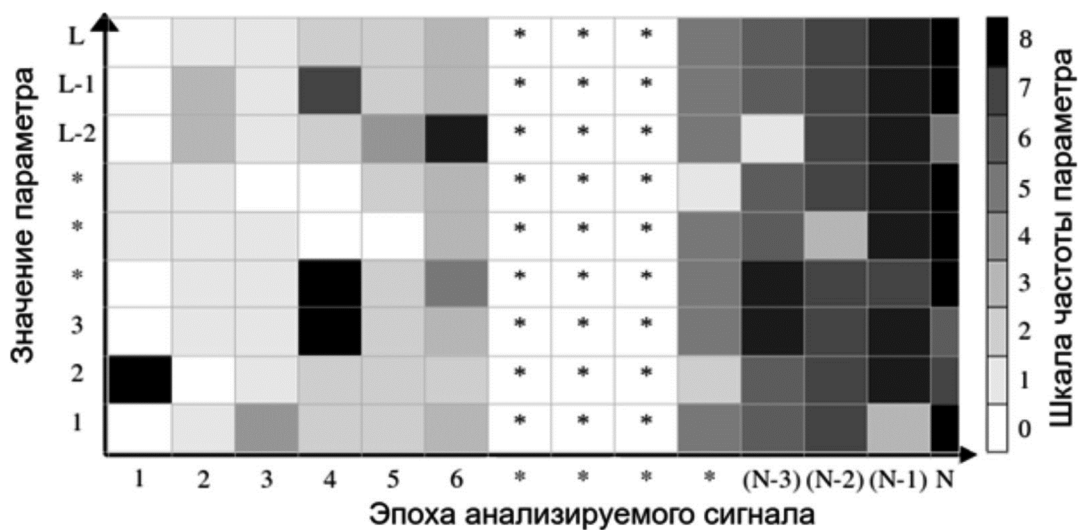


Рис. 3. Схема формирования трехмерного графика распределения параметров сигнала ГАЭ

Таблица 1. Параметры законов распределения

	Нормальное распределение	Пуассоновское распределение	Экспоненциальное распределение
Амплитуда	$\mu = 0,5728$ $\sigma = 0,1294$	$\lambda = 5,5661$	$\lambda = 0,2494$
Длительность	$\mu = 0,0035$ $\sigma = 0,0004$	$\lambda = 413,7592$	$\lambda = 0,0025$
Межимпульсный интервал	$\mu = 6444,508$ $\sigma = 1726,5741$	$\lambda = 0,0002$	$\lambda = 6444,5613$

Существуют распространенные аналоги таких графиков, использующиеся для анализа последовательностей мгновенных спектров, визуализации преобразования Гильберта-Хуанга [20, 21], результатов вейвлет-анализа и др. [22]. Получаемые графики демонстрируют эволюцию наблюдаемых параметров во времени, позволяя оценивать реакцию ГАЭ на сложные природные процессы. В ходе сравнительного анализа графиков удалось выделить распределения с различной динамикой параметров ГАЭ.

Тестирование стохастической модели

Для демонстрации возможностей разработанной методики ниже представлены графики распределений, построенные для искусственных сигналов с различными функциями распределения параметров: амплитуды A (в относительных единицах на интервале (0; 1]), длительности τ (в секундах на интервале [0,002; 0,005]), межимпульсного интервала Θ (в отсчетах; задается таким образом, чтобы количество импульсов составляло от 2000 до 3000 за 15 минут в соответствии с реальными сигналами):

– по нормальному закону

$$f(x) = \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{1}{2}\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right)^2\right),$$

– по экспоненциальному закону

$$f(x) = \lambda \exp(-\lambda x),$$

– по закону Пуассона

$$f(k) = \frac{\exp(-\lambda)\lambda^k}{k!}.$$

Данные законы имитируют распределения параметров импульсного потока, которые можно встретить в наблюдаемых сигналах ГАЭ.

Для каждого из исследуемых параметров ГАЭ были сгенерированы сигналы длительностью 1 месяц. Они включали участки с законами распределения выбранного параметра в указанной последовательности: нормальным, экспоненциальным, нормальным, пуассоновским и нормальным. Параметры законов распределения приведены в табл. 1. На рис. 4-6 представлены трехмерные графики распределений, построенные для полученных сигналов. Длительность временного окна составляла 1 час. По представленным графикам заметны отличия в законах распределения параметров потока импульсов.

В ходе апробации настоящей методики были рассчитаны гистограммы распределений во временном окне длительностью 1 сутки за период с сентября 2016 г. по декабрь 2021 г. Построенные для каждого из параметров трехмерные графики сопоставлялись между собой. Это позволило комплексно подойти к оценке обнаруженных на графиках аномалий (рис. 7, 8).

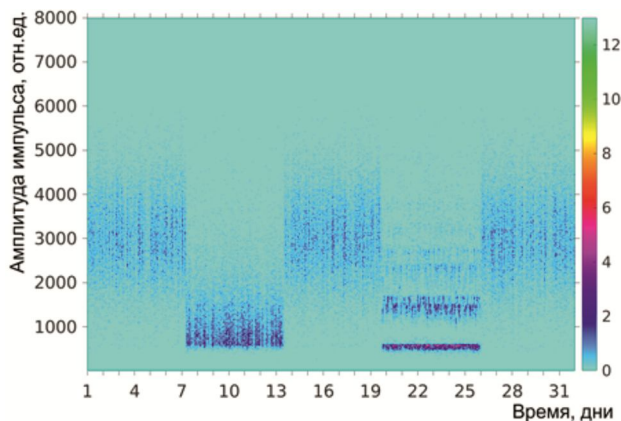


Рис. 4. Динамика распределения амплитуд импульсов, сгенерированных по нормальному (1–6, 14–20 и 26–31 дни), экспоненциальному (7–13 дни) и пуассоновскому законам (20–25 дни). Цветом обозначена частота значений амплитуды

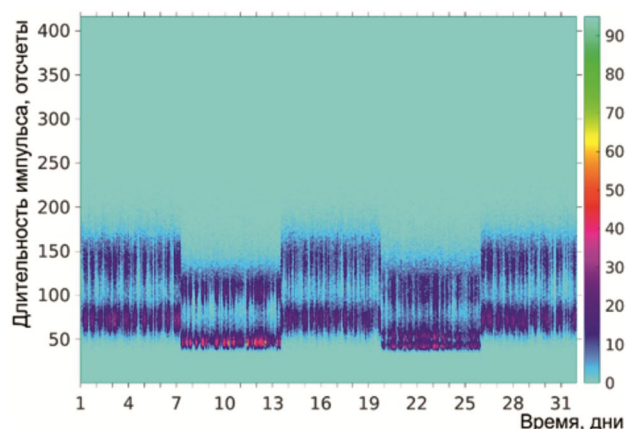


Рис. 5. Динамика распределения длительностей импульсов, сгенерированных по нормальному (1–6, 14–20 и 26–31 дни), экспоненциальному (7–13 дни) и пуассоновскому законам (20–25 дни). Цветом обозначена частота значений длительности

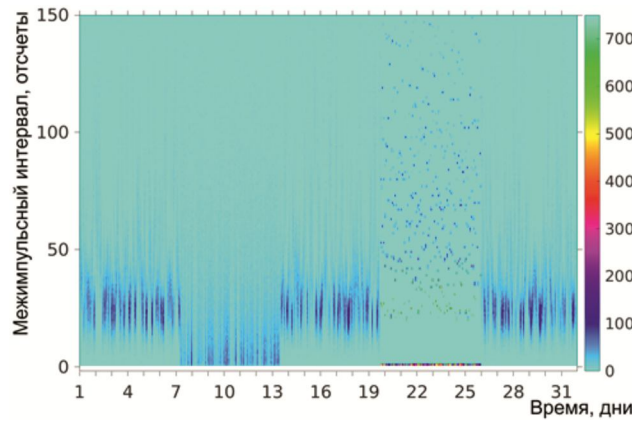


Рис. 6. Динамика распределения межимпульсных интервалов, сгенерированных по нормальному (1–6, 14–20 и 26–31 дни), экспоненциальному (7–13 дни) и пуассоновскому законам (20–25 дни). Цветом обозначена частота значений межимпульсных интервалов

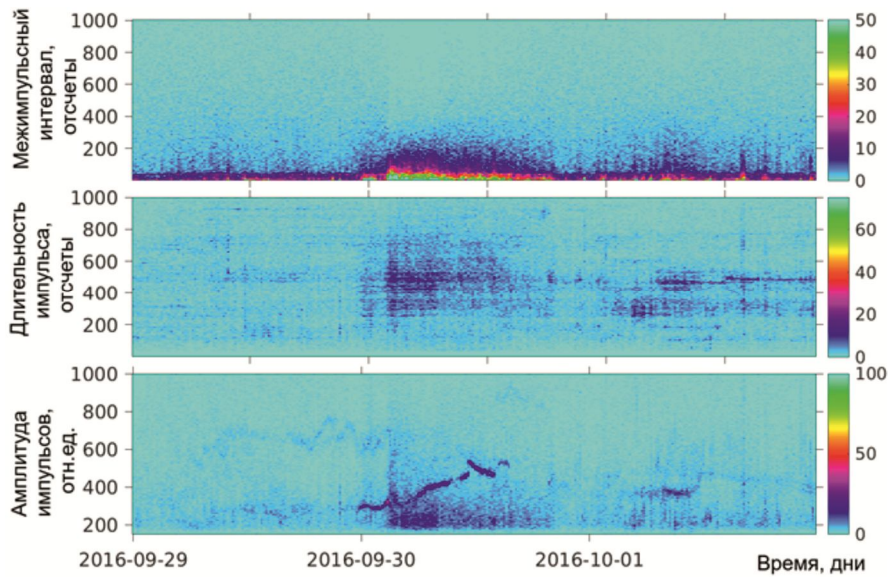


Рис. 7. Примеры аномалий в распределениях параметров сигнала ГАЭ. Цветом обозначена частота значений соответствующего параметра

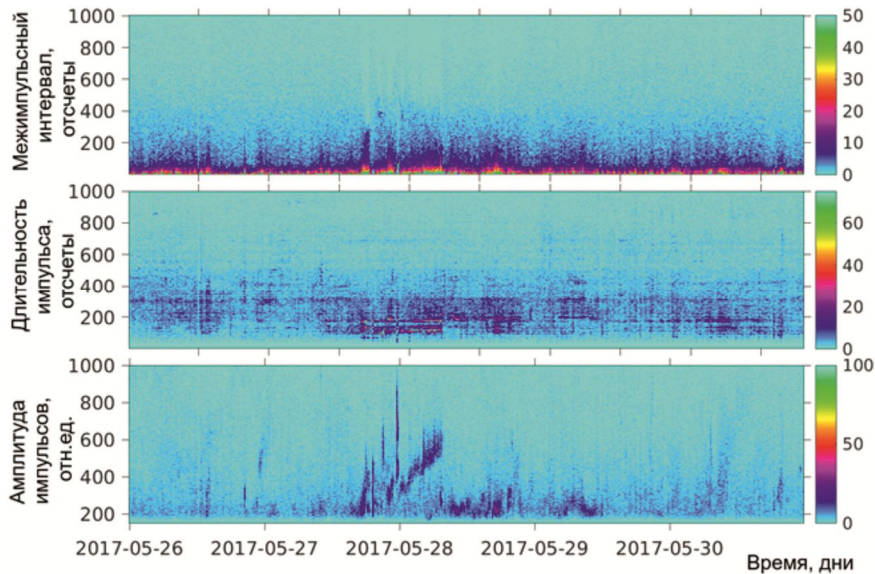


Рис. 8. Примеры аномалий в распределениях параметров сигнала ГАЭ. Цветом обозначена частота значений соответствующего параметра

Расширение области применения методики анализа результатов моделирования

Помимо выше перечисленных примеров описанная методика может применяться для анализа динамики других параметров, например, формы импульсов ГАЭ. Описание формы импульсов ГАЭ выполняется в два этапа. На первом этапе импульс преобразуется в кодовую последовательность. Данное преобразование выполняется методом структурно-лингвистического анализа [23]. Для каждого импульса определяются его локальные экстремумы. Далее строятся бинарные матрицы, содержащие результаты сравнения амплитуд и расстояний между локальными экстремумами (0 означает «меньше или равно», 1 означает «больше»). Эта матрица описывает форму импульса и называется «матрицей-образом». Схожесть формы определяется по количеству совпадающих элементов двух матриц. Близкие по форме импульсы формируют классы, описываемые единой матрицей-образом. Эта матрица описывает амплитудно-фазовую структуру членов класса. Матрицы-образы сортируются по возрастанию их порядков. Упорядоченная последовательность таких матриц называется «алфавитом», а сами матрицы – «символами». Состав алфавита отражает разнообразие импульсов на заданном периоде времени, при этом для каждой матрицы-образа можно определить ее частоту.

На втором этапе для алфавитов с использованием предлагаемой методики строятся трехмерные графики. В качестве параметра выбирается порядок матрицы-образа, а цветом обозначается частота. Для тестирования были сгенерированы два искусственных сигнала

длительностью 30 дней с нормальным, экспоненциальным и пуассоновским законами распределения межимпульсных интервалов. Параметры законов распределения представлены в табл. 1.

Первый сигнал включал участок с нормальным распределением межимпульсных интервалов (1–10 дни), участок с распределением по закону Пуассона (11–21 дни) и участок с экспоненциальным распределением (22–30 дни). Второй сигнал включал участок с экспоненциальным распределением межимпульсных интервалов (1–5 дни), участки с нормальным распределением (6–10 и 22–26 дни) и участки с распределением по закону Пуассона (11–21 и 27–30 дни). Алфавиты рассчитывались во временном окне длительностью 1 сутки.

Представленная методика сравнивалась с классическим методом спектрограмм, широко распространенным в геофизике. Для оценки спектральной плотности мощности сигналов применялся метод Уэлча со следующими параметрами: длина окна – 1 сутки, количество точек для расчета быстрого преобразования Фурье – 2048, для сглаживания краевых эффектов использовалось окно Хэмминга.

Результаты вычислительного эксперимента показаны на рис. 9. Методика, предлагаемая авторами, в отличие от метода спектрограмм позволяет идентифицировать аномалии, связанные с изменениями в законе распределения межимпульсных интервалов. В моменты изменения закона графики распределений алфавитов сигналов (рис. 9 а, б) меняют форму и тональность, в то время как на спектрограммах никакие изменения не заметны (рис. 9 в, г).

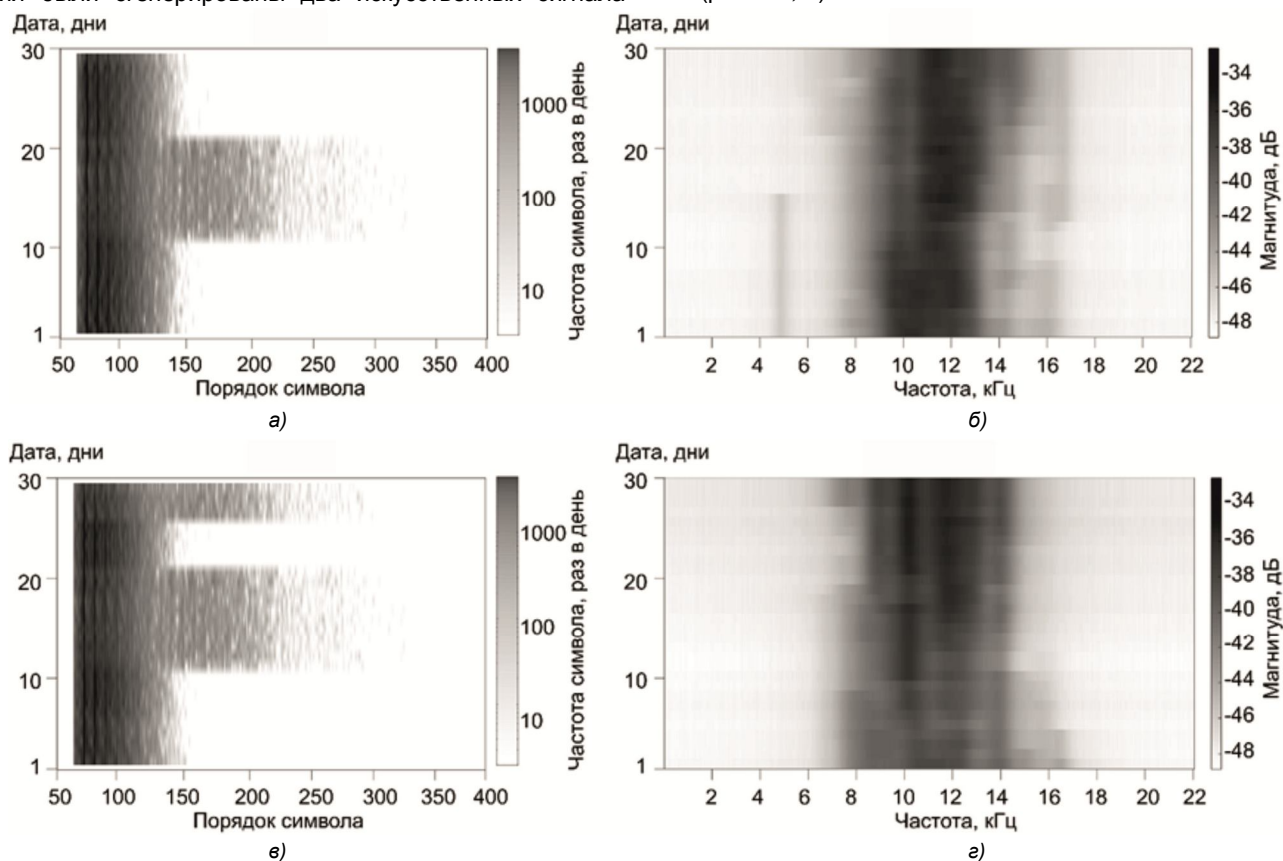


Рис. 9. Сравнение способов поиска аномалий на примере анализа искусственных сигналов ГАЭ с меняющимся законом распределения межимпульсных интервалов: (а), (б) – предлагаемая авторами методика, (в), (г) – метод спектрограмм

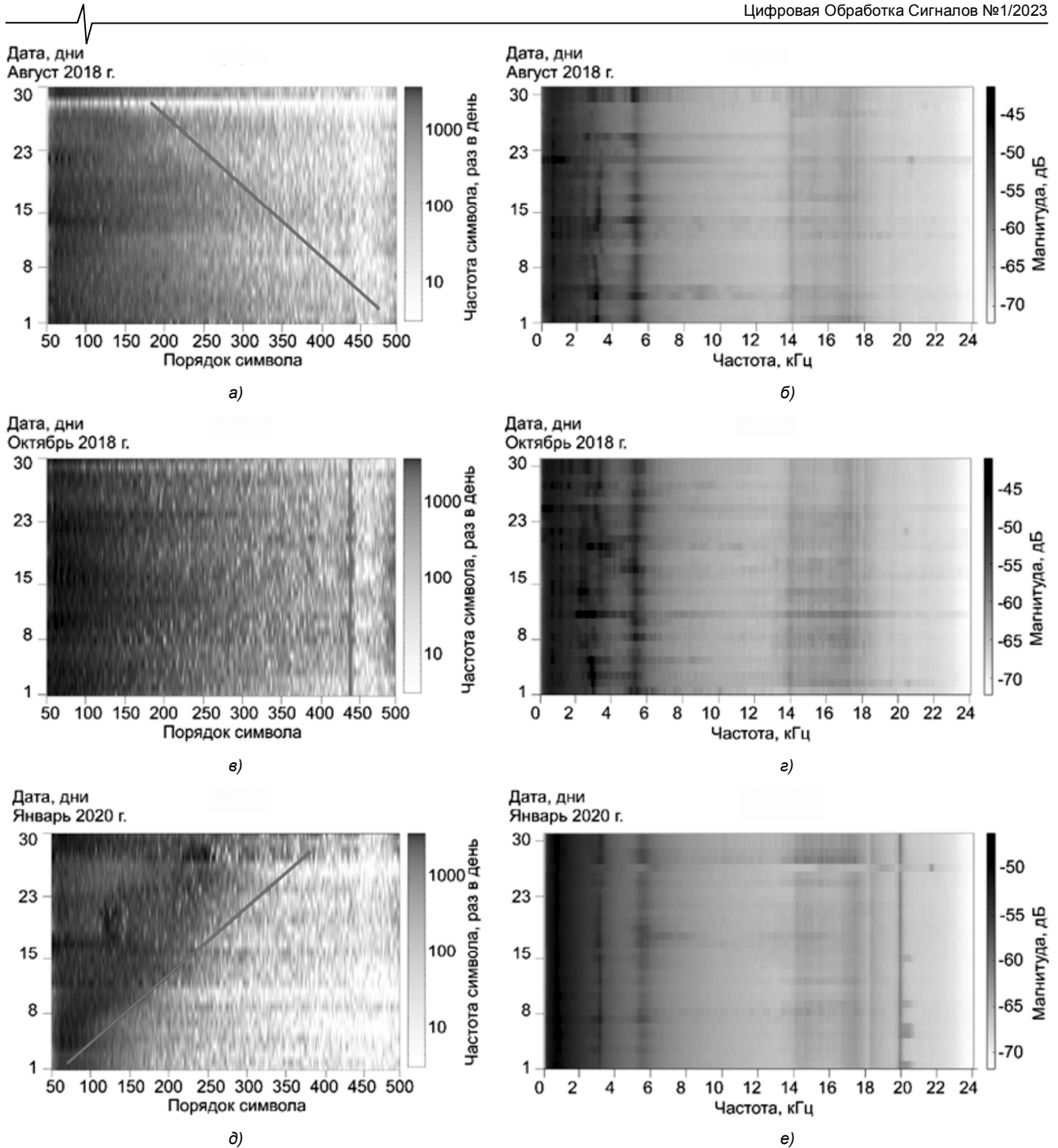


Рис. 10. Некоторые результаты анализа сигналов ГАЭ, зарегистрированных в 2018–2020 гг.:
(а)–(в) – примеры аномалий, (е)–(е) – спектрограммы сигналов

Предлагаемая авторами методика была применена к алфавитам сигналов ГАЭ, зарегистрированных в 2018 – 2020 гг. С помощью трехмерных графиков были выявлены разнообразные аномалии, выражающиеся в изменениях тональности и формы изображений. Примеры таких аномалий показаны на рис. 10 а-в. Серыми линиями отмечены их формы. На рис. 10 г-е изображены спектрограммы тех же сигналов. Спектрограммы менее информативны на выбранном временном масштабе (1 сутки). Заметные на них вертикальные полосы (например, в окрестностях 3 кГц, 5 кГц, 18 кГц или 20 кГц) возникают из-за особенностей приемного тракта.

Заключение

В результате выполненного исследования было проведено стохастическое моделирование импульсного сигнала геоакустической эмиссии, регистрируемого точечным приемником в условиях однородной и изотропной среды. В качестве параметров модели рассматриваются амплитуда и длительность импульсов, а также межимпульсный интервал. Разработана методика трехмерного представления динамики этих параметров, позволяющая выделять особенности их поведения во времени. Проведена апробация данной методики на искусственном сигнале с различными функциями распре-



ления параметров потока импульсов. В результате применения разработанной авторами методики к сигналу ГАЭ, зарегистрированному в пункте наблюдений «Карымшина», были выявлены аномалии в распределении параметров импульсного потока ГАЭ. В сравнении с классическим методом спектрограмм предлагаемая авторами методика более чувствительна к изменениям параметров потока импульсов ГАЭ, и, следовательно, лучше подходит для поиска аномалий.

Литература

1. Gusman A. R., Roger J., Power W. et al. The 2021 Loyalty Islands earthquake (Mw 7.7): Tsunami waveform inversion and implications for tsunami forecasting for New Zealand. *Earth and Space Science*. 2022, vol. 9, no. 11. 22 p.
2. Kaistrenko V. Tsunami Recurrence and Hazard Evaluation for the South Kuril Islands. *Pure and Applied Geophysics*. 2022. 20 p.
3. León T., Lau A.Y.A., Easton G. et al. A comprehensive review of tsunami and palaeotsunami research in Chile. *Earth-Science Reviews*. 2022, vol. 236, no. 3. art. no. 104273.
4. Sivakumar R., Ghosh S. Assessment of the influence of physical and seismotectonic parameters on landslide occurrence: an integrated geoinformatic approach. *Natural Hazards*. 2021, vol. 108, no. 3, pp. 2765-2811.
5. Chamoli B., Kumar A., Chen D. et al. A Prototype Earthquake Early Warning System for Northern India. *Journal of Earthquake Engineering*. 2021, no. 25, pp. 2455–2473.
6. Tripodi V., Gervasi A., La Rocca M. et al. Seismotectonics of Southern Calabria Terrane (South Italy). *Journal of Mountain Science*. 2022, no. 19, pp. 3148-3162.
7. Магомедов Р.А., Мусаев М.А. Оценка сейсмотектонического потенциала блоков Восточного Кавказа. *Геология и геофизика Юга России*. 2021. Т. 11, № 4. С. 43-57.
8. Владимирова И.С., Лобковский Л.И., Алексеев Д.А. и др. Особенности сейсмического процесса в западной части Алеутской субдукционной зоны и их возможная связь с климатическими изменениями в Арктике. *Арктика: экология и экономика*. 2022. Т. 12, № 1. С. 58-67.
9. Marapulets Y., Rulenko O. Joint Anomalies of High-Frequency Geoacoustic Emission and Atmospheric Electric Field by the Ground–Atmosphere Boundary in a Seismically Active Region (Kamchatka). *Atmosphere*. 2019, no. 10, art. no. 267. 16 p.
10. Гапеев М.И., Марапулец Ю.В. Моделирование зон относительных сдвиговых деформаций перед сильными землетрясениями на Камчатке, произошедшими в период 2018-2021 гг. *Вестник КРАУНЦ. Физико-математические науки*. 2021. Т. 37, № 4. С. 53-66.
11. Купцов А.В., Ларионов И.А., Шевцов Б.М. Особенности геоакустической эмиссии при подготовке камчатских землетрясений. *Вулканология и сейсмология*. 2005. № 5. С. 45–59.
12. Гордиенко В.А., Гордиенко Т.В., Краснописцев Н.В. и др. Аномалия высокочастотных сигналов геоакустической эмиссии как оперативный предвестник землетрясения. *Акустический журнал*. 2008. Т. 54, № 1. С. 97-109.
13. Александров Д.В., Дубров М.Н., Ларионов И.А. и др. Сейсмо-деформационный и акустический мониторинг геодинамических процессов высокочувствительными пространственно разнесенными приборами в сейсмоэнергoактивной и асейсмической зонах. *Вулканология и сейсмология*. 2019. № 3. С. 72–80.
14. Малкин Е.И., Луковенкова О.О., Солодчук А.А. и др. Предсейсмические эффекты в сигналах геоакустической и электромагнитной эмиссии по данным наблюдений на Камчатке в 2013 году. *Теория и практика современных гуманитарных и естественных наук. Выпуск 10: сборник научных статей ежегодной межрегиональной научно-практической конференции, Петропавловск-Камчатский, 10-14 февраля 2020 г. / отв. ред. М.А. Фризен, Р.И. Паровик; КамГУ им. Витуса Беринга*. 2020. С. 130-133.
15. Lukovenkova O., Marapulets Y., Solodchuk A. Adaptive Approach to Time-Frequency Analysis of AE Signals of Rocks. *Sensors*. 2022, vol. 24, art. no. 9798.
16. Нестеров С.В., Акуленко Л.Д., Гавриков А.А. Определение динамической плотности гранулированной среды, пропитанной жидкостью. *ДАН*. 2011. Т. 436, № 6. С. 760-763.
17. Горная энциклопедия. Акустические свойства горных пород. URL: www.miningenc.ru/a/akusticheskie-svoystva (дата обращения 29.11.2022).
18. Хмелевской В.К. Геофизические методы исследования земной коры. Часть 1. URL: www.astronet.ru/db/msg/1173309/ (дата обращения 29.11.2022).
19. Березин Ю.А., Сподарева Л.А. Распространение акустических сигналов в грунтах. *Прикладная механика и техническая физика*. 2001. Т. 42, № 4. С. 177-183.
20. Кан Ш.Ч, Микулович А.В., Микулович В.И. Анализ нестационарных сигналов на основе преобразования Гильберта – Хуанга. *Информатика*. 2010. № 2. С. 25-35.
21. Svetlakov M., Kovalev I., Konev A. et al. Representation Learning for EEG-Based Biometrics Using Hilbert-Huang Transform. *Computers*. 2022, vol. 11, no. 3. art. no. 47.
22. Mandrikova O., Mandrikova B. Method of wavelet-decomposition to research cosmic ray variations: Application in space weather. *Symmetry*. 2021, vol. 13, no. 12. art. no. 2313.
23. Сенкевич Ю.И., Марапулец Ю.В., Луковенкова О.О. и др. Методика выделения информативных признаков в сигналах геоакустической эмиссии. *Труды СПИИРАН*. 2019. Т. 18, № 5. С. 1066-1092.

УДК 004.891.2

КЛАССИФИКАЦИЯ ЭНДОСКОПИЧЕСКИХ ИЗОБРАЖЕНИЙ УСТЬЯ ЧЕРВЕОБРАЗНОГО ОТРОСТКА НА ОСНОВЕ МЕТОДОВ ГЛУБОКОГО МАШИННОГО ОБУЧЕНИЯ

Хрящев В.В., к.т.н., доцент, руководитель центра искусственного интеллекта и цифровой экономики Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: v.khryashchev@uniyar.ac.ru;

Завьялов Д.В., д.м.н., доцент, профессор кафедры онкологии с гематологией, Ярославский государственный медицинский университет, e-mail: zavialoff@mail.ru;

Андержанова А.С., магистрант кафедры цифровых технологий и машинного обучения Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова, e-mail: ande.nova@yandex.ru

CLASSIFICATION OF ENDOSCOPIC IMAGES OF THE ORIFICE OF THE APPENDIX ON THE BASIS OF DEEP MACHINE LEARNING

Khryashchev V.V., Zavyalov D.V., Anderzanova A.S.

The results of testing a machine learning algorithm for recognizing the orifice of the appendix on endoscopic images of the colon are presented. The database of images was formed from the results of colonoscopy studies together with the staff of the endoscopy department of the Yaroslavl Regional Cancer Hospital. As a convolutional neural network, a modification of the ResNet50 architecture was chosen, pre-trained on a standard ImageNet image database. As a result of applying the classification algorithm to the test set of endoscopic images, the metric values were AUC = 0.90, F-score = 0.886. The results obtained can be used in the development of a quality control system for colonoscopy studies in real medical practice.

Key words: endoscopic image classification, colonoscopy, colorectal cancer screening, convolutional neural network.

Ключевые слова: классификация эндоскопических изображений, колоноскопия, скрининг колоректального рака, сверточная нейронная сеть.

Введение

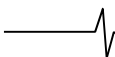
Алгоритмы глубокого машинного обучения получили широкое распространение в области анализа медицинских изображений и видеоданных [1]. Прогресс в данной области и развитие соответствующих программно-аппаратных технологий компьютерного зрения делает возможным создание систем поддержки принятия врачебного решения. Внедрение подобных систем в медицинскую практику нацелено на повышение эффективности диагностики и терапии, сокращение времени и ресурсов на исследования, проведение процедуры контроля качества соответствующей процедуры. Такие системы могут также использоваться для обучения и совершенствования навыков профильных медицинских специалистов. С помощью методов глубокого обучения на сегодняшний день активно решаются задачи классификации, сегментации и детектирования, возникающие в клинической практике при анализе медицинских изображений, представленных различными методами визуализации (компьютерная томография, МРТ, рентгенография) [2].

Одним из актуальных направлений подобных междисциплинарных исследований является анализ эндоскопических изображений [3]. Важным и малоизученным направлением в данной области можно считать процедуру создания систем поддержки принятия врачебных решений для проведения эндоскопического исследования

Представлены результаты тестирования алгоритма машинного обучения для распознавания устья червеобразного отростка на эндоскопических изображениях слизистой толстой кишки. База изображений сформирована из результатов колоноскопических исследований совместно с сотрудниками отделения эндоскопии ГБУЗ «Ярославская областная клиническая онкологическая больница». В качестве сверточной нейронной сети выбрана модификация архитектуры ResNet50, предварительно обученная на стандартной базе изображений ImageNet. В результате применения алгоритма классификации к тестовому набору эндоскопических изображений значения метрик составили AUC = 0,90, F-мера = 0,886. Полученные результаты могут использоваться при разработке системы контроля качества проведения колоноскопических исследований в реальной медицинской практике.

толстой кишки (колоноскопии) [4-5]. Такая процедура позволяет выявить доброкачественные и злокачественные образования в толстой кишке, предотвратить развитие соответствующих заболеваний. Фундаментальными когнитивными задачами специалистов в данной области являются анализ и интерпретация изображений с наличием или отсутствием патологических изменений. В связи с этим к возможным сферам применения методов глубокого обучения относится решение задач выявления патологии (новообразований, полипов) и соблюдения качества процедуры проведения колоноскопии.

Несмотря на отсутствие в мире единого стандарта проведения процедуры колоноскопии, оценить ее качество можно по соблюдению эндоскопистом ряда требований. Например, о полноте исследования свидетельствует доведение эндоскопа до слепой кишки пациента, где врач-эндоскопист осуществляет фотофиксацию



устья червеобразного отростка слепой кишки [5-6]. Эндоскопический анализ является субъективным, так как специалисту необходимо самостоятельно определять и фиксировать области интереса. В то же время, за счет особенностей строения толстой кишки (большая протяженность органа, неоднородности, просветы, наличие нескольких анатомических отделов, складки) колоноскопия считается сложной процедурой даже для врачей-эндоскопистов высокого уровня. Данные факторы повышают риск возникновения врачебных ошибок и подчеркивают актуальность разработки систем автоматического контроля качества колоноскопии [7].

Целью работы является классификация эндоскопических изображений устья червеобразного отростка слепой кишки при проведении колоноскопии с целью скрининга колоректального рака на основе методов глубокого машинного обучения.

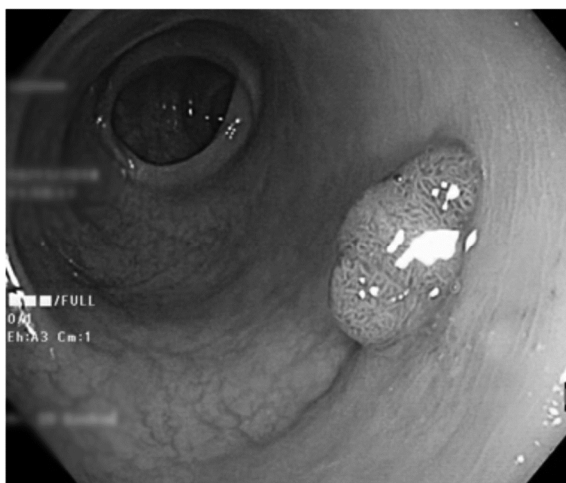
База эндоскопических изображений

База изображений сформирована из результатов колоноскопических исследований совместно с сотрудниками отделения эндоскопии ГБУЗ «Ярославская областная клиническая онкологическая больница». Изображения создавались во время проведения процедуры колоноскопии путем фотофиксации эндоскопом разных отделов толстой кишки пациентов, в том числе области устья червеобразного отростка. База содержит цифро-

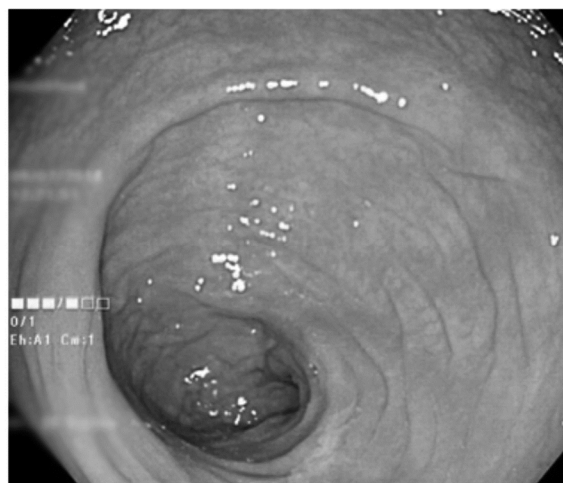
вые изображения с разрешениями 624x528 пикселей и 640x480 пикселей, полученные со следующих эндоскопических систем: OLYMPUS EXERA II и EXERA III; видеоколоноскоп CL180, 185 и 190; PENTAX EPK-i7010; видеоколоноскоп EC-2990Zi.

С алгоритмической точки зрения здесь решалась задача бинарной классификации, где первый класс представлял обычные изображения слизистой толстой кишки, а второй – изображения с устьем червеобразного отростка слепой кишки (рис. 1). Как можно заметить из анализа приведенных изображений – задача поиска устья является визуально нетривиальной и требует сбора большого числа обучающих данных.

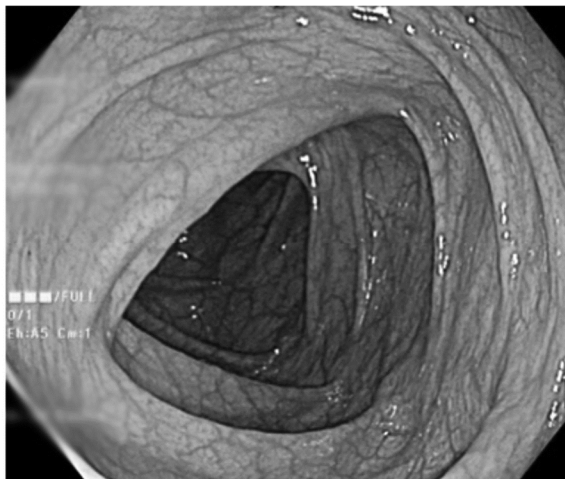
На данном этапе исследования составлена база размером 1696 изображений. Среди них 1143 + 299 представляют отрицательный класс (без устья), а 213 + 41 – положительный (изображения устья). Данная база разделена случайным образом в соотношении 80 % на 20 % на обучающий и валидационные наборы. Таким образом, обучающая база состояла из 1356 изображений (213 с устьем и 1143 без устья). Валидационный набор, необходимый для проверки точности обучения, состоит из 340 изображений, среди которых 41 изображение с устьем и 299 изображений без него. Кроме того, врачами-эндоскопистами дополнительно отобран тестовый набор данных из 104 изображений, из которых 57 с устьем и 47 без него.



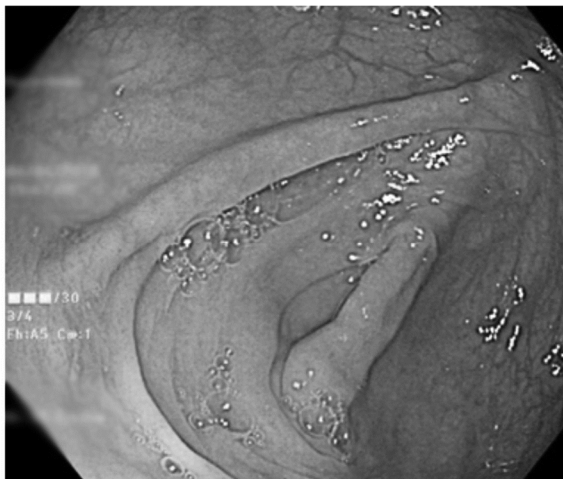
а)



б)



в)



г)

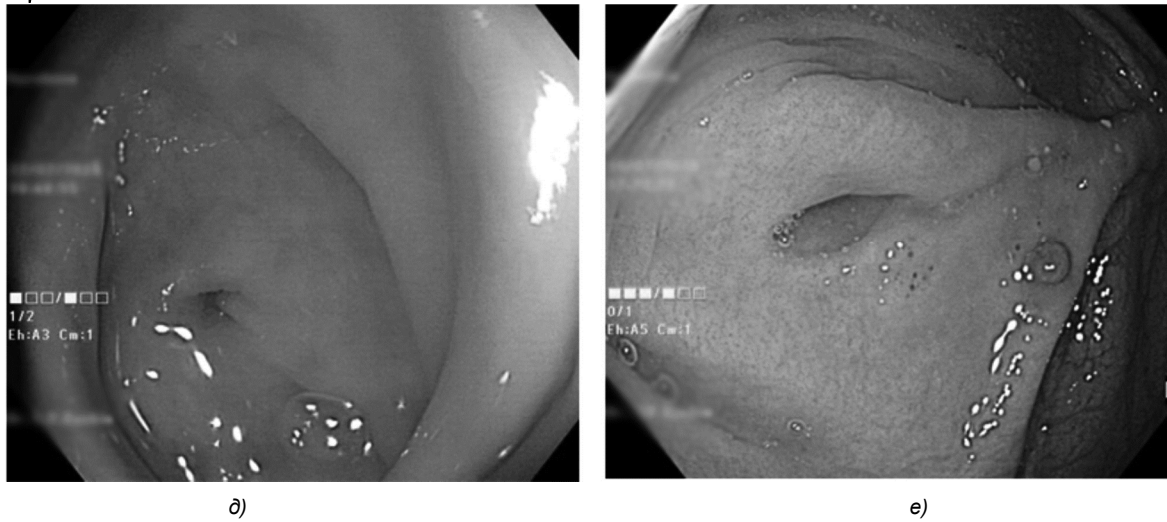


Рис. 1. Примеры эндоскопических изображений: а), б), в) – обычные изображения слизистой толстой кишки; в), д), е) – изображения устья червеобразного отростка слепой кишки

Таблица 1. Архитектура используемой нейронной сети ResNet50

Название слоя	Размер на выходе	Слой / блок слоев
Conv1	112×112	7×7, 64, шаг 2
MaxPool2D	56×56	3×3 объединение по максимальному значению, шаг 2
Conv2_x	56×56	$\begin{bmatrix} 1 \times 1, 64 \\ 3 \times 3, 64 \\ 1 \times 1, 256 \end{bmatrix}$
Conv3_x	28×28	$\begin{bmatrix} 1 \times 1, 128 \\ 3 \times 3, 128 \\ 1 \times 1, 512 \end{bmatrix}$
Conv4_x	14×14	$\begin{bmatrix} 1 \times 1, 256 \\ 3 \times 3, 256 \\ 1 \times 1, 1024 \end{bmatrix}$
Conv5_x	7×7	$\begin{bmatrix} 1 \times 1, 512 \\ 3 \times 3, 512 \\ 1 \times 1, 2048 \end{bmatrix}$
Gl_average_pool	1×1	Слой объединения по среднему
FC1	1024	Полносвязный слой
FC2	1024	Полносвязный слой
Sigm	2	Слой сигмоидной функции

Архитектура нейронной сети и результаты моделирования

Как уже отмечалось, в качестве классификатора устья червеобразного отростка слепой кишки использовалась сверточная нейронная сеть (СНС) с архитектурой ResNet50, предварительно обученная на наборе данных ImageNet [8]. Топология нейронной сети изменена путем замены выходного слоя двумя полносвязными слоями с 1024 нейронами. Метод прореживания (dropout) с вероятностью 0,5 в полносвязных слоях использован для регуляризации модели во время обучения. Выходной слой представляет собой двоичный классификатор с сигмоидальной функцией активации. В табл. 1 представлены параметры структуры используемой СНС.

Предложенная модель нейронной сети обучалась в течение 200 эпох. Использован алгоритм оптимизации Adam [9] со следующими значениями параметров: скорость обучения – 0,001, регуляризация – 1e-02. В качестве функции потерь выбрана логистическая функция (binary crossentropy).

В связи с тем, что классы не сбалансированы, для лучшей сходимости начальное смещение выходного слоя установлено как $\log\left(\frac{N_{pos_nb}}{N_{neg_nb}}\right)$, а также добавлены веса классов для взвешивания функции потерь, рассчитанные как:

$$w_{neg_class} = \frac{N_{total}}{2 * N_{neg_nb}}, \quad w_{pos_class} = \frac{N_{total}}{2 * N_{pos_nb}}$$

где N_{total} – общее число примеров в тренировочном множестве, N_{pos_nb} – число положительных примеров, N_{neg_nb} – число отрицательных примеров, w_{neg_class} – вес для отрицательного класса, w_{pos_class} – вес для положительного класса.

ROC-кривые для валидационного и тестового наборов эндоскопических изображений представлены на рис. 2.

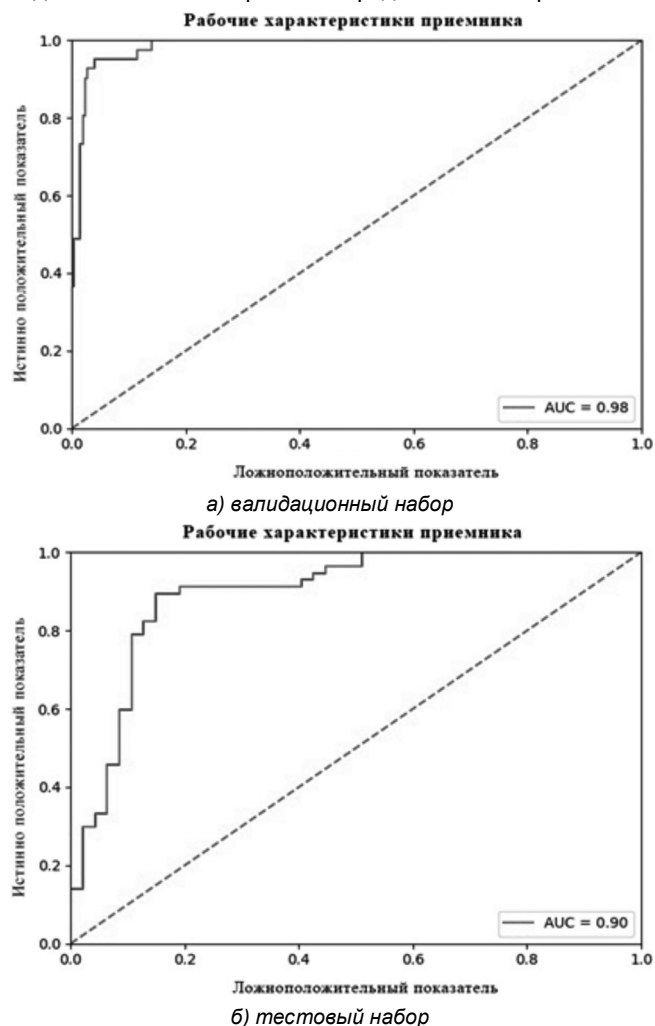


Рис. 2. ROC-кривые для набора эндоскопических изображений

Наилучший результат на валидационном наборе составил $AUC = 0,98$. Кроме того, для оценки качества работы нейросетевого алгоритма использовалась метрика F-меры. Значение F_{val} -мера = 0,873 оказалось лучшим для валидационного набора при установленном пороге $h_{val} = 0,418$. Для тестового набора площадь под кривой равняется $AUC = 0,9$. Наибольшее значение F-меры для тестового набора составило 0,886 при величине порога $h = 0,404$, а для порога $h = 0,418$, подобранного на валидационном наборе, F-мера составила 0,877.

Заключение

Таким образом, разработан и протестирован алгоритм классификации изображений устья червеобразного отростка слепой кишки. В его основе лежит реализация сверточной нейронной сети на основе архитектуры ResNet50.

В результате исследований получены следующие результаты на тестовом наборе данных – метрика $AUC = 0,9$, F-мера = 0,877, при пороговом значении 0,418. Данные значения являются относительно высокими для задачи классификации объектов на эндоскопических изображениях кишечника, поэтому данный алгоритм может быть использован при разработке системы контроля качества проведения колоноскопических исследований. Внедрение подобной системы во врачебную практику позволит частично автоматизировать анализ видеоданных. В дальнейшем это приведет к снижению количества возможных субъективных врачебных ошибок при проведении колоноскопии с целью скрининга колоректального рака.

Работа выполнена в рамках реализации Программы развития ЯрГУ на период 2021-2030 годов.

Литература

1. Гудфеллоу Я., Бенджио И., Курвилль А. Глубокое обучение. ДМК-Пресс, 2017. 652 с.
2. Zhou S.K., Greenspan H., and Shen D. Deep Learning for Medical Image Analysis. Elsevier Science (2017).
3. Лебедев А.А., Хрящев В.В., Среднякова А.С., Казина Е.М. Разработка алгоритма детектирования полипов на эндоскопических изображениях с использованием сверточных нейронных сетей. Цифровая обработка сигналов. 2021. № 2. С. 55-60.
4. Завьялов Д.В., Кашин С.В., Нестеров П.В., Нечипай А.М., Рыбачков В.В., Малашенко В.Н., Хрящев В.В. Алгоритм уточняющей диагностики и внутрипросветного эндоскопического удаления эпителиальных новообразований толстой кишки. Колопроктология. 2021. Т. 20, № 1. С. 17-22.
5. Лебедев А.А., Хрящев В.В., Казина Е.М., Среднякова А.С., Журавлева А.С. Распознавание устья червеобразного отростка на эндоскопических изображениях прямой кишки на основе сверточной нейронной сети. Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2020): докл. 22-й междунар. конф. М.:, 2020. С. 638-642.
6. Akbar M., Shima R., Sorousmehr S.M.R., Karimi N., Samavi S., and Najarian K. Classification of Informative Frames in Colonoscopy Videos Using Convolutional Neural Networks with Binarized Weights. Conference Paper in Conference proceedings: Annual International Conference of the IEEE Engineering in Medicine and Biology Society. IEEE Engineering in Medicine and Biology Society, 2018. 65-68.
7. Bisschops R., et al. Performance measures for upper gastrointestinal endoscopy: a European Society of Gastrointestinal Endoscopy (ESGE) Quality Improvement Initiative. Endoscopy. 2016. 48(9), 843-864.
8. Russakovsky O., Deng J., Su H., Krause J., Satheesh S., et al. ImageNet Large Scale Visual Recognition Challenge. Computer Vision and Pattern Recognition (cs.CV). 2015. arXiv:1409.0575v3.
9. Kingma D.P., Ba J. Adam: A Method for Stochastic Optimization. Machine Learning (cs.LG). 2017. arXiv:1412.6980v9.

УДК 62-791, 621.373.826, 629.783, 621.384.3

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПТИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ВЫСОКОСКОРОСТНЫХ МИКРОЧАСТИЦ

Гладышев А.И., д.т.н., профессор Российского нового университета (РосНОУ), e-mail: tolyagladyshev@yandex.ru

Телегин А.М., к.ф.-м.н., доцент кафедры КТЭСУ Самарского университета, e-mail: talex85@mail.ru

Щелоков Е.А., аспирант Самарского университета, e-mail: riddick41666@mail.ru.

MATHEMATICAL MODEL OF THE OPTICAL SYSTEM FOR MEASURING THE PARAMETERS OF HIGH-SPEED MICROPARTICLES

Gladyshev A.I., Telegin A.M., Shchelokov E.A.

The problem of constructing a mathematical model of an optical system for recording the parameters of high-speed microparticles (micrometeoroids and space debris particles) is considered. To find the distribution of light fluxes caused by the scattering of laser radiation on microparticles, the Mie theory is used. The aim of the work is to develop recommendations for constructing an optical system for recording microparticle parameters.

Key words: microparticles, Mie theory, laser beam, scattering.

Ключевые слова: микрочастицы, теория Ми, лазерный луч, рассеяние.

Введение

При измерении параметров микрометеороидов и микрочастиц космического мусора используются как контактные, так и бесконтактные методы, основанные на различных физических принципах [1, 2]. Для контроля параметров частиц микронного размера разработаны информационно-измерительные с различными типами датчиков, предназначенные для функционирования на борту космического аппарата. Одним из важных контролируемых параметров является скорость движения микрочастиц, которая может достигать десятков км/с. Наиболее распространённый бесконтактный метод измерения основан на применении эффекта электростатической индукции [1], суть которого заключается в наведении электрического потенциала на измерительный электрод при пролете заряженных микрочастиц. Недостатком данного метода являются помехи, которые наводятся на измерительном электроде от сторонних источников, поэтому поиск альтернативных методов и реализующих их систем бесконтактного измерения скорости микрометеороидов является актуальной научно-технической задачей.

В работе [3] приведен пример конструкции датчика для измерения скорости микрочастицы на основе лазера и фотодиода. При прохождении частицей лазерного луча происходит пропадание сигнала с фотодатчика. Однако данная конструкция ограничена тем, что может быть использована только в лабораторных условиях с ограниченным размером измерительного окна. Авторами предлагается модифицированный вариант метода и соответствующего конструктивного исполнения системы, существенно расширяющих практические сферы ее применения с учетом наличия возможности увеличения точности измерения скорости микрочастиц и получения информации о материале, из которого они состоят.

Рассматривается задача построения математической модели оптической системы для регистрации параметров высокоскоростных микрочастиц (микрометеороидов и частиц космического мусора). Для нахождения распределения световых потоков, вызванных рассеянием лазерного излучения на микрочастицах используется теория Ми. Целью работы является разработки рекомендаций для построения оптической системы для регистрации параметров микрочастиц.

Модель оптической измерительной системы

Построим модель измерительной системы, в которой будут использованы «идеальные» материалы (с неплоскостностью поверхности равной «0» и коэффициентом отражения равным 100 %).

Для перекрытия большой площади контролируемой поверхности создаётся световая завеса из множества лучей, полученных за счет многократного переотражения исходного луча двумя параллельными друг другу зеркальными поверхностями. На рис. 1 представлен вариант модели хода лазерного луча для идеального варианта структуры измерительного тракта. При идеальности отражающей плоскости за счет отсутствия факторов, способных оказать влияние на ход луча, получаем возможность создать «сплошную световую завесу», длину которой можно задавать без ограничений. Практически систему создать идеальную систему невозможно из-за потерь на переотражения лазерного луча и данная система хорошо работает, только если поперечные размеры измеряемых частиц больше или соизмеримы с диаметром лазерного луча, что необходимо для превышения заданного порога диапазона изменения напряжения на выходе схемы измерения сигнала фотодиода.

Рассмотрим модель системы, когда размеры частицы настолько малы, что лазерный луч можно рассматривать для микрочастиц, как падение плоской электромагнитной волны.

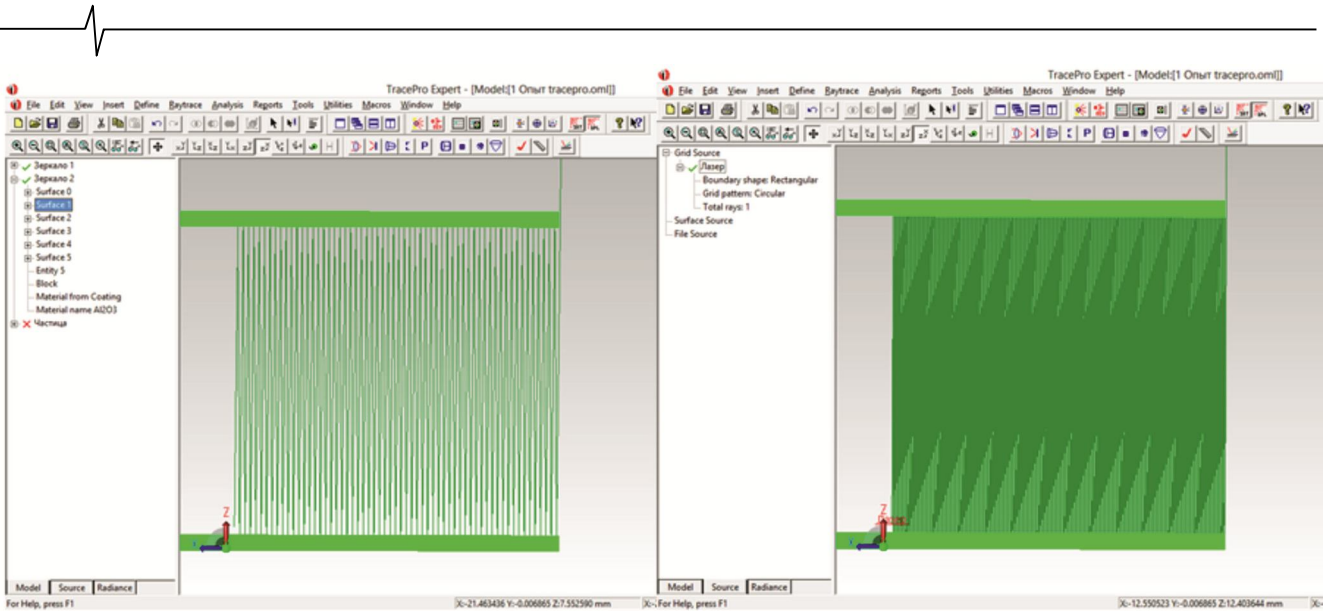


Рис. 1. Ход луча для: а) для угла наклона лазера 89,5°, б) для угла наклона лазера 89,9°

При облучения микрочастиц световым потоком наблюдаются эффекты, наглядно представленные на рис. 2 [4]. С точки зрения построения систем регистрации по изменению светового потока будем ориентироваться на рассеянное излучение. Анализируемые частицы могут быть двух типов: диэлектрические и проводящие. При этом могут существовать потери световой энергии за счет поглощения частицей: диэлектрических потерь и потерь за счет конечности проводимости. О наличии потерь в частицах говорит наличие мнимой части в показателе преломления материала частицы.

Угловое распределение рассеянного света малой частицы определяют важную характеристику рассеяния света – индикатрису рассеяния, которая дает графическое изображение зависимости интенсивности рассеянного света от угла рассеяния [5, 6].

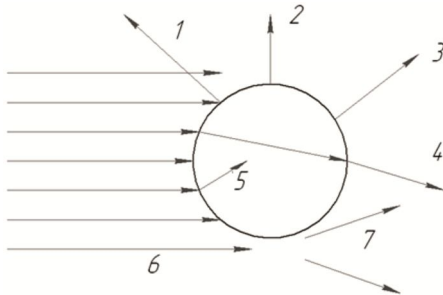


Рис. 2. Возможное взаимодействие падающего светового луча с частицей или каплей: 1 – отражение; 2 – флуоресценция; 3 – Рамановское рассеяние; 4 – преломление; 5 – поглощение; 6 – падающий световой пучок; 7 – дифракция

Для достаточно больших частиц, размеры, которых соизмеримы с длиной волны можно использовать для расчета теорию Ми. Рассеяние принято описывать безразмерными функциями, показывающими относительное угловое распределение интенсивности рассеянного света [7, 8], индикатрисами $\xi(\theta, \varphi)$:

$$\xi(\theta, \varphi) = S_{\perp} \cdot S_{\perp}^* \cdot \sin^2(\varphi) + S_{\parallel} \cdot S_{\parallel}^* \cdot \cos^2(\varphi),$$

где $[S]$ – матрица рассеяния, которая в системе отсчета, связанной с плоскостью рассеяния, имеет диагональ-

ный вид:

$$[S] = \begin{bmatrix} S_{\perp} & 0 \\ 0 & S_{\parallel} \end{bmatrix},$$

где S_{\perp} и S_{\parallel} – безразмерные комплексные амплитудные функции рассеяния для составляющих, перпендикулярной и параллельной плоскости рассеяния. Общие выражения для S_{\perp} и S_{\parallel} в виде рядов были получены Ми:

$$\begin{aligned} S_{\perp} &= S_{\perp}(m, x, \theta) = \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{n \cdot (n+1)} \cdot (a_n(m, x) \cdot \pi_n(\theta) + b_n(m, x) \cdot \tau_n(\theta)), \\ S_{\parallel} &= S_{\parallel}(m, x, \theta) = \\ &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2n+1}{n \cdot (n+1)} \cdot (b_n(m, x) \cdot \pi_n(\theta) + a_n(m, x) \cdot \tau_n(\theta)), \end{aligned}$$

где $m = \frac{n_1}{n_2}$ – относительный показатель преломления,

n_1 – показатель преломления частицы, n_2 – показатель

преломления среды, $x = k \cdot a = \frac{2\pi \cdot n_2}{\lambda} \cdot a$ – безразмер-

ный параметр в теории Ми, a – радиус частицы, λ – длина волны светового потока облучающего частицу.

Поскольку формулы Ми включают сумму бесконечного ряда, то редко представляется возможным получить аналитическое выражение, описывающее индикатрису рассеяния. Поэтому сумму ряда ищут, используя рекурсию и ограничившись конечным числом членов при достижении заданной точности ε . Например, π_n и τ_n вычисляются с использованием рекуррентных соотношений для полиномов Лежандра и их производных [8]:

$$\pi_n(\theta) = \cos(\theta) \frac{2n-1}{n-1} \pi_{n-1}(\theta) - \frac{n}{n-1} \pi_{n-2}(\theta),$$

$$\begin{aligned} \tau_n(\theta) &= \cos(\theta) \cdot [\pi_n(\theta) - \pi_{n-2}(\theta)] - \\ &- (2n-1) \cdot \sin^2(\theta) \cdot \pi_{n-1}(\theta) + \tau_{n-2}(\theta), \end{aligned}$$

где

$$\pi_0(\theta) = 0, \quad \pi_1(\theta) = 1, \quad \pi_2(\theta) = 3 \cdot \cos(\theta),$$

$$\tau_0(\theta) = 0, \quad \tau_2(\theta) = \cos(\theta), \quad \tau_2(\theta) = 3\cos(2\theta).$$

Формулы для расчета коэффициентов Ми a_n и b_n выглядят следующим образом:

$$a_n(m, x) = \frac{\left[\frac{A_n(mx)}{m} + \frac{n}{x} \right] \cdot \text{Re}(\omega_n(x)) - \text{Re}(\omega_{n-1}(x))}{\left[\frac{A_n(mx)}{m} + \frac{n}{x} \right] \cdot \omega_n(x) - \omega_{n-1}(x)},$$

$$b_n(m, x) = \frac{\left[m \cdot A_n(mx) + \frac{n}{x} \right] \cdot \text{Re}(\omega_n(x)) - \text{Re}(\omega_{n-1}(x))}{\left[m \cdot A_n(mx) + \frac{n}{x} \right] \cdot \omega_n(x) - \omega_{n-1}(x)},$$

где $A_n(mx)$ – множители, которые определяются через функции Бесселя комплексного аргумента, $\omega_n(x)$ – круговые функции, которые в данном случае имеют действительный аргумент и совпадают с функциями Рикати – Бесселя [8]. Определим данные функции также с использованием рекуррентных соотношений:

$$\omega_n(x) = \frac{2n-1}{x} \omega_{n-1}(x) - \omega_{n-2}(x)$$

$$\omega_0(x) = \sin x - i \cos x$$

$$\omega_{-1}(x) = \cos x - i \sin x$$

$$A_n(mx) = -\frac{n}{y} + \left[\frac{n}{y} - A_{n-1}(mx) \right]^{-1}$$

$$A_0(mx) = \frac{\sin p \cdot \cos p + i \cdot \text{sh}(q) \cdot \text{ch}(q)}{\sin^2 p + \text{sh}^2 q}$$

$$p = \text{Re}(m) \cdot x$$

$$q = \text{Im}(m) \cdot x$$

На рис. 3, 4 представлены диаграмма рассеяния для проводящей и диэлектрической частицы. При малых значениях x график рассеяния начинает приближаться по форме к Рэллеевскому рассеянию.

Представленные графики показывают, что малых размерах частицы, когда она не полностью перекрывает световой поток от источника излучения существует часть излучения, проходящая в прямом направлении и боковом направлении. Анализ источников [4-10] показал, что более эффективную систему измерения можно построить по принципу контроля появления не прямого, а бокового рассеяния (рис. 5).

Принцип работы датчика, представленного на рис. 5, следующий: частица, пролетая через первую оптическую завесу, распределяет световую энергию лазера во все стороны. При этом с точки зрения получения измерительной информации представляет интерес та часть оптического потока, которая поступает на светодиоды $D1$ и $D2$ и в сумме равна Φ . При этом световой поток, поступающий на фотодиод $D1$, обозначается как Φ_1 , а световой поток попадающий на фотодиод $D2$ – как Φ_2 .

В отсутствии частицы, сигнал с $D2$ равен 0 и смещение обусловлено только шумами диода. На $D1$ поступает световой поток Φ . При появлении частицы по направлению $N2$ распространится световой поток, который вызовет появления сигнала на $D2$, пропорционального потоку Φ_2 .

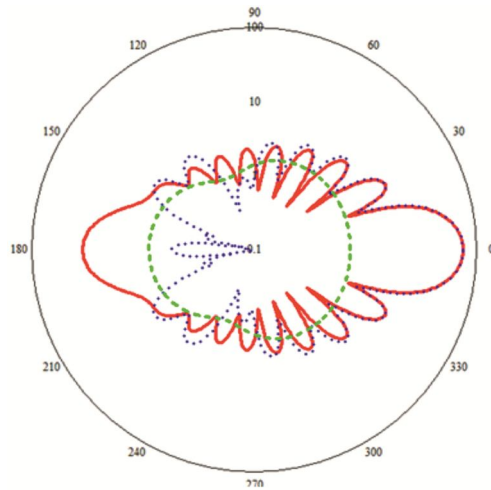


Рис. 3. Рассеяние в полярной системе координат для частицы сделанной из железа ($m = 1,28-1,37i$) в зависимости от x : красная линия $-x = 100$, синяя линия $x = 10$, зеленая линия $-x = 1$

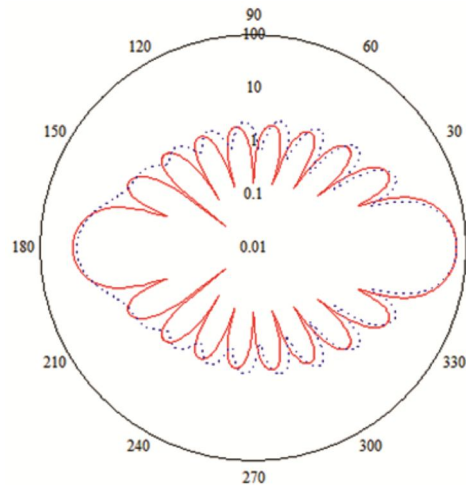


Рис. 4. Рассеяние в полярной системе координат для частицы сделанной из железа (синяя линия) и из диэлектрического материала с $m = 5$ при $x = 100$

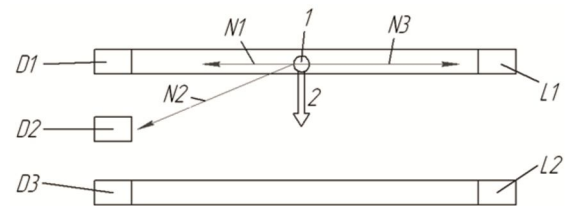


Рис. 5. Конструкция измерительного тракта системы измерения скорости микрочастицы: $D1, D2, D3$ – фотодиоды; $N1, N2, N3$ – направления распространения световой энергии; $L1, L2$ – лазеры

Тогда световой поток, поступающий на $D1$, изменится на величину:

$$\Delta\Phi_1 = \Phi - \Phi_1 = \Phi(1 - k_1),$$

а световой поток, поступающий на $D2$, изменится на величину:

$$\Delta\Phi_2 = \Phi_2 = \Phi \cdot k_2.$$

Если информацию о световых потоках с этих двух датчиков обрабатывать совместно, то можно компенсировать шумы на фотодиодах и повысить уровень измеряемого изменения светового потока:

$$\Delta\Phi = \Delta\Phi_1 - \Delta\Phi_2 = \Phi(1 - k_1 - k_2).$$

Коэффициенты k_1, k_2 вычисляются с использованием теории Ми о рассеянии света на малых частицах с учетом телесных углов и габаритов фотодатчика.

Дальнейшей модификацией системы измерения является введение дополнительных каналов измерения распределения оптического потока, что позволяет повысить информативность получаемых данных.

На рис. 6 представлена конструкция системы измерения скорости микрочастицы с дополнительным измерительным каналом.

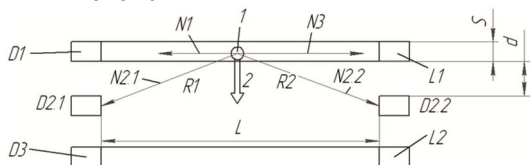


Рис. 6. Конструкция системы измерения скорости микрочастицы с дополнительным каналом:

$D1, D2.1, D2.2, D3$ – фотодиоды (фотодиодные линейки); $N1, N2.1, N2.2, N3$ – направления распространения световой энергии; $L1, L2$ – лазеры

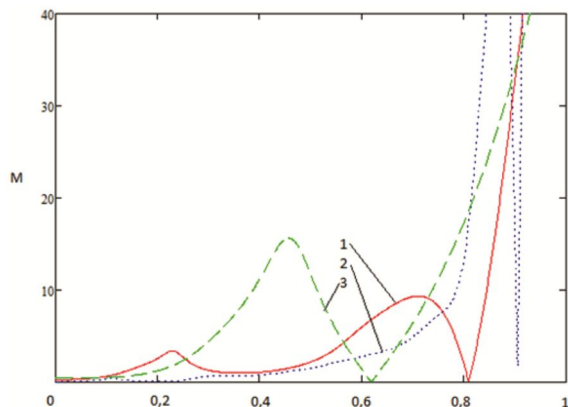


Рис. 7. График зависимости M от $\gamma = L_\gamma / L$, где L_γ – места пролета: 1 – $d = 10$ мм; 2 – $d = 5$ мм; 3 – $d = 20$ мм

Фотодиоды $D2.1$ и $D2.2$ расположены на расстояниях $R1$ и $R2$ соответственно. Использование дополнительной фотодиодной линейки позволяет измерять координату пролета.

Мощность светового излучения Φ_1, Φ_2 на расстоянии R от частицы рассеяния обратно пропорциональна квадрату расстояния, тогда получим.

$$\Phi_1 = \Phi \cdot S^2(\theta_1) \cdot 1/R_1^2 \cdot \alpha, \quad \Phi_2 = \Phi \cdot S^2(\theta_2) \cdot 1/R_2^2 \cdot \beta,$$

где α и β – некоторые коэффициенты, связанные с функцией преобразования фотодиода, для простоты анализа можно предположить, что они равны, либо они могут быть заранее измерены.

Введем величину M , которая не будет зависеть от мощности источника излучения:

$$M = \Phi_1 / \Phi_2 = \frac{S^2(\theta_1)}{S^2(\theta_2)} \cdot \frac{R_2^2}{R_1^2},$$

$$R_1 = \sqrt{d^2 + (L_1)^2}, \quad R_2 = \sqrt{d^2 + (L - L_1)^2},$$

$$\theta_1 = 180^\circ - \arccos\left(\frac{d}{R_1}\right), \quad \theta_2 = \arccos\left(\frac{d}{R_2}\right).$$

На рис. 7 представлены графики зависимости M при различных координатах влета частицы при разных расстояниях размещения фотодиодов относительно лазера.

Заключение

Анализ полученных графиков показал, что для того, чтобы фиксировать место пролета микрочастицы световой завесы, необходимо за ней ставить систему фотодиодов (линейку или матрицу).

В качестве критерия оценки места пролета предлагается использовать безразмерную величину M , которая не зависит от мощности лазера и в идеале позволяет компенсировать шумы и погрешности, которые связаны с фотодиодами.

Помимо информации о месте пролета, появляется возможность получения информации о размере и материале частице, так как индикатриса рассеяния для частиц из разных материалов и форм будет обладать своей уникальной сигнатурой.

Особенностью представленного метода является взаимосвязь точности системы с расчетом относительно большого количества индикатрис, а также учет того, что форма частицы считается круглой. С ростом количества индикатрис соответственно должна возрастать мощность лазерного излучения, достаточная для срабатывания фотодиодов. Это требует для его практического применения использовать современную элементную базу и вычислительные алгоритмы, позволяющие существенно повысить точность системы при ее незначительном усложнении.

Литература

1. Воронов К.Е., Григорьев Д.П., Телегин А.М. Обзор аппаратных средств для регистрации ударов частиц о поверхность космического аппарата (обзор). Успехи прикладной физики. 2021. Т. 9. № 3. С. 245-265.
2. Kalaev M.P., Telegin A.M., Voronov K.E. etc. Investigation of optical glass characteristics under the influence of space factors. Computer Optics 2019, vol. 43, no. 5, pp. 803-809
3. José M. Sánchez-Pena, Marcos C., María Y. Fernández, Zaera R. Cost-effective optoelectronic system to measure the projectile velocity in high-velocity impact testing of aircraft and spacecraft structural elements. Optical Engineering. 2007, vol. 46, no. 5. Art. № 051014.
4. Glasse B., Zerwas A., Guardani R. and Fritsching U. Refractive indices of metal working fluid emulsion components. Meas. Sci. Technol. 2014, vol. 25. Art. № 035205.
5. Борен К., Хафмен Д. Поглощение и рассеяние света малыми частицами: Пер. с англ. М.: Мир, 1986. 664 с.
6. Г. Ван де Хюлст. Рассеяние света малыми частицами. Издательство иностранной литературы 1961 г.
7. Сапронов М.В., Скорнякова Н.М. Моделирование индикатрис рассеяния лазерного излучения малыми сферическими поглощающими частицам. Материал конференции: «Труды Международной конференции по компьютерной графике и зрению «Графикон». 2019. С. 99-103.
8. Дейрменджан Д. Рассеяние электромагнитного излучения сферическими полидисперсными частицами / Пер. с англ.: Под ред. К.Н. Кондратьева. М.: Мир. 1971. 165 с.
9. Weiner, M. Rust and Donnelly T.D. Particle size determination: An undergraduate lab in Mie scattering. Am. J. Phys. 2001, vol. 69, no. 129.
10. Peltoniemi J., Zubko N., Virkki A., Gritsevich M., Moilanen J., Roulet J., Nguyen D., Mitev V., Putzar R., Watson E., Schimmerohn M., Penttila A., Muinonen K., Millinger M. Light scattering model for small space debris particles. Advances in Space Research. 2022, vol. 70, pp. 2961-2975.

УДК 621.391:621.396.96

ОПТИМИЗАЦИЯ РЕЖЕКТОРНЫХ ФИЛЬТРОВ ПРИ ВОБУЛЯЦИИ ПЕРИОДА ПОВТОРЕНИЯ

Попов Д.И., д.т.н., профессор кафедры радиотехнических систем Рязанского государственного радиотехнического университета, e-mail: adop@mail.ru

OPTIMIZATION OF REJECTION FILTERS WHEN WOBBLING THE REPETITION PERIOD

Popov D.I.

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 rejection filter is given, which ensures the maximum coefficient of improvement of the signal-to-noise ratio in each period of the wobbled sequence. The application of the minimax principle to the magnitude of relative losses in marginal efficiency leads to the determination of a weight vector in each period of repetition, in which minimal losses are provided over the entire optimization range compared to optimal processing. The numerical results of optimization are given, from which it follows that the vector of weight coefficients in each period is asymmetric and varies from period to period. For different values of the noise/clutter ratio, the gains in marginal efficiency provided by a filter with optimized weighting coefficients compared to known non-optimized coefficients are determined. The principles of implementing an optimized filter based on a system function in the form of cascading inclusion of 1st and 2nd order links with time-variable weighting coefficients are considered, and a block diagram of the filter with partial adaptation to the Doppler phase of passive clutter and switching from period to period of weighting coefficients is presented. According to the criterion determining the effectiveness of interference suppression, a comparative analysis of the effectiveness of optimized filters was carried out and the volume of the training sample was estimated in case of their adaptation to the Doppler phase of clutter.

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

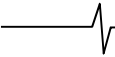
Ключевые слова: адаптация, весовой вектор, вобуляция периода повторения, минимаксный критерий, оптимизация, пассивная помеха, режекторный фильтр.

Введение

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 [1-4]. 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) [5]. Реализация данных АРФ в цифровом виде требует высокого быстродействия выполнения арифметических операций. Избежать указанных трудностей можно путем предварительной компенсации доплеровского сдвига фазы помехи. В работах [6, 7] синтезированы алгоритмы оценивания и предложены принципы построения и структурные схемы автокомпенсаторов доплеровской фазы пассивных помех с прямой и обрат-

Рассмотрены нерекурсивные режекторные фильтры с весовыми коэффициентами, оптимизированными для случая обработки вобулированной последовательности в диапазоне возможного изменения ширины спектра помехи. Приведен критерий оптимизации вектора весовых коэффициентов режекторного фильтра, обеспечивающий максимум коэффициента улучшения отношения сигнал/помеха в каждом периоде вобулированной последовательности. Применение минимаксного принципа к величине относительных потерь в предельной эффективности приводит к определению в каждом периоде повторения весового вектора, при котором во всем диапазоне оптимизации обеспечиваются минимальные потери по сравнению с оптимальной обработкой. Приведены числовые результаты оптимизации, из которых следует, что вектор весовых коэффициентов в каждом периоде является несимметричным и изменяется от периода к периоду. Для различных значений отношения шум/помеха определены выигрыши в предельной эффективности, обеспечиваемые фильтром с оптимизированными весовыми коэффициентами по сравнению с известными неоптимизированными коэффициентами. Рассмотрены принципы реализации оптимизированного фильтра на основе системной функции в виде каскадного включения звеньев 1-го и 2-го порядков, обладающих переменными во времени весовыми коэффициентами, и представлена структурная схема фильтра с частичной адаптацией к доплеровской фазе пассивной помехи и коммутацией от периода к периоду весовых коэффициентов. По критерию, определяющего эффективность подавления помехи, проведен сравнительный анализ эффективности оптимизированных фильтров и оценен объем обучающей выборки в случае их адаптации к доплеровской фазе помехи.

ной связью. Особенности адаптации к корреляционным свойствам помехи на выходе автокомпенсатора и последующего ее режектирования рассмотрены в работе [8]. Определенное упрощение процедуры адаптации достигается в АРФ каскадного типа [9]. Другим вариантом упрощения процедуры адаптации является переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным,



что ограничивает область целесообразного применения соответствующих АРФ при ограниченной и сравнительно малой в зависимости от порядка фильтра и ожидаемых параметров помехи величине ее доплеровской скорости [10]. Компромиссное решение достигается в фильтрах с частичной адаптацией к доплеровской фазе помехи и оптимизацией характеристик режекторных фильтров в априорном диапазоне изменения спектрально-корреляционных параметров помехи [11]. Повышение эффективности режекторных фильтров высоких порядков достигается при оптимизации их параметров по вероятностному критерию [12].

Кроме того, 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 [4, 13]. Однако при стационарных параметрах фильтра данный метод приводит к деформации его скоростных характеристик в зоне режекции, что существенно снижает эффективность выделения сигнала от цели на фоне пассивной помехи.

В работе [14] синтезированы нерекурсивные адаптивные режекторные фильтры с переменными во времени комплексными весовыми коэффициентами, позволяющими при вобуляции периода повторения получить предельную эффективность подавления пассивной помехи с неизвестными спектрально-корреляционными свойствами. Сложность предложенных алгоритмов значительно затрудняет их реализацию.

Существенно упростить структуру АРФ позволяет переход от комплексных весовых коэффициентов к действительным [10]. При этом для адаптации фильтра необходима оценка только действительных частей коэффициентов межпериодной корреляции. Однако область целесообразного использования АРФ с действительными весовыми коэффициентами является компенсация пассивных помех с малыми значениями доплеровской фазы.

При произвольных значениях доплеровской фазы помехи необходимым условием эффективного режектирования является обеспечение адаптации фильтра к центральной частоте спектра помехи. Применение наряду с компенсацией доплеровского сдвига фазы, определяемого центральной частотой спектра помехи [11], весовых коэффициентов, оптимизированных по заданному критерию в априорно известном диапазоне изменения спектрально-корреляционных свойств помехи, дает возможность перейти от полной адаптации фильтра к частичной. Такой подход позволяет существенно упростить структуру системы селекции движущихся целей.

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 β_n 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:

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

где \mathbf{R}_l – корреляционная матрица помехи с элементами

$$R_{jk}^{(l)} = \rho_{jk}^{(l)} \exp(i\varphi_{jk}^{(l)}) + \gamma \delta_{jk}, \quad \rho_{jk}^{(l)} = \rho(t_{l-j} - t_{l-k})$$

– модули коэффициентов корреляции, $\varphi_{jk}^{(l)} = \varphi(t_{l-j} - t_{l-k})$ – 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 транспонирование 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

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

где коэффициенты $g_k^{(l)}$ определяются согласно алгоритмам работы [14] коэффициентами $\rho_{jk}^{(l)}$, которые, являясь скалярными величинами, при известной форме корреляционной функции помехи могут быть описаны нормированной шириной спектра β_n .

В условиях априорной параметрической неопределенности необходимым условием использования алгоритмов работы [14] 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 $\beta = \tilde{\beta}$, которое соответствует вектору весовых коэффициентов $\tilde{\mathbf{g}}_l$ и определяется путем применения минимаксного принципа к величине относительных потерь в предельной эффективности:

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

где β_{\min} – нормированная ширина спектра помехи в минимальном периоде повторения в пределах ядра вобуляции P , $\mu^{(l)}(\mathbf{g}_l, \beta_{\min})$ – эффективность нерекур-

сивного фильтра при оптимизации вектора \mathbf{g}_l по критерию (1) для некоторой ширины спектра помехи β_{\min} , $\tilde{\mu}^{(l)}(\tilde{\mathbf{g}}_l, \beta_{\min})$ – эффективность фильтра при той же ширине спектра помехи β_{\min} , но при оптимизации весового вектора $\mathbf{g}_l = \tilde{\mathbf{g}}_l$ в соответствии с некоторым значением $\beta_{\min} = \tilde{\beta}$.

Критерий выбора величины $\tilde{\beta}$ в соответствии с принципом минимакса может быть представлен в аналогичном работам [11, 15] виде:

$$\min_{\tilde{\beta}} \max_{\beta_{\min}} \delta\mu^{(l)}(\beta_{\min}, \tilde{\beta}) \leq \max_{\beta_{\min}} \delta\mu^{(l)}(\beta_{\min}, \tilde{\beta}). \quad (2)$$

Для реализации этого критерия необходимы априорные данные о возможном интервале $\Delta\beta_{\Pi}$ изменения нормированной ширины спектра помехи, одномерный поиск в пределах которого приводит к искомому значению $\tilde{\beta}$, которое в l -м периоде повторения при известной форме корреляционной функции помехи определяет матрицу $\{\tilde{r}_{jk}^{(l)}\}$. Весовой вектор $\tilde{\mathbf{g}}_l$ в каждом периоде повторения находится согласно алгоритмам [14]. Таким образом, оптимизация нерекурсивного режекторного фильтра в диапазоне $\Delta\beta_{\Pi}$ 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 [14].

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 $\tilde{\beta}$ для $\gamma=10^{-6}$ при различных значениях границ диапазона оптимизации (β_{\min} , β_{\max} – соответственно нижняя и верхняя границы диапазона оптимизации).

Таблица 1

β_{\max}	β_{\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 табл. 1 следует, что определяющее влияние на получаемую величину $\tilde{\beta}$ оказывает нижняя граница диапазона оптимизации.

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

На рис. 1 представлены выигрыши $\Delta\mu$ в предельной эффективности, обеспечиваемые фильтром с оп-

тимизированными по критерию (2) весовыми коэффициентами (табл. 2) по сравнению с коэффициентами по алгоритмам, приведенным в справочнике [4]. Кривые 1, 2, 3 соответствуют значениям $\gamma = 10^{-6}$ ($\tilde{\beta} = 0,064$), 10^{-4} ($\tilde{\beta} = 0,09$), 10^{-2} ($\tilde{\beta} = 0,155$). При этом в пределах диапазона оптимизации $\beta_{\Pi} = 0,05 \dots 0,2$ возникают потери оптимизированного по критерию (2) алгоритма по сравнению с оптимальным по критерию (1) при различных отношениях шум/помеха ($\gamma = 10^{-6}, 10^{-4}, 10^{-2}$). Как следует из рис. 1, с увеличением отношения шум/помеха γ происходит рост интервала изменения β_{Π} , соответствующего выигрышам.

Таблица 2

l	$\tilde{g}_0^{(l)}$	$\tilde{g}_1^{(l)}$	$\tilde{g}_2^{(l)}$	$\tilde{g}_3^{(l)}$
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

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 $\Delta\beta_{\Pi}$ также позволяет снизить рассматриваемые проигрыши.

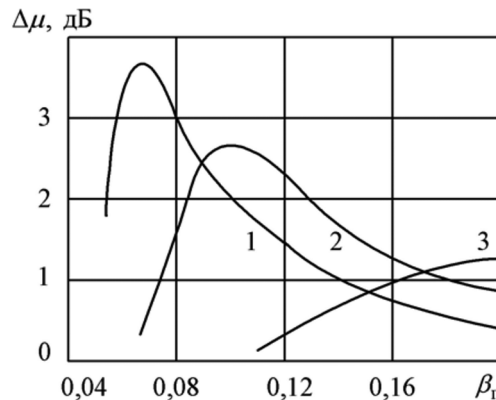


Рис. 1. Зависимости выигрышей в эффективности фильтра с оптимизированными весовыми коэффициентами

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:

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

где $z_l = \exp(i\omega T_l)$.

Синтез фильтров на основе этого выражения приводит к комплексным весовым коэффициентам, что суще-

ственно 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:

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

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

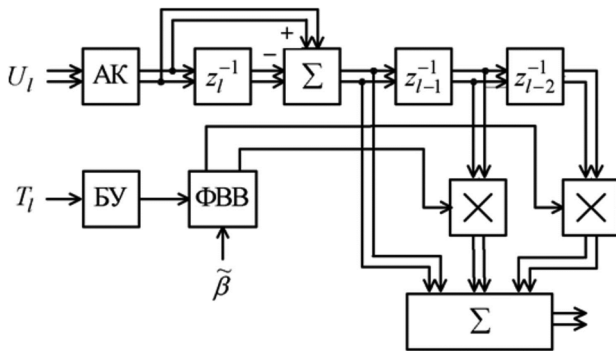


Рис. 2. Структурная схема режекторного фильтра с частичной адаптацией

Алгоритм работы автокомпенсатора в каждом l -м периоде повторения в соответствии с работой [6] может быть описан выражением:

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

где U_l – принимаемый отчет, \tilde{U}_l – отчет с компенсированным доплеровским сдвигом фазы, $\hat{\varphi}_s^{(l)}$ – оценки доплеровского сдвига фазы помехи за интервал времени $t_{l-s-1} - t_{l-s-2}$ в l -м периоде повторения.

Для компенсации доплеровской фазы помехи при волюляции периода повторения необходимо оценить m

аргументов $\varphi_s^{(l)}$. Это вызывает необходимость иметь P обучающих периодов, образующих в пределах n смежных элементов по дальности обучающую выборку в виде совокупности n независимых векторов $U_k^{(l)} = \{U_{jk}^{(l)}\}$,

где $U_{jk}^{(l)} = x_{jk}^{(l)} + iy_{jk}^{(l)}$, $j = \overline{0, P}$, $k = \overline{1, n}$. При этом оценка максимального правдоподобия искоемых аргументов имеет вид

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

откуда следует, что точность оценивания аргументов $\varphi_s^{(l)}$ определяется объемом обучающей выборки n . В связи с этим представляет интерес анализ зависимости эффективности подавления пассивной помехи фильтром с частичной адаптацией от объема обучающей выборки.

Эффективность подавления помехи

В качестве критерия, определяющего эффективность подавления, примем величину, обратную коэффициенту подавления помехи η_l в l -м периоде повторения

$$\eta_l^{-1} = \hat{\mathbf{G}}_l^T \mathbf{R}_l \hat{\mathbf{G}}_l,$$

где

$$\hat{\mathbf{G}}_l = \left\{ g_j^{(l)} \exp \left(i \sum_{s=0}^{j-1} \hat{\varphi}_s^{(l)} \right) \right\}.$$

Переходя к оценочным значениям, это выражение можно представить в виде:

$$\eta_l^{-1} = \sum_{j,k=0}^m \tilde{g}_j \tilde{g}_k \rho_{jk} \cos \left(\sum_{s=r}^{u-1} (\hat{\varphi}_s - \varphi_s) \right) + \gamma \sum_{j=0}^m g_j^2, \quad (4)$$

где $r = \min(j, k)$, $u = \max(j, k)$ (здесь и далее индексация по l для упрощения записи опущена).

С учетом асимптотических свойств оценок максимального правдоподобия усредним (4) по множеству возможных значений φ_s . Усреднение косинуса в (4) с учетом m -мерного нормального закона распределения фазы с вектором средних $\{\varphi_0, \dots, \varphi_{m-1}\}$ и ковариационной матрицей $F_{bc} = \langle (\hat{\varphi}_b - \varphi_b)(\hat{\varphi}_c - \varphi_c) \rangle$ дает:

$$\left\langle \cos \left[\sum_{s=r}^{u-1} (\hat{\varphi}_s - \varphi_s) \right] \right\rangle = \exp \left\{ -0,5 \sum_{b,c=r}^{u-1} F_{bc} \right\}, \quad (5)$$

где символы $\langle \rangle$ означают усреднение по множеству.

Ковариационная матрица несмещённых оценок \mathbf{F} определяется как $\mathbf{F} = \mathbf{J}^{-1}$ [16], где \mathbf{J} – информационная матрица Фишера, элементы которой в свою очередь определяются функцией правдоподобия:

$$J_{bc} = J_{cb} = - \left\langle \partial^2 \ln(L_n) / \partial \varphi_b \partial \varphi_c \right\rangle = -2n \sum_{d=0}^b \sum_{e=c+1}^m \rho_{de} w_{de}, \quad b \leq c,$$

где w_{de} – модули элементов матрицы $\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}$.

С учетом (5) выражение (4) можно представить в виде:

$$\eta_l^{-1} = \sum_{j,k=0}^m \tilde{g}_j \tilde{g}_k \rho_{jk} \exp \left\{ -0,5 \sum_{b,c=r}^{u-1} F_{bc} \right\} + \gamma \sum_{j=0}^m g_j^2. \quad (6)$$

Потери в l -м периоде повторения, обусловленные адаптацией, являются функцией объема обучающей выборки и находятся как отношение $\Delta\eta_l(n)$ усредненного коэффициента подавления помехи $\langle \eta_l \rangle$ к предельной эффективности подавления:

$$\Delta\eta_l(n) = \langle \hat{\eta}_l \rangle / \lim_{n \rightarrow \infty} \langle \hat{\eta}_l \rangle. \quad (7)$$

Потери адаптации за период вобуляции T_B определяются как суперпозиция потерь в каждом периоде повторения, входящем в ядро вобуляции. Тогда с учетом переходного процесса фильтра рассматриваемые потери можно представить в виде:

$$\Delta\eta(n) = \frac{1}{P} \sum_{l=m}^{P+m-1} \Delta\eta_l(n). \quad (8)$$

На основе выражения (6) и в соответствии с формулами (7), (8) проведен анализ зависимости потерь эффективности подавления пассивной помехи от объема обучающей выборки n . На рис. 3 представлены результаты анализа для фильтра 3-го порядка при $\gamma = 10^{-6}$, $\beta_n = \tilde{\beta} = 0,064$, (кривая 1), $\gamma = 10^{-4}$, $\beta_n = \tilde{\beta} = 0,09$, (кривая 2), $\gamma = 10^{-2}$, $\beta_n = \tilde{\beta} = 0,155$, (кривая 3) в случае обработки линейно вобулированного сигнала с глубиной вобуляции 60 % и ядром $P = 8$. Как видно из представленных зависимостей, увеличение шума приводит к снижению потерь, обусловленных неточностью оценивания аргументов φ_s . Отклонение β_n относительно $\tilde{\beta}$ наряду со снижением предельной эффективности (рис. 1) также приводит к снижению потерь на адаптацию.

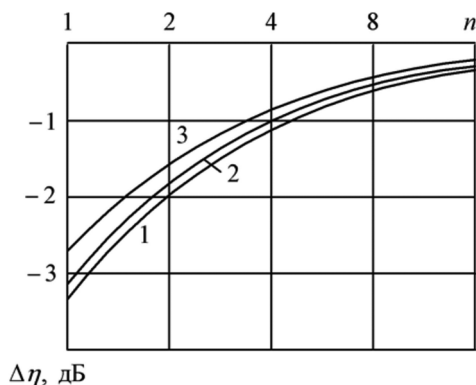


Рис. 3. Зависимости потерь эффективности подавления пассивной помехи от объема обучающей выборки

Заключение

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.

Анализ эффективности подавления пассивной помехи устанавливает зависимость потерь при частичной адаптации к доплеровской фазе пассивной помехи от объема обучающей выборки.

Проведенный анализ показывает, что в ряде практически важных случаев использование фильтров с частичной адаптацией позволяет существенно снизить затраты на реализацию системы ценой незначительных энергетических потерь.

Литература

- Skolnik M.I. Introduction to Radar System, 3rd ed., New York: McGraw-Hill, 2001. 862 p.
- 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.
- Melvin W. L., Scheer J.A. (Eds.). Principles of Modern Radar: Advanced Techniques. New York: SciTech Publishing, IET, Edison, 2013. 846 p.
- Справочник по радиолокации: в 2 кн. Кн. 1 / под ред. М.И. Скольника; пер. с англ. под ред. В.С. Вербы. М.: Техносфера, 2014. 672 с.
- Попов Д.И. Адаптация нерекурсивных режекторных фильтров. Известия вузов. Радиоэлектроника. 2009. Т. 52. № 4. С. 46-55.
- Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2009. № 2. С. 30-33.
- Попов Д.И. Автокомпенсация доплеровской фазы многочастотных пассивных помех. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2018. № 65. С. 32-37.
- Попов Д.И. Адаптивное подавление пассивных помех. Цифровая обработка сигналов. 2014. № 4. С. 32-37.
- Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры каскадного типа. Цифровая обработка сигналов. 2016. № 2. С. 53-56.
- Попов Д.И. Адаптивные режекторные фильтры с действительными весовыми коэффициентами. Цифровая обработка сигналов. 2017. № 1. С. 22-26.
- Попов Д.И. Оптимизация нерекурсивных режекторных фильтров с частичной адаптацией. Цифровая обработка сигналов. 2018. № 1. С. 28-32.
- Попов Д.И. Оптимизация режекторных фильтров по вероятностному критерию. Цифровая обработка сигналов. 2021. № 1. С. 55-58.
- Попов Д.И. Обработка неэквидистантных сигналов на фоне пассивных помех. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2022. № 80. С. 24-31.
- Попов Д.И. Режектирование пассивных помех при вобуляции периода повторения. Радиотехника. 2015. № 5. С. 97-101.
- Попов Д.И. Оптимизация систем обработки многочастотных радиолокационных сигналов. Вестник Рязанского государственного радиотехнического университета. 2019. № 67. С. 11-18.
- Репин В.Г., Тартаковский Г.П. Статистический синтез при априорной неопределенности и адаптация информационных систем. М.: Сов. радио, 1977. 432 с.

ПОКАЗАТЕЛИ КАЧЕСТВА АЛГОРИТМА ДПФ-РЕЖЕКЦИИ УЗКОПОЛОСНОЙ ПОМЕХИ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ФУНКЦИЯХ ПРЕДВАРИТЕЛЬНОГО ВЗВЕШИВАНИЯ

Кузьмин Е.В., к.т.н., доц., доцент кафедры радиотехники ФГАОУ ВО «Сибирский федеральный университет», e-mail: ekuzmin@sfu-kras.ru, kuzminev@mail.ru

QUALITY INDICATORS OF THE DFT-BASED ALGORITHM FOR NARROW-BAND INTERFERENCE REJECTION UNDER VARIOUS FUNCTIONS OF THE PRELIMINARY WEIGHING

Kuzmin E.V.

The efficiency of the narrow-band interference rejection algorithm based on direct and inverse discrete Fourier transform of a weighted realization has been studied. The possible behavior of the quality indices of interference rejection with different number of removed frequency samples and with weighing of the realization by different weight functions: rectangular, sine-window, Hann, Blackman, Parzen, and cubic variation of the Henning weight function was studied. A color graphical visualization of the interference suppression gain with controlled element-by-element removal of frequency samples is given, and the resulting deformation of the useful output effect of quadrature correlation processing is demonstrated. Interference suppression coefficient and signal power loss factor are obtained, as well as the subinterference visibility coefficient for which the dependence on the frequency position of the interference is demonstrated. Families of statistical dependencies of aggregate processing, including the considered DFT-rejection of interference and subsequent a spread spectrum signal searching based on quadrature correlation processing of a «cleaned» from interference realization, are presented.

Key words: narrow-band interference, interference rejection, weight function, discrete Fourier transform, spread spectrum signal, signals searching, interference suppression coefficient, signal power loss factor.

Ключевые слова: узкополосная помеха, режекция помехи, весовая функция, дискретное преобразование Фурье, шумоподобный сигнал, поиск сигнала, коэффициент подавления помехи, коэффициент прохождения сигнала.

Введение

Режекция узкополосных помех (УП) на основе прямого и обратного дискретного преобразования Фурье (ДПФ, ОДПФ), а также на основе «субканальной» обработки, известна не первый десяток лет [1-6]. Данный подход, который по тексту статьи называется ДПФ-режекцией, обладает рядом преимуществ перед адаптивной трансверсальной фильтрацией, поэтому потенциально более интересен для практической реализации [7, с. 777]. Одним из вопросов, требующих обязательного уточнения для эффективного функционирования ДПФ-режектора, является рациональный выбор весовой функции (ВФ) предварительного взвешивания узкополосной помехи, что необходимо для минимизации отрицательных эффектов, возникающих при выполнении прямого и обратного ДПФ [5]. В известных публикациях [6; 7; 8] данный вопрос для обработки фазоманипулированного шумоподобного сигнала (ШПС) на фоне УП частично рассмотрен. В трудах [6; 7] применяется ВФ Парзена, а в работе [8] показано, что предпочтительнее оказывается кубическая вариация ВФ Хеннинга. В работе [6] в качестве критерия качества режекции помехи применяется отношение «сигнал/шум» на выходе коррелятора в зависимости от частоты помехи.

Исследована эффективность алгоритма частотной режекции узкополосной помехи на основе прямого и обратного дискретного преобразования Фурье взвешенной реализации. Изучено возможное поведение показателей качества режекции помехи при различном количестве удаляемых частотных выборок и при взвешивании реализации различными весовыми функциями: прямоугольной, синус-окном, Ханна, Блэкмана, Парзена, а также кубической вариацией весовой функции Хеннинга. Дана цветовая графическая визуализация процесса подавления помехи при контролируемом поэлементном удалении частотных выборок и продемонстрирована возникающая при этом деформация полезного выходного эффекта квадратурной корреляционной обработки. Получены коэффициенты подавления помехи и прохождения сигнала, а также коэффициент подпомеховой видимости, для которого продемонстрирована зависимость от частного положения помехи. Представлены семейства статистических зависимостей совокупной обработки, включающей рассматриваемую ДПФ-режекцию помехи и последующий поиск сложного сигнала на основе квадратурной корреляционной обработки «очищенной» от помехи реализации.

В монографии [7] используются группа критериев и при фиксированных отношениях «помеха/сигнал» сравниваются две различные процедуры подавления помехи, одна из которых является ДПФ-режектором с ВФ Парзена. В [8] применён вероятностный критерий – вероятность правильного выполнения поиска ШПС при изменяющемся отношении «помеха/сигнал». Логика совместного функционирования процедуры предварительной ДПФ-режекции помехи и процедуры корреляционной обработки допускает отдельное рассмотрение данных процедур и их показателей качества. Поскольку проце-

дура ДПФ-режекции может применяться с различными ВФ предварительного взвешивания реализации, то возникает задача детального сравнения характеристик ДПФ-режекторов с различными ВФ, и в первую очередь с обоснованно выбранными в [6] и [8]. Проведению такого исследования и посвящена данная работа.

Цель статьи – сравнительный анализ эффективности ДПФ-режекторов при различных весовых функциях предварительного взвешивания реализации узкополосной помехи с различным частотным положением в условиях вариации числа удаляемых частотных выборок.

Алгоритм ДПФ-режекции узкополосной помехи и его показатели качества

Алгоритм подавления узкополосной помехи на основе ДПФ и ОДПФ является общеизвестным и предполагает выполнение следующих операций: умножение дискретизированной с шагом T_d реализации помехи (или аддитивной смеси ШПС и доминирующей помехи) $m_n = m(nT_d)$ на отсчёты весовой функции $w_n = w(nT_d)$, $n=0,1,2,\dots$; взятие ДПФ $F\{\}$ от полученного произведения $S_k = F\{m_n w_n\}$; удаление (обнуление, ограничение) заданного количества частотных выборок $N_{уд}$ в полученном спектре произведения S_k , принимающих максимальные значения, либо удаление группы частотных выборок в спектре S_k , превышающих задаваемое пороговое значение $|S_k| \geq h$ (спектрально-пороговый способ – СПС), или умножение спектра на функцию коэффициента передачи режекторного вида, что приводит к обработанному спектру \tilde{S}_k ; взятие ОДПФ $F^{-1}\{\}$ от обработанного спектра $\tilde{m}_n = F^{-1}\{\tilde{S}_k\}$ – получение временной реализации с подавленной помехой [4; 5; 6; 7].

Для сравнительного анализа эффективности алгоритма ДПФ-режекции узкополосной помехи при различных весовых функциях в работе приняты следующие универсальные показатели качества: коэффициент подавления помехи $K_{под}$, определяемый отношением мощности помехи на входе $m(t)$ к мощности помехи

$\tilde{m}(t)$ на выходе режектора; коэффициент прохождения сигнала K_c , определяемый отношением мощности полезного сигнала на выходе режектора к мощности сигнала на его входе; а также суммарный коэффициент эффективности $K_{сум} = K_{под} K_c$ (так называемый коэффициент подпомеховой видимости), определяемый произведением коэффициента подавления помехи и коэффициента прохождения сигнала [9, с. 388].

Результаты вычислительного моделирования ДПФ-режектора

На рис. 1-10 представлено графическое отображение некоторых частных результатов проведённого моделирования алгоритмов ДПФ-режекции гармонической помехи, которая в силу особенностей цифровой обработки может обладать «пьедесталом» в спектре (эффект «растекания» спектра) и занимать полосу частот, представленную несколькими частотными выборками, что позволяет считать её узкополосной. На рис. 1 и рис. 2 показаны семейства временных диаграмм помехи $\tilde{m}(t)$, подвергаемой ДПФ-режекции с поэлементным удалением частотных выборок, обладающих максимальными значениями. Зависимости, показанные на рис. 1, получены при отсутствии предварительного взвешивания реализации помехи, а рис. 2 демонстрирует пример применения для данных целей весовой функции вида синус-окно [10, с. 40]. Применённая на рис. 1 и рис. 2 цветовая дифференциация отображённых зависимостей, позволяющая визуально оценить степень «снижения присутствия» помехи, соответствует различному количеству удаляемых частотных выборок ($N_{уд} = 1, 2, 3, 4, 5, 10, 25, 50, 100, 250$). Синий сплошной фон на рис. 1 соответствует исходной помехе $m(t)$, которую на рис. 2 не видно в силу принятого там масштаба; оранжевым цветом показан случай удаления из спектра помехи одной частотной выборки $N_{уд} = 1$; жёлтым – двух $N_{уд} = 2$; фиолетовым – $N_{уд} = 3$; зелёным – $N_{уд} = 4$ и т.д. По осям абсцисс на рис. 1 и рис. 2 отложено безразмерное время – нормировка выполнена к интервалу наблюдения T_n . Количество отсчётов реализации помехи $T_n/T_d = 4096$.

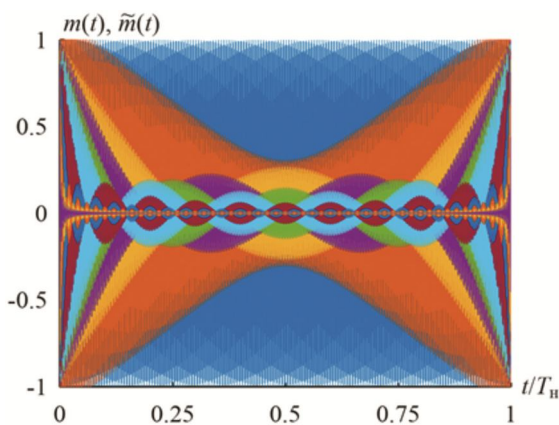


Рис. 1. Графическая иллюстрация подавления гармонической помехи (без взвешивания)

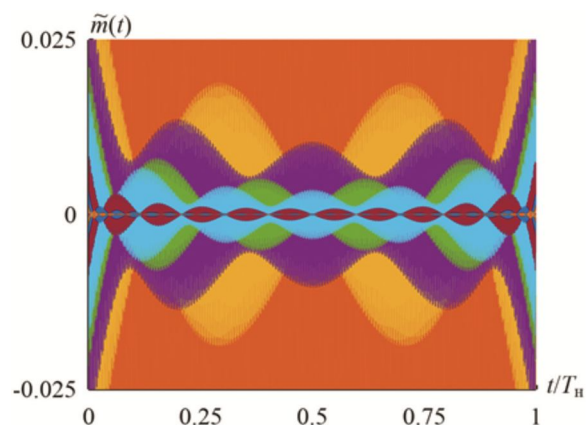


Рис. 2. Графическая иллюстрация подавления гармонической помехи (взвешивание синус-окном)

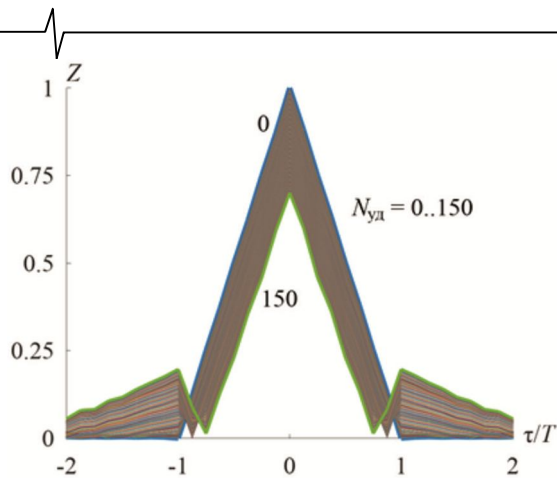


Рис. 3. Облако выходных эффектов процедуры поиска ШПС при различном количестве удаляемых частотных выборок (без взвешивания)

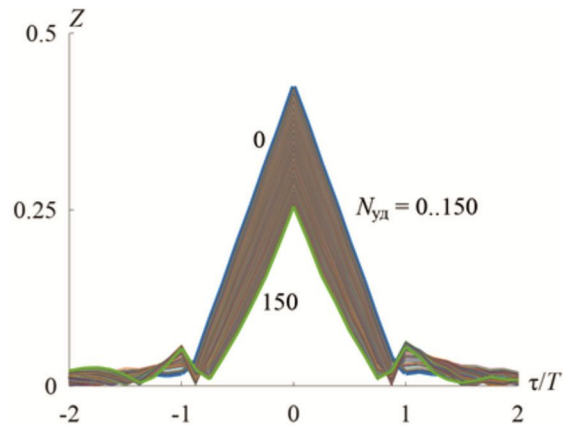


Рис. 4. Облако выходных эффектов процедуры поиска ШПС при различном количестве удаляемых частотных выборок (взвешивание ВФ Хеннинга)

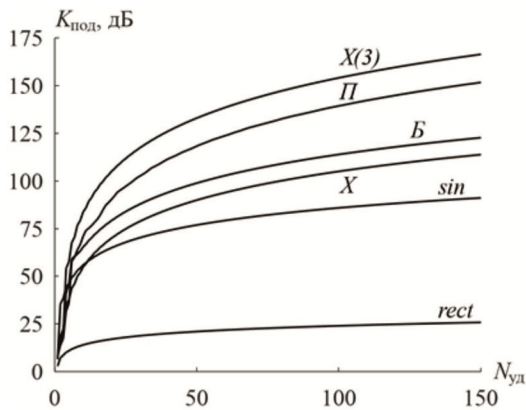


Рис. 5. Зависимость коэффициента подавления помехи от количества удаляемых частотных выборок (фиксированная частота помехи)

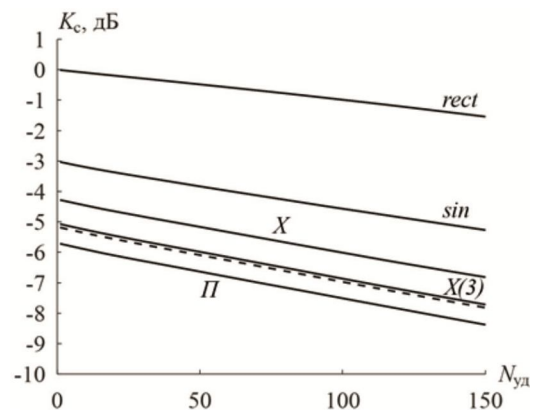


Рис. 6. Зависимость коэффициента прохождения сигнала от количества удаляемых частотных выборок (главный лепесток спектра)

На рис. 3-8 приведены зависимости показателей качества алгоритмов ДПФ-режекции гармонической помехи при обработке ШПС с фазовой манипуляцией, а также графическая иллюстрация деформации выходного эффекта процедуры поиска ШПС при осуществлении режекции. На рис. 3 и рис. 4 представлены семейства нормированных выходных эффектов Z процедуры поиска ШПС при различном количестве удаляемых частотных выборок $N_{уд} = 0..150$. Нормировка значений по осям ординат (рис. 3, 4) выполнена к максимальному значению выходного эффекта для случая отсутствия ДПФ-режекции ($N_{уд} = 0$) и взвешивания, а по оси абсцисс отложено отношение временного смещения к длительности элементарного импульса T псевдослучайной последовательности, порождающей ШПС. Рис. 3 соответствует случаю отсутствия предварительного взвешивания реализации ШПС, а рис. 4 получен при использовании кубической вариации ВФ Хеннинга [10, с. 40]. На рис. 5 показаны зависимости коэффициента подавления $K_{под}$ помехи с фиксированной частотой¹ от количества удаляемых частотных выборок $N_{уд}$

при предварительном взвешивании различными весовыми функциями, включая случай прямоугольной (единичной) ВФ. На рис. 6 представлены зависимости коэффициента прохождения сигнала $K_с$ от $N_{уд}$. На рис. 7 и рис. 8 представлены зависимости суммарного коэффициента эффективности подавления помехи $K_{сум} = K_{под} K_с$ (коэффициент подпомеховой видимости) от $N_{уд}$ и нормированной² частоты ω_n гармонической помехи соответственно. Зависимости, изображённые на рис. 5-8, отмечены следующими буквенными обозначениями: подпись «rect» означает прямоугольную весовую функцию [10, с. 37], т.е. отсутствие взвешивания реализации; «sin» соответствует предварительному взвешиванию реализации синус-окном [10, с. 40]; «X» означает применение для данных целей ВФ Ханна [10, с. 41]; «Б» и пунктир (рис. 6, 8) – ВФ Блэкмана [10, с. 43]; «П» и непронумерованная (рис. 8) – ВФ Парзена [10, с. 51]; «X(3)» – соответствует кубической вариации ВФ Хеннинга [10, с. 40]. Зависимости суммарных коэффициентов эффективности ДПФ-режекции помехи – коэффициентов подпомеховой видимости от нормированной частоты по-

¹ Некратной значениям $1/T_d$ и $1/T_n$.

² Нормировка выполнена к центральной частоте ШПС.

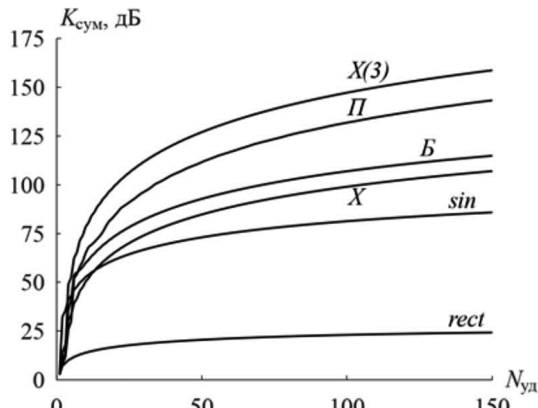


Рис. 7. Зависимость коэффициента подпомеховой видимости от количества удаляемых частотных выборок (фиксированная частота помехи)

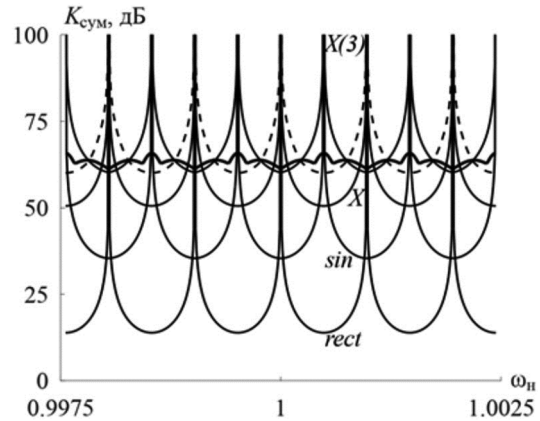


Рис. 8. Зависимость коэффициента подпомеховой видимости от нормированной частоты помехи при удалении $N_{уд}=10$ частотных выборок

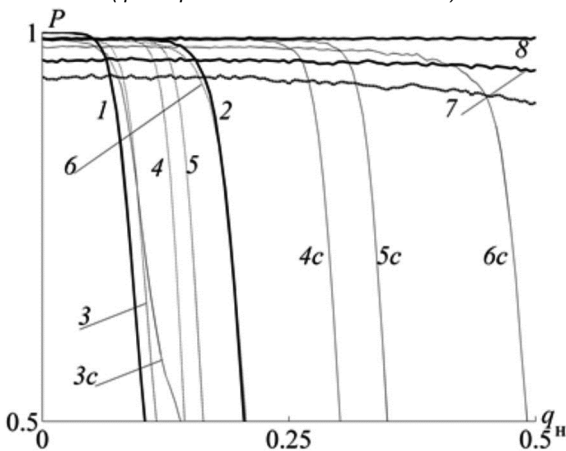


Рис. 9. Зависимость вероятности правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «помеха/сигнал» (фиксированная частота помехи)

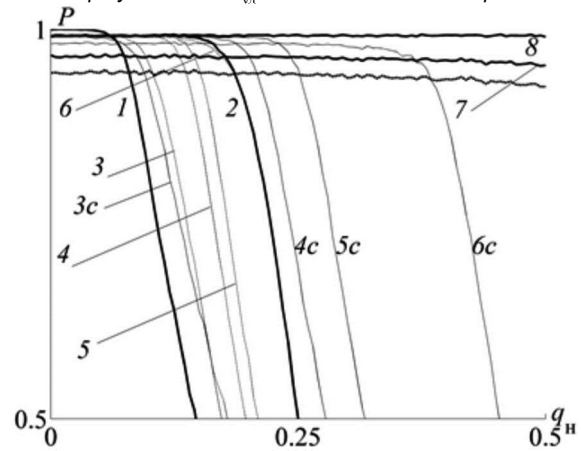


Рис. 10. Зависимость вероятности правильного выполнения поиска ШПС от нормированного отношения «помеха/сигнал» (случайная частота помехи)

мехи $K_{сум}(\omega_n)$, полученные при удалении различного числа $N_{уд}$ частотных выборок, позволили для рассмотренных частотных интервалов получить усреднённые значения $\overline{K_{сум}}$, сведённые в табл. 1.

Таблица 1. Усреднённые значения $\overline{K_{сум}}$ коэффициентов подпомеховой видимости, рассчитанные по сегментам зависимостей $K_{сум}(\omega_n)$, соответствующих различным $N_{уд}$

Кол-во $N_{уд}$		$\overline{K_{сум}}$, дБ			
		10	50	100	150
Весовая функция	rect	21,8	28,4	30,9	32,1
	sin	43,7	64,1	72,7	77,4
	X	57,9	92,4	106,9	115,2
	Б	68,0	100,4	114,8	123,1
	П	63,4	113,0	133,7	145,6
	X(3)	68,9	117,5	138,0	149,8

Результаты статистического моделирования процедуры поиска ШПС по задержке с применением предкорреляционной ДПФ-режекции

Для демонстрации применения ДПФ-режекции помехи в составе конкретной процедуры обработки ШПС, на рис. 9 и рис. 10 представлены зависимости вероятности правильного выполнения поиска ШПС с фазовой

манипуляцией по задержке на фоне шума и гармонической (узкополосной) помехи от нормированного к максимальному при моделировании значению отношения «помеха/сигнал» q_n . Выходные эффекты процедуры поиска ШПС формировались типовым способом, основанном на «ДПФ-ОДПФ» (см., к примеру, [11]), являющимся вычислительным аналогом квадратурной корреляционной обработки. В каждом испытании генерировалась реализация аддитивной смеси шума, ШПС со случайной задержкой и гармоническая помеха со случайной начальной фазой. Рассмотрены два случая – фиксированная частота помехи (рис. 9), соответствующая рис. 1, 2, 5, 7, а также случайная (рис. 10) частота, находящиеся в пределах главного лепестка спектра ШПС. Оба случая соответствуют энергетическому потенциалу 45 дБГц, интервалу корреляционной обработки равному длительности одного периода ШПС $T_n = NT$, длине псевдослучайной последовательности $N=511$, количеству отсчётов в реализациях аддитивной смеси $T_n/T_d = 4096$, отношению частоты дискретизации к центральной частоте ШПС равному 4. Все представленные вероятностные зависимости получены методом статистического моделирования при проведении 20000 испытаний с использованием методики [11]. Номера линий на рис. 9 и рис. 10 означают следующее. Зависимости

1 – квадратурная корреляционная обработка, не включающая меры режекции помехи; зависимости 2-7 – квадратурная корреляционная обработка с предварительной ДПФ-режекцией помехи, выполняемой поэлементно или спектрально-пороговым способом; 8 – квадратурная корреляционная обработка с предварительной компенсацией помехи на основе спектрально-вещного оценивания её параметров. При реализации предварительной ДПФ-режекции помехи использованы следующие весовые функции: 2 – прямоугольное окно (единичная ВФ, СПС); 3 – удаление (обнуление) одной $N_{уд} = 1$ максимальной частотной выборки спектра аддитивной смеси; 4 – удаление пяти $N_{уд} = 5$ частотных выборок; 5 – $N_{уд} = 10$; 6 – $N_{уд} = 100$; 3с-6с – условия, аналогичные 3-6, но при предварительном взвешивании смеси синус-окном; 7 – кубическая вариация ВФ Хеннинга (СПС); первая снизу непрономерованная зависимость, практически параллельная осям абсцисс на рис. 9 и 10, соответствует ВФ Парзена (СПС).

Обсуждение результатов

Как видно из рис. 1 и рис. 2, удаление одной максимальной и каждой последующей частотной выборки приводит к ожидаемому эффекту – приросту подавления помехи. Повышение числа удаляемых частотных выборок $N_{уд}$ графически выражается в «снижении присутствия» помехи (вплоть до её визуальной неразличимости). Предварительное взвешивание помехи даже простейшей весовой функцией (синус-окном, рис. 2), приводит к существенному ослаблению эффекта Гиббса, возникающего «на краях» подавленной помехи при выполнении ОДПФ от обработанного спектра. Семейства нормированных выходных эффектов Z процедуры поиска ШПС, представленные на рис. 3 и рис. 4, дают наглядное представление о возникновении неизбежных энергетических потерь полезного сигнала при ДПФ-режекции помехи. Потери сигнала возрастают с увеличением количества $N_{уд}$ удаляемых частотных выборок.

Кроме того, с ростом $N_{уд}$ отчётливо наблюдается деформация выходного эффекта, выражающаяся в появлении боковых лепестков, что является неблагоприятным проявлением, вызванным искажениями спектра ШПС. Рис. 5-7 являются взаимосвязанными. Рис. 5 демонстрирует пример существенно варьирующихся возможностей ДПФ-режекции помехи (коэффициент подавления помехи без учёта технико-технологических ограничений) для фиксированной частоты помехи при различных ВФ предварительного взвешивания реализации. Рис. 6 показывает энергетические потери сигнала, возникающие при ДПФ-режекции, исчисляемые значениями от долей до единиц децибел при различных ВФ. Наибольшие энергетические потери полезного сигнала наблюдаются при применении ВФ Парзена, а наименьшие, что ожидаемо – при прямоугольной ВФ. Рис. 7 получен на основе данных рис. 5 и рис. 6, он показывает снижение суммарной эффективности подавления помехи с учётом энергетических потерь сигнала. Расположение зависимостей, показанных на рис. 7, может существенно изменяться при изменении частоты помехи. Рис. 8 показывает пример зависимости коэф-

фициента подпомеховой видимости от частоты помехи $K_{сум}(\omega_n)$ при фиксированном количестве $N_{уд} = 10$ удаляемых из спектра частотных выборок. Как видно на рис. 8, данная зависимость обладает периодическим характером и является индивидуальной для каждой из рассмотренных ВФ. При увеличении количества удаляемых частотных выборок ($N_{уд} = 50, 100$ и более) взаимное расположение зависимостей коэффициента подпомеховой видимости от частоты оказывается аналогичным показанному на рис. 8, причём повышаются значения $K_{сум}$ для случаев рассмотрения всех ВФ, но с сохранением общей тенденции взаимного расположения зависимостей. Также, при указанном увеличении количества удаляемых частотных выборок, наблюдается некоторое изменение формы зависимости $K_{сум}(\omega_n)$ для случаев применения ВФ Парзена. Из рис. 8 (и подобных полученных зависимостей при увеличенных значениях $N_{уд}$) видно, что в некоторых спектральных интервалах ВФ Парзена заметно проигрывает ВФ Хеннинга. Результаты статистических экспериментов по определению вероятности правильного поиска ШПС с предварительным подавлением помехи, показанные в графическом виде на рис. 9 и рис. 10, согласуются с результатами исследования показателей качества ДПФ-режектора и, кроме того, с частично ранее представленными результатами [8; 12]. В частности, ход вероятностных зависимостей, представленных на рис. 9, 10, объясняется соответствующим поведением показателей качества ДПФ-режекции, показанных на рис. 7, 8. Полученные и представленные в табл. 1 усреднённые количественные оценки показателя качества ДПФ-режекции помехи являются частными, но они показывают общую тенденцию эффективности применения рассмотренных ВФ, не противоречат порядку значений подавления помехи из известных публикаций [6; 7], позволяют сделать обоснованный выбор ВФ из перечня рассмотренных.

Заключение

В статье с обобщённых позиций, универсальных с точки зрения подавления помех, проведено исследование эффективности ДПФ-режекторов, использующих взвешивание реализаций узкополосной (гармонической) помехи различными весовыми функциями. Для проведения сравнительного анализа эффективности ДПФ-режекторов использованы следующие показатели качества: коэффициент подавления помехи, коэффициент прохождения сигнала (ШПС) и их произведение – коэффициент подпомеховой видимости. Изучено поведение указанных показателей качества в зависимости от количества удаляемых частотных выборок, а также при различном частотном положении помехи. Получены частные вероятностные зависимости показателя качества поиска ШПС на фоне узкополосной помехи, выполняемого после предварительной ДПФ-режекции.

Проведённое исследование позволяет сделать выводы частного и общего характера. Количественные значения показателей качества обработки, представленные в статье, включая ДПФ-режекцию помехи и поиск ШПС (рис. 1–10, табл. 1), являются частными и зави-

сят от многих параметров, принятых при проведении моделирования. Среди выводов общего характера можно отметить следующее. Позлементное удаление частотных выборок из спектра взвешенной реализации помехи приводит к её подавлению, глубина которого, естественно, прямо пропорциональна количеству удаляемых выборок. Существенное влияние на глубину подавления помехи оказывает вид весовой функции предварительного взвешивания. Показано, что зависимости коэффициента подпомеховой видимости от частоты являются периодическими функциями, характерные особенности которых демонстрируют существенные различия. Для большинства из рассмотренных ВФ (прямоугольной, синус-окна, Ханна, Хеннинга, Блэкмана) данная зависимость является «чашеподобной», а для ВФ Парзена она «квазиравномерна». При изменении частоты помехи наблюдается своеобразное «чередование» улучшения показателей качества при той или иной применяемой ВФ, именно поэтому для однозначного выбора ВФ необходима усреднённая оценка. В итоге работы, учитывая полученные обобщённые показатели качества ДПФ-режекции, а также частные результаты статистических экспериментов, принимая во внимание априорную неизвестность частоты помехи, сделан вывод о том, что среди рассмотренных весовых функций лидирует кубическая вариация ВФ Хеннинга. Дальнейшим развитием исследования является изучение возможности применения комбинирования ВФ для взвешивания реализации исходя из фактического значения частоты помехи, легко определяемой при энергетическом превосходстве помехи над сигналом.

Литература

1. Тузов Г.И., Сивов В.А., Прытков В.И. и др. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. М.: Радио и связь, 1985.
2. Davidovici S., Kanterakis E.G. Narrow-Band Interference Rejection Using Real-Time Fourier Transforms. IEEE Transactions on Communications. 1989, vol. 37, no 7. pp. 713-722.
3. Витязев В.В. Цифровая частотная селекция сиг-

налов. М.: Радио и связь, 1993.

4. Борисов В.И., Зинчук В.М., Лимарев А.Е. и др. Помехозащищенность систем радиосвязи с расширением спектра сигналов модуляцией несущей псевдослучайной последовательностью. М.: Радио и связь, 2003.
5. Шилов А.И., Бакитько Р.В., Польщиков В.П., Хацкелевич Я.Д. Предварительная обработка шумоподобных сигналов при наличии сильных интерференционных помех. Радиотехника. 2005. № 7. С. 31-35.
6. Бакитько Р.В., Польщиков В.П., Шилов А.И., Хацкелевич Я.Д., Болденков Е.Н. Использование весовых функций для предварительной обработки шумоподобных сигналов при наличии сильных интерференционных помех. Радиотехника. 2006. № 6. С. 13-17.
7. ГЛОНАСС. Принципы построения и функционирования / под ред. А.И. Перова, В.Н. Харисова. М.: Радиотехника, 2010.
8. Кузьмин Е.В. Повышение эффективности обработки сигналов на фоне гармонической помехи за счёт выбора функции предварительного взвешивания для частотного режектора. Цифровая обработка сигналов. 2021. № 4. С. 16-20.
9. Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. М.: Радио и связь, 1981.
10. Дворкович В.П., Дворкович А.В. Оконные функции для гармонического анализа сигналов. М.: Техносфера, 2016.
11. Кузьмин Е.В., Зограф Ф.Г. Влияние гармонической помехи на эффективность процедуры беспорогового поиска шумоподобного сигнала по времени запаздывания с переходом в частотную область определения. Радиотехника и электроника. 2022. Т. 67. № 8. С. 774-781.
12. Кузьмин Е.В. Сравнительный анализ эффективности двух спектральных процедур предварительной обработки шумоподобного сигнала на фоне гармонической помехи и шума / Е.В. Кузьмин. 24-я Международная конференция «Цифровая обработка сигналов и её применение – DSPA-2022»: доклады. Серия: Цифровая обработка сигналов и её применение. Вып.: XXIV. М.: РНТОРЭС им. А.С. Попова. 2022. С. 173-176.

Уважаемые авторы !

Редакция научно-технического журнала «Цифровая обработка сигналов» просит Вас соблюдать следующие требования к материалам, направляемым на публикацию:

1) Требования к текстовым материалам и сопроводительным документам:

- Текст – текстовый редактор *Microsoft Word*, формулы – *только в редакторе MathType*.
- Таблицы и рисунки должны быть пронумерованы. На все рисунки, таблицы и библиографические данные указываются ссылки в тексте статьи.
- Объем статьи до 12 стр. (ширифт 12). Для заказных обзорных работ объем может быть увеличен до 20 стр.
- Название статьи на русском и английском языках.
- Рукопись статьи сопровождается: краткой аннотацией на русском и английском языках; номером УДК; сведениями об авторах (Ф.И.О., организация, должность, ученая степень, телефоны, электронная почта); ключевыми словами на русском и английском языках; актом экспертизы (при наличии в вашей организации экспертной комиссии).

2) Требования к иллюстрациям:

- Векторные (схемы, графики) – желательно использование графических редакторов *Adobe Illustrator* или *Corel DRAW*.
- Растровые (фотографии, рисунки) – М 1:1, разрешение не менее 300dpi, формат *tiff*.

ФУНКЦИОНАЛЬНО-ОРИЕНТИРОВАННАЯ МОДЕЛЬ ФОРМИРОВАНИЯ МЕТЕОРОЛОГИЧЕСКОГО ПРОДУКТА В X-ДИАПАЗОНЕ ОТ ГИДРОМЕТЕОРОВ ПЕРЕОХЛАЖДЕННОЙ ЖИДКОСТИ ПРИ ПОЛНОМ ПОЛЯРИЗАЦИОННОМ ПРИЕМЕ

Васильев О.В., доктор технических наук, профессор кафедры Технической эксплуатации радиоэлектронного оборудования воздушного транспорта МГТУ ГА, e-mail: vas_ov@mail.ru

Зябкин С.А., ведущий инженер-программист АО «Концерн «Международные авионавигационные системы», e-mail: sergezyab@mail.com

Никоненко А.В., старший преподаватель МГТУ ГА, e-mail: Nikon-74@mail.ru

Чилов Д.С., доктор технических наук, доцент, заведующий кафедрой «Радиотехнические системы», МТУСИ, e-mail: d.s.chiлов@mtuci.ru

A FUNCTIONALLY-ORIENTED MODEL OF THE FORMATION OF A METEOROLOGICAL PRODUCT IN THE X-RANGE FROM HYDROMETEORS OF A SUPERCOOLED LIQUID WITH FULL POLARIZATION RECEPTION

Vasiliev O.V., Zybkin S.A., Nikonenko A.V. Chirov D.C.

An algorithm for simulation of polarimetric products of a weather radar under conditions specific to the phenomenon of aircraft icing is described. Classes of drizzle, rain, dry and wet snow and oriented ice crystals were considered as hydrometeors. Hydrometeors are approximated as spheroids with dimensions, shape, orientation and dielectric composition depending on the class. A direct calculation by the T-matrix method was used as method for calculating the reflections of a single particle. Simulation modeling of polarimetric products from an ensemble of hydrometeors is based on Monte Carlo methods. The adequacy of the simulation model was evaluated by comparing the histograms obtained with the membership functions selected based on experimental data in the S-band.

Key words: Weather radar, near airfield zone, hydrometeor classification and estimation, aircraft icing, simulation modeling, polarimetry, radar meteorology.

Ключевые слова: Метеорологический радиолокационный комплекс, ближняя аэродромная зона, классификация гидрометеоров, обледенение воздушных судов, имитационное моделирование, поляриметрия, радиолокационная метеорология.

Введение

Поляриметрические метеорологические радиолокационные комплексы (МРЛК) позволяют обнаруживать и идентифицировать различные классы гидрометеоров в жидкой, смешанной и ледяной фазах. Возможность подобной классификации возникает из факта, что поляриметрические продукты метеолокатора, такие как радиолокационная отражаемость Z_h , дифференциальная отражаемость Z_{dr} , линейное деполяризационное отношение LDR и удельная дифференциальная фаза K_{dp} чрезвычайно чувствительны к физическим и диэлектрическим свойствам гидрометеоров, таким как проницаемость, состав, размер, форма и ориентация [1]. Классификация гидрометеоров опасного метеоявления может существенно способствовать исследованию микрофизики облаков, обнаружению града и зон вероятного обледенения воздушных судов. В настоящее время задача классификации успешно решается при помощи нечеткой логики. Существует значительное число теоретических и практических исследований, посвященных классификации гидрометеоров, разработан-

Описан алгоритм имитационного моделирования поляриметрических продуктов метеорологического радиолокационного комплекса X-диапазона в условиях, соответствующих явлению обледенения воздушных судов. В качестве гидрометеоров было рассмотрены классы мороси, дождя, сухого и мокрого снега и ориентированных кристаллов льда. Гидрометеоры представляются сфероидами с размерами, формой, ориентацией и диэлектрическим составом, зависящим от класса. В качестве метода расчета отражений единичной частицы был использован прямой расчет методом Т-матриц. Имитационное моделирование поляриметрических продуктов от ансамбля гидрометеоров основано на методах Монте-Карло. Адекватность имитационной модели была оценена при помощи сравнения полученных гистограмм с функциями принадлежности, полученными на основе экспериментальных данных в S-диапазоне.

ным для метеорологических радаров с двойной поляризацией S- и C-диапазонов (например, [2, 3]).

В последнее время широкое развитие и распространение получили метеорологические РЛС X-диапазона ближней аэродромной зоны, обрабатывающие только горизонтально поляризованный сигнал. Одним из перспективных направлений модернизации подобных комплексов является переход к антенным системам с полным поляризационным приемом.

Как показывают исследования [4] поляриметрические продукты существенно зависят от частоты, используемой метеорологической радиолокационной системой. Теоретические и экспериментальные данные показали, что на амплитуды отраженного сигнала на двойной по-

ляризации в S- и C- диапазонах существенно отличаются от отражений в X-диапазоне. С электромагнитной точки зрения на сигнатуры гидрометеоров в X-диапазоне могут существенно влиять резонансные эффекты, возникающие в частицах размера более 2 мм. Несмотря на то, что исследования в X-диапазоне существуют, очевидна их недостаточность для решения многих практических задач, например классификации зон вероятного обледенения. Процесс получения верифицированных экспериментальных данных при разработке новых радиолокационных систем – длительный процесс, поэтому целесообразна разработка функционально-ориентированной модели для имитации поляриметрических метеорологических продуктов, чему и посвящена настоящая работа.

Поляриметрические продукты МРЛК

Упрощенная схема обработки информации в доплеровском метеорологическом радиолокационном комплексе показана на рис. 1.

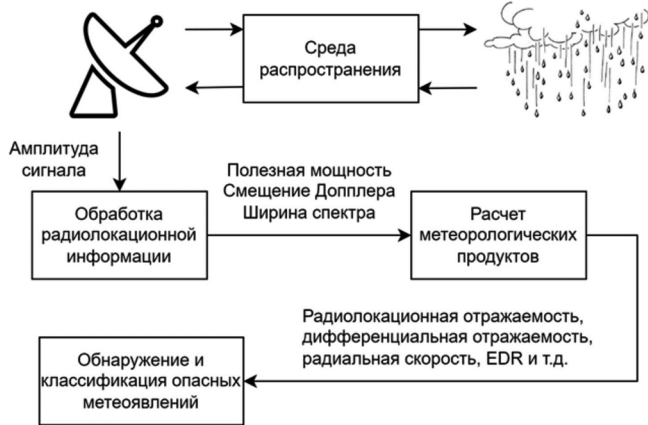


Рис. 1. Упрощенная схема обработки информации МРЛК

Излученный доплеровским локатором сигнал отражается от метеорологического явления, содержащего гидрометеоры воды в различных фазовых состояниях. Принятые реализации амплитуд сигнала подвергаются обработке для расчета первичных радиолокационных параметров, таких как мощность отраженного сигнала, доплеровское смещение и ширина спектра. На основе этих параметров могут быть получены метеорологические продукты, такие как радиолокационная отражаемость, радиальная скорость, скорость диссипации турбулентной энергии (EDR), а также различные поляриметрические продукты. Далее отражаемость используется для построения цветовой карты метеорологических явлений, радиальная скорость применяется для расчета ветровых продуктов, например, векторного поля скоростей, EDR – для оценки тцрбулентности. Основным применением поляриметрических продуктов является классификация фазового состояния гидрометеоров, обычно выполняемая при помощи методов нечеткой логики [5]. Возможность подобной классификации основана на том, что полного поляризационного приема позволяет связать характеристики отраженных сигналов с такими параметрами гидрометеоров, как их размеры, форма, пространственная ориентация и термодинамическое состояние, что учитывается при клас-

сификации. В качестве алфавита классов в настоящей работе определим, специфичные для явления опасного обледенения: морось, дождь, мокрый снег, сухой снег и ориентированные кристаллы льда. Перейдем к определению основных поляриметрических продуктов МРЛК.

Поляризационные характеристики отдельного гидрометеора имеют фундаментальное значение. Эти характеристики описываются с помощью матрицы обратного рассеяния [S]:

$$\begin{bmatrix} \overline{E}_1 \\ \overline{E}_2 \end{bmatrix}^b = [S] \begin{bmatrix} \overline{E}_1 \\ \overline{E}_2 \end{bmatrix}^i \cdot \frac{e^{-jkr}}{r} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{E}_1 \\ \overline{E}_2 \end{bmatrix}^i \cdot \frac{e^{-jkr}}{r}, \quad (1)$$

где индексы 1 и 2 означают две ортогональные поляризации, например, линейную вертикальную и линейную горизонтальную, $k = 2\pi/\lambda$ – волновое число, $[E]^b$ – электрическое поле обратного рассеяния, падающее электрическое поле $[E]^i$. Первый индекс элемента матрицы рассеяния относится к поляризации обратного рассеяния, а второй – к поляризации падающего электрического поля.

Поляриметрические продукты МРЛК являются усредненными значениями элементов матриц обратного рассеяния для всех гидрометеоров в ансамбле. Формулы для расчета поляриметрических продуктов через средние по ансамблю (обозначается $\langle \rangle$) значения элементов матрицы рассеяния записываются в виде:

$$Z_{hh,vv} = \frac{\lambda^4}{\pi^5 |K|^2} \int_0^\infty \sigma_{hh,vv}(D_e) \cdot N(D_e) dD_e = \frac{\lambda^4 \langle \sigma_{hh,vv} \rangle}{\pi^5 |K|^2} = \frac{\lambda^4 \langle S_{hh,vv}^2 \rangle}{\pi^5 |K|^2}; \quad (2)$$

$$Z_{dr} = 10 \log_{10} \left(\frac{Z_{hh}}{Z_{vv}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{\langle \sigma_{hh} \rangle}{\langle \sigma_{vv} \rangle} \right); \quad (3)$$

$$K_{dp} = 10^{-3} \frac{180}{\pi} \times \lambda \left\{ \int_0^\infty N(D_e) [f_{hh}(r, D_e) - f_{vv}(r, D_e)] dD_e \right\}; \quad (4)$$

$$LDR = 10 \log_{10} \left(\frac{Z_{hv}}{Z_{vv}} \right) = 10 \log_{10} \left(\frac{\langle \sigma_{hv} \rangle}{\langle \sigma_{vv} \rangle} \right), \quad (5)$$

где D_e – эквивалентный диаметр частицы, $N(D_e)$ – распределение частиц по размерам, λ – длина волны излучаемого сигнала, σ и f – ЭПР обратного рассеяния частиц и амплитуды прямого рассеяния соответственно. Первый индекс относится к поляризации обратного рассеяния, а второй – к поляризации падающего электрического поля, где h – горизонтальная поляризация, v – вертикальная поляризация.

В случае, если статистические, диэлектрические и физические свойства ансамбля гидрометеоров определены, можно получить реализацию свойств для каждого гидрометеора в ансамбле, далее возможно численное решение для элементов матрицы обратного рассеяния [S], а значит и расчет σ и f для каждого из гидрометеоров, усреднение результата по ансамблю и получение поляриметрических продуктов по формулам (2)-(5). Ис-

ходя из этого, сформулируем задачу имитации метеорологического продукта.

Постановка задачи формирования поляриметрического продукта МРЛК

Основная задача разрабатываемой модели – формирование данных для обучения классификатора гидрометеоров для алгоритма классификации зон вероятного обледенения воздушных судов в X-диапазоне. Устойчивым признаком наличия зон вероятного обледенения ВС является существование переохлажденной жидкости на высоте выше нулевой изотермы. Как показано в работе [6], аппроксимация частицы гидрометеора в форме сфероида является достаточно адекватной для всех типовых классов гидрометеоров переохлажденной жидкости, рассматриваемых в данной работе

В соответствии с определениями для метеорологи-

ческих продуктов поляриметрических МРЛК БАЗ, будем анализировать амплитуды отраженных волн не от единичного гидрометеора, а от ансамбля частиц, занимающего объем в 1 м^3 . Тогда постановка задачи моделирования отражений ансамбля гидрометеоров сфероидной формы может быть представлена в виде рис. 2.

Сначала, в зависимости от моделируемого класса гидрометеоров и параметров имитации, таких как температура и длина волны излучения, определяются возможные статистические, физические и диэлектрические параметры ансамбля. Далее, при помощи генератора случайных чисел, происходит выбор единичной реализации свойств ансамбля. После этого происходит итеративный выбор реализации свойств единичной частицы в ансамбле, расчет матрицы обратного рассеяния для этой частицы и усреднение результата по всему ансамблю. В качестве метода численного поиска матрицы $[S]$ в настоя-

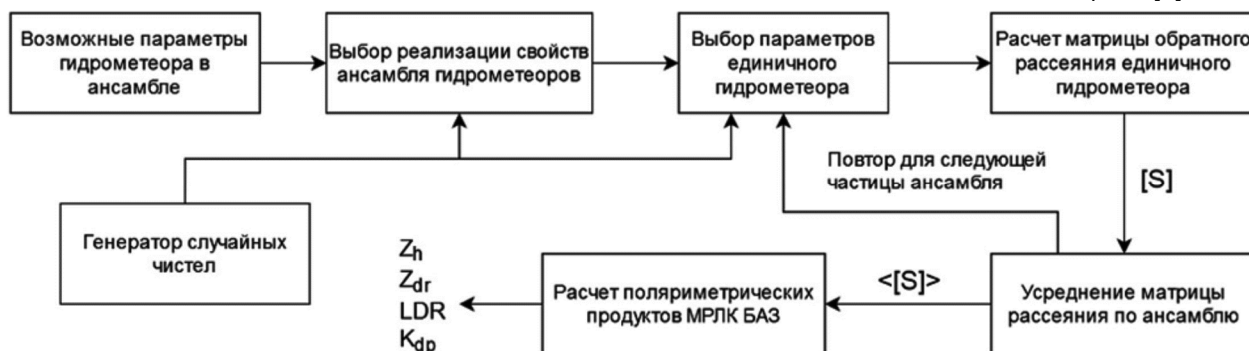


Рис. 2. Задача получения радиолокационных отражений от ансамбля гидрометеора сфероидной формы

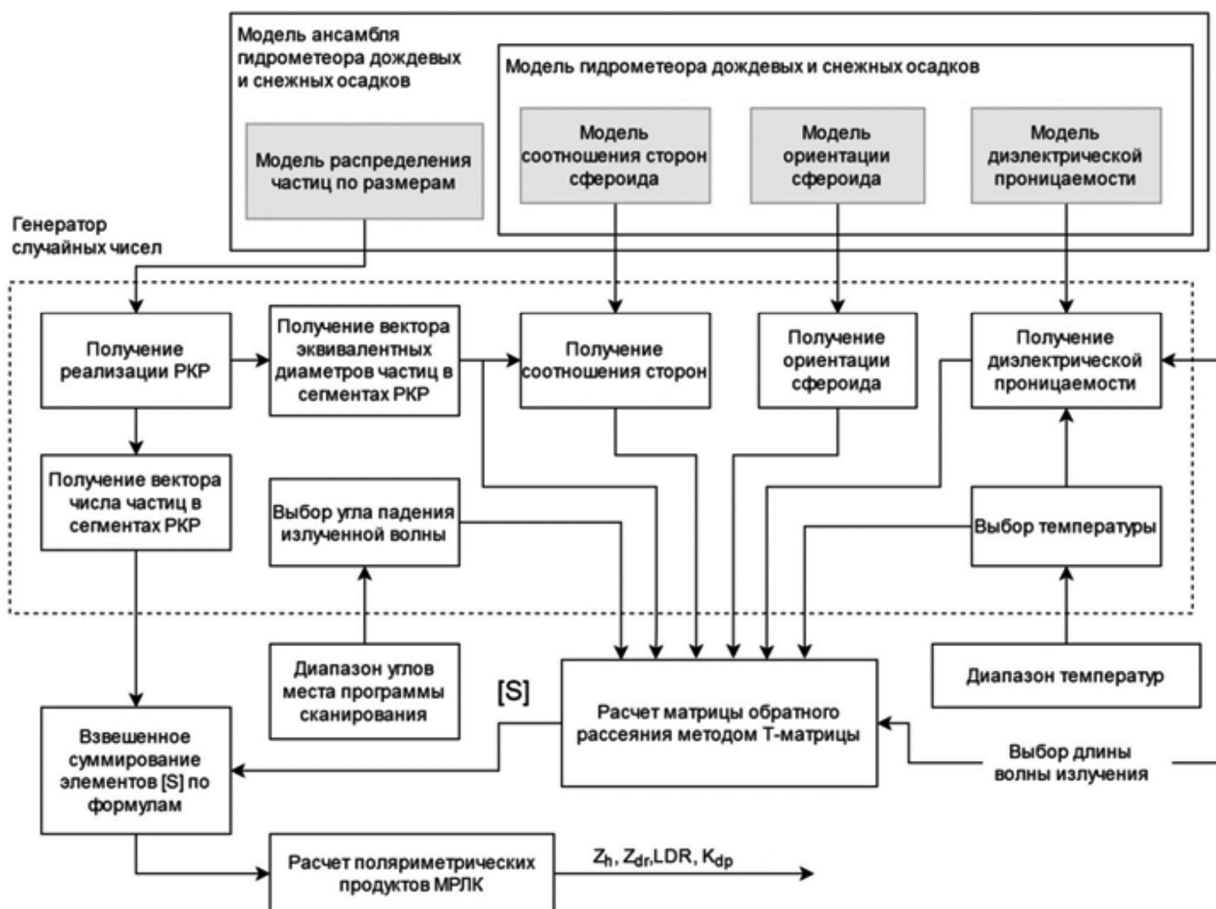


Рис. 3. Моделирование ансамбля гидрометеоров сфероидной формы

щей работе будем использовать метод Т-матрицы [7]. После того, как все частицы в ансамбле были учтены, по формулам 2-5 происходит расчет поляриметрических продуктов для текущей реализации ансамбля гидрометеоров моделируемого класса.

Имитация поляриметрического продукта МРЛК от ансамбля гидрометеоров переохлажденной жидкости

Уточнение рис. 2 с дополнениями в виде частных моделей для свойств гидрометеоров показано на рис. 3:

В настоящей работе свойства модели ансамбля гидрометеоров задаются 4 частными моделями, выделенными блоками оранжевого цвета. Таким образом, для создания модели ансамбля конкретного класса гидрометеора требуется определить следующие модели физических, статистических и диэлектрических свойств гидрометеоров:

- модель распределения частиц по размерам внутри ансамбля;
- модель соотношения сторон единичного гидрометеора в ансамбле;
- модель ориентации единичного гидрометеора в ансамбле;
- модель диэлектрической проницаемости вещества гидрометеора в ансамбле.

Анализ материалов, представленных в [6] показал, в рамках описания гидрометеоров подобными частными моделями для решения задачи обучения классификатора опасности обледенения, классы гидрометеоров сухого снега и переохлажденной жидкости можно разбить на несколько базовых характеристических групп, что показано на рис. 4.

Модель формы частицы. Форма падающей капли не является строго сферической. При увеличении размера, дождевые капли становятся более сплюснутыми, что было подтверждено и измерено при помощи фотографирования. Зависимость отношения сторон капли γ от размера описывается моделью Брандона [8]. Морось представляет собой капли дождя малого размера, поэтому подобные гидрометеоры могут быть представлены в виде сферы. Кристаллы льда могут иметь различную форму в зависимости от типа снега. Следуя работе [6], представим соотношение γ для снежных гидрометеоров в виде случайной величины, распределённой по равномерному закону.

Ориентация частиц. При моделировании ориентации падающих осадков, таких как дождь, мокрый и сухой снег, частицу гидрометеора будем считать ориентированной под зенитным углом β , представляющим гауссовой случайной величины с математическим ожиданием $\bar{\beta}$ и дисперсией σ_{β} . При этом $\bar{\beta}$ фиксируется для всех гидрометеоров в ансамбле однажды, в отличие от β , которое выбирается для каждого элемента. Ориентация для классов мороси и ориентированных кристаллов льда будет промоделирована подобным образом, но для $\bar{\beta}$, являющейся случайной величиной, равномерно распределенной в интервале 0 до 90°.

Модель диэлектрической проницаемости. Известно, что диэлектрическая проницаемость является функцией от температуры вещества и длины волны. Диэлектрическая проницаемость для классов дождя и мороси описывается моделью Рея для воды [9], для ориентированных кристаллов льда – моделью Рея для

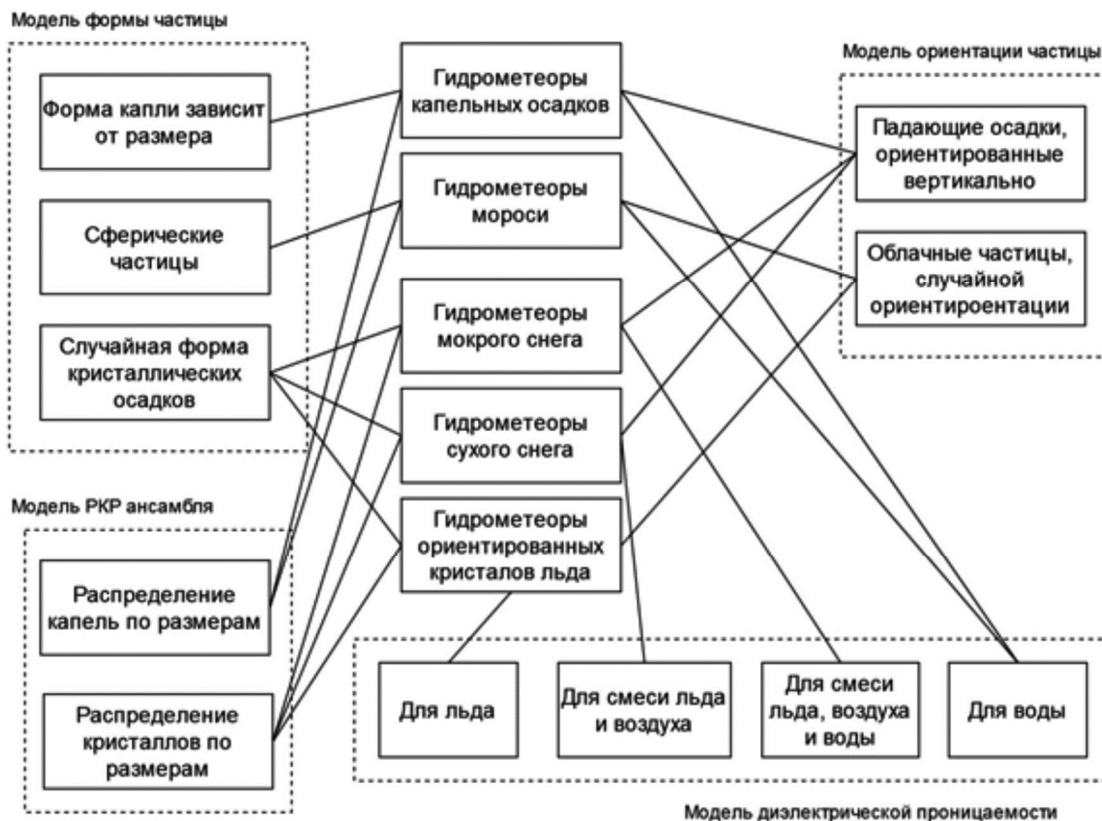


Рис. 4. Базовые группы классов гидрометеоров и их частные модели

льда [10]. В работе [5] показано, что гидрометеоры сухого снега могут быть описаны в виде двухкомпонентной смеси воздуха и льда со случайной долей включения воздуха $5 \leq \gamma_{\text{вкл}} \leq 20\%$, а гидрометеоры мокрого снега – в виде трехкомпонентной модели тающего снега с долей плавления, распределенной равномерно в интервале: $10 \leq \gamma_m \leq 30\%$.

Модель распределения частиц по размерам. Одной из фундаментальных характеристик дождя является распределение капель по размерам РКР, обозначается $N(D)$ и имеет размерность $\# \cdot \text{м}^{-3} \cdot \text{мм}^{-1}$. РКР определяется при помощи наблюдений дисдрометром. Для удобства применения РКР дождевых капель обычно представляются в виде гамма распределения [6]:

$$N(D) = N_0 f(\mu) \left(\frac{D}{D_0} \right)^\mu e^{-\left(3,67 + \mu\right) \frac{D}{D_0}}, \quad (6)$$

где $N_0 [\text{м}^{-3} \cdot \text{мм}^{-1}]$ – числовой параметр концентрации, μ – безразмерный параметр формы распределения, $D [\text{мм}]$ – эквивалентный диаметр частицы, а $f(\mu)$ есть функция от параметра формы распределения, определяемая как

$$f(\mu) = \frac{\Gamma(\mu + 4) \cdot \Gamma(\mu + 6)}{\Gamma(\mu + 3) \cdot \Gamma(\mu + 7)}. \quad (7)$$

Следуя [1], для описания распределения частиц по размерам РЧР снежных осадков будем использовать экспоненциальное распределение в следующей форме:

$$N(D) = N_0 e^{-D\Lambda} \quad (8)$$

где $N_0 [\text{м}^{-3} \cdot \text{мм}^{-1}]$ – числовой параметр концентрации, а $\Lambda [\text{мм}^{-1}]$ – множитель наклона, $D [\text{мм}]$ – эквивалентный диаметр частицы.

Параметры распределений частиц по размерам для используемых классов сведены в таблицу ниже:

Таблица 1. Параметры функции распределения частиц по размерам

Тип осадков	Гамма-распределение РКР		
	$N_0 [\text{м}^{-3} \cdot \text{мм}^{-1}]$	μ	$D [\text{мм}]$
Дождь	$10^3 \leq N_0 \leq 2,1 \cdot 10^4$	$-1 \leq \mu \leq 4$	$0,9 \leq D_0 \leq 2,8$
Морось	$10^2 \leq N_0 \leq 8 \cdot 10^2$	$-1 \leq \mu \leq 1$	$0,5 \leq D_0 \leq 1,4$
Экспоненциальное распределение РЧР			
Тип осадков	$N_0 [\text{м}^{-3} \cdot \text{мм}^{-1}]$	$\Lambda [\text{мм}^{-1}]$	
Ориентированные кристаллы	$10 \leq N_0 \leq 50$	$1 \leq \Lambda \leq 3$	
Сухой снег	$2380 \leq N_0 \leq 4,2 \cdot 10^4$	$2,5 \leq \Lambda \leq 8,2$	
Мокрый снег	$1500 \leq N_0 \leq 5000$	$1,8 \leq \Lambda \leq 3,1$	

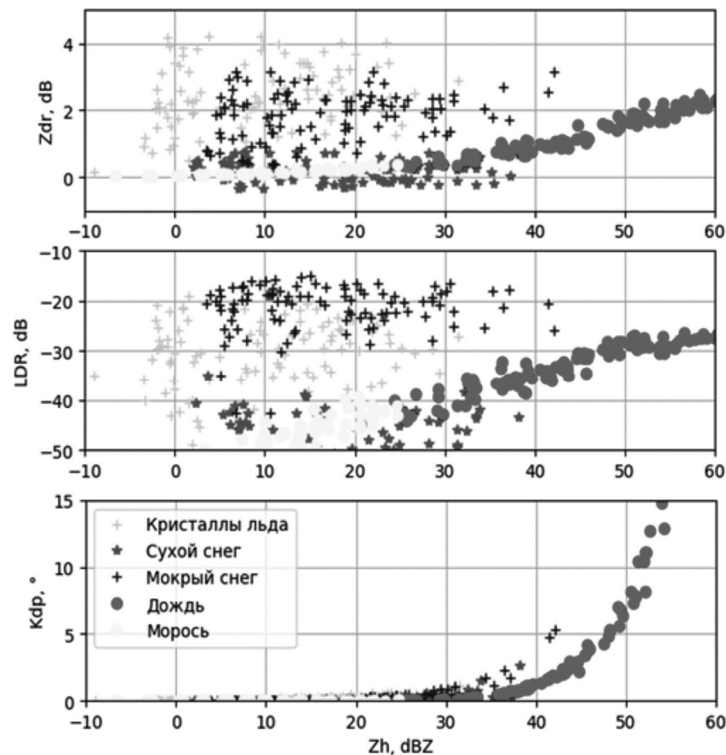


Рис. 5. Зависимости Z_{dr} , LDR , K_{dp} от Z_h , полученные в результате моделирования продуктов МРЛК БАЗ в 11 сантиметровом диапазоне частот. Изображено по 100 значений для каждого из классов

Анализ адекватности имитационного алгоритма

Как было указано ранее, достоверные поляриметрические радиолокационные наблюдения явлений опасного обледенения в X-диапазоне отсутствуют. Поэтому для оценки адекватности предлагаемой модели воспользуемся работой [3] в S-диапазоне частот. По пред-

ставленным выше в табл. 1 параметрам произведено 1000 независимых сеансов моделирования для каждого из классов гидрометеоров. Результаты моделирования изображены на рис. 5 и 6. В качестве диапазона температур выбран интервал от -15 до 0 °С.

С учетом того, что функции принадлежности являют-

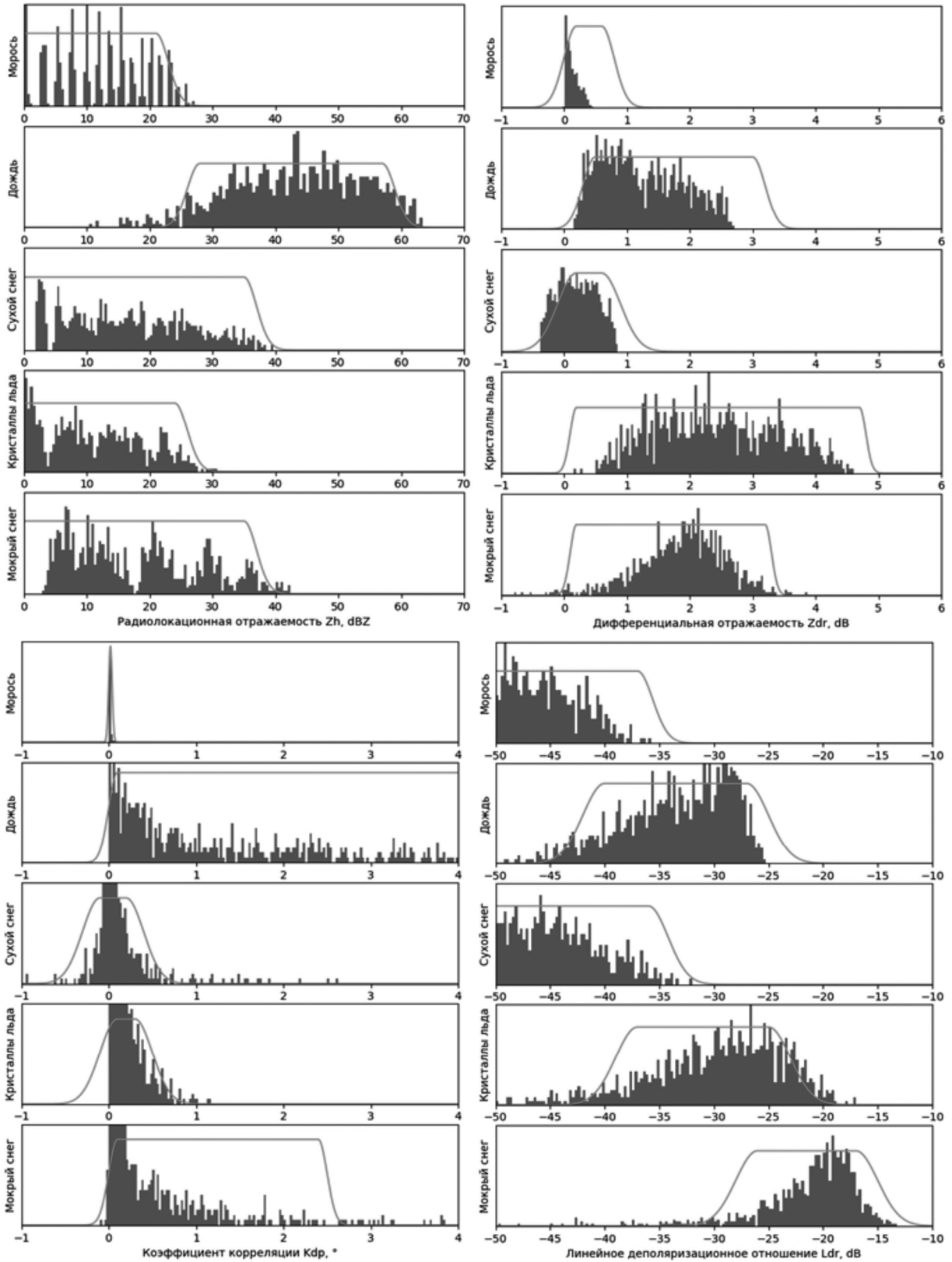


Рис. 6. Гистограммы смоделированных поляриметрических продуктов Z_h для различных классов, построенные на фоне ФП из работы [3]

ся лишь инструментом перехода от точного измерения к нечеткому множеству, характеризуя степень принадлежности, статистически произвести сравнение полученных гистограмм с известными функциями принадлежности, полученными по экспериментальным данным невозможно.

Единственную информацию, которую можно из них извлечь являются верхняя и нижняя границы допустимых значений – границы допуска. При этом стоит отметить, что исходя из природы назначения функций принадлежности, непопадание в интервал допуска не обязательно приводит к ошибке классификации, а только к тому, что данный продукт не внесет вклад в расчет финального значения агрегации, т.е. функции принадлежности формируются таким образом, чтобы максимизировать значение агрегации для корректного класса относительно остальных, а не учесть все возможные значения поляриметрических продуктов.

Таким образом, в качестве признака корректного формирования продукта примем попадание в интервал допуска, определяемый по значениям, где функция

принадлежности для соответствующего класса и продукта превышает значение 0,5 и произведем количественную оценку сгенерированных данных. Анализ проводится по схеме (рис. 7).

Результаты оценки адекватности предложенного алгоритма сведены в табл. 2.

Как видно из табл. 2, результат моделирования по предложенному в настоящей работе алгоритму имеет высокую степень согласования с экспериментальными данными в S-диапазоне частот для всех продуктов МРЛК БАЗ, поэтому для моделирования продуктов Z_{dr} , LDR , K_{dp} и Z_h в X-диапазоне модель является адекватной.

Рассмотрим теперь адекватность совместного моделирования набора поляриметрических продуктов, т.е. вероятность того, что сформированные значения всех продуктов для одного такта моделирования лежат в границах, задаваемых функциями принадлежности из работы [3]. Схема оценки адекватности для набора продуктов имитации МРЛК БАЗ представлена на рис. 8.

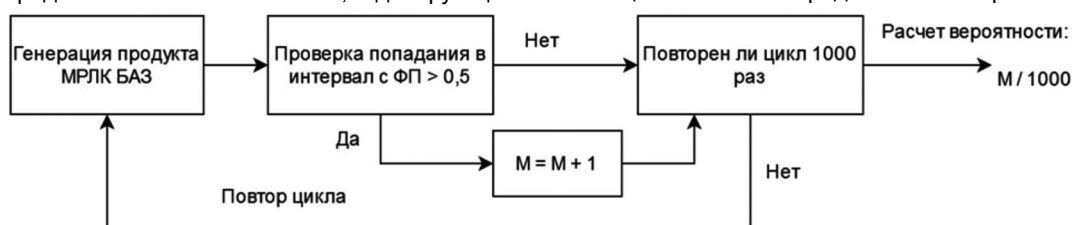


Рис. 7. Схема оценки адекватности имитации единичного продукта

Таблица 2. Результаты оценки адекватности моделирования единичного продукта МРЛК различных классов гидрометеоров

Класс гидрометеора	Продукт МРЛК			
	Z_h	Z_{dr}	LDR	K_{dp}
Морось	0,988	1,0	0,999	1,0
Дождь	0,968	1,0	0,992	1,0
Сухой снег	1,0	0,986	0,994	0,972
Ориентированные кристаллы льда	0,95	1,0	0,963	0,982
Мокрый снег	0,992	0,984	0,968	0,974
Средняя вероятность	0,9796	0,994	0,983	0,986

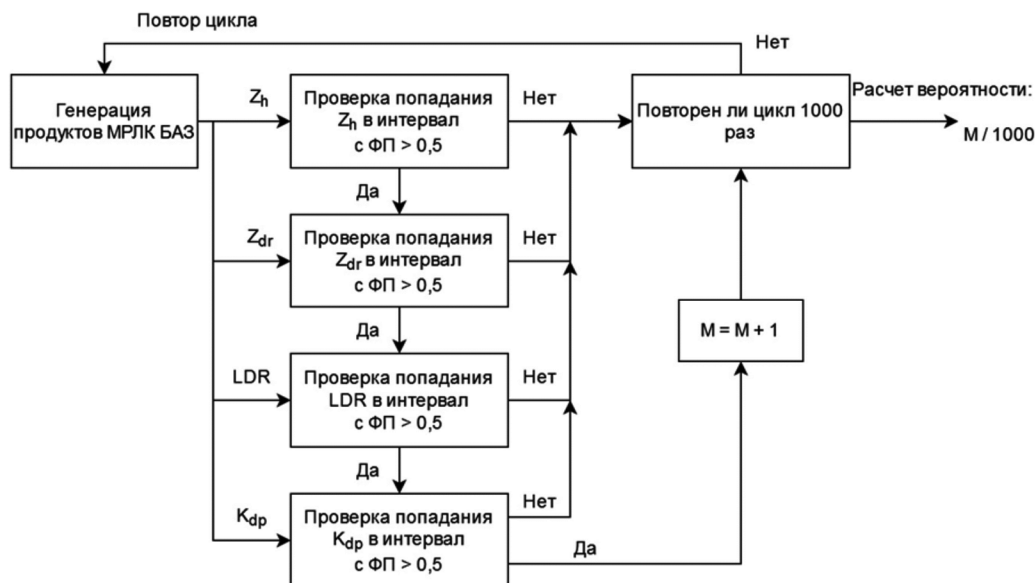


Рис. 8. Схема оценки адекватности имитации набора продуктов МРЛК БАЗ

Таблица. Результаты оценки адекватности моделирования набора продуктов МРЛК для различных классов гидрометеоров

Класс гидрометеора	Морось	Дождь	Сухой снег	Ориентированные кристаллы	Мокрый снег
Вероятность	0,987	0,967	0,951	0,914	0,929

Заключение

Разработана модель формирования метеорологического продукта от гидрометеоров переохлажденной жидкости при полном поляризационном приеме на основе прямого расчета отражений от сфероида методом Т-матрицы.

В качестве входных параметров модель использует характеристики моделируемого класса гидрометеоров. Типичная модель класса включает в себя частные модели для описания угла наклона частиц, отношения сторон частиц в зависимости от размера, диэлектрической постоянной в зависимости от температуры и несущей частоты. В качестве выходных параметров модель формирует случайные измерения поляризметрических продуктов МРЛС БАЗ, такие как радиолокационную отражаемость, дифференциальную отражаемость, удельную дифференциальную фазу и линейное деполаризационное отношение.

Базовые классы гидрометеоров включают в себя сухой и мокрый снег, капли дождя и мороси, кристаллы льда.

Адекватность модели проверена методом сравнения получаемых поляризметрических продуктов с экспериментальными данными, полученными при помощи радара CSU-CHILL в 11 сантиметровом диапазоне частот. Для этого определены параметры классы мороси, дождя, ориентированных кристаллов льда, мокрого и сухого снега и произведено 1000 независимых сеансов моделирования для каждого из этих классов. Анализ результатов показал высокую согласованность результатов моделирования и эксперимента для всех продуктов и классов. Вероятность правильного формирования поляризметрического продукта для любого из рассмотренных базовых классов по результатам моделирования была получена не ниже 0,9796.

Проведена оценка адекватности моделирования полного набора продуктов МРЛК, включающего Z_{dr} , LDR , K_{dp} и Z_h для различных классов гидрометеоров. По результатам моделирования, вероятности корректного моделирования в X-диапазоне для классов мороси,

дождя, ориентированных кристаллов льда, сухого и мокрого снега составляют 0,987, 0,967, 0,914, 0,951 и 0,929 соответственно.

Исследования проводятся за счет гранта Российского научного фонда в рамках проекта № 23-29-00450.

Литература

1. Straka J., Bulk hydrometeor classification and quantification using polarimetric radar data: Synthesis of relations. / J. Straka, D. Zrnić, and A. Ryzhkov. Journal of Applied Meteorology, 39, 1341-1372, 2000.
2. Park H., The hydrometeor classification algorithm for the polarimetric WSR- 88D: Description and application to an MCS / H. Park, A. Ryzhkov, D. Zrnic and K. Kim. Weather Forecasting, 24, 730-748, 2009.
3. Liu H. Classification of hydrometeor based on polarimetric radar measurements: Development of fuzzy logic and neuro fuzzy systems and in situ verification / H. Liu, V. Chand-rasekar. J. Atmos. Oceanic Technol, vol.17, 2000, pp. 140-164.
4. Ryzhkov A., Radar polarimetry at S, C and X bands comparative analysis and operational implications / A. Ryzhkov and D. Zrnic. in Proc. 32nd Conf. Radar Meteorol., 2005.
5. G. Zhang, Weather Radar Polarimetry. CRC Press, Inc, FL, United States, 2016, 322 p.
6. Marzano F., Supervised fuzzy-logic classification of hydrometeors using C-band weather radars / F. Marzano, D. Scaranari, and G. Vulpiani. IEEE Trans. Geosci. Remote Sens., vol. 45, no. 11, pp. 3784-3799, Nov. 2007.
7. Mishchenko M., T-matrix computations of light scattering by nonspherical particles: A review / M. I. Mishchenko, L. D. Travis, and D. W. Mackowski. J. Quant. Spectrosc. Radiat. Transfer, 55, 535-575 (1996).
8. Ulbrich C. W. Natural variations in the analytical form of the raindrop size distribution. Journal of Climate and Applied Meteorology, 22, 1764-1775, 1983.
9. P. Ray, Broadband complex refractive indices of ice and water, Appl. Opt., vol. 11, no. 8, pp. 1836-1844, Aug. 1972.
10. S. Warren, Optical constants of ice from the ultraviolet to the microwave, Appl. Opt., vol. 23, no. 8, pp. 1206-1225, Apr. 1984.

КОМБИНИРОВАННЫЙ ДЕТЕКТОР ГОЛОСОВОЙ АКТИВНОСТИ

*Стефаниди А.Ф., аспирант Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова,
e-mail: antonstefanidi@mail.ru*

*Приоров А.Л., д.т.н., профессор Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова,
e-mail: andca@yandex.ru*

*Топников А.И., к.т.н., Ярославский государственный университет им. П.Г. Демидова,
e-mail: topartgroup@gmail.com*

*Хрящев В.В., к.т.н., доцент Ярославского государственного университета им. П.Г. Демидова,
e-mail: vhr@yandex.ru*

CASCADE VOICE ACTIVITY DETECTOR

Stefanidi A.F., Priorov A.L., Topnikov A.I., Khryashchev V.V.

The problem of analyzing speech signals is considered. This type of signals consists of speech, external noise, recording device noise and pauses. The presence of pauses, noise and interference from the point of view of voice biometrics systems is a negative factor affecting the accuracy of personality recognition. The aim of the work is to develop a voice activity detector to improve the accuracy of speech fragments selection.

The original VADSpeakersDB dataset has been prepared, containing 138,000 fragments of Russian-language speech, noises and pauses. A combined voice activity detector (CDGA) has been developed and tested. The solution has a high accuracy of detecting speech fragments – above 90 %. The accuracy of determining fragments of voice activity when using CDGA increases by 2-3 % in comparison with the analogues considered in the work.

The detector can be used to process speech signals in the task of biometric identification. The VADSpeakersDB dataset can be used to develop and test solutions in the field of speech signal processing that are of practical interest to the domestic market.

Key words: digital speech processing, voice activity detection, stacking, machine learning, random forest.

Ключевые слова: цифровая обработка речевых сигналов, детектирование голосовой активности, стекинг алгоритмов, машинное обучение, ансамбль решающих деревьев.

Введение

В настоящее время большой интерес в области анализа речевых сигналов получила задача распознавания диктора [1-3]. Алгоритмы голосовой биометрии применяются, например, при построении систем контроля управления доступом, в банкинг приложениях для верификации клиентов. Методы распознавания личности по голосу используются в криминалистике для борьбы с телефонным терроризмом. Однако такого рода подходы имеют сильную зависимость от качества анализируемых речевых сигналов. Наличие пауз, шумов и помех ухудшает точность работы методов идентификации диктора [4-7], поэтому важно начинать анализ фонограммы с выделения фрагментов, содержащих речь. Для этого используются детекторы голосовой активности (ДГА, Voice Activity Detector, VAD), способные разделять исходный сигнал на речевые и неречевые участки [5]. Эти алгоритмы, с одной стороны, должны быть достаточно точными, а с другой, – достаточно простыми, так как обычно они являются лишь одним из этапов предобработки в составе систем распознавания.

Цель работы – разработать оригинальный составной детектор на основе стекинг-объединения набора из не-

Рассматривается задача анализа речевых сигналов. Данный тип сигналов состоит из речи, внешних шумов, шумов записывающего устройства и пауз. Наличие пауз, шумов и помех с точки зрения систем голосовой биометрии является негативным фактором, влияющим на точность распознавания личности. Целью работы является разработка детектора голосовой активности для повышения точности выделения речевых фрагментов.

Подготовлен оригинальный набор данных VADSpeakersDB, содержащий 138 000 фрагментов русскоязычной речи, шумов и пауз. Разработан и протестирован комбинированный детектор голосовой активности (КДГА). Решение имеет высокую точность детектирования речевых фрагментов – выше 90 %. Точность определения фрагментов голосовой активности при использовании КДГА повышается на 2-3 % в сравнении с рассмотренными в работе аналогами. Детектор может применяться для обработки речевых сигналов в задаче биометрической идентификации. Набор данных VADSpeakersDB может быть использован для разработки и тестирования решений в области обработки речевых сигналов, имеющих практический интерес для отечественного рынка.

зависимых детекторов голосовой активности.

Классические методы детектирования голосовой активности

В настоящее время известно большое количество детекторов речевой активности, от самых простых решений до алгоритмов на основе нейронных сетей и других методов машинного обучения. Однако применение современных подходов позволяет не только повысить точность, но и приводит к повышению вычислительной

сложности решения, что не всегда уместно [8-9]. Поэтому сконцентрируемся в этом исследовании на алгоритмах, требующих относительно небольшого объема вычислений.

Энергия является одной из наиболее простых и важных характеристик аудиосигналов. В теории сигналов энергия является количественной характеристикой, отражающей определенные свойства сигнала и динамику изменения его значений во времени, в пространстве или по некоторым другим аргументам. Она определяется как квадрат функции амплитуды сигнала. Также энергия может быть рассчитана как интеграл от мощности по всему интервалу существования рассматриваемого сигнала.

Одним из самых простых видов ДГА является алгоритм на основе анализа энергии (далее – ДГА1) [10-11]. Сигнал во временной области делится на окна длиной 10-30 мс. Далее, для каждого окна вычисляется сумма квадратов амплитуды. После этого проводится пороговая обработка. Если значение энергии больше заданного порога θ , то фрагмент оставляют. Логика этого процесса определяется тем, что речевые фрагменты имеют высокий уровень энергии, тогда как фрагменты, содержащие шум/паузы, обладают, как правило, меньшей энергетикой. Исключением из такой логики является импульсный шум. Алгоритм на основе анализа энергии математически можно описать следующим образом:

$$S = \{\bar{S}_1, \bar{S}_2, \bar{S}_3, \dots, \bar{S}_j\}, \text{ где } \bar{S}_j = (s_1, s_2, s_3, \dots, s_N),$$

$$E_j = \sum_{i=1}^N E(i) = \sum_{i=1}^N s^2(i),$$

$$\bar{V} = \begin{cases} \bar{S}_j, & \text{если } \theta \leq E_j \\ 0, & \text{если } \theta > E_j, \end{cases}$$

$$S' = \{\bar{V}_1, \bar{V}_2, \bar{V}_3, \dots, \bar{V}_w\},$$

где S – исходный речевой сигнал, \bar{S}_j – j -й фрагмент исходного сигнала, $s(i)$ – амплитуда i -го отсчета, $E(i)$ – энергия i -го отсчета, E_j – энергия j -го фрагмента исходного сигнала, N – длина окна, \bar{V} – речевой

фрагмент, w – количество окон, содержащих речь, S' – обработанный сигнал [10].

Значение порога θ определяется следующим образом. Для каждого фрагмента фонограммы \bar{S}_j высчитывается энергия, после чего определяется минимальное и максимальное значение энергии для всей фонограммы. Затем эмпирически подбирается коэффициент k . Регулируя его, можно контролировать порог θ , рассчитываемый следующим образом:

$$\theta = k \cdot (E_{\max} - E_{\min}),$$

где E_{\max} , E_{\min} – максимальное и минимальное значение энергии фонограммы.

Другим возможным методом построения ДГА является подход на основе анализа энергии Тигера-Кайзера (далее – ДГА2) [10-11]. Принцип работы алгоритма основывается на том, что сигнал не разбивается на окна, а для каждого временного отсчета вычисляется энергия следующим образом:

$$E(i) = s^2(i) - s(i-1)s(i+1),$$

где $s(i)$ – i -й отсчет фонограммы.

Также методы анализа фонограмм могут реализовываться с использованием частотного представления сигнала на основе дискретного преобразования Фурье (ДПФ). Для проведения исследований в работе реализован алгоритм ДГА на основе частотного анализа фонограмм (далее – ДГА3). Опишем подробно основные этапы работы такого детектора. Вначале исходная фонограмма обрабатывается с помощью ДПФ, что в результате формирует спектрограмму. Следующим этапом вычисляется периодограмма, которая определяется как модуль квадрата спектрограммы. Затем периодограмма обрабатывается полосовым фильтром, поскольку речь человека составляет ограниченный диапазон частот от 300 Гц до 3,4 кГц. На завершающем этапе обработки для каждого фрагмента определяется максимальное значение величины мощности спектра. Если значение устанавливается выше определяемого порога θ , то фрагмент помечается как участок фонограммы, содержащий исключительно голос диктора [12].



Рис. 1. Структурная схема предложенного алгоритма КДГА

Комбинированный детектор голосовой активности

Так как рассмотренные выше алгоритмы не требовательны к вычислительным ресурсам, можно попробовать объединить их в единый алгоритм с помощью стекинга для повышения итоговой точности детектирования [13]. Основная идея стекинга состоит в том, чтобы использовать каждый ДГА в качестве независимого детектора, а их выходы объединить для последующего анализа обобщающим классификатором. На рис. 1 представлена схема предложенного решения – комбинированный детектор голосовой активности (далее – КДГА).

На вход алгоритма поступает фрагмент фонограммы длительностью в 10 мс. Далее каждый из детекторов в каскаде анализирует входной образец. После этого формируются 3 независимые предсказания, которые подаются на вход обобщающего классификатора. Последний принимает итоговое решение, к какому из классов отнести входной фрагмент фонограммы – «речь» или «не речь». В качестве метамодели используется классификатор на основе ансамбля решающих деревьев [14-15].

Подготовленный набор речевых сигналов

Для проведения исследования собран собственный уникальный набор речевых сигналов VADSpeakersDB. Набор представляет собой запись живой русскоязычной речи 23 дикторов с частотой дискретизации 16 кГц. Речевые данные являются достаточно сбалансированными по гендерному признаку – 55 % составляет речь мужчин и 45 % – речь женщин. Каждого диктора записывали в течение 60 секунд. В итоге общая длительность набора VADSpeakersDB составила 23 минуты. В качестве программного обеспечения использовалось приложение Zoom, поскольку в настоящее время это одно из самых распространенных решений для удаленного взаимодействия, что в некоторой степени упрощает организацию процесса сбора данных. Важно отметить, что существует потребность в создании алгоритмов биометрической идентификации, способных качественно работать в условиях видеоконференцсвязи на базе Skype, Zoom, а также ряда других аналогичных приложений.

Далее, данные в ручном режиме размечались специалистами. Для этого весь набор делился на непрерывающиеся фрагменты длительностью в 10 мс. Каждый фрагмент прослушивался специалистом, который в итоге выставлял метку «речь» или «не речь». В табл. 1 представлены основные характеристики подготовленного набора фонограмм.

Таблица 1. Основные характеристики собранного набора фонограмм VADSpeakersDB

Язык	Русский
Частота дискретизации	16 кГц
Количество дикторов	23
Общая длительность	23 мин.
Длительность одного фрагмента	10 мс
Общее количество фрагментов	138 000
Количество фрагментов класса «речь»	68,28 %
Количество фрагментов класса «не речь»	31,72 %

Важно отметить, что подготовленный набор VADSpeakersDB является аппаратно-независимым, поскольку запись осуществлялась с использованием большого разнообразия технических устройств. Вследствие этого можно сделать вывод, что подготовленные данные имеют высокую степень сходства с реальными условиями эксплуатации. Это свойство подтверждает актуальность и практическую значимость исследования. Дополнительно стоит отметить, что данный набор может быть использован для разработки и тестирования других решений в области обработки речевых сигналов, имеющих практический интерес для отечественного рынка.

Метрики оценки качества работы детекторов

Поскольку алгоритм ДГА решает задачу бинарной классификации, то для оценки качества работы может быть использована такая метрика, как доля правильных ответов (*acc*). В процессе оценки *acc* важно обратить внимание на несбалансированность данных. Для учета данного свойства вводится аналогичная оценка доли правильных ответов для несбалансированных данных (*accb*). Для подсчета данных метрик определим индикатор корректности распознавания фрагмента речевого сигнала:

$$c(x_i) = \begin{cases} 1, & y_i = y_i', \\ 0, & y_i \neq y_i', \end{cases}$$

где x_i – i -й фрагмент фонограммы, длительностью 10 мс; $c(x_i)$ – индикатор корректности распознавания i -го фрагмента; y_i – целевая метка фрагмента; y_i' – метка фрагмента, определяющая результат работы ДГА. Тогда метрику *acc* можно определить, как:

$$acc = \frac{\sum_{i=1}^n c(x_i)}{n},$$

где n – количество всех фрагментов длительностью 10 мс в рассматриваемом наборе VADSpeakersDB.

Для подсчета доли правильных ответов на несбалансированных данных в задаче бинарной классификации необходимо воспользоваться выражением:

$$accb = \frac{acc_{y_i=1} + acc_{y_i=0}}{2},$$

где $acc_{y_i=1}$ – доля верно детектированных фрагментов, представляющих класс «речь»; $acc_{y_i=0}$ – доля верно детектированных фрагментов, определяющих класс «не речь».

Также для оценки качества работы ДГА воспользуемся гармоническим средним между точностью и полнотой (F -мера, F):

$$F = 2 \cdot \frac{P \cdot R}{P + R},$$

где P – точность (precision), метрика, определяющая ошибки I рода, R – полнота (recall), метрика, определяющая ошибки II рода [16-17].

Ранее отмечалось, что набор VADSpeakersDB обладает дисбалансом в данных. В соответствии с данным свойством определим F -меру на основе макроусредняющего подхода, то есть расчет метрики внутри

каждого класса («речь», «не речь») с последующей нормировкой на общее количество классов:

$$F_{\text{макро}} = \frac{F_{y_i=1} + F_{y_i=0}}{2}$$

Рассмотренные метрики будут использоваться для исследования работы обученного детектора голосовой активности.

Обучение предлагаемого подхода

Для обучения предложенного классификатора необходимо подготовленный набор данных VADSpeakersDB разложить на обучающую и тестовую выборки. Для проведения эксперимента в процессе обучения использовался подход на основе *k*-блочной перекрестной проверки (*k*-fold cross validation) [18-19]. Параметр *k* определяет, на сколько частей будет разбит обучающий набор. Затем на *k*-1 частей обучается модель, а оставшаяся часть используется в качестве проверочного множества. Обучение повторяется *k* раз. В итоге каждая из *k*-частей участвует в проверке, после чего оценочная характеристика усредняется. В исследовании параметр *k* задавался равным 10.

В табл.2 показан принцип разделения набора VADSpeakersDB. На тестирование выделялось 15 % примеров от общей суммы фрагментов речевых данных. В процессе обучения и применения перекрестной проверки 10 % данных использовались для оценки работы классификатора.

Таблица 2. Разделение набора данных VADSpeakersDB

-	Обучающая выборка	Тестовая выборка	Общее количество
Фрагментов, шт.	117300	20700	138000

На рис. 2 изображена схема процесса обучения и тестирования разработанного алгоритма КДГА. Классификатор на базе ансамбля решающих деревьев обладает широким набором настраиваемых параметров. Для настройки используются такие показатели, как общее количество деревьев, выбор критерия разделения, максимальная глубина деревьев, количество анализируемых признаков в каждом из узлов для принятия решения. Подбор оптимальных настроек для классификатора выполняется на основе построения сетки параметров [20]. Для этого выполняется перебор возможных значений для каждого из параметров. Подход является достаточно требовательным к временным и вычислительным ресурсам, поскольку количество обучаемых классификаторов может достигать десятков тысяч. После этого определяется оптимальный классификатор в соответствии с целевой метрикой. В работе в качестве такой метрики использовалась *F*-мера на основе макроусредняющего подхода.

В процессе обучения и подбора параметров классификатора проведен анализ более 2100 моделей, а также выполнен выбор модели, показавшей наилучшие результаты работы на обучающей и проверочной выбор-

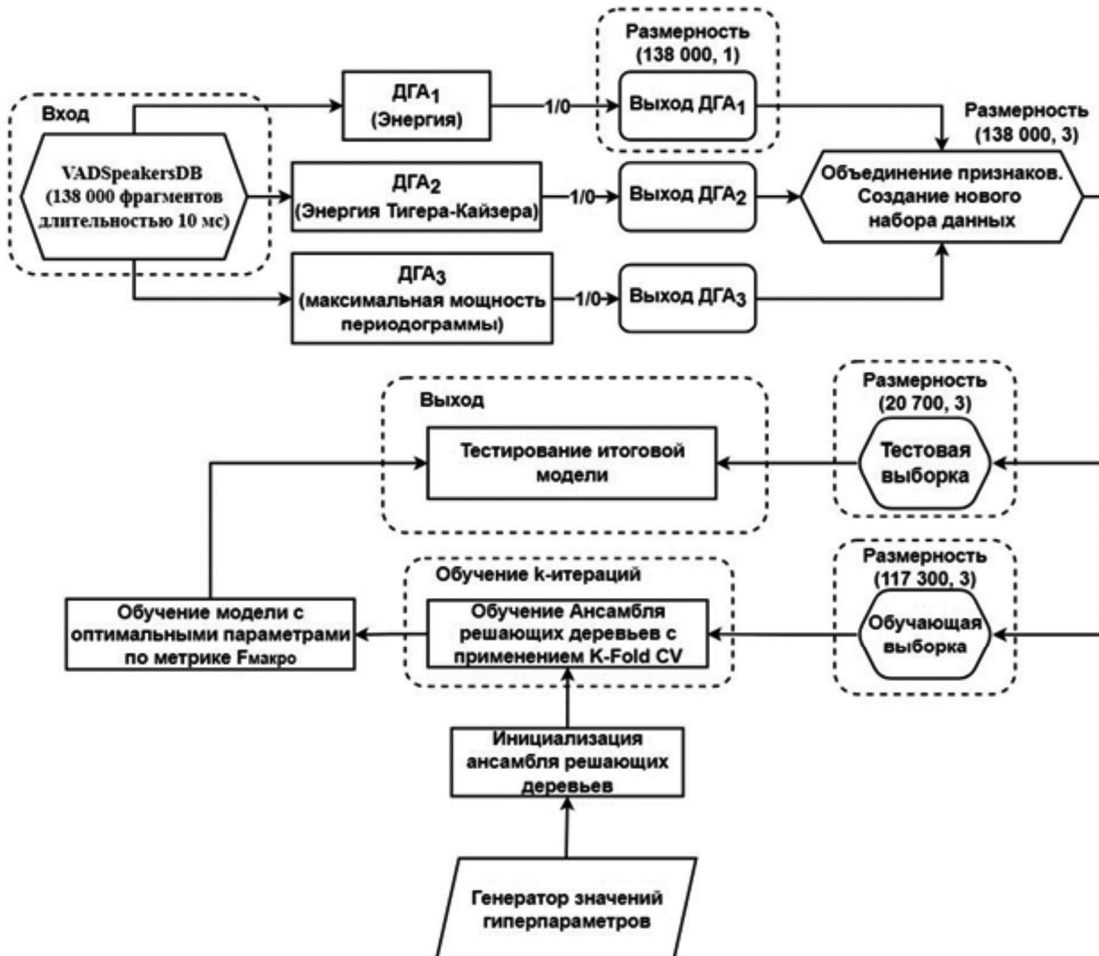


Рис. 2. Схема процесса обучения и тестирования КДГА

ках. На финальном этапе точность классификации проверялась с использованием тестовой подвыборки VADSpeakersDB.

Результаты исследования работы детектора голосовой активности

Для проведения сравнения предварительно подобраны параметры традиционных алгоритмов, отвечающие за выбор порога, так, чтобы максимизировать значения выбранной целевой функции. В табл. 3 представлен сравнительный анализ разработанного алгоритма с классическими подходами. Из полученных результатов видно, что применение КДГА с последующим обучением обобщающего классификатора позволяет повысить точность детектирования голосовых фрагментов на 2-3 %. Улучшение в точности работы обусловлено объединением трёх более «слабых учеников».

Таблица 3. Сравнительный анализ детекторов голосовой активности

Метрики	ДГА ₁ ($k = 2 \cdot 10^{-4}$)	ДГА ₂ ($\theta = 3 \cdot 10^{-6}$)	ДГА ₃ ($\theta = 2 \cdot 10^{-3}$)	КДГА
acc	0,90	0,89	0,89	0,91
accb	0,88	0,88	0,87	0,90
F	0,93	0,92	0,92	0,94
F _{макро}	0,88	0,88	0,87	0,90

Так прогнозы, полученные на выходе каждого из детекторов, объединяются для анализа «сильным учеником». В процессе обучения модели сформированы весовые параметры для каждого детектора. В итоге каж-

дый ДГА имеет индивидуальный вес при принятии итогового решения. Комбинирование детекторов позволяет повысить точность определения речевых фрагментов.

На рис. 3 изображены результаты работы рассмотренных детекторов. Визуально можно оценить улучшение в выделении зон голосовой активности при использовании алгоритма КДГА.

Заключение

Рассматривался вопрос улучшения качества речевых данных с применением алгоритмов определения фрагментов голосовой активности. Для проведения исследования подготовлен оригинальный набор VADSpeakersDB, который содержит 138 000 фрагментов русскоязычной речи, шумов и пауз. Разработан и протестирован комбинированный детектор голосовой активности КДГА. Принцип его работы основан на объединении независимых простых детекторов с последующим обучением обобщающего классификатора. В качестве базовых ДГА использовались методы на основе анализа энергии, энергии Тигера-Кайзера и спектральной плотности мощности сигнала. Установлено, что решение на базе КДГА имеет высокую точность детектирования речевых фрагментов – выше 90 %. Точность определения фрагментов голосовой активности при его использовании повышается на 2-3 % в сравнении с рассмотренными в работе аналогами. Детектор может применяться для обработки речевых сигналов в задаче биометрической идентификации [21-22].

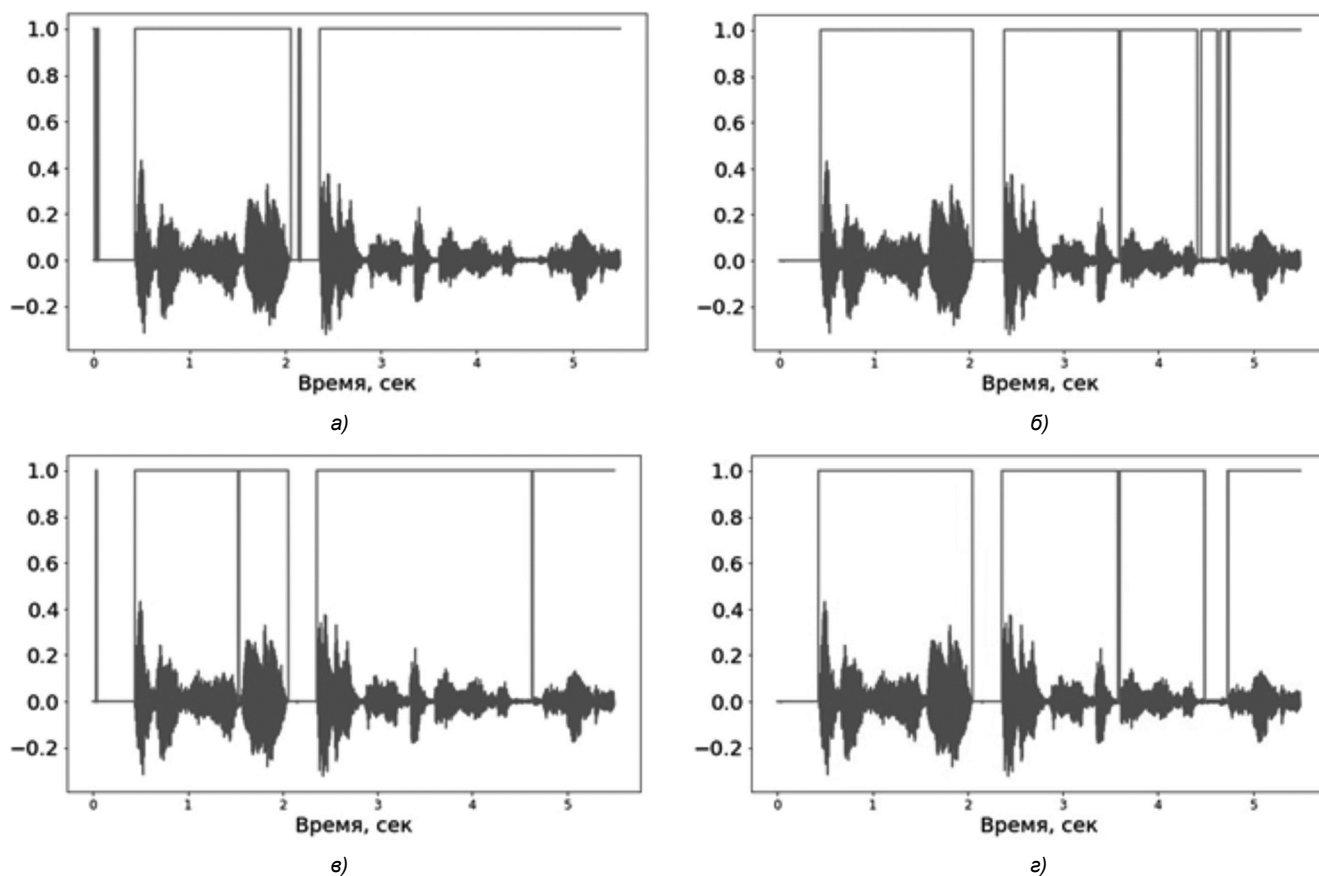


Рис. 3. Результаты работы детекторов голосовой активности: а) на основе анализа энергии; б) на основе анализа энергии Тигера-Кайзера; в) на основе частотного анализа сигнала; г) предложенный алгоритм КДГА

Литература

1. Матвеев Ю.Н. Технология биометрической идентификации личности по голосу и другим модальностям. Вестник МГТУ им. Н.Э. Баумана. Сер. «Приборостроение». 2012. № 3. С. 46-61.
2. Козлов А.В., Кудашев О.Ю., Матвеев Ю.Н., Пеховский Т.С. Система идентификации дикторов по голосу для конкурса NIST SRE 2013. Труды СПИИРАН, 2013. № 2. С. 350-370.
3. Стефаниди А.Ф., Приоров А.Л., Топников А.И., Хрящев В.В. Модификация VGG-архитектуры в задачах унимодальной и мультимодальной биометрии. Цифровая обработка сигналов. 2020. № 3. С. 35-40.
4. Стефаниди А.Ф., Приоров А.Л., Топников А.И., Хрящев В.В. Применение сверточных нейронных сетей в задаче мультимодальной идентификации. Цифровая обработка сигналов. 2020. № 2. С. 52-58.
5. Стефаниди А.Ф., Топников А.И., Приоров А.Л. Использование сверточных нейронных сетей в задаче распознавания диктора. Цифровая обработка сигналов и ее применение (DSPA-2020): докл. 22-й междунар. конф. Москва, 2020. С. 642-646.
6. Lavrentyeva G., Novoselov S., Volokhov, V et al. STC Speaker Recognition System for the NIST SRE 2021. Processing The Speaker and Language Recognition Workshop (Odyssey 2022). 2022, pp. 354-361.
7. Gusev A., Volokhov V., Vinogradova A. et al. STC-Innovation speaker recognition systems for far-field speaker verification challenge 2020. In Processing INTERSPEECH. 2020, pp. 3466-3470.
8. Sehgal A., Kehtarnavaz N. A convolutional neural network smartphone app for real-time voice activity detection. IEEE Access. 2018, vol. 6, pp. 9017-9026.
9. Sofer A., Chazan S.E. CNN self-attention voice activity detector. arXiv preprint arXiv:2203.02944. 2022.
10. Sohn J., Kim N. S., Sung W. A statistical model-based voice activity detection. IEEE signal processing letters. 1999, vol. 6, no. 1, pp. 1-3.
11. Ramirez J., Segura J.C., Benitez C., De La Torre A., Rubio A. Efficient voice activity detection algorithms using long-term speech information. Speech communication. 2004, vol. 42, no. 3-4, pp. 271-287.
12. Moattar M.H., Homayounpour M.M. A simple but efficient real-time Voice Activity Detection algorithm. 17th European Signal Processing Conference. 2009, pp. 2549-2553.
13. Pavlyshenko B. Using stacking approaches for machine learning models. Second International Conference on Data Stream Mining & Processing (DSMP). IEEE, 2018, pp. 255-258.
14. Breiman L. Random forests. Machine learning. 2001, vol. 45, no. 1, pp. 5-32.
15. Sagi O., Rokach L. Ensemble learning: A survey. Wiley Interdisciplinary Reviews: Data Mining and Knowledge Discovery. 2018, vol. 8, no. 4, 1249 p.
16. Powers D. Evaluation: from precision, recall and F-measure to ROC, informedness, markedness and correlation. arXiv preprint arXiv:2010.16061. 2020.
17. Juba B., Le H.S. Precision-recall versus accuracy and the role of large data sets. Proceedings of the AAAI conference on artificial intelligence. 2019, vol. 33, no. 1, pp. 4039-4048.
18. Refaeilzadeh P., Tang L., Liu H. Cross-validation. Encyclopedia of database systems. 2009, vol. 5, pp. 532-538.
19. Arlot S., Celisse A. A survey of cross-validation procedures for model selection. Statistics surveys. 2010, vol. 4, pp. 40-79.
20. Bergstra J., Bengio Y. Random search for hyperparameter optimization. Journal of machine learning research. 2012, vol. 13, no. 2, pp. 281-305.
21. Stefanidi A., Topnikov A., Tupitsin G., Priorov A. Application of convolutional neural networks for multimodal identification task. Proceedings of 26th Conference of Open Innovations Association FRUCT. 2020, pp. 423-428.
22. Stefanidi A., Topnikov A., Priorov A., Kosterin I. Modification of VGG neural network architecture for unimodal and multimodal biometrics. Proceedings of 18th IEEE East-West Design & Test Symposium (EWDTS). 2020, pp. 1-4.

Уважаемые коллеги!

Приглашаем Вас принять участие в формировании тематических выпусков журнала «Цифровая обработка сигналов» и размещению рекламы продукции (услуг) Вашей организации на его страницах. В случае положительного решения просим представить в редакцию журнала Ваши предложения по плановому размещению информационных материалов и макет рекламы продукции (услуг) с указанием желаемого её месторасположения: обложка (2-я, 3-я или 4-я стр.), цветная внутренняя полоса (объем полосы).

Журнал «Цифровая обработка сигналов» издается с 1999 года. Выходит ежеквартально, тиражом 200 экз.

Научно-технический журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в Перечень изданий, рекомендуемый ВАК РФ для публикации результатов научных исследований соискателями ученой степени доктора и кандидата технических наук в области радиотехники, связи, вычислительной техники, электроники, приборостроения, информационных технологий, информационно-измерительных и управляющих систем. Журнал «Цифровая обработка сигналов» включен в базу данных Web of Science – Russian Science Citation Index.

Планируемые сроки издания отдельных номеров журнала:

- № 2 июнь 2023 г. Тематический выпуск по материалам 25-й Международной научно-технической конференции «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA».
- № 3 сентябрь 2023 г. Тематический выпуск: «Цифровая обработка изображений».
- № 4 декабрь 2023 г. Тематический выпуск: «ЦОС в радиотехнике и системах телекоммуникаций».
- № 1 март 2024 г. Тематический выпуск: «ЦОС в инфокоммуникационных системах».

Ориентировочная стоимость рекламных услуг:

- 4-я (внешняя) страница цветной обложки – 25 тысяч рублей.
- 2-я и 3-я (внутренние) страницы цветной обложки – 15 тысяч рублей.
- 1/2 цветной внутренней полосы – 8 тысяч рублей.

Ждем Ваших предложений.

С наилучшими пожеланиями, зам. главного редактора д.т.н., профессор Витязев Владимир Викторович, телефон 8-903-834-81-81.

Предложения прошу направлять по адресу: E-mail: vityazev.v.v@rsreu.ru или info@dspa.ru

ОПРЕДЕЛЕНИЕ НИЗКИХ ОРБИТ ПО ИЗМЕРЕНИЯМ НЕСКОЛЬКИХ ТЕЛЕСКОПОВ

Коlessa E.A., аспирант Московского физико-технического института (национального исследовательского университета), инженер ПАО «МАК «Вымпел», e-mail: kolessa.ea@phystech.edu

DETERMINATION OF LOW ORBITS FROM MEASUREMENTS OF SEVERAL TELESCOPES

Kolessa E.A.

This article is devoted to the analysis of the possibilities of a radical increase in the accuracy of determining the parameters of orbits in the first session of observation of low-orbit space objects in the absence of a priori data due to the use of two telescopes with a small triangulation base and corresponding data processing algorithms.

Key words: space objects observation by several telescopes, triangulation base, orbit estimation algorithms.

Ключевые слова: наблюдение космических объектов несколькими телескопами, триангуляционная база, алгоритмы оценивания параметров орбиты.

Введение

Существующие технологии мониторинга околоземного космического пространства оптическими телескопами ориентированы, в основном, на наблюдение космических объектов с хорошо известными орбитами, информация о которых содержится в открытых источниках, таких как, например, space-track.org.

Однако актуальной является проблема обнаружения новых космических объектов и дальнейшего уточнения их орбит.

Оценивание параметров движения таких объектов по угловым измерениям, полученным в текущем сеансе наблюдения одним телескопом [1], как правило, даёт неприемлемо большие ошибки прогноза положения, не позволяющие обнаружить этот объект в следующем сеансе наблюдения для уточнения его орбиты.

Целью данной работы является исследование возможности радикального увеличения точности, достигаемой в первом сеансе наблюдения, за счёт применения для первоначального обнаружения КО двухпозиционной оптической системы и соответствующего комплекса алгоритмов обработки данных. Применительно к геостационарным КО возможности увеличения точности измерения за счёт наблюдения двумя телескопами исследовались в [2]. Организация одновременного наблюдения геостационарных объектов двумя телескопами с произвольным расстоянием между ними (базой) не представляет трудностей. В общем случае (особенно для низкоорбитальных КО) проблема одновременного наблюдения КО с двух позиций требует организации процедуры «подхвата» КО вторым телескопом сразу после обнаружения КО первым телескопом. Такая процедура требует последовательного просмотра вторым телескопом доверительной области положения КО, построенной по первым измерениям его угловых координат. При этом время поиска КО может оказаться доста-

Анализируются возможности радикального повышения точности определения параметров орбит в первом сеансе наблюдения за низкоорбитальными космическими объектами при отсутствии априорных данных с помощью использования двух телескопов с малой триангуляционной базой и соответствующих алгоритмов обработки данных.

точно большим, и на его сопровождение двумя телескопами времени может не хватить из-за выхода объекта из зоны видимости.

В данной статье исследуется возможность преодоления этой проблемы с помощью использования для обнаружения низкоорбитальных КО двух одинаково направленных телескопов с малой базой (10-50 км), что обеспечивает обзор пространства двумя полями зрения одновременно и автоматически решает проблему баланса времени, требуемого на «подхват» КО второму телескопу. Рассматриваемый метод может быть применён для обнаружения околоземных КО с произвольными орбитами, включая высокоэллиптические, с помощью выбора соответствующей триангуляционной базы.

Постановка задачи

Предполагается, что наблюдение околоземного космического пространства осуществляется двумя (или более) телескопами, оптические оси которых в процессе обзора космического пространства ориентированы параллельно. Расстояние D между телескопами по поверхности Земли (триангуляционная база) выбирается таким образом, что, начиная с некоторой дальности h , возникает наложение их полей зрения, и образуется «стерео-зона», в которой оба телескопа могут совместно (но не обязательно синхронно) наблюдать космические объекты (рис. 1).

Для случая, когда оптические оси телескопов ориентированы вертикально, зависимость дальности h от триангуляционной базы D для типовых размеров полей зрения приведена на рис. 2.

Из рис. 2 видно, например, что при ширине поля зрения телескопов $6^\circ \times 6^\circ$ в стерео-зону попадают космические объекты с высотой более 500 км.

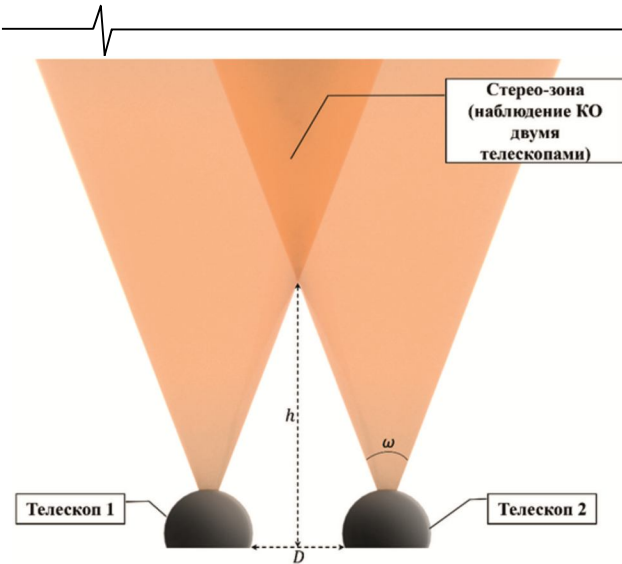


Рис. 1. Геометрия стереонаблюдения

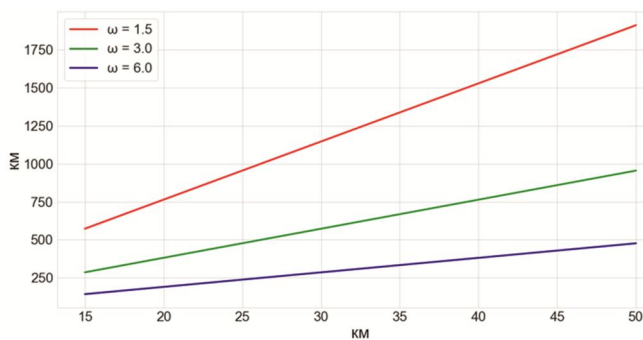


Рис. 2. Зависимость дальности h от триангуляционной базы D и ширины поля зрения ω

Пусть $X_0 = X(\tau_0) = \begin{bmatrix} p_0 \\ v_0 \end{bmatrix}$, где $p_0 = p(\tau_0)$, $v_0 = v(\tau_0)$ – трёхмерные вектора положения и скорости КО в абсолютной декартовой системе координат с началом в центре Земли. Закон движения КО задаётся процедурой прогноза $X(\tau) = f(X(\tau_0), \tau - \tau_0)$, которая связывает вектора состояния $X(\tau)$ и $X(\tau_0)$, соответствующие произвольным моментам времени τ и τ_0 . Измеряемые текущие угловые координаты КО – прямое восхождение $\alpha_t = \alpha(\tau_t)$ и склонение $\delta_t = \delta(\tau_t)$, связаны с вектором состояния X_0 функциями пересчёта $\alpha_t = \varphi_t(X_0)$, $\delta_t = \varphi_t(X_0)$. Измерение $y_t = \begin{bmatrix} \hat{\alpha}_t \\ \hat{\delta}_t \end{bmatrix}$ неизвестных угловых координат α_t, δ_t , ($t=1, \dots, n$) является реализацией случайной величины Y_t , подчиняющейся уравнению наблюдения:

$$Y_t = h_t(X_0) + G_t \varepsilon_t \quad (1)$$

в котором $h_t = \begin{bmatrix} \varphi_t(X_0) \\ \psi_t(X_0) \end{bmatrix}$, $\varepsilon_t = \begin{bmatrix} \varepsilon_t^\alpha \\ \varepsilon_t^\delta \end{bmatrix}$, $t=1, \dots, n$ – последовательность некоррелированных нормально распределённых векторов нормированных ошибок измерения с нулевым средним и единичной ковариационной матрицей, $W_t = G_t G_t^T$ – [2×2]-ковариационная матрица ошибки

измерения $\tilde{\varepsilon}_t = G_t \varepsilon_t$ (здесь G_t^T – транспонированная матрица G_t).

Оценку текущего направления от телескопа на объект (пеленг) определим вектором \hat{e}_t , который вычисляется на основе измерения $(\hat{\alpha}_t, \hat{\delta}_t | s_t)$ и положения $p_t^{s_t}$ телескопа с номером s_t , который произвёл это измерение.

При одновременном наблюдении нескольких КО возникает задача идентификации относящихся к одному и тому же объекту измерений, полученных разными телескопами стерео-комплекса. Рассмотрение алгоритма решения этой задачи выходит за рамки данной работы. Будем считать, что такая идентификация проведена и ограничимся рассмотрением задачи определения оценки \hat{x}_0 вектора состояния X_0 вместе с апостериорной ковариационной матрицей ошибок оценивания $\Gamma = M\{(X_0 - \hat{x}_0)(X_0 - \hat{x}_0)^T | Y = y\}$ по реализации $y = [y_1, \dots, y_n]$ случайной последовательности $Y = [Y_1, \dots, Y_n]$. Предполагается, что $\tau_1 \leq \tau_0 \leq \tau_n$.

Поскольку рассматривается случай, когда априорные данные о векторе состояния X_0 отсутствуют, для построения оценки используется критерий наименьших квадратов:

$$\hat{x}_0 = \arg \min_{x_0} J(x_0), \quad (2)$$

$$J(x_0) = \sum_{t=1}^n [y_t - h_t(\hat{x}_0)]^T W_t^{-1} [y_t - h_t(\hat{x}_0)]. \quad (3)$$

В принципе, построить оценку можно с помощью вычисления оценок вектора состояния, каждая из которых использует измерения, полученные только одним телескопом, и затем объединить эти оценки и ковариационные матрицы ошибок оценивания. Однако реализация такого способа (см., например, [3], [4]) требует значительных вычислительных затрат. Поэтому в данной работе предлагается значительно более простой алгоритм решения рассматриваемой задачи.

Алгоритм вычисления оптимальной по критерию наименьших квадратов оценки

Для вычисления оценки (2) используется итеративный алгоритм наименьших квадратов [1]:

$$\hat{x}_0^{(i+1)} = \hat{x}_0^{(i)} + \Gamma_i \sum_{t=1}^n F_t^T W_t^{-1} (y_t - h_t(\hat{x}_0^{(i)})), \quad (4)$$

$$\Gamma_i^{-1} = \sum_{t=1}^n F_t^T W_t^{-1} F_t, \quad (5)$$

в котором $F_t(\hat{x}_0^{(i)}) = \frac{\partial f_t(\hat{x}_0^{(i)})}{\partial x}$. Итерации прекращаются при выполнении неравенства $(\hat{x}_0^{(i+1)} - \hat{x}_0^{(i)})^T \times (\hat{x}_0^{(i+1)} - \hat{x}_0^{(i)}) \leq \delta$, в котором величина δ выбирается из условия обеспечения конечной точности итеративного вычисления оптимальной оценки. После прекращения итераций фиксируются оценка \hat{x}_0 и ковариационная матрица ошибок оценивания $\Gamma : \hat{x}_0 = \hat{x}_0^{(i+1)}$, $\Gamma = \Gamma_{i+1}$.

Построение начального приближения

Для инициализации алгоритма (4), (5) и обеспечения его сходимости требуется достаточно точное начальное приближение $\hat{x}_0^{(0)}$. Для его построения предлагается приближённая модель движения КО с дискретным переключением силы притяжения. Опишем следующими уравнениями изменение положения p_t и скорости v_t КО на интервале времени $[\tau_1, \tau_n]$, разбитом на короткие под-интервалы $[\tau_{t-1}, \tau_t]$, $t = 2, \dots, n$:

$$p_t = p_{t-1} + v_{t-1}(\tau_t - \tau_{t-1}) + \frac{1}{2} g_{t-1}(\tau_t - \tau_{t-1})^2, \quad (6)$$

$$v_t = v_{t-1} + g_{t-1}(\tau_t - \tau_{t-1}), \quad (7)$$

где вектор ускорения свободного падения

$$g_t = -\frac{g_E R_E^2 p_t}{(p_t^T p_t)^{3/2}} \quad (8)$$

остаётся постоянным на интервале времени $[\tau_{t-1}, \tau_t]$ и скачком переключается в момент времени τ_t , R_E – средний радиус Земли, g_E – ускорение свободного падения на поверхности Земли.

Неизвестное текущее положение p_t в формуле (8) заменяется его оценкой \tilde{p}_t , которая определяется из условия

$$\rho_{t-}^2(\tilde{p}_t) + \rho_{t+}^2(\tilde{p}_t) = \min_{p_t} [\rho_{t-}^2(p_t) + \rho_{t+}^2(p_t)], \quad (9)$$

в котором τ_{t-}, τ_{t+} – два ближайших к τ_t момента времени получения разными телескопами угловых измерений, $\rho_i^2(p_t) = (p_t - p_i^s)^T \Pi_i (p_t - p_i^s)$, ($i = t_-, t_+$) – расстояние между точкой p_t и лучом пеленга, определённым единичным направляющим вектором \hat{e}_i и положением p_i^s телескопа с номером s_i , $\Pi_i = E - \hat{e}_i \hat{e}_i^T$, E – единичная матрица. Можно показать, что \tilde{p}_t вычисляется как решение линейного уравнения

$$(\Pi_{t-} + \Pi_{t+}) \tilde{p}_t = (\Pi_{t-} p_{t-}^s + \Pi_{t+} p_{t+}^s). \quad (10)$$

Решение рекуррентных уравнений (6), (7) даёт следующую связь текущих положения p_t и скорости v_t с их начальными значениями p_0 и v_0 :

$$p_t = p_0 + v_0(\tau_t - \tau_0) + a_t, \quad (11)$$

$$v_t = v_0 + b_t, \quad (12)$$

и, соответственно, текущего вектора $x_t = \begin{bmatrix} p_t \\ v_t \end{bmatrix}$ с

начальным вектором $x_0 = \begin{bmatrix} p_0 \\ v_0 \end{bmatrix}$:

$$x_t = \begin{bmatrix} E & (\tau_t - \tau_0) \\ 0 & E \end{bmatrix} x_0 + \begin{bmatrix} a_t \\ b_t \end{bmatrix}, \quad (13)$$

где $a_t = \frac{1}{2} \sum_{i=1}^t g_{i-1}(\tau_i - \tau_{i-1})^2 + \sum_{i=1}^{t-1} g_{i-1}(\tau_i - \tau_{i-1})(\tau_t - \tau_i)$,

$$b_t = \sum_{i=1}^t g_{i-1}(\tau_i - \tau_{i-1}).$$

Подстановка соотношений (11), (12) в формулу $\rho_t^2 = (p_t - p_i^s)^T \Pi_i (p_t - p_i^s)$ для минимального расстояния ρ_t между точкой p_t и лучом, выходящим из точки p_i^s расположения телескопа s_i вдоль направления, определённого единичным направляющим вектором $\hat{e}_i = e(\hat{\alpha}_i, \hat{\delta}_i)$, даёт:

$$\begin{aligned} \rho_t^2 &= \rho_t^2(p_0, v_0) = \\ &= [p_0 + v_0(\tau_t - \tau_0) + a_t - p_i^s]^T \times \\ &\times \Pi_i [p_0 + v_0(\tau_t - \tau_0) + a_t - p_i^s]. \end{aligned} \quad (14)$$

Можно показать, что оценка $\hat{x}_0 = \begin{bmatrix} \hat{p}_0 \\ \hat{v}_0 \end{bmatrix}$ вектора

$x_0 = \begin{bmatrix} p_0 \\ v_0 \end{bmatrix}$, доставляющая минимум по p_0, v_0 критерию

$J = \sum_{t=1}^n \rho_t^2(p_0, v_0)$, является решением линейной системы уравнений:

$$\begin{bmatrix} \sum_{t=1}^T \Pi_t & \sum_{t=1}^n \Pi_t(\tau_t - \tau_0) \\ \sum_{t=1}^n \Pi_t(\tau_t - \tau_0) & \sum_{t=1}^n \Pi_t(\tau_t - \tau_0)^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_0 \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sum_{t=1}^n \Pi_t(p_i^s - a_t) \\ \sum_{t=1}^n (\tau_t - \tau_0) \Pi_t(p_i^s - a_t) \end{bmatrix}. \quad (15)$$

После получения оценки \hat{x}_0 описанную последовательность операций можно повторить с использованием в формуле (8) вместо $p_t = \tilde{p}_t$ оценки текущего положения КО, полученной на предыдущей итерации.

Анализ результатов моделирования

Возможности стереонаблюдения исследовались с помощью моделирования процесса наблюдения спутников OFEQ7, TECSAR, OFEQ16, OFEQ11, FIA Radar 4, OFEQ10, FIA Radar 3 и обработки стереоизмерений с помощью предлагаемого комплекса алгоритмов. Ошибки измерения имитировались в виде последовательности некоррелированных нормальных случайных величин с одинаковой по двум угловым координатам дисперсией. При формировании измерений учитывались условия физической видимости КО. Исследования проводились для различных величин стереобазы D в пределах от 10 до 50 км., стандартного отклонения σ ошибок измерения угловых координат в пределах от 1" до 10", и продолжительности наблюдения КО от 30 сек. до 180 сек. при периоде получения измерений 1 сек. Было установлено, что в пределах указанного множества условий наблюдения эмпирические дисперсии ошибок оценивания компонентов шестимерного вектора положения и скорости КО, полученные усреднением по 1000 опытам, близки к значениям, определяемым нижним пределом неравенства Крамера-Рао. Это свидетельствует о том, что принятые при разработке рассматриваемого комплекса алгоритмов допущения и приближения являются

корректными, и предлагаемая обработка обеспечивает качество, близкое к оптимальному в смысле критерия наименьших квадратов, по крайней мере, в пределах исследованных типовых условий наблюдения. В качестве примера на рис. 3, 4 представлены полученные при моделировании зависимости стандартного отклонения ошибок оценивания положения и скорости КО от величины стерео-базы при $\sigma = 1''$ для спутников: TECSAR, OFEQ11 и FIA Radar 3. Зелёным цветом отображены зависимости эмпирических дисперсий, синим – их теоретически возможный нижний предел.

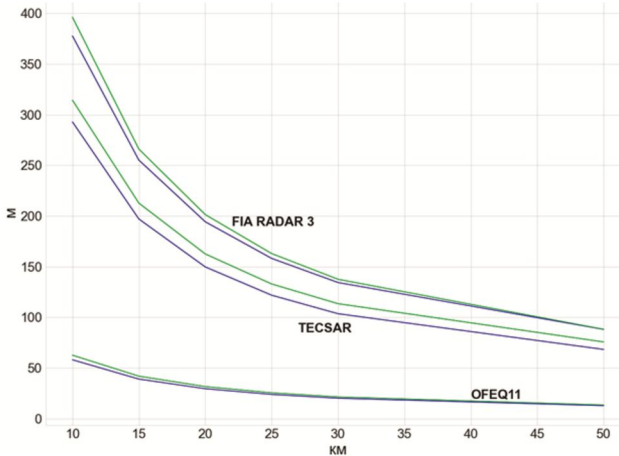


Рис. 3. Зависимости стандартного отклонения ошибок оценивания положения КО от величины стерео-базы

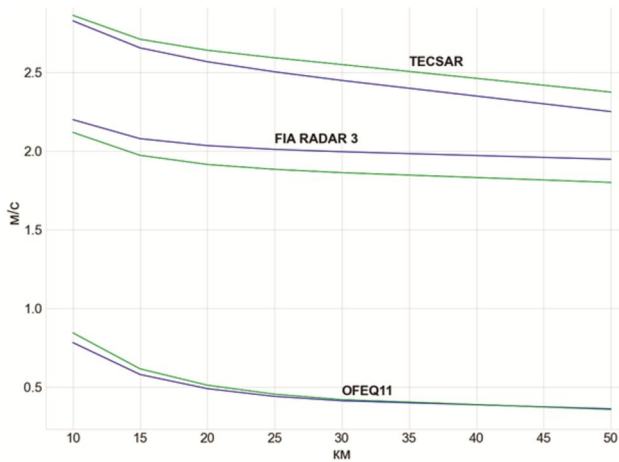


Рис. 4. Зависимости стандартного отклонения ошибок оценивания скорости КО от величины стерео-базы

При моделировании также исследовались вид и размеры области поиска КО, под которой понималась доверительная (по уровню вероятности 0,9) область угловых координат КО на момент начала следующего сеанса наблюдения. Область поиска рассчитывалась следующим образом. В каждом модельном эксперименте с помощью предложенного в статье комплекса алгоритмов обработки измерений, полученных в первом сеансе наблюдения, рассчитывались среднее \hat{x}_0 и ковариационная матрица Γ нормальной апостериорной плотности вероятности вектора положения и скорости КО. В соответствии с этой плотностью генерировалось 10^5 шести-мерных векторов положения и скорости, лежащих в доверительном эллипсоиде, построенном по уровню доверительной вероятности 0,9. Эти вектора экстраполировались на момент начала следующего сеанса наблюдения КО и пересчитывались в систему измеряемых угловых координат. Таким образом строился «точный портрет» двумерной области поиска КО.

Типовые примеры точечных портретов области поиска приведены на рис. 5, 6, на которых красным цветом показана область поиска КО, построенная по измерениям стерео-комплекса, а для сравнения зелёным цветом показана область поиска, построенная по измерениям только одного из телескопов стерео-комплекса. Чёрная точка указывает действительное положение КО. Ось абсцисс соответствует прямому восхождению, ось ординат – склонению.

На рис. 5 показана область поиска OFEQ16 в следующем сеансе наблюдения на очередном витке. При наблюдении КО стерео-комплексом в течение 30 сек. продольный размер области поиска составил 2.5^0 , что сопоставимо с размерами полей зрения существующих телескопов, применяемых для наблюдения КО. Таким образом, в этом случае КО может быть обнаружен в экстраполированной точке пространства без проведения поиска. Из рисунка видно, что при наблюдении КО одним телескопом в тех же условиях продольный размер области поиска катастрофически возрастает, что чрезвычайно увеличивает время поиска КО и делает его повторное обнаружение проблематичным. Такой же эффект радикального сокращения продольного размера области поиска за счёт применения стерео-наблюдения можно видеть на рис. 6, на котором для OFEQ16 показаны области поиска КО через сутки. В этом сценарии продольный

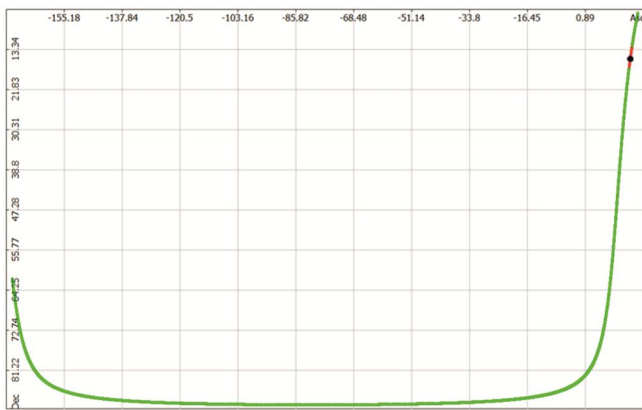


Рис. 5. Область поиска OFEQ16 на следующем витке

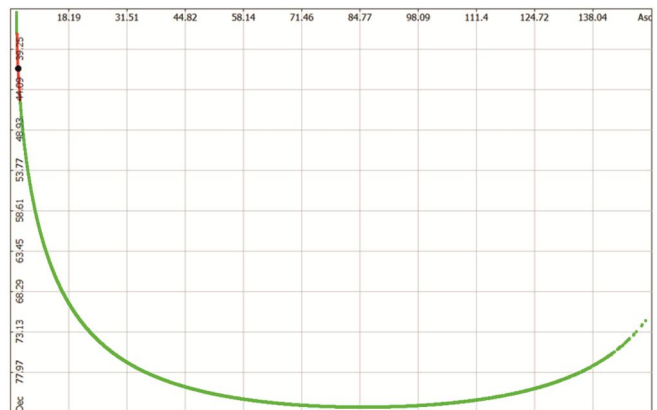
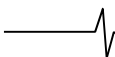


Рис. 6. Область поиска OFEQ16 через сутки



размер области поиска, построенный для варианта стереонаблюдения в течение 100 сек. составил 4.0° , что позволяет повторно обнаружить КО без проведения поиска. В варианте наблюдения КО в первом сеансе одним телескопом область поиска в следующем сеансе наблюдения следующей ночью опять оказывается недопустимо длинной.

В целом, проведённые исследования позволяют сделать вывод о том, что применение стереонаблюдения для обнаружения КО, по которому отсутствует априорная информация, позволяет радикально уменьшить размер области его поиска в следующем сеансе наблюдения по сравнению со случаем его наблюдения одним телескопом.

Литература

1. Chang C.B. Ballistic Trajectory Estimation with Angle-Only Measurements.
2. Jin Choi, Y.-J. Choi, Hong-Suh Yim, Wonyong Han. Two-Site Optical Observation and Initial Orbit Determination for Geostationary Earth Orbit Satellites, Journal of Astronomy & Space Sciences 27(4):337-343, December 2010.
3. Kolessa A.E., Ivanov V.N., Radchenko V.A. Searching of Unknown Earth-Orbiting Object in the Next Observation Session. International Conference Engineering & Telecommunication (En&T), Proceedings, November 26-28, 2014, MIPT, Moscow, Russia. Published by the IEEE Computer Society.
4. Alexei E. Kolessa, Alexander G. Tartakovsky, Atner P. Ivanov, Vasily A. Radchenko. Nonlinear Estimation and Decision-making Methods in Short Track Identification and Orbit Determination Problem. IEEE Transactions on aerospace and electronic systems, 2019.



**Всероссийская конференция
«Радиоэлектронные устройства и системы
для инфокоммуникационных технологий»
(«РЕУС – 2023»)**

06 – 08 июня 2023 г. Россия, Москва

*THE ALL-RUSSIAN CONFERENCE
(WITH THE INTERNATIONAL PARTICIPATION)*

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

Конференция посвящена «Дню Радио»



ПРИГЛАШАЕМ ВАС ПРИНЯТЬ УЧАСТИЕ В РАБОТЕ КОНФЕРЕНЦИИ

ОРГАНИЗАТОРЫ:

- Российское научно-техническое общество радиотехники, электроники и связи им. А.С. Попова
- Институт радиотехники и электроники им. В.А. Котельникова РАН
- Московский технический университет связи и информатики
- Отделение РАН

ПРИ УЧАСТИИ:

- ОАО «Концерн радиостроения «Вега»
- ФГУП «НИИР»
- Балтийский федеральный университет им. И. Канта
- Владимирский государственный университет
- Московский авиационный институт
- Московский энергетический институт
- Московский институт электронной техники
- Московский государственный технический университет им. Н.Э. Баумана
- Нижегородский госуниверситет им. Н.И. Лобачевского
- Министерство высшего образования и науки РФ
- Нижегородский технический госуниверситет им. Р.Е. Алексеева
- Рязанский государственный радиотехнический университет им. В.Ф. Уткина
- Санкт-Петербургский государственный университет телекоммуникаций
- Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» им. В.И. Ульянова (Ленина)
- Ульяновский государственный технический университет
- Ярославский государственный университет

ВСЕРОССИЙСКИЙ ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

Председатель: академик РАН **Никитов Сергей Аполлонович**

Заместитель Председателя: академик РАН **Панченко Владислав Яковлевич**

Сопредседатели: д.т.н. **Ашурбейли И.Р.**, академик РАН **Бугаев А.С.**, академик РАН **Кузнецов Н.А.**

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

ВСЕРОССИЙСКИЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ:

Председатель: академик РАН **Чаплыгин Юрий Александрович**

Заместитель Председателя: академик РАН **Кузнецов Николай Александрович**

Члены Программного комитета: проф. **Аджемов А.С.**, д.т.н. **Борисов В.П.**, д.т.н. **Бутенко В.В.**, член-корр. РАН **Верба В.С.**, проф. **Витязев В.В.**, проф. **Петровский А.А.** (Беларусь), д.э.н. **Сеилов Ш.Ж.** (Казахстан), проф. **Скородумов А.И.**, проф. **Ямпурин Н.П.**

УДК 303.732.4

ТОЧНОСТНАЯ МОДЕЛЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЭЛЕМЕНТОВ ВНЕШНЕГО ОРИЕНТИРОВАНИЯ КОСМИЧЕСКИХ СНИМКОВ ДЛЯ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ ПРИ СОЗДАНИИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННОГО НАБЛЮДЕНИЯ

*Бутко А.В., начальник сектора АО «Ракетно-космический центр «Прогресс», г. Самара,
e-mail: sandrbut@yandex.ru*

PRECISION MODEL FOR DETERMINING THE ELEMENTS OF EXTERNAL ORIENTATION OF SPACEBORNE IMAGES FOR SUPPORTING ACCEPTING OF DECISION IN PROCESS OF CREATION OF SPACE VEHICLE WITH EQUIPMENT OF OBSERVATION OF THE EARTH IN VISIBLE SPECTRUM

Butko A.V.

For increase of accuracy of the georeferencing of space borne images of the terrestrial surface it is necessary on the development stage of automatic space vehicle with equipment of observation of the earth to carry out the assessment and the analysis of the errors of joint processing of information of measurement in ensuring creation the model of high-precision of the georeferencing of images. The georeferencing is carried out by means of geometric model of connection of coordinate on the image with terrestrial coordinate of according to results of onboard measurements and data from passport of the space vehicle. From here two problems of increase of accuracy of the georeferencing are formulated: increase of accuracy of results of onboard measurements and increase of accuracy of data in passport. Additional data (ground control point, digital cards, digital elevation model, the archive processed images, etc.) can be used for increase of accuracy of results of onboard measurements. In case of the absence of additional data the accuracy of the georeferencing can be increased by joint processing of results of onboard measurements. It is provided with accumulation of measurements on the long time interval and their processing by methods of statistics and optimization. Here the disturbing factor are evolutions of the space vehicle. For increase of accuracy of the georeferencing the negative impact of evolutions needs to be considered at the space vehicle development stage at placement of measuring apparatuses and the choice of the mode of measurements. As a result of work was developed the precision model for determining the elements of external orientation of spaceborne images for supporting accepting of decision in process of creation of space vehicle with equipment of observation of the Earth in visible spectrum for the purpose of increase of accuracy of the georeferencing of images without use of additional information. Evolutions of the space vehicle and joint processing of onboard measuring information in the model are considered. The model allows to evaluate design parameters of placement of devices and the mode of measurements for ensuring creation of high-precision model of the georeferencing of images.

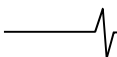
Key words: accuracy, error, design parameters, measuring information, georeferencing, space borne images, photogrammetric processing, additional information, statistics, optimization, high-precision model of the georeferencing, joint processing.

Ключевые слова: точность, погрешность, проектные параметры, измерительная информация, геодезическая привязка, космические снимки, фотограмметрическая обработка, опорная информация, статистика, оптимизация, высокоточная модель геодезической привязки.

Введение

В связи с ростом детальности получаемых космических снимков за последнее десятилетие возросли требования потребителей к точности их координатной привязки. В мире уже осуществляются запуски сверхвысокодетальных космических аппаратов (КА) оптико-электронного наблюдения (ОЭН), которые позволяют получать снимки земной поверхности с разрешающей способностью менее полуметра [1-3, 6]. Повышение точности геодезической привязки сверхвысокодетальных снимков обеспечивается за счёт совершенствования методов создания высокоточной геодезической модели, основанной на геодезическом ориентировании по опорным данным [4-7]. Под опорными данными здесь подразумеваются наземные ориентиры (хорошо опознаваемые на снимке объекты,

Для повышения точности геодезической привязки снимков земной поверхности необходимо на этапе разработки автоматических космических аппаратов оптико-электронного наблюдения проводить оценку и анализ погрешности комплексной обработки измерительной информации в обеспечении создания высокоточной модели геодезической привязки снимков. Геодезическая привязка осуществляется с помощью моделей оптико-электронной съёмки по бортовой измерительной информации и формулярным данным на космический аппарат. Отсюда формулируются две задачи повышения точности геодезической привязки: повышение точности измерительной информации и повышение точности формулярных данных. Для повышения точности бортовой измерительной информации могут быть использованы опорные данные (опорные точки, цифровые карты, цифровые модели рельефа, архивные обработанные изображения и т.д.). В отсутствие опорных данных точность можно повысить за счёт комплексной обработки бортовой измерительной информации. Это обеспечивается накоплением измерений на длительном временном интервале и их обработка методами статистики и оптимизации. Мешающим фактором являются эволюции космического аппарата. Для повышения точности геодезической привязки негативное влияние эволюций необходимо учитывать на этапе разработки космического аппарата при размещении измерительных приборов и выборе режима измерений. В результате была разработана точностная модель определения элементов внешнего ориентирования космических снимков для поддержки принятия решения при создании космических аппаратов оптико-электронного наблюдения с целью повышения точности координатной привязки снимков без использования опорной информации. В модели учитываются эволюции космического аппарата и комплексная обработка бортовой измерительной информации. Модель позволяет оценить проектные параметры размещения приборов и режима измерений для обеспечения создания высокоточной модели геодезической привязки снимков.



координаты которых известны). Поэтому точность геодезической привязки зависит от числа, относительного расположения на снимке и точности знания координат этих ориентиров.

Для геодезической привязки снимков в России, в частности в АО «РКЦ «Прогресс», впервые разработан метод создания высокоточной геодезической модели, основанный на комплексной обработке бортовой измерительной информации [8]. Основными источниками измерительной информации на КА являются приборы определения координат звёзд и приёмник навигационных сигналов от спутников глобальной навигационной спутниковой системы. Работа этих приборов выполняется в условиях движения КА ОЭН в космическом пространстве вокруг Земли по замкнутой траектории и вокруг центра масс для осуществления съёмки заданных участков земной поверхности, а также для выполнения служебных операций. Точность и объём измерений, необходимых для реализации метода создания высокоточной геодезической модели, зависят от наблюдаемости ориентиров (звёзд, спутников ГНСС) приборами и их относительного положения. Влияние этой зависимости динамично и определяется движением КА ОЭН и параметрами, характеризующими размещение приборов на конструкции.

Кроме этого, при реализации метода создания высокоточной геодезической модели для сверхвысокоточных снимков необходимо учитывать пространственное разнесение измерительных приборов и съёмочной аппаратуры. Точность определения элементов внешнего ориентирования (ЭВО) снимка, с участием которых определяются геодезические координаты, зависит от точности измерений бортовых приборов и от точности знания параметров, характеризующих разнесение бортовых приборов.

Оценку влияния перечисленных зависимостей и условий формирования измерений и определения ЭВО снимка необходимо проводить при создании сверхвысокоточных КА ОЭН для реализации метода создания высокоточной геодезической модели. При выборе проектных параметров КА необходимо учитывать влияние этих факторов для повышения точности геодезической привязки.

Из-за движения центра масс по орбите и вокруг центра масс КА частота измерений может отличаться от частоты работы прибора. Точность измерений меняется в зависимости от количества и расположения ориентиров в поле зрения прибора. Ситуацию можно улучшить выбором оптимальных углов установки приборов на КА, а также выбором достаточной частоты работы прибора и длительности интервала сбора измерительной информации для компенсации динамики точности измерений. Для этого необходимо иметь функциональную зависимость погрешности синтеза ЭВО снимка от частоты работы прибора, интервала измерений и углов установки приборов.

Постановка задачи

Сформулирована задача выбора значений углов установки измерительных приборов, частоты работы и

интервала сбора измерительной информации. Для заданных параметров:

– параметров движения центра масс по орбите

$\vec{R}_{КА} = (X_{КА} \ Y_{КА} \ Z_{КА})$ и вокруг центра масс КА $\Lambda = (\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$, $\vec{\omega} = (\omega_x \ \omega_y \ \omega_z)$;

– погрешности измерительной информации приборов;

– количества приборов;

– конструкции;

требуется построить функциональную зависимость погрешности синтеза ЭВО снимка от частоты работы приборов ν , интервала измерения ΔT и углов установки приборов α, δ :

$$\sigma_{ЭВО} = F(\nu, \Delta T, \alpha, \delta).$$

Необходимо методами оптимизации вычислить значение параметров $(\hat{\nu}, \hat{\Delta T}, \hat{\alpha}, \hat{\delta})$, обеспечивающих минимум погрешности синтеза ЭВО снимка $\sigma_{ЭВО} \rightarrow \min_{\hat{\nu}, \hat{\Delta T}, \hat{\alpha}, \hat{\delta}}$.

Функциональную зависимость можно получить с помощью методов факторного анализа. Эти методы основываются на проведении серии экспериментов и корреляционного анализа результатов на предмет связи со значениями факторов. На этапе создания КА эксперименты можно проводить с помощью комплексной математической модели.

Для получения достоверных результатов при реализации методов факторного анализа математическая модель должна удовлетворять следующим требованиям:

– содержание всех элементов технологического процесса получения информации для комплексной обработки: от измерения до синтеза ЭВО снимка;

– учёт эволюций КА;

– количество результатов соответствовало числу обращений к модели;

– учёт корреляции между параметрами во всех сечениях модели;

– модульность для возможности замены на современное решение;

– структурированность.

Предлагаемое решение задачи

Модель предлагается строить с учётом имитационного моделирования, применяемого в АО «РКЦ «Прогресс» при оценивании основных тактико-технических характеристик.

Для моделирования точностных характеристик измерительной информации предлагается строить параметрическую модель. Естественно, для описания модели используется ковариационная матрица, содержащая среднеквадратическую погрешность (СКП) измерения по каждой координате.

Такое представление позволяет учитывать корреляцию между измерениями координат. Кроме того, использование ковариационной матрицы для записи погрешности измерения упрощает аналитическую запись. Для проведения оценивания не нужно проводить многочисленные вычисления, как в статистических моделях.

Точность измерения прибора зависит от внешних

условий и собственных ошибок. СКП может определять разработчик при автономных испытаниях прибора статистически.

Внешние условия определяются целевой работой КА. Зависимость измерений навигационных параметров от внешних условий и приборных ошибок хорошо освещена в литературе, в большинстве случаев, для наземных потребителей. Зависимость измерений параметров ориентации КА от внешних условий и приборных ошибок освещена в литературе для зачётных условий.

Оценивание степени уточнения измерительной информации по алгоритмам, применяемым в наземных комплексах обработки целевой информации, предлагается проводить по параметрическим моделям этих алгоритмов с помощью СКП и матрицы ковариации.

Ориентация КА в пространстве может быть определена измерением следующих величин:

- вектора магнитного поля Земли;
- вектора направления на Солнце;
- вектора направления на определенные звезды;
- вектора по направлению к центру Земли;
- навигационных параметров глобальных навигационных спутниковых систем (ГНСС) GPS и ГЛОНАСС;
- навигационных параметров инерциальной навигационной системы (ИНС).

Датчики ориентации и навигации КА могут использоваться:

- прямой способ измерения (звездный датчик);
- косвенный способ измерения (магнетометр, земной датчик, солнечный датчик, навигационный приемник);
- инерциальный способ измерения (акселерометр, гироскоп).

Некоторые сравнительные характеристики датчиков ориентации и навигации КА приведены в табл. 1, из анализа которой можно сделать вывод, что для КА наиболее приемлемы по массе и энергопотреблению солнечный датчик, датчик вертикали, магнитометр и навигационный приемник ГНСС.

Из-за высокой точности прямой способ измерения получил наибольшее распространение в системе ориентации и стабилизации КА в виде приборов – звездных датчиков.

В практике космических полетов получило наибольшее распространение определение орбит и параметров движения КА с использованием внешнетраекторных измерений (ВТИ). Сегодня широко применяют различные типы измерительных систем: радиотехнические, оптические, гравиметрические, магнитометрические и

т.д. Основными видами внешнетраекторных измерений являются радиотехнические и оптические [9, 10].

Среди радиотехнических систем в настоящее время перспективными являются высокоточные системы определения положения, скорости и ориентации КА на основе данных, поступающих от многоканальных ГЛОНАСС/GPS-приемников, и их комплексирование с инерциальными системами навигации [9, 10].

Для разработки моделей принята компоновка КА звездными датчиками и многоканальными ГЛОНАСС/GPS-приемниками (навигационными приемниками).

Точностная модель измерений ЗД

В модели точности измерений звездного датчика учитываются следующие источники погрешности:

- шум считывания сигнала с выходного регистра матрицы;
- погрешность координат центров пикселей матрицы;
- погрешность координат звезд в каталоге.

Учитываются следующие условия измерений звездным датчиком:

- засветка приборов;
- движение КА вокруг центра масс.

Ковариационную матрицу погрешности n -го измерения ориентации осей приборной системы координат ЗД можно получить по известной формуле:

$$K_{ADn} = 4 \cdot C \cdot (K_{meas} + K_{kat}) \cdot C^T,$$

где $C = (B_{3 \times (2 \cdot N)} \cdot B_{(2 \cdot N) \times 3})^{-1} \cdot B_{3 \times (2 \cdot N)}$ – нормализованная матрица;

$$K_{meas} = \begin{bmatrix} Kx_{meas} & 0 \\ 0 & Ky_{meas} \end{bmatrix} \text{ – блочная ковариационная}$$

матрица ошибок измерения координат звезд на ПЗС-матрице ЗД размерностью $2 \cdot N \times 2 \cdot N$;

$$B_{(2 \cdot N) \times 3} = \begin{bmatrix} Bx_{N \times 3} \\ By_{N \times 3} \end{bmatrix} \text{ – блочная матрица частных произ-}$$

водных координат энергетического центра звезды по параметрам Родрига;

Kx_{meas} – ковариационная матрица ошибок измерения координаты x звезд на ПЗС-матрице ЗД размерностью $N \times N$;

Ky_{meas} – ковариационная матрица ошибок измерения координаты y звезд на ПЗС-матрице ЗД размерностью $N \times N$;

0 – нулевая матрица размерностью $N \times N$;

Таблица 1. Сравнительные характеристики датчиков ориентации и навигации

Датчик	Погрешность, град.	Масса, кг	Энергопотребление, Вт
Датчик ИНС (гироскоп)	0,003-1 град/ч (скорость роста погрешности)	1-25	5-200
Солнечный датчик	0,2-1	0,04-0,5	менее 1
Звездный датчик	0,00002-0,08	3-7	4-32
Датчик вертикали	0,02-0,1	0,6-5	1-8
Магнитометр	0,5-1	0,2-0,7	менее 1
Навигационный приёмник ГНСС	-	1-3	2



K_{kat} – ковариационная матрица ошибок определения координат изображения звёзд из-за ошибок знания координат звёзд в каталоге размерностью $2 \cdot N \times 2 \cdot N$.

Блочная ковариационная матрица ошибок измерения K_{meas} координат i -й звезды на ПЗС-матрице ЗД вычисляется с учётом математической модели ЗД, описанной в статье [11].

Ковариационная матрица ошибок определения координат изображения звезд из-за ошибок знания координат звёзд в каталоге можно определить по формуле:

$$K_{kat} = \begin{bmatrix} Kx_{kat} & 0 \\ 0 & Ky_{kat} \end{bmatrix},$$

где $Kx_{kat} = \sigma_{\delta_{star}}^2 \cdot Fx \cdot Fx^T + \sigma_{\alpha_{star}}^2 \cdot Hx \cdot Hx^T$ – ковариационная матрица размерностью $N \times N$ ошибок определения координаты x изображения звезд из-за ошибок координат $(\delta_{star}, \alpha_{star})$ в каталоге;

$Ky_{kat} = \sigma_{\delta_{star}}^2 \cdot Fy \cdot Fy^T + \sigma_{\alpha_{star}}^2 \cdot Hy \cdot Hy^T$ – ковариационная матрица размерностью $N \times N$ ошибок определения координаты y изображения звезд из-за ошибок координат $(\delta_{star}, \alpha_{star})$ в каталоге;

0 – нулевая матрица размерностью $N \times N$.

Точностная модель измерений навигационного приёмника

В модели точности измерений навигационного приёмника учитываются следующие источники погрешности:

- уход часов навигационного спутника (НС);
- уход частоты генератора НС;
- ионосферная задержка сигнала;
- эфемериды НС.

Учитываются следующие условия измерений навигационным приёмником:

- места установки приёмных антенн на КА (затенение рабочей зоны антенн и расстояние от фазового центра до начала отсчёта визирной системы координат);
- движение КА вокруг центра масс.

Навигационный приёмник определяет параметры собственного положения по сигналам навигационных приёмников.

В вычислителе навигационного приёмника проводятся следующие действия:

- определяется созвездие видимых навигационных спутников;
- решается навигационная задача.

Под навигационной задачей понимается определение вектора положения и вектора скорости движения по орбите по измеренным дальностям до навигационных спутников. Дальность определяется до фазового центра антенного устройства навигационного приёмника.

Существует два способа определения дальности:

- кодовый (по временной задержке распространения сигнала):

$$\tilde{D}_i = D_i + c \cdot \Delta t_{NSi} - \Delta D_{efi} - \Delta D_i;$$

$$\tilde{D}_i = \left| \vec{R}_{NR} - \vec{R}_{NS} \right| + c \cdot \Delta t_{NR};$$

- фазовый (по фазовой задержке распространения сигнала):

$$\Delta \tilde{\phi}_{PDi} = \Delta \phi_{PDi} + f_i \cdot \Delta t_{NSi} - \frac{\Delta D_{efi}}{\lambda_i} - \frac{\Delta D_i}{\lambda_i};$$

$$\Delta \tilde{\phi}_{PDi} = \frac{\left| \vec{R}_{NR} - \vec{R}_{NS} \right|}{\lambda_i} + f_i \cdot \Delta t_{NR}.$$

Точностная модель восстановления фактического движения ЗД

Восстановление вращательного движения ЗД по измерительной информации может быть выполнено разными способами интерполяции: сплайнами, дискретным рядом Фурье, решением кинематических уравнений (в форме кватернионов или матриц).

Предлагаемая точностная модель определения угловых ЭВО учитывает оценку точности универсального способа аппроксимации вращательного движения ЗД в форме кватернионов, приспособленного для случая достаточно частой временной сетки со значениями вектора $\vec{\omega}$ и произвольной (в частности, редкой или сильно неравномерной) временной сетки со значениями кватерниона.

Ковариационную матрицу K'_{AD0} погрешности определения начальных условий системы кинематических уравнений можно найти по формуле [12]:

$$K'_{AD0} = \frac{4 \cdot \text{trace} \left(\sum_{n=0}^N K_{ADn} \right)}{3 \cdot (N-1)} \cdot C^{-1}(x_*),$$

где $x_* = (z_1^*, z_2^*, z_3^*, \Delta_1^*, \Delta_2^*, \Delta_3^*)^T$ – вектор решения системы нормальных уравнений $C(x) \cdot \Delta x = d(x)$ [6]; z_i^* – параметры Родрига; Δ_i^* – смещения нуля измерителя угловой скорости; K_{ADn} – ковариационная матрица ошибок измерения звёздного датчика; N – количество измерений.

Ковариационная матрица погрешности решения системы кинематических уравнений в произвольной точке интервала съёмки рассчитываются по обычным правилам [6]:

$$K'_{ADi} = W_i \cdot K'_{AD0} \cdot W_i^T,$$

где W_i – матрица вариаций компонент кватерниона в i -ю эпоху от параметров ориентации на начальный момент времени.

Точностная модель восстановления фактического движения центра масс КА

Предлагаемая точностная модель восстановления фактического движения центра масс КА учитывает оценку точности алгоритма трёхэтапного метода определения орбиты КА, включающего этапы [13]:

- первоначальное определение орбиты;
- определение орбиты на короткой дуге;
- определение орбиты по результатам обработки нормальных мест.

Согласно высокоточному алгоритму определения фактического орбитального движения на первом этапе

проводится грубое определение параметров движения и ухода собственных часов Δt_{HII} НП по измерениям псевдодалности. Ковариационная матрица погрешности грубого определения вычисляется по формуле:

$$R^- = (H_D^T \cdot K_D^{-1} \cdot H_D)^{-1},$$

где K_D – ковариационная матрица ошибок измерения псевдодалности с учётом поправок; H_D – матрица частных производных.

На втором этапе уточнение предлагается проводить в соответствии с высокоточным алгоритмом линейного рекуррентного оценивания при неоднозначных определениях PPP-метода. Все вычисления, за исключением связанных с разрешением неоднозначности и необходимостью выделения наиболее значительных мод функции правдоподобия на каждом шаге фильтрации, совпадают с вычислениями обычного калмановского фильтра.

Алгоритм не чувствителен к разрывам фазы (cycle slips), поскольку вектор неоднозначности не включается в число оцениваемых параметров, и процедура разрешения выполняется на каждом шаге фильтрации заново.

Если из каких-либо источников точно известно, что между предыдущим и последующим измерением разрыв фазы (cycle slips) отсутствует, то обработку можно значительно упростить. В этом случае нет необходимости вновь выполнять процедуру разрешения неоднозначности [14].

Ковариационная матрица погрешности уточнения положения и ухода собственных часов НП по алгоритму линейного рекуррентного оценивания при неоднозначных определениях PPP-метода на j -ю эпоху может быть вычислена по формуле:

$$K_{PPP_j} = [(R_j^-)^{-1} + H_j^T \cdot B_\mu \cdot H_j]^{-1},$$

где R_j^- – априорная ковариационная матрица, полученная путём прогнозирования ковариационной матрицы $j - 1$ эпохи;

$$B_\mu = K_\mu^{-1} = \begin{bmatrix} K_D & K_{D\Delta\phi} \\ K_{\Delta\phi D} & K_{\Delta\phi} \end{bmatrix} - \text{матрица, обратная ко-}$$

вариационной матрице K_μ совмещённого вектора из-

$$\mu = [\tilde{D}_i \quad \Delta\tilde{\phi}_{pDi}]^T;$$

$H_j = [H_D \quad H_{\Delta\phi}]^T$ – составная матрица производных модели измерений псевдодалности и псевдофазы по искомым параметрам размерности $(p+q) \times m$ ранга m на j -ю эпоху измерений ($p > m$).

На третьем этапе высокоточного алгоритма определения фактического орбитального движения методом наименьших квадратов проводится определение начальных условий. Ковариационная матрица погрешности восстановления фактического орбитального движения на начало интервала проведения измерений НП можно оценить следующим образом:

$$K_{\bar{R}_{NR_0}} = \left[\sum_{j=1}^N W_j^{-1} \cdot K_{PPP_j}^{-1} \cdot (W^{-1})^T \right]^{-1},$$

где $W_j = \frac{\partial \bar{R}_j}{\partial \bar{R}_0}$ – матрица вариаций параметров движения

\bar{R}_j на j -ю эпоху в зависимости от начальных условий $[t_0 \quad \bar{R}_0]$; N – количество измерений на интервале обработки, полученных на первом этапе высокоточного алгоритма определения фактического орбитального движения.

Тогда ковариационная матрица ошибок восстановления фактического орбитального движения на j -ю эпоху из интервала проведения измерений НП определяется по известной формуле:

$$K_{\bar{R}_{HII_j}} = W_j \cdot K_{\bar{R}_{HII_j}} \cdot W_j^T.$$

Точностная модель синтеза угловых ЭВО

В точностной модели синтеза угловых ЭВО учитывается оценивание точности алгоритма определения ориентации осей визирной системы координат по уточнённым измерениям ориентации оптической оси одного и более звёздных датчиков.

Ковариационная матрица ошибок определения параметров Родрига, характеризующих угловую ориентацию осей ВСК относительно осей ИСК, по измерению одного ЗД запишется в следующем виде:

$$K_{VSC} = A_{3 \times 3}^{-1} \cdot [B_{3 \times 2} \cdot K_{meas} \cdot B_{3 \times 2}^T + C_{3 \times 3} \cdot K_{PSC \rightarrow VSC} \cdot C_{3 \times 3}^T] \cdot (A_{3 \times 3}^{-1})^T,$$

где $A_{3 \times 3}$ – матрица частных производных расчётных компонент орта оптической оси звёздного датчика по параметрам Родрига z ; $B_{3 \times 2}$ – матрица частных производных измеренных компонент орта оптической оси звёздного датчика по параметрам Родрига zz ; $C_{3 \times 3}$ – матрица частных производных расчётных компонент орта оптической оси звёздного датчика по параметрам Родрига zzz ;

$$K_{meas} = \begin{bmatrix} \sigma_{measx}^2 & 0 \\ 0 & \sigma_{measy}^2 \end{bmatrix} - \text{ковариационная матрица}$$

ошибок измерения углов поворота оси Z вокруг осей X и Y ;

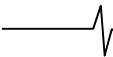
$$K_{PSC \rightarrow VSC} = \begin{bmatrix} \sigma_{Kx}^2 + \sigma_{Tx}^2 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_{Ky}^2 + \sigma_{Ty}^2 & 0 \\ 0 & 0 & \sigma_{Kz}^2 + \sigma_{Tz}^2 \end{bmatrix} - \text{кова-}$$

риационная матрица ошибок определения углов поворота осей приборной системы координат ЗД;

$\sigma_{Kx}^2, \sigma_{Ky}^2, \sigma_{Kz}^2$ – дисперсии ошибок полётной калибровки взаимной ориентации осей ПСК относительно осей ВСК;

$\sigma_{Tx}^2, \sigma_{Ty}^2, \sigma_{Tz}^2$ – дисперсии ошибок знания взаимной ориентации осей ПСК относительно осей ВСК, вызванные температурными деформациями.

Для измерений более одного ЗД $N > 1$ точность оп-



ределения ориентации осей ВСК съёмочного устройства относительно ИСК будет характеризоваться ковариационной матрицей, вычисляемой по формуле:

$$K_{VSC} = \frac{1}{N} \cdot \sum_{i=1}^N K_{VSCi},$$

где K_{VSCi} – ковариационная матрица определения ориентации осей ВСК съёмочного устройства относительно ИСК по измерениям i -го ЗД.

Точностная модель синтеза линейных ЭВО

В точностной модели синтеза линейных ЭВО учитывается оценивание точности алгоритма определения положения и скорости движения визирной системы координат по уточнённым измерениям фактического движения фазового центра антенного устройства навигационного приёмника.

Ковариационную матрицу погрешности определения положения начала отсчёта ВСК можно записать следующим образом:

$$K_{\vec{r}_{NSCj}} = K_{\vec{r}_{NRj}} + M_{ISC \rightarrow GSCj} \cdot [A_{ASC \rightarrow ISCj} \cdot K_{ASCj} \cdot A_{ASC \rightarrow ISCj}^T + M_{ASC \rightarrow ISKj} \cdot (K_{\vec{r}_{NSC}} + K_{\vec{r}_{FC}}) \cdot M_{ASC \rightarrow ISKj}^T] \cdot M_{ISC \rightarrow GSCj}^T,$$

где $K_{\vec{r}_{NSCj}}$ – ковариационная матрица ошибок определения фактической орбиты; K_{ASCj} – ковариационная матрица ошибок определения ориентации осей ССК (аналогично ВСК); $K_{\vec{r}_{FC}}$ – ковариационная матрица ошибок калибровки положения фазового центра k -го антенного устройства НП в проекции на оси ССК; $K_{\vec{r}_{NSC}}$ – ковариационная матрица ошибок установки начала отсчёта ВСК на КА в проекции на оси ССК; $A_{ASC \rightarrow ISCj}$ – матрица производных коэффициентов матрицы $M_{ASC \rightarrow ISKj}$ по параметрам Родрига.

Априорное оценивание погрешности синтеза ЭВО снимка предлагается проводить по следующему алгоритму:

1. Подготовка исходных данных, включающих параметры траектории орбитального и углового движения КА, характеристик приборов и конструкции КА.
2. Расчёт засветки звёздных датчиков Землёй, Луной и Солнцем.
3. Определение энергетических центров звёзд по снимку звёздного неба с учётом углового движения для не засвеченных звёздных датчиков.
4. Вычисление компонент ковариационной матрицы ошибок n -го измерения ориентации осей приборной системы координат ЗД.
5. Вычисление компонент ковариационной матрицы погрешности решения системы кинематических уравнений в произвольной точке интервала съёмки.
6. Вычисление компонент ковариационной матрицы погрешности определения ориентации осей ВСК (УЭВО снимка).
7. Расчёт видимости навигационных спутников с учётом расположения антенн и ориентации КА.
8. Вычисление компонент ковариационной матрицы погрешности грубого определения на первом этапе вы-

сокоточного алгоритма определения фактического орбитального движения.

9. Вычисление компонент ковариационной матрицы погрешности уточнения положения и ухода собственных часов НП по алгоритму линейного рекуррентного оценивания при неоднозначных определениях PPP-метода на втором этапе высокоточного алгоритма определения фактического орбитального движения.

10. Вычисление компонент ковариационной матрицы погрешности восстановления фактического орбитального движения на заданную эпоху из интервала проведения измерений НП на третьем этапе высокоточного алгоритма определения фактического орбитального движения.

11. Вычисление компонент ковариационной матрицы погрешности синтеза параметров положения начала отсчёта ВСК в пространстве (ЛЭВО снимка).

Заключение

Проведён анализ современного состояния проблемы повышения точности геодезической привязки космических снимков. В мире развиваются методы повышения точности, использующие опорную информацию. Степень повышения точности этими методами зависит от объёма и точности опорных данных. За последнее десятилетие в России разработан метод повышения точности геодезической привязки за счёт применения комплексной обработки измерительной информации, формируемой измерительной аппаратурой КА. Степень повышения точности этим методом зависит от точности измерительной информации, частоты измерений и интервала сбора измерительной информации. В связи с этим, при применении этого метода для повышения точности геодезической привязки могут возникнуть трудности. На этапе разработки КА при выборе интервала сбора измерительной информации считается, что частота измерений совпадает с частотой работы прибора и точность измерений соответствует предельной точности измерений прибора, определённых в условиях действия ограничения на стоимость, массу и электропотребление. Показана связь точности измерительной информации и частоты измерений с углами установки измерительных приборов и частотой работы. Сформулирована задача выбора значений углов установки измерительных приборов, частоты работы и интервала сбора измерительной информации. При решении этой задачи разработана точностная модель синтеза ЭВО снимка с учётом эволюций КА ОЭН и комплексной обработки измерительной информации, позволяющая построить функцию погрешности синтеза ЭВО от точности измерительной информации, частоты работы измерительных приборов и длительности интервала сбора измерительной информации. Разработанная модель обладает следующими свойствами:

- содержит все элементы технологического процесса получения информации для комплексной обработки: измерение, восстановление фактического движения, синтез ЭВО снимка;

- входными параметрами являются: параметры движения центра масс по орбите $\vec{R}_{KA} = (X_{KA} \ Y_{KA} \ Z_{KA})$ и во-

круг центра масс КА $\Lambda = (\lambda_0, \lambda_1, \lambda_2, \lambda_3)$, $\vec{\omega} = (\omega_x, \omega_y, \omega_z)$;

- за одно обращение к модели рассчитывается погрешность синтеза ЭВО (угловых или линейных) снимка;
- применение ковариационно-вариационной и матрично-векторной записи позволяет учесть корреляцию между параметрами во всех сечениях модели;
- комплексная модель разделена на частные независимые модели;
- связь между частными модели осуществляется входные (выходные) параметры.

Предлагаемая модель может позволить реализовать строгий комплексный подход и учесть факторы, способствующие повышению точности координатной привязки снимков. Требуется апробирование разработанной модели в рамках последующих исследований.

Литература

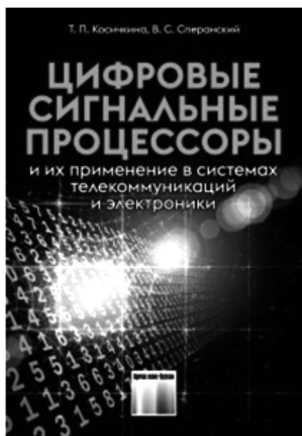
1. Aguiaro G., Poli D., Remondino F. Testfield Trento: Geometric evaluation of very high resolution satellite imagery. *International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Sciences*. 2012, vol. XXXIX-B1. DOI: 10.5194/isprsarchives-XXXIX-B1-191-196.
2. Meguro Y., Fraser C.S. Georeferencing accuracy of Geoeye-1 stereo imagery: Experiences in a Japanese test field. *International Archives of the Photogrammetry, Remote Sensing and Spatial Information Science*. 2010, vol. XXXVIII, part 8, pp. 1069-1072.
3. Topan H., Maktav D. Efficiency of orientation parameters on georeferencing accuracy of spot-5 hrg level-1a stereoisimages. *IEEE Transactions on Geoscience and Remote Sensing*. 2014, vol. 52, no. 6, pp. 3683-3694. DOI:10.1109/TGRS.2013. 2274775.
4. Peter Pehani, Klemen Čotar, Aleš Marsetič, Janez Zaletelj & Krištof Oštir: Automatic Geometric Processing for Very High Resolution Optical Satellite Data Based on Vector Roads and Orthophotos, *Remote Sens*. 2016, 8, 343; doi:10.3390/rs 8040343.
5. Manuel A. Aguilar, Abderrahim Nemmaoui, Fernando J. Aguilar, Antonio Novelli & Andrés García Lorca (2017) Improving georeferencing accuracy of Very High Resolution satellite imagery using freely available ancillary data at global coverage, *International Journal of Digital Earth*, 10:10, 1055-1069, DOI: 10.1080/17538947.2017.1280549.
6. Xiongwei Zheng, Qi Huang, Jingjing Wang, Taoyang Wang & Guo Zhang. Geometric Accuracy Evaluation of High-Resolution Satellite Images Based on Xianning Test Field. *Sensors* 2018, 18, 2121; doi:10.3390/s18072121.
7. Li, Q.; Zhong, R.; Yang, C.; Zhao, K.; Zhang, C.; Li, Y. Geometric Quality Improvement Method of Optical Remote Sensing Satellite Images Based on Rational Function Model. *Remote Sens*. 2022, 14, 4443.
8. Ахметов Р.Н., Еремеев В.В., Кузнецов А.Е., Мятов Г.Н., Пошехонов В.И., Стратилатов Н.Р. Высокоточная геодезическая привязка изображений земной поверхности от КА «Ресурс-П» Исследование Земли из космоса, 2017, № 1, с. 44-53.
9. Малые космические аппараты: пособие для студентов факультетов радиофизики и компьютерных технологий, мех.-мат. и геогр. / С.В. Абламейко, В.А. Саечников, А.А. Спиридонов. Минск: БГУ, 2012. 159 с. (Аэрокосмические технологии).
10. Соловьев В.А., Лысенко Л.Н. Управление космическими полетами: в 2 ч. М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2010. 2 ч.
11. Аванесов Г.А. Исследование смещения энергетического центра изображений звезд относительно геометрического центра на ПЗС-матрице и коррекция методической ошибки / Г.А. Аванесов, Т.В. Кондратьева, А.В. Никитин. *Механика, управление и информатика*. 2009. № 1. с. 421-446.
12. Бард Й. Нелинейное оценивание параметров. М., Статистика, 1979, 349 с.
13. Тучин Д.А. Автономное определение орбиты на борту космического аппарата. Препринты ИПМ им. М.В. Келдыша. 2019. № 7. 36 с.
14. Поваляев А.А. Спутниковые радионавигационные системы: время, показания часов, формирование измерений и определение относительных координат. М.: Радиотехника, 2008. 328 с.

НОВЫЕ КНИГИ

Косичкина Т.П., Сперанский В.С.

Цифровые сигнальные процессоры и их применение в системах телекоммуникаций и электроники: Учебное пособие для вузов.

М.: Изд-во «Горячая линия-Телеком», 2022 г. 316 с.: ил.



Рассмотрены вопросы теории и практики использования цифровых сигнальных процессоров. Описаны основные операции цифровой обработки сигналов, структура, архитектура, классификация и характеристики современных процессоров. Представлен обзор процессоров ведущих фирм-производителей: Analog Devices, Ceva, Feccsale, Texas Instruments. Отдельная глава посвящена российским цифровым процессорам. Существенное внимание уделено многоядерным процессорам и их характеристикам. В разделе, связанном с программируемыми логическими микросхемами и системами на кристалле, показаны возможности их использования в качестве сигнальных процессоров. Даны примеры реализации цифровых устройств с помощью САПР на языке программирования VHDL, рассмотрены его элементы. В приложениях даны примеры реализации формирователей двоичных последовательностей, генераторов сигналов и медианных фильтров.

Для студентов радиотехнических и инфокоммуникационных специальностей, будет полезна аспирантам и специалистам.

ПРАКТИКА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ДИНАМИЧЕСКИХ БИБЛИОТЕК АЦП L-CARD E-502 ДЛЯ АВТОМАТИЗАЦИИ ЭКСПЕРИМЕНТОВ В СРЕДЕ MATLAB

Мацак И.С., к.т.н., в.н.с. ПАО «Ракетно-космическая корпорация «Энергия» им. С.П. Королёва», e-mail: ismatsak@mail.ru;

Капранов В.В., инженер ПАО «Ракетно-космическая корпорация «Энергия» им. С.П. Королёва»
Воропаев Р.А., инженер ПАО «Ракетно-космическая корпорация «Энергия» им. С.П. Королёва»

THE PRACTICE OF USING OF ADC L-CARD E-502 DYNAMIC LIBRARIES FOR AUTOMATED TESTING IN MATLAB

Matsak I.S., Kapranov V.V., Voropaev R.A.

The solution of the problem of integration ADC L-card E-502 to MATLAB environment using dynamic libraries. Matlab script performing the cycle data acquisition from analog channels of ADC and source of Matlab subfunctions used in script are provided.

Key words: automated testing, L-card E-502, dynamic libraries, MATLAB, C-shared libraries, loadlibrary.

Ключевые слова: automated testing, L-card E-502, dynamic libraries, MATLAB, C-shared libraries, loadlibrary.

Введение

Настоящая работа посвящена вопросам интеграции динамических библиотек АЦП E-502 в Matlab. Представленные результаты позволяют расширить возможности построения измерительных систем на основе связки Matlab / АЦП E-502 и могут быть использованы в прикладных и исследовательских работах.

Программная среда Matlab имеет широкие возможности для взаимодействия с периферийным оборудованием [1], которые могут быть использованы для автоматизации научных экспериментов и создания измерительных систем для решения ряда прикладных задач. Взаимодействие может быть реализовано напрямую с помощью универсальной библиотеки для измерительного оборудования VISA (Virtual Instrument Software Architecture) или в совокупности с инструментальными драйверами IVI (Interchangeable Virtual Instrument) [2]. Расширение возможностей получения данных и управления периферией может быть достигнуто при помощи средств Instrument Control Toolbox [3]. Однако, перечень производителей измерительного оборудования, поддерживающего такой способ взаимодействия, ограничен, и этот подход не может в полной мере считаться универсальным. В частности, построение измерительной системы на основе АЦП E-502 производства «Л Кард» [4] с обработкой данных в среде Matlab не может быть реализовано с помощью описанных выше способов. Поэтому в ряде работ отдается предпочтение написанию кода на Python, например [5]. Хотя для некоторых моделей крейтов «Л-Кард» (например, LTR-EU-2-2) возможна настройка подключения с применением технологии OPC (Open Platform Communications) [6, 7], основной возможностью интеграции в измерительную систему на основе Matlab АЦП L-card E-502 является подключение Matlab к динамическим библиотекам, поставляемым

Представлено решение задачи по интеграции АЦП L-card E-502 в среду MATLAB с помощью подключения динамических библиотек. Приведены скрипт Matlab, осуществляющий циклический сбор данных с аналоговых каналов АЦП, и исходные коды подфункций, используемых в скрипте.

в комплекте с оборудованием [8]. Несмотря на некоторую сложность такого подхода, он может быть успешно реализован для выбранной модели АЦП и применен на практике.

При выборе Matlab в качестве среды для обработки и анализа данных отсутствие интеграции с измерительным оборудованием вынуждает проводить операции с измерительной информацией в несколько этапов, использовать набор программных средств разных производителей, экспортировать и импортировать данные, обеспечивать совместимость формата данных, что значительно усложняет проведение экспериментальных исследований. В качестве примеров научных исследований прикладного характера, где такой подход был использован, могут служить работы [9, 10].

Создание универсального скрипта для работы в среде MATLAB АЦП E-502 может быть интересно широкому кругу исследователей, занимающихся экспериментальной деятельностью и автоматизацией экспериментов. На основе рассматриваемого скрипта могут быть написаны функции и программы, выполняющий циклический сбор данных, а описанные принципы расширить функциональность программ до необходимого уровня, и задействовать цифровые каналы, а также выходы ЦАП.

Настройка Matlab для взаимодействия с АЦП

Работа с динамическими библиотеками в Matlab требует установки драйвера устройства, самих библиотек и компилятора. Для установки библиотек e502api и x502api и драйвера АЦП E-502 был использован стандартный установщик от производителя АЦП [11]. Установка MinGW compiler осуществлялась с помощью инструмента «Add-Ons» на вкладке «Home» интерфейса Matlab [12]. При

Таблица 1. Пример заполнения файла E502_CONFIG.xlsx для конфигурации аналоговых каналов АЦП E-502

Логический канал	Физический канал	Режим измерения	Диапазон измерения	Усреднение	Использование
0	0	1	5	36	1
1	1	1	0	36	1
2	2	2	1	36	1
3	3	2	2	36	1
4	4	0	3	36	1

использовании версии Matlab 2017a и ранее следует обратиться к видеонструкции [13], и перед установкой MinGW скопировать папки bin и bugreport, расположенные в прикрепленном архиве [14], в директорию установки Matlab.

Алгоритм сбора данных с аналоговых каналов АЦП

Типичный алгоритм для организации синхронного получения данных с выбранных аналоговых каналов АЦП согласно [15] имеет основные следующие шаги:

- X502_StreamsEnable() – разрешение нужных синхронных потоков;
 - X502_StreamsStart() – запуск синхронных потоков;
 - X502_Recv() – чтение принятых данных из модуля;
 - X502_ProcessAdcData() – обработка прочитанных данных;
 - X502_StreamsStop() – останов синхронных потоков.
- Реализация этого алгоритма в среде Matlab рассмотрена авторами ниже.

Конфигурация каналов

Конфигурация каналов АЦП осуществляется путем задания значений параметров канала в отдельном файле E502_CONFIG.xlsx, который помещается в директорию с основным скриптом циклического сбора данных E502_CYCLE_IN. В данной работе эта директория задана как C:\MATLAB. Пример конфигурации приведен в табл. 1. Задание логических и физических каналов, диапазонов и режимов измерения, параметров усреднения выполняется в соответствии с [15, с. 31, с. 34, с.53].

Реализация модулей скрипта

Для получения данных с АЦП в Matlab необходимо прописать 12 основных подфункций и скриптов, которым будет обращаться основной скрипт внутри себя. При этом загрузка библиотек с помощью скрипта load502api может быть проведена еще до запуска основного скрипта, и, в таком случае, исключена из него.

Подключение и вызов функций динамических библиотек производится с помощью набора функций и методов Matlab [16]: loadlibrary, calllib и libpointer. Дополнительные функции – libfunctions и libfunctionsview – позволяют корректно задавать переменные функций библиотек. Для правильной работы скрипта должны быть прописаны следующие основные функции:

- загрузка библиотек:

```
function load502api
    %Добавление в перечень директорию с
    программами и скриптами Matlab
    addpath('C:\MATLAB');
    %Добавление в перечень директорию с
    библиотеками e502api и x502api;
    addpath('C:\Program Files (x86)\L-
    Card\lpcie\include');
    %Отключение сообщений о потенциаль-
    ных конфликтах
    warning('off','all');
    %Загрузка библиотек e502api и x502api
    if not(libisloaded('x502api'))
        loadlibrary('x502api')
    end
    if not(libisloaded('e502api'))
        loadlibrary('e502api')
    end

    %Проверка успешности загрузки библиотек
    может осуществляться с помощью функции
    libisloaded.
```

- открытие порта:

```
function E502_OpenUsb
    err =
    calllib('e502api','E502_OpenUsb', hnd,
    card_serial);
    if err ~= 0
        s =
    calllib('x502api','X502_GetErrorString',
    err);
        fprintf('Ошибка %1$d функции
    E502_OpenUsb: %2$s \n', err, s)
    end
end

%Dля контроля корректности работы под-
    функций каждые скрипт и функция снабжа-
    ются стандартным блоком сообщения об
    ошибках, общий вид которого:

    if err ~= 0 % или в некоторых случаях
    err < 0
        s =
    calllib('x502api','X502_GetErrorString',
    err);
        fprintf('Ошибка %1$d функции
    (Имя функции) : %2$s \n', err, s)
    end

    %В следующих скриптах эти блоки будут
    опущены ввиду своей однотипности, одна-
    ко в исходном алгоритме [17] они сохра-
    нены.
```

- закрытие порта:

```
function X502_Close
    err = calllib('x502api',
```



```
'X502_Close', hnd);
end
```

– освобождение описателя:

```
function X502_Free
    err = calllib('x502api', 'X502_Free',
hnd);
end
```

– конфигурация АЦП:

```
function X502_Configure
    err =
calllib('x502api', 'X502_Configure', hnd,
0);
end
```

– задание количества каналов:

```
function X502_SetLChannelCount
    err =
calllib('x502api', 'X502_SetLChannelCount'
, hnd, nk);
end
```

– разрешение потока:

```
function X502_StreamsEnable
    err =
calllib('x502api', 'X502_StreamsEnable',
hnd, 1);
end
```

– запуск потока:

```
function X502_StreamsStart
    err =
calllib('x502api', 'X502_StreamsStart',
hnd);
end
```

– останов потока:

```
function X502_StreamsStop
    err =
calllib('x502api', 'X502_StreamsStop',
hnd);
end
```

– обработка полученных данных:

```
function X502_ProcessAdcData
    err =
calllib('x502api', 'X502_ProcessAdcData',
hnd, rcv_buf, adc_data, rcv_size, 1);
end
```

– получение данных обработанных каналов:

```
function X502_GetRecvReadyCount
    a = 1;
    rdy_cnt = libpointer('uint32Ptr', a);
    ots =
calllib('x502api', 'X502_GetRecvReadyCount'
, hnd, rdy_cnt);
    rdy_cnt.Value;
end
```

– конфигурация каналов:

```
function SetLChannel(lch, phy_ch, mode,
range, avg)
    err =
calllib('x502api', 'X502_SetLChannel',
hnd, lch, phy_ch, mode, range, avg);
end
```

Скрипт циклического опроса аналоговых каналов АЦП

Скрипт E502_CYCLE_IN непрерывно выводит значения в вольтах с АЦП, пока не будет нажата клавиша 'q' на клавиатуре [17]. Конфигурация каналов АЦП производится с помощью таблицы E502_CONFIG.xlsx. Каждый выводимый скриптом столбец соответствует значению напряжения на логическом канале АЦП в порядке возрастания номеров.

```
function E502_CYCLE_IN
% Определение директорий, загрузка библиотек, указание серийного номера АЦП
load502api;
% Создание описателя модуля
hnd = calllib('x502api', 'X502_Create');
if class(hnd) ~= 'lib.pointer'
fprintf('Ошибка создания описателя модуля')
end
% Открытие порта
E502_OpenUsb;
% Считывание таблицы с установками каналов:
M = readmatrix('E502_CONFIG.xlsx', 'Range', 'B3:G18');
% Выделение каналов, отмеченных как используемые
R=M(M(:,6)>0,1:5);
% Определение количество используемых каналов:
nk = height(R);
% Задание количества этого числа каналов АЦП:
X502_SetLChannelCount;
% Конфигурация АЦП в соответствии с таблицей E502_CONFIG.xlsx
for ii = 1:nk
    SetLChannel(R(ii,1), R(ii,2), R(ii,3), R(ii,4), R(ii,5));
end
%Задание частоты АЦП, частоты кадров и количества значений в блоке
Fadc = 100; Faf = 5; nb = 1;
%Расчет таймаута приема блока (мс)
READ_TIMEOUT =1000/Faf*nb;
%Установка частот АЦП с помощью указателей
Fadc = libpointer('doublePtr',Fadc); Faf = libpointer('doublePtr',Faf);
calllib('x502api', 'X502_SetAdcFreq', hnd, Fadc, Faf);
%Конфигурация АЦП
X502_Configure;
%Определение количества отсчетов за блок и создание
READ_BLOCK_SIZE
=nk*int32(Faf.Value*READ_TIMEOUT/1000);
buf = ones(1,READ_BLOCK_SIZE);
rcv_buf = libpointer('uint32Ptr',buf);
data = ones(1,READ_BLOCK_SIZE);
adc_data = libpointer('doublePtr',data);
%Разрешение потока от АЦП
X502_StreamsEnable;
%Запуск потока от АЦП
X502_StreamsStart;
% Создание бесконечного цикла считывание, прерываемого нажатием клавиши 'q', который был сделан на основе [17]
hf=figure('position',[0 0 eps eps], 'menubar', 'none');
while 1
```

```

%Получение данных (по таймауту)
rcv_size =
calllib('x502api','X502_Recv', hnd, rcv_buf,
READ_BLOCK_SIZE, READ_TIMEOUT);
rcv_buf.Value;
% Обработка сырые данные от аналоговых
входов и пересчитываем в вольты
X502_ProcessAdcData;
%ВЫВОД ДАННЫХ
A = adc_data.Value;
% Разбираем массив данных (каждый
столбец - данные с одного канала)
% Очередность логических каналов согл-
сано таблице от 0 до последнего
B = reshape(A, [nk,
READ_BLOCK_SIZE/nk]');
% Отображение данных
disp(B)
% Условие выхода из цикла (нажатие
'q')
if
strcmp(get(hf, 'currentcharacter'), 'q')
close(hf)
break
end
figure(hf)
drawnow
end
%=====
%Останов потока данных
X502_StreamsStop;
%Закрытие порта
X502_Close;
% Освобождение указателя
X502_Free;
% =====
% Подфункции
function load502api
function E502_OpenUsb
function X502_Close
function X502_Free
function X502_Configure
function X502_SetLChannelCount
function X502_StreamsEnable
function X502_StreamsStart
function X502_StreamsStop
function X502_ProcessAdcData
function X502_GetRecvReadyCount
function SetLChannel(lch, phy_ch, mode,
range, avg)
end

```

Заключение

В работе предложен способ подключения к АЦП L-card E-502 к среде расчетов MATLAB и подробно рассмотрена техническая реализация этого способа, что упрощает создание информационно-измерительных систем и обеспечивает возможность автоматизации физических экспериментов. Решение позволяет получать и обрабатывать данные с одной среде, в полной мере используя преимущества и простоту языка программирования Matlab для ускорения проведения исследовательских и прикладных работ. Исходный код функции на языке Matlab E502_CYCLE_IN.m и файл EXCEL для конфигурации АЦП E502_CONFIG.xlsx рас-

положены на файлообменнике сайта Mathworks [18].

Литература

1. Взаимодействие MATLAB с оборудованием. URL: <https://exponenta.ru/news/vzaimodejstvie-matlab-s-oborudovaniem>.
2. Взаимодействие MATLAB с оборудованием: 07. Измерительное оборудование. URL: <https://exponenta.ru/news/video-vzaimodejstvie-matlab-s-oborudovaniem-7-izmeritelnoe-oborudovanie>.
3. Instrument Control Toolbox. URL: <https://exponenta.ru/instrument-control-toolbox> (дата обращения 19.05.2021)
4. E-502. Многофункциональный модуль АЦП / ЦАП E-502 с интерфейсами USB&Ethernet. URL: www.lcard.ru/products/external/e-502 (дата обращения 19.05.2021)
5. Верзунов С.Н. Разработка программного компонента трассоискателя на базе устройства сбора данных Л Кард E502 / С.Н. Верзунов, И.В. Бочкарев. Электронные системы и компоненты. 2018. №2 (39).
6. OPC Toolbox. URL: <https://exponenta.ru/opc-toolbox>.
7. Взаимодействие MATLAB с оборудованием: 14. Подключение оборудования L-card при помощи OPC. – URL: <https://exponenta.ru/news/vzaimodejstvie-matlab-s-oborudovaniem-14-podklyuchenie-oborudovaniya-l-card-pri-pomoshchi-opc>.
8. Взаимодействие MATLAB с оборудованием: 15. Подключение оборудования L-card при интеграции dll. – URL: <https://exponenta.ru/news/vzaimodejstvie-matlab-s-oborudovaniem-15-podklyuchenie-oborudovaniya-l-card-pri-integracii-dll>.
9. Суслов Д.А. Влияние переходных режимов на нестационарные вихревые явления в модели отсасывающей трубы гидротурбины / Д.А. Суслов, И.В. Литвинов, С.И. Шторк, Е.Ю. Гореликов. Сибирский физический журнал. 2019. Т. 14. № 4. С. 55-68. DOI 10.25205/2541-9447-2019-14-4-55-68.
10. Когогин Д.А. Разработка автоматизированного приемного комплекса для исследования характеристик радиоволн, распространяющихся через ионосферу / Д.А. Когогин, И. А. Насыров. Труды Международной Байкальской молодежной научной школы по фундаментальной физике и Конференции молодых ученых «Взаимодействие полей и излучения с веществом», Иркутск, 19-24 сентября 2011 года. Иркутск: Редакционно-издательский отдел Института солнечно-земной физики СО РАН, 2011. С. 278-279.
11. L-Card L502/E502 SDK. Версия 1.1.19. URL: www.lcard.ru/download/lpcie_setup.exe.
12. FAQ: How do I install the MinGW compiler? URL: www.mathworks.com/matlabcentral/answers/311290-faq-how-do-i-install-the-mingw-compiler (дата обращения 19.05.2021)
13. Lum C. How to install the MinGW-w64 compiler in Matlab? [Видео] URL: <https://youtu.be/12XRTUqG94Y>.
14. Installation of some MATLAB Support Packages fails with «Download Error» message (1741173). URL: www.mathworks.com/support/bugreports/1741173
15. Борисов А. Со временные устройства сбора данных L502 и E502: Руководство программиста / А. Борисов. М.: ООО «Л Кард», 2020. Ревизия 1.1.10. 127 с. URL: www.lcard.ru/download/x502api.pdf.
16. C Libraries in MATLAB URL: www.mathworks.com/help/matlab/c-library-functions.html (дата обращения 19.05.2021)
17. How do I break out of an infinite loop without terminating the subsequent routine? Matlab Answers. URL: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/answers/98491-how-do-i-break-out-of-an-infinite-loop-without-terminating-the-subsequent-routine>.
18. Matsak, I.S. L-CARD E-502 Matlab code. 2021. URL: <https://www.mathworks.com/matlabcentral/fileexchange/10204>.

Памяти Юрия Борисовича Зубарева



Отрасль «Связь» понесла тяжелую утрату. Двадцать первого апреля 2023 года ушел из жизни крупный специалист в области телекоммуникаций, член-корреспондент РАН, доктор технических наук, профессор МГТУ им. Н.Э. Баумана и Московского Технического института связи – Юрий Борисович Зубарев.

Юрий Борисович внес как ученый и как преподаватель значительный вклад в развитие связи в нашей стране. Многие годы он возглавлял в отрасли «Связь» научные подразделения, такие как научное подразделение Московского института связи (1965 – 1971 гг.) и Научно-исследовательский институт Радио (1992 по 2004 гг.) – крупнейший отечественный научный центр нашей страны, в котором были разработаны основные отечественные системы современной связи, такие, как магистральные радиорелейные линии, и спутниковые системы радиосвязи и вещания.

Он руководил многими важными научными разработками, связанными с созданием сетей радиовещания и подвижной сотой связи в нашей стране, услугами которых и сегодня пользуются миллионы наших сограждан. Под его руководством созданы крупные коммуникационные и информационные системы спутниковой связи и вещания. Он внес большой вклад в создание систем «Москва-Глобальная», «Галс», системы цифровой обработки телевизионных и компьютерных изображений, в

разработку и проведение испытаний многоцветной космической системы «Энергия-Буран» и др.

Юрий Борисович активно участвовал в развитии связи в нашей стране также и как государственный деятель. В 1979-1993 гг. он был заместителем министра связи СССР по науке и производству, а также возглавлял Государственную Комиссию по Радиочастотам.

Юрий Борисович имеет большие заслуги в развитии образования в области телекоммуникаций. В 1971-1979 гг. он был ректором Всесоюзного заочного электротехнического института связи, вел преподавательскую деятельность как профессор кафедр в МГТУ им. Н.Э. Баумана и в Московском техническом университете связи и информатики. Он автор более 300 научных трудов и изобретений, при его активном научном участии были изданы несколько научных монографий, в которых изложены основы современных технологий обработки телевизионных изображений.

По инициативе Юрия Борисовича в 1998 году открыла работу 1-я Международная научно-техническая конференция «Цифровая обработка сигналов и ее применение – DSPA-1998», а в 1999 году был создан один из ведущих современных отечественных научных журналов «Цифровая Обработка Сигналов». В этом журнале до конца жизни он был Главным редактором. Он также являлся членом редколлегии научно-технических журналов «Электросвязь», «Мобильные системы», «Broadcasting», «Телевидение и радиовещание».

Заслуги Ю.Б. Зубарева широко отмечались научной общественностью – он имел звание «Заслуженный деятель науки РФ», был лауреатом Государственной премии России и дважды лауреатом Премий правительства РФ, был академиком Международных академии связи и информатизации, Международной Академии Наук Евразии, членом Нью-Йоркской Академии наук, член-корреспондентом Академии технологических наук, почетным членом Академии Космонавтики им. К.Е. Циолковского, председателем русской секции IEEE общества по связи, председателем экспертного совета ВАК РФ по электронике, измерительной технике, радиотехнике и связи.

Помимо профессиональных качеств Юрий Борисович обладал уникальными Человеческими качествами. Был очень добрым, благородным и скромным человеком. Исповедуя кредо **«Уважение к людям есть уважение к самому себе»**, он всегда относился к окружающим его людям с большим вниманием и интересом независимо от их служебного положения. Люди, которым довелось работать и общаться с Юрием Борисовичем, относились к нему не только с огромным уважением, но и с большой любовью.

Юрий Борисович любил жизнь, был человеком общительным и веселым. Он всегда становился центром компаний, в собрании которых принимал участие.

Имя Юрия Борисовича Зубарева вписано в историю развития отрасли «Связь» в нашей стране. Знавшие его люди навсегда сохранят о нем светлую память.

*Минкомсвязи России,
Российское научно-техническое общество радиотехники,
электроники и связи им. А.С. Попова,
Международная академия связи,
Международная академия информатизации, НИИР, МТУСИ,
редколлегии журналов «Электросвязь» и «Цифровая обработка сигналов»*