

Труды XXVII научной конференции по радиофизике

**СЕКЦИЯ
«РАДИОФИЗИЧЕСКИЕ МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ
И ИХ КОМПЬЮТЕРНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ»**

Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.

ИЗМЕРЕНИЯ ЗАМИРАНИЙ СИГНАЛОВ В МНОГОЛУЧЕВЫХ РАДИОКАНАЛАХ И ИМИТАЦИЯ ИНТЕРФЕРЕНЦИОННЫХ ЗАМИРАНИЙ

А.Г. Самойлов, В.С. Самойлов

ВлГУ

Введение

Передача радиосигналов по каналам связи сопровождается специфическими искажениями сигналов, называемыми замираниями. Одной из причин таких искажений передаваемых сигналов являются изменения условий распространения радиоволн в канале при изменениях свойств радиоканала во времени из-за смены погодных условий. Такие замирания называют медленными из-за сравнительно медленной смены погодных условий в течение суток. Глубина медленных замираний составляет несколько децибел и это учитывают, осуществляя запас энергopotенциала при расчетах линий радиосвязи, для их безотказной работы при разных условиях в радиоканале [1].

Более глубокие и более опасные для качества радиосвязи замирания сигнала возникают при интерференции лучей радиосигнала, приходящих к приемнику различными путями из-за отражений от подстилающей поверхности, атмосферных слоев, турбулентностей атмосферы, зданий и местных предметов [2]. Интерференционные замирания называют быстрыми, и их глубина может превышать 20 дБ, что вынуждает на линиях дальней радиосвязи применять методы для борьбы с ними, такие, например, как разнесенный прием или пространственно-временное разнесение сигналов [3].

Быстрые замирания сигналов – это нестационарный случайный процесс, искажающий амплитуду сигнала и его фазу. Но свойства радиоканалов меняются медленно, что позволяет временной интервал до пяти минут считать интервалом локальной стационарности интерференционных замираний [4]. Это упрощает математические модели и позволяет описывать свойства радиоканалов на интервалах локальной стационарности в рамках аппарата одномерных распределений и корреляционных функций.

Международный союз электросвязи рекомендует описывать быстрые замирания передаточной функции многолучевого радиоканала релейевским законом распределения вероятностей [5]. Однако на линиях радиосвязи часто наблюдаются и другие распределения вероятностей, например, усеченно-нормальное распределение вероятностей, приводящее к более глубоким замираниям [6-7]. Поэтому целью работы является описание интерференционных замираний в многолучевых радиоканалах более адекватно реальным радиоканалам по сравнению с релейевским описанием и создание на основании такого описания имитатора замираний, позволяющего в режиме реального времени настраивать приемно-передающую аппаратуру и выполнять верификацию ее параметров.

Математическая модель интерференционных замираний

Искажения передаточной функции радиоканала интерференционными замираниями можно записать в комплексной форме как сумму квадратурных компонент:

$$\dot{H}(f, \{C\}) = He^{j\varphi} = X + jY = \sum_{i=1}^M H_i \cos\varphi_i + j \sum_{i=1}^M H_i \sin\varphi_i, \quad (1)$$

где: $H = \sqrt{X^2 + Y^2}$ – модуль передаточной функции радиоканала; f – рабочая частота; $\varphi = \arctg(Y/X)$ – аргумент передаточной функции; H_i, φ_i – модули и аргументы передаточной функции i -го отражателя сигнала; $\{C\}$ – множество конкретных условий в канале связи; M – число отражателей радиосигнала.

Поскольку на передаточную функцию многолучевого радиоканала одновременно влияет много случайных факторов, то в силу Центральной предельной теоремы можно предположить, что квадратурные компоненты передаточной функции X и Y из выражения (1) подчинены нормальному закону распределения вероятностей. Это позволяет определить статистику модуля передаточной функции $w(H)$ по следующему алгоритму: находим характеристические функции величин X^2, Y^2 , затем величины модуля передаточной функции радиоканала H , а выполнив обратное преобразование Фурье получим описанное и табулированное в работе [6] дифференциальное распределение модуля передаточной функции радиоканала в виде:

$$w(H) = \frac{H}{\sigma_x \sigma_y} \exp\left(-\frac{H^2}{2\sigma_x^2} - \frac{m_x^2 \sigma_y^2 + m_y^2 \sigma_x^2}{2\sigma_x^2 \sigma_y^2}\right) \cdot \sum_{k=0}^{\infty} \sum_{S=0}^{\infty} \frac{(2k+2S-1)! (\sigma_y^2 - \sigma_x^2)^k m_y^{2S} \sigma_x^{2S}}{k! (2S)! 2^k \sigma_y^{2k+4S} m_x^{k+S}} H^{k+S} I_{k+S}\left(\frac{m_x}{\sigma_x} H\right), \quad (2)$$

где $I_{k+S}(\cdot)$ – функция Бесселя нулевого порядка.

Фаза принимаемого многолучевого сигнала также зависит от четырех параметров $m_x, m_y, \sigma_x, \sigma_y$:

$$w(\varphi) = [\sigma_x \sigma_y \exp(m_x^2 / 2\sigma_x^2 - m_y^2 / 2\sigma_y^2) / 2\pi (\sigma_y^2 \cos^2 \varphi + \sigma_x^2 \sin^2 \varphi)] \{1 + L\sqrt{\pi} \exp(L^2) [1 + \Phi(\sqrt{2}L)]\}, \quad (3)$$

где $\Phi\{\cdot\}$ – интеграл вероятности;

$$L = (m_x \sigma_y^2 \cos \varphi + m_y \sigma_x^2 \sin \varphi) / \sigma_x \sigma_y \sqrt{\sigma_y^2 \cos^2 \varphi + \sigma_x^2 \sin^2 \varphi}. \quad (4)$$

В работе [6] распределения (2), (3) названы четырехпараметрическими, так как зависят от четырех параметров $m_x, m_y, \sigma_x, \sigma_y$. Изменяя величины этих параметров можно реализовать различные законы распределения вероятностей, например, при $\sigma_x = \sigma_y = \sigma, m_x = m_y = 0$ получим релеевское распределение

$$w(H) = \frac{H}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{H^2}{2\sigma^2}\right); \quad (5)$$

при σ_x или σ_y равных нулю получим усеченно-нормальное распределение

$$w(H) = \frac{\sqrt{2}}{\sigma_{x,y} \sqrt{\pi}} \exp\left(-\frac{H^2}{2\sigma_{x,y}^2}\right), \quad H > 0; \quad (6)$$

а при $\sigma_x = \sigma_y = \sigma, m_y > 0$

$$w(H) = \frac{H}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{H^2 + m_x^2}{2\sigma^2}\right) \cdot I_0\left[\frac{m_x H}{\sigma^2}\right], \quad (7)$$

где $I_0[x]$ – модифицированная функция Бесселя нулевого порядка.

Адекватность предложенной модели

Для проверки адекватности модели интерференционных замираний, описываемой уравнениями (2-7), использовались суточные записи измерений огибающей принимаемого радиосигнала на линиях дальней тропосферной связи (Уральск – Актюбинск, Владимир – Орел, Игарка – Норильск) [2] и спутниковой связи (спутники Ямал-601 и Экспрес-АМ7). Наземные линии связи работали в дециметровом диапазоне частот, а спутниковые – в сантиметровом. Записи осуществлялись в летнее и в зимнее время. Измерения выполнялись после тракта промежуточной частоты приемных устройств, и огибающая сигнала записывалась на выходе квадратичного детектора. По полученным записям строились гистограммы изменения амплитуд огибающей принимаемых сигналов и выдвигались гипотезы на соответствие распределениям (5), (6), (7). Обработано более 200 пятиминутных интервалов связи. Проверка гипотез осуществлялась по критерию согласия Хи-квадрат и Колмогорова. На рис. 1 показано в процентах количество не отвергаемых в результате проверки гипотез по двум критериям согласия на соответствие распределениям: 1 – Релея; 2 – Райса; 3 – усеченно-нормальному; 4 – прочим. На рис. 1а – наземные каналы связи, на рис. 1б – спутниковые каналы связи.

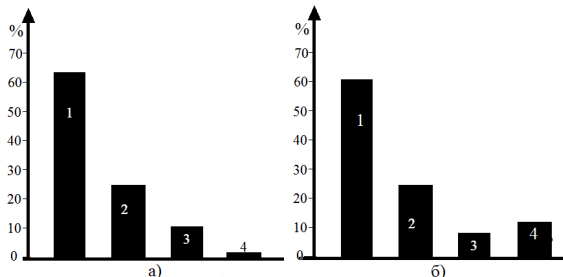


Рис. 1

Имитация интерференционных замираний

Выражения (1-7) и статистические данные, приведенные на рис.1 дают возможность синтезировать структурную схему имитатора интерференционных замираний в виде, приведенном на рис. 2. В соответствии с этой схемой сигнал системы связи $S(t)$ раскладывается на квадратурные составляющие, где умножается на независимые случайные процессы, вырабатываемые генераторами нормальных случайных процессов (ГНП). Управление амплитудами напряжений квадратурных составляющих и величинами напряжений на выходах перемножителей (X) позволяет менять параметры четырехпараметрического закона распределения вероятностей, наблюдаемого после сумматора (Σ). Имитатор, схема которого приведена на рис. 2, реализован в научно-образовательном центре «Системы радиосвязи и телекоммуникаций» при Владимирском государственном университете им. А.Г. и Н.Г. Столетовых.

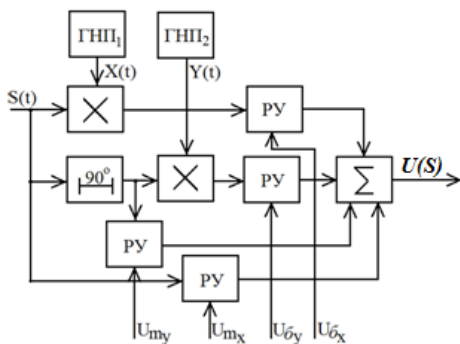


Рис. 2

Испытания имитатора подтвердили соответствие моделируемых распределений четырехпараметрическому закону распределения вероятностей и значительно сократили время верификации систем радиосвязи по сравнению с полевыми испытаниями.

Заключение

На основании экспериментальных измерений, проведенных на радиоприемных линиях связи в различных географических и климатических зонах, доказана состоятельность аналитического описания интерференционных замираний сигналов четырехпараметрическим законом распределения вероятностей. Разработан имитатор интерференционных замираний сигналов, предназначенный для верификации приемно-передающих средств радиосвязи. Подтверждена адекватность статистических характеристик замираний сигналов на реальных линиях связи и создаваемых имитатором.

- [1] Зубарев Ю.Б., Самойлов А.Г. // Проектирование и технология электронных средств. 2018. № 2. С. 27.
- [2] Самойлов А.Г. // Проектирование и технология электронных средств. 2003. № 4. С. 32.
- [3] Бакулин М.Г., Варукина Л.А., Крейнделин В. Б. Технология ММО: принципы и алгоритмы. – М.: Горячая линия – Телеком, 2014, 242 с.
- [4] Галкин А.П., Лапин А.Н., Самойлов А.Г. Моделирование каналов систем связи. – М.: Связь, 1979, с. 96.
- [5] Recommendation ITU-R P.676-9 (02/2012) Attenuation by atmospheric gases. Switzerland, Geneva.
- [6] Кловский Д.Д. Передача дискретных сообщений по радиоканалам. – М.: Связь. 1969, 376 с.
- [7] Jakeman E., Tough R.J.A. // *Advances in Physics*. 1988. Vol. 37 (5). P. 471.

ОСНОВНЫЕ ПРОБЛЕМНЫЕ ВОПРОСЫ СОЗДАНИЯ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ ДЛЯ ОБРАБОТКИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ И РАЗНОРОДНОЙ ИНФОРМАЦИИ

А.Н. Шентябин¹, В.В. Савцов¹, Д.А. Пальгуйев²

¹) АО «НПО «Орион»

²) ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В настоящее время значительную актуальность приобретает создание информационно-управляющих систем различного масштаба, предназначенных для сбора, обработки, анализа информации и принятия решений по применению управляющих воздействий в реальном масштабе времени. Проблемы по созданию подобных систем носят в основном организационно-технический характер. Одним из путей решения является создание телекоммуникационной мультисервисной наземно-космической сети, предназначенной для решения информационно-управляющих задач на наиболее общей, единой основе.

Основные проблемные вопросы при создании информационных систем реального масштаба времени

Федеральный закон РФ от 27 июля 2006 года № 149-ФЗ «Об информации, информационных технологиях и о защите информации» (ст. 2) дает определение, что «информационная система – совокупность содержащейся в базах данных информации и обеспечивающих ее обработку информационных технологий и технических средств». В данное определение заложен очень широкий смысл. Так как в докладе рассматривается частный случай – обработка радиолокационной и разнородной информации, то целесообразно привести более конкретизированное определение радиолокационной системы:

«Современные радиолокационные системы представляют собой сложные информационно-управляющие системы реального масштаба времени, включающие совокупность средств радиолокации, комплексов средств автоматизации, средств приема, обработки, отображения и передачи информации, а также средств и технологий управления компонентами этой системы, предназначенные для информационного обеспечения широкого круга потребителей радиолокационной информации».

Отдельно обратим внимание на такую составляющую приведенного определения, как «системы реального масштаба времени». На сегодня это понятие является самым болезненным для отечественных потребителей радиолокационной и другой информации. И это касается не только военной составляющей информационного обеспечения, но и широкого круга научно-экспериментальных и социально-экономических задач. И здесь ничего нового нет, т.к. имеющиеся проблемы носят организационно-технический характер [1, 2, 3]:

- наличие большого количества разнородных источников и потребителей информации, их ведомственной, организационной, пространственной и территориальной разнесенности;
- отсутствие единых правил доступа, порядка формирования и использования информационных ресурсов;

- недостаточная оснащенность органов управления, сил и средств, привлекаемых к решению специальных задач, современными разведывательно-информационными системами, средствами координатно-временного обеспечения требуемого качества, автоматизации и связи;
- несовершенство способов и средств гарантированного доступа к информационным ресурсам;
- отсутствие идентичности информационных ресурсов в органах управления различных уровней, а также в автоматизированных системах управления;
- отсутствие единого подхода к созданию информационных и автоматизированных (автоматических) средств (систем);
- отсутствие совместимости разнородных разведывательно-информационных и автоматизированных систем.

Создание мультисервисной наземно-космической сети связи как возможный вариант решения проблем

Одним из решений проблем является создание телекоммуникационной сети, на основе которой должна базироваться мультисервисная наземно-космическая сеть связи (МНКСС) [1]. По функциональному признаку сеть может быть разделена на транспортную сеть и сеть доступа. Структурная схема МНКСС приведена на рис.

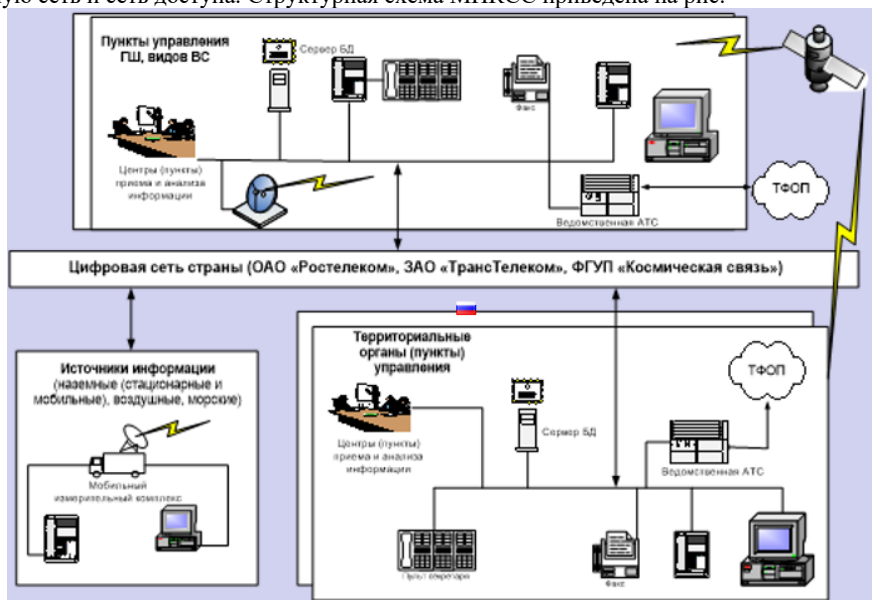


Рис.

Транспортная сеть МНКСС представляет собой совокупность взаимосвязанных стационарных и подвижных узлов связи (УС) различного уровня и ведомственной при-

надлежасти, основных и вспомогательных узлов связи, специальных информационных средств и комплексов, линии привязки УС к пунктам выделения каналов (ПВК) сетей связи различной ведомственной принадлежности и функционального предназначения, арендованные каналы взаимоуязванной сети связи Российской Федерации (ВСС РФ) и специальные линии связи соответствующей видовой и ведомственной принадлежности.

Часть ресурса транспортной сети выделяется для закрепления непосредственно за отдельными пользователями военного и государственного предназначения (для передачи наиболее важной оперативной информации), а на базе остальной (основной) части образуется общедоступный ресурс, на котором развертываются вторичные сети связи, в том числе: сети передачи данных, оперативно-командной связи, открытой и засекреченной телефонной и телеграфной связи.

Сети доступа МНКСС связывают источники (приемники) данных о складывающейся обстановке с использованием абонентских линий с узлами доступа, являющимися граничными элементами между сетью доступа и транспортной сетью, в качестве которых могут выступать узлы связи различного уровня и ведомственной принадлежности, специальные информационные средства и комплексы.

При этом создается возможность доставки информации о складывающейся обстановке в реальном масштабе времени потребителям всех уровней: от первичного звена до высшего военного и государственного управления России.

Мультисервисные сети связи должны обеспечить [1, 2, 3]:

- управление военными силами и средствами страны на всех этапах их боевого применения;
- автоматизацию информационного обеспечения должностных лиц пунктов управления всех уровней органов управления страны;
- автоматизированный (автоматический) сбор информации от территориально разнесенных источников данных и ее выдачу в реальном масштабе времени на автоматизированные рабочие места потребителей информации всех уровней, в том числе – должностных лиц, применяющих оружие и принимающих решения по обстановке;
- объединение локальных и территориально разнесенных вычислительных сетей и обмен данными между автоматизированными рабочими местами в режиме реального времени;
- сопряжение с системами связи военного и гражданского управления Российской Федерации для предоставления информации, а также доступ к базам данных и информационно-справочным системам структур более высокого уровня;
- сопряжение с системой связи общего пользования Российской Федерации;
- автоматизированный (автоматический) сбор, отображение и документирование информации о работе МНКСС и ее составных элементов.

МНКСС должна быть материальной основой глобальной информационной системы страны.

При этом должно быть предусмотрено оборудование и программное обеспечение для защиты циркулирующей информации:

- шифрование компьютерной информации (файлов, групп файлов и разделов дисков), обеспечивая их конфиденциальность;

- электронную цифровую подпись файлов, автоматически проверяя их целостность и авторство;
- создание прозрачно шифруемых логических дисков;
- формирование криптографически защищенных виртуальных сетей, шифрование трафика передачи данных и обеспечение защищенного доступа к ресурсам сети мобильных и удаленных пользователей;
- создание системы защиты информации от несанкционированного доступа и разграничения доступа к абонентским терминальным устройствам.

Система управления МНКСС глобальной информационной системы страны должна обеспечивать:

- картографию сети;
- сигнализацию об аварийных сообщениях на картах устройств и с помощью сообщений по сети передачи данных;
- конфигурирование сетевых элементов;
- автоматическое ведение журналов текущих и прошедших событий;
- управление сетями;
- предсказательное моделирование неисправностей сетей;
- формирование трендов по заданным событиям.

Сбор, обработка и объединение данных о складывающейся обстановке в воздухе, на земле и над водой должна осуществляться с использованием МНКСС по сетевой структуре.

Практическая реализация изложенных взглядов позволит разрабатывать аппаратно-программные средства, осуществляющие автоматический сбор, обработку и распределения информации потребителям:

- сбор и обработка цифровой радиолокационной информации от наземных и береговых радиолокационных станций, комплексов охраны нефтяных платформ об обстановке на земной поверхности и в прилегающем к нему воздушном пространстве, других источников данных об обстановке в зоне охраны и мониторинга;
- адресного распределения обработанной информации заинтересованным потребителям в реальном масштабе времени;
- транзит команд управления режимами функционирования радиолокационных и других средств разведки и контроля обстановки;
- объединение и отображение разнородной информации от других источников данных [4] (оптико-электронных средств, систем видеонаблюдения, контроля доступа сотрудников, проезда автотранспорта, систем автоматического зависимого наблюдения, центров управления кризисными ситуациями и спасательно-координационных центров при ликвидации последствий чрезвычайных ситуаций различного происхождения и т.д.).

Выводы

Как вариант решения основных проблем создания информационных систем, предназначенных для сбора, обработки, анализа радиолокационной и разнородной информации в реальном масштабе времени, представляется создание мультисервисной наземно-космической сети связи. МНКСС позволяет объединить большое количество функций сбора, обработки и анализа информации при едином подходе представления

информации для различных ведомств и организаций.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] Писаренко А. «На уровне возможностей века», газета «Красная Звезда» от 01.03.2019 г. / <http://redstar.ru/na-urovne-vozmozhnostej-veka> (дата обращения 25.04.2023)
- [2] Никитов В.А., Орлов Е.И., Старовойтов А.В., Савин Г.И. Информационное обеспечение государственного управления / под ред. Акад. Ю.В. Гуляева. – М.: Славянский диалог, 2000, 415 с.
- [3] Буренок В.М. Теория и практика планирования и управления развитием вооружения, Монография. – Москва: Вооружение. Политика. Конверсия, 2005, 418 с.
- [4] Пальгуев Д. А. // Радиопромышленность. 2021. Т. 31, № 2. С. 49.

ОБ АЛГОРИТМЕ ЭХОКОМПЕНСАЦИИ И ШУМОПОДАВЛЕНИЯ В ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМАХ

Н.Е. Холкина¹⁾, А.Ю. Проскуряков¹⁾, Д.А. Пальгуйев²⁾

¹⁾ МИВлГУ

²⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

Работа посвящена разработке и исследованию алгоритма эхокомпенсации и шумоподавления в оперативно-командных телекоммуникационных системах. Обмен информацией является важным средством обеспечения оперативного управления сложными объектами и обеспечивает их надежное функционирование, что предъявляет повышенные требования к достоверности передачи информации и к характеристикам эффективности телекоммуникационных систем. Необходимость исследования и решения ряда проблем технологической связи обусловлена явлениями эха и реверберации, а также шумами и помехами природного и техногенного происхождения. В работе рассматриваются методы улучшения качества передачи речевой информации, исследуются характеристики акустических сигналов в системах телекоммуникаций и громкоговорящей связи.

Структура алгоритма эхокомпенсации

В свободном пространстве эхосигналы образуются в результате отражений акустических сигналов от поверхностей и обусловлены особенностями рельефа местности. Значительные размеры территории приводят к большим задержкам распространения эхосигналов и снижению разборчивости речи. Импульсные функции в каналах распространения эха можно при этом принять за некоторые постоянные коэффициенты передачи [1]. Модель множественных отражений, принимает вид:

$$v(t) = \sum_{n=1}^r a_n u(t - D_n T). \quad (1)$$

Задача заключается в определении параметров затухания a_n и запаздывания D_n для r каналов эхосигналов. Сигнал $u(t)$, многократные отражения которого формируют сигнал $v(t)$, является известным и нестационарным. Это позволяет применить при оценивании указанных параметров технику корреляционного анализа.

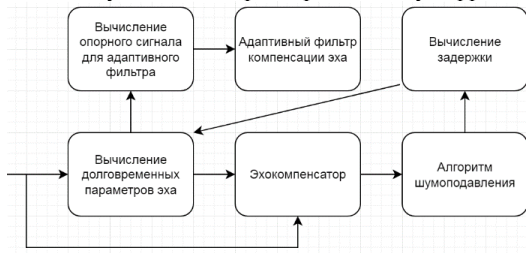


Рис.

Структурная схема программного модуля эхокомпенсации представлена на рис.

Поступающий на вход сигнал $x(t) = u_0(t) + v(t) + \gamma(t)$ представляет собой смесь множествен-

ных отражений $v(t)$, акустического шума $\gamma(t)$ и речевого сигнала $u_0(t)$.

Чтобы увеличить скорость работы системы часть параметров, которые не меняются или мало меняются в процессе обработки, вычисляется заранее и периодически корректируется. В модуле вычисления долговременных параметров, вычисляются мало меняющийся параметр запаздывания D_n и, зависящий от характеристик помещения, параметр затухания a_n . Эти вычисления выполняются на тестовых сигналах на этапе ввода системы в эксплуатацию, а в процессе эксплуатации систематически корректируются на основе поступающих реальных сигналов, что обеспечивает повышение точности оценивания и надежности функционирования системы.

Основные этапы вычисления долговременных параметров эха [2]:

- нахождение значимых каналов эха;
- вычисление взаимно корреляционной функции входного сигнала с микрофона и опорного сигнала источника эха;
- вычисление оценки величины задержки;
- расчет и оценка параметров затухания a_n .

Алгоритм шумоподавления реализует адаптивное подавление акустических помех с формантным распределением полос режекции, модуль формирования опорного сигнала формирует сигнал в виде

$$\hat{y}_n(t) = \sum_{n=1}^r \hat{a}_n u_0(t - D_n).$$

Эхокомпенсация реализуется вычитанием эха и опорного сигнала:

$$u(t) = \sum_{n=1}^r v(t - D_n) - \sum_{n=1}^r \hat{y}_n(t - D_n) + u_0(t) + \gamma(t).$$

Эхосигнал в замкнутых помещениях следует считать интегральной суммой компонентов, непрерывно распределенных по величине задержки.

Заключение

Разработанные алгоритмы были реализованы в приложении, но для эффективной работы нужно использовать специализированные процессоры с встроенным DSP-ядром, например, Cortex-M4.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] Холкина Н.Е., Кропотов Ю.А., Белов А.А., Проскуряков А.Ю. // Системы управления, связи и безопасности. 2018. № 3. С. 1.
- [2] Kholkina, N.E., Proskuryakov, A.Y., Belov, A.A. Development of an Algorithm for Suppression of Concentrated Acoustic Noise in Telecommunication Systems /N.E. Kholkina, A.Y. Proskuryakov, A.A. Belov, 2021 23rd International Conference on Digital Signal Processing and its Applications, DSPA 2021, DOI 10.1109/DSPA51283.2021.9535906

ДИСКРЕТНЫЙ СИНТЕЗ ГАУССОВА БИХ-ФИЛЬТРА НИЖНИХ ЧАСТОТ

В.В. Сатаев^{1,2)}, А.Г. Саберов^{1,2)}

¹⁾ ННГУ им. Н.И.Лобачевского

²⁾ Филиал АО «Корпорация «Комета» - КБ «Квазар»

Введение

Цифровые фильтры, амплитудно-частотная характеристика (АЧХ) которых описывается гауссовой функцией, широко используется в современной радиоэлектронной и измерительной технике [1 - 3]. При обработке цифровых сигналов безусловным достоинством гауссовой фильтрации является то, что:

- импульсная характеристика селективного гауссова фильтра также описывается гауссовой функцией, что определяет минимальное из всех возможных значение базы гауссова фильтра, как произведения полосы пропускания на длительность импульсного отклика. Это, в свою очередь, определяет минимальную инерционность гауссовых фильтров, минимальное время расчёта отклика;
- специфическая гладкость гауссовой АЧХ определяет высокую линейность фазо-частотной характеристики (ФЧХ) цифрового фильтра, то есть минимальные фазовые и дисперсионные искажения при обработке полезного сигнала.

Указанные достоинства гауссовых фильтров наилучшим образом позволяют заполнить современные требования высокоточной цифровой фильтрации сигналов в условиях сложной помеховой обстановки, а именно:

- обеспечить выполнение совокупности требуемых характеристик селективной системы с высокой точностью реализации их требуемой формы в заданной частотной шкале;
- минимальный уровень фазовых и дисперсионных искажений, необходимый при обработке сигналов в условиях внешних помех;
- минимальную разрядность представления данных и минимальную вычислительную сложность и при работе фильтрующей системы в реальном времени;
- построение современных аналого-цифровых трактов с использованием частоты дискретизации сигнала намного большей, чем частота Найквиста, то есть при выборке с запасом по частоте [4]. Если F_{max} является самым высокочастотным компонентом сигнала, то коэффициент перевыборки определяется отношением действительной частоты дискретизации F_S к частоте дискретизации по Котельникову:

$$K_n = \frac{F_S}{F_S^K} = \frac{F_S}{2F_{max}}$$

Таким образом, при дискретизации сигнала с минимальной допустимой частотой коэффициент перевыборки равен единице, хотя для минимизации искажения выходного сигнала значение коэффициента перевыборки желательно иметь не менее 4 – 5.

- минимальную ошибку практической реализации синтезированного гауссова фильтра.

Фильтр с гауссовой характеристикой является идеальным фильтром защиты от наложения спектров с минимальной базой и обеспечивает максимальное качество

фильтрации сигнала перед его семплированием и последующей цифровой обработкой [4]. В настоящей статье рассматривается возможность проектирования низкочастотного цифрового БИХ-фильтра с гауссовой АЧХ численными методами дискретного нелинейного программирования, отвечающими требованиям высокоточной фильтрации видеосигналов на фоне внешних помех. При этом нормированная резонансная характеристика для гауссовой низкочастотной функции определяется следующим образом:

$$y(\xi) = e^{-\frac{f^2}{\alpha}}, \quad (1)$$

где f – расстройка от нулевой частоты, а параметр α определяет нормированную полосу пропускания гауссовой кривой:

$$\alpha = \frac{\Delta f^2}{\ln\sqrt{2}}$$

здесь Δf – абсолютная полоса пропускания по уровню 0,7.

Дискретное моделирование гауссова БИХ-фильтра

При использовании цифровых вычислений в формате с фиксированной точкой (ФТ) целочисленный код (квант) коэффициента c_i для требуемой разрядности представления R равен целой части выражения в скобках:

$$c_i^{int} = \text{int}(c_i \cdot 2^{R-1} + 0.5). \quad (2)$$

Тогда вещественный код данного коэффициента определяется так

$$c_i^{float} = \frac{c_i^{int}}{2^{R-1}}, \quad (3)$$

а ошибка квантования коэффициента составляет

$$\varepsilon_i = c_i - c_i^{float}. \quad (4)$$

Для рекурсивного целочисленного фильтра, состоящего из каскадного соединения m -звеньев второго порядка ($m=N/2$, где N – общий порядок фильтра), передаточная функция имеет следующий вид:

$$H(z) = \prod_{i=1}^m \frac{b_{0i} + b_{1i}z^{-1} + b_{2i}z^{-2}}{a_{0i} + a_{1i}z^{-1} + a_{2i}z^{-2}}. \quad (5)$$

Все коэффициенты передаточной функции квантованы целочисленным кодом (4), а их интервал изменения определяется заданной разрядностью коэффициентов фильтра. Из соотношения (5) легко получается разностное уравнение для одного звена целочисленного фильтра:

$$y_n = \frac{b_0x_n + b_1x_{n-1} + b_2x_{n-2} - a_1y_{n-1} - a_2y_{n-2}}{a_0}, \quad (6)$$

где x_n , y_n – целочисленные входная и выходная временные последовательности, a_0 – нормирующий коэффициент power-of-two:

Дискретный синтез гауссова БИХ-фильтра нижних частот

Пример синтеза рекурсивного гауссова ФНЧ десятого порядка в целочисленном пространстве квантованных параметров осуществлялся согласно следующим спецификационным требованиям:

- Полоса пропускания: 150 ± 2 Гц Коэффициент передачи: $1 \pm 0,1$
- Фазовая нелинейность в полосе: 2° Максимальный радиус полюсов: $0,97$
- Коэффициент перевыборки: 5

Общая целевая функция формировалась в виде взвешенной суммы частных целевых функций $f_{\text{АЧХ}}(\mathbf{X})$ и $f_{\text{ФЧХ}}(\mathbf{X})$, обеспечивающих выполнение требований как амплитудной селекции фильтра, так и линейности его ФЧХ:

$$F(\mathbf{IX}) = \beta_1 f_{\text{АЧХ}}(\mathbf{IX}) + \beta_2 f_{\text{ФЧХ}}(\mathbf{IX}). \tag{7}$$

Весовые коэффициенты частных целевых функций (7) определялись практически в ходе решения экстремальной задачи ЦНП для синтеза гауссова БИХ-фильтра в форме каскадного соединения 4 звеньев прямой формы второго порядка:

$$F^0(\mathbf{IX}^0) = \min F(\mathbf{IX}) \quad \mathbf{IX} \in I^{20}, \tag{8}$$

$$-128 < a_i, \quad b_i < 128, \quad i = \overline{1, 4}, \tag{9}$$

$$a_{0i} = 128, \quad i = \overline{1, 4},$$

$$|Zp_i| < 0.97, \tag{10}$$

$$0.8 \leq |K_i(e^{j\omega T})| \leq 4.0, \quad i = \overline{1, 4}. \tag{11}$$

Для численного решения экстремальной задачи (8) использован алгоритм глобальной минимизации целевых функций на детерминированной сетке [5].

В табл. приведены оптимальные значения 8-битовых коэффициентов звеньев передаточной функции гауссова фильтра, а его характеристики представлены на рис.

Табл.

Звено фильтра <i>m</i>	Коэффициенты передаточной функции фильтра					Усиление звена K_{\max}
	a_1	a_2	b_0	b_1	b_2	
1	-15	-40	71	73	78	3
2	-14	-38	22	-33	21	0,7
3	6	-50	-39	-79	-42	1,9
4	-127	32	43	-38	39	1.3

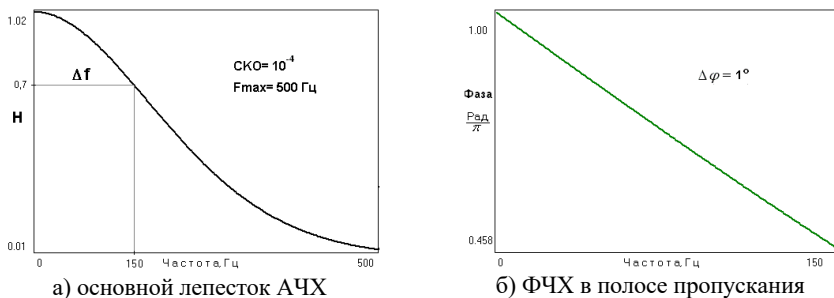


Рис.

Как видно, среднеквадратичная ошибка реализации гауссовой формы АЧХ фильтра была минимальной и не превышала 0,0001, а нелинейность ФЧХ в полосе пропускания 8-битового гауссова фильтра составляла 1°.

Заключение

Из приведённого в статье материала следует, что наилучшим образом требования высокоточной цифровой фильтрации измерительных видеосигналов могут быть выполнены БИХ-фильтрами с амплитудно-частотной характеристикой, описываемой гауссовой функцией. В настоящее время эффективный синтез гауссовых фильтров, отвечающих таким требованиям, возможен только численными методами нелинейного математического программирования с заданной системой прямых и функциональных ограничений.

- [1] Vilet L., Young I.T. and Verbeek P.W. Recursive Gaussian Derivative Filters. Proc. of the 14th International Conf. on Pattern Recognition, ICPR'98 – Brisbane, Australia, 16-20 Aug. 1998, IE.
- [2] Klapper J., Harris C.M. On the Response and Approximation of Gaussian Filter // IRE Transactions on Audio. 1959. 3. P. 80.
- [3] Сатаев В.В., Аникин М.А. Сравнительный анализ характеристик цифровых фильтров в задачах приема акустического сигнала. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2022. №1. С. 46.
- [4] Emmanuel Ifeachor, Barrie Jervis, Digital Signal Processing: A Practical Approach (2nd Edition). Harlow: Pearson Education. 2002.
- [5] Воинов Б.С., Бугров В.Н., Воинов Б.Б. Информационные технологии и системы: поиск оптимальных, оригинальных и рациональных решений. – М.: Наука, 2007. 730 с.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ГАУССОВЫХ ФИЛЬТРОВ В СТРУКТУРЕ ГИДРОАКУСТИЧЕСКОГО КАНАЛА

В.В. Сатаев^{1,2)}

¹⁾ ННГУ им. Н.И.Лобачевского

²⁾ Филиал АО «Корпорация «Комета» - КБ «Квазар»

Постановка задачи

В условиях сложной помеховой обстановки гидроакустические приемные устройства должны обладать высокими избирательными свойствами, минимальным временем обработки сигналов, а также отсутствием дисперсионных искажений при приеме шумоподобных сигналов. Шумоподобные фазо-манипулированные сигналы (ФМС) в настоящее время наиболее широко применяются для передачи информации в различных гидроакустических системах [1 - 3]. Для обеспечения указанных высоких функциональных требований при построении современных гидроакустических трактов наблюдается очевидная тенденция к использованию частоты дискретизации сигнала намного большей, чем частота Найквиста, то есть при выборке с запасом по частоте [4]. В селективной системе цифровой фильтрации задача избирательности приемного гидроакустического тракта также может быть решена цифровым фильтром с амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ), близкой к гауссовой кривой.

Безусловными достоинствами гауссовых фильтров являются:

- импульсная характеристика селективного фильтра также описывается гауссовой функцией, что определяет минимальное из всех возможных значение базы гауссова фильтра, как произведения полосы пропускания на длительность импульсного отклика. Это, в свою очередь, определяет минимальную инерционность гауссовых фильтров, минимальное время расчёта отклика;
- специфическая гладкость гауссовой АЧХ определяет высокую линейность фазо-частотной характеристики (ФЧХ) фильтра, то есть минимальные фазовые и дисперсионные искажения при приеме полезного сигнала.

Типовая схема сигнального тракта гидроакустической приёмной станции состоит из аналоговой и цифровой частей. В цифровой части приёмного тракта основная селекция ФМС осуществляется гауссовым БИХ-фильтром, после чего выделенный полезный сигнал поступает в цифровой блок принятия решений. В данной статье рассматриваются основные вопросы моделирования и синтеза узкополосного гауссова БИХ-фильтра при использовании выборки с запасом по частоте. Если F_{max} является самым высокочастотным компонентом сигнала, то коэффициент перевыборки целесообразно определить как отношение действительной частоты дискретизации F_s к частоте дискретизации по Котельникову:

$$K_n = \frac{F_s}{F_s^K} = \frac{F_s}{2F_{max}}. \quad (1)$$

Как известно, эффективный синтез гауссовых цифровых фильтров по совокупности требуемых противоречивых характеристик в многомерном дискретном простран-

$$\alpha = \frac{(2\Delta f_{0.7})^2}{4 \ln \sqrt{2}}. \quad (5)$$

Целевая функция задачи синтеза задавалась среднеквадратичным отклонением текущей АЧХ фильтра от требуемой гауссовой кривой:

$$f(X) = \frac{1}{p} \cdot \sum_{i=1}^p [y(X) - y^r]^2, \quad (6)$$

где X – вектор варьируемых коэффициентов фильтра.

Задача дискретного программирования (7) записывалась как задача минимизации целевой функции (6) на дискретном множестве Ω векторного 20-мерного аргумента $X=(x_1, x_2, \dots, x_{20})$ при выполнении прямых ограничений (8) на коэффициенты формата ФТ, ограничений устойчивости (9) по полюсам коэффициента передачи БИХ-фильтра, а также условия каскадного масштабирования (10) гауссова фильтра:

$$f(X) \rightarrow \min_{X \in \Omega}, \quad (7)$$

$$|x_i| < 1, \quad i = \overline{1, 20}, \quad (8)$$

$$|Z_{pj}| < 0.97, \quad (9)$$

$$1 < |H_k(z)| < 2, \quad k = \overline{1, 4}. \quad (10)$$

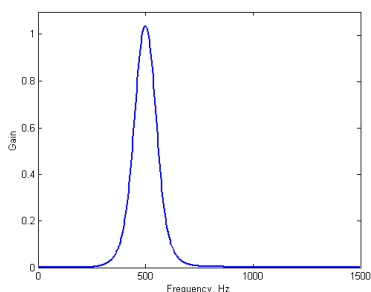
Результаты дискретного синтеза

В таблице приведены оптимальные значения квантованных 12-битовых вещественных коэффициентов формата 12.11 передаточной функции гауссова БИХ-фильтра.

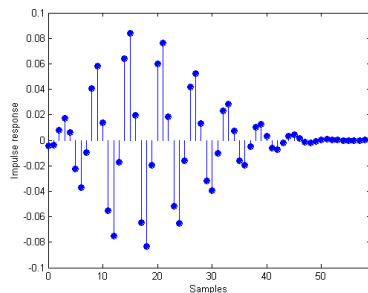
Табл.

m	a_1	a_2	b_0	b_1	b_2
1	-0.97509765625	0.72070312500	-0.22314453125	0.13330078125	0.14111328125
2	-0.73486328125	0.79687500000	0.20556640625	-0.36865234375	0.19580078125
3	-0.81982421875	0.70800781250	-0.29003906250	0.07031250000	0.01513671875
4	-0.97851562500	0.74707031250	-0.31689453125	0.00732421875	-0.22314453125

Данные коэффициенты с помощью m-файла загружались в пакет MATLAB для анализа характеристик синтезированного гауссова фильтра во временной и частотной области (рис.). Как видно, АЧХ фильтра с высокой степенью точности соответствовало гауссовому закону (5), при этом в полосе пропускания фильтра максимальное отклонение ФЧХ от линейного закона не превышало 2°. Инерционность фильтра составляла 19 семплов по задержке его импульсного отклика (рис.б). Таким образом, моделирование оптимального решения в пакете MATLAB полностью подтвердило соответствие частотных характеристик гауссова фильтра, полученных дискретным поисковым синтезом.



а) АЧХ



б) импульсная характеристика

Рис.

Экспериментальные измерения характеристик 12-разрядного узкополосного гауссова БИХ-фильтра вполне соответствуют данным моделирования и синтеза.

Заключение

В системах гидроакустической связи для цифровой фильтрации шумоподобных фазо-манипулированных сигналов наиболее целесообразно использовать цифровые БИХ-фильтры с гауссовой АЧХ при выборке с запасом по частоте. Кроме хороших избирательных свойств, такой цифровой фильтр имеет минимальную инерционность и линейную фазочастотную характеристику, необходимую для минимизации искажений при приёме шумоподобных сигналов.

- [1] Лукин Г.С. // Естественные и технические науки. 2015. № 6 (84). С. 332.
- [2] Бобровский И.В., Яготинец В.П. // Гидроакустика. 2015. № 23(2). С. 52.
- [3] Сатаев В.В., Аникин М.А. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2022. №1.
- [4] Emmanuel C. Ifeachor, Barrie W. Jervis. Digital Signal Processing: A Practical Approach (2nd Edition). – Harlow: Pearson Education, 2002.
- [5] Воинов Б.С., Бугров В.Н., Воинов Б.Б. Информационные технологии и системы: поиск оптимальных, оригинальных и рациональных решений. – М.: Наука, 2003. 200 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ТГЦ НЕСТАЦИОНАРНОЙ ГАЗОВОЙ СПЕКТРОСКОПИИ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ БАКТЕРИАЛЬНЫХ БИОПЛЕНОК

В.Д. Черняев¹⁾, В.А. Анфертьев^{1, 2)}, М.Б. Черняева^{1, 2)}

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ ИФМ РАН

Введение

Бактериальные биопленки – слой бактерий, которые могут формироваться на поверхности различных объектов, в том числе биологического происхождения.

Биопленки могут быть как полезными (микрофлора кишечника, биопленки, очищающие почву и воду от загрязнений), так и вредными для живых организмов и окружающей среды. Биопленки формируются в организме человека (на зубах, имплантах, ранах и протезах и др.) при различных инфекционных патологиях. Течение инфекционных болезней может протекать с осложнениями именно из-за формирования в организме микробных биопленок. С биопленочными инфекциями связаны многие хронические заболевания – муковисцидозная пневмония, средний отит, патология зубов и околозубных тканей, остеомиелит, инфекции мочевыводящих путей и другие. Считается, что до 80 % всех бактериальных инфекций человека связаны с образованием биопленок. [1] Сформированная биопленка защищает сформировавшие ее микроорганизмы от воздействий окружающей среды, что делает биопленки устойчивыми к проводимой терапии (например, к антибиотикам).

Изучение биопленок и состава их метаболитов (веществ, формирующихся в процессе жизнедеятельности бактерий) в настоящее время вызывает огромный интерес исследователей. Выявление метаболического состава колонии бактерий, формирующих биопленку, может позволить выявлять биопленки на более ранних стадиях формирования, а также способствовать созданию методов борьбы с ними.

Спектроскопия ТГц диапазона на нестационарных эффектах является одним из подходов, позволяющих обнаружить вещества в низких концентрациях. Реализация метода спектроскопии на нестационарных эффектах может осуществляться с помощью режима быстрого свипирования частоты зондирующего излучения [2]. Этот метод позволяет обеспечить практически одновременную регистрацию линий поглощения, лежащих в сканируемом спектральном диапазоне, по которым могут быть идентифицированы вещества, находящиеся в исследуемой газовой смеси. В докладе представлены результаты применения метода ТГц газовой спектроскопии для определения компонентного **состава** продуктов терморазложения бактериальной биопленки, образованной золотистым стафилококком (*Staphylococcus aureus*). Полученные данные впоследствии будут использованы для выявления наборов веществ-маркеров, характерных для золотистого стафилококка.

Спектрометр на основе эффекта быстрого свипирования частоты

В данной работе для изучения состава газовой смеси применялся метод ТГц газовой спектроскопии, реализованного путем быстрого свипирования частоты [2]. В этом

режиме частота источника зондирующего излучения перестраивается через линию молекулярного резонанса за времена существенно меньшие, чем время молекулярной релаксации.

Блок-схема спектрометра представлена на рис. 1. Генератором электромагнитных СВЧ колебаний в спектрометре является лампа обратной волны (ЛОВ) диапазона 118 – 175 ГГц. При помощи широкополосной системы ФАПЧ свирирующая частота опорного синтезатора частоты переносится в диапазон ЛОВ с малыми искажениями. Далее излучение проходит через ячейку с образцом исследуемого газа, взаимодействует с ним и поступает на детектор. Сигнал с детектора после усилителя и аналого-цифрового преобразователя (АЦП) содержит информацию о линиях поглощения веществ, которые присутствовали в образце исследуемой газовой смеси. Для уменьшения шумов приёмника и повышения чувствительности спектрометра производится накопление сигнала (сначала аппаратное, а потом компьютерное).

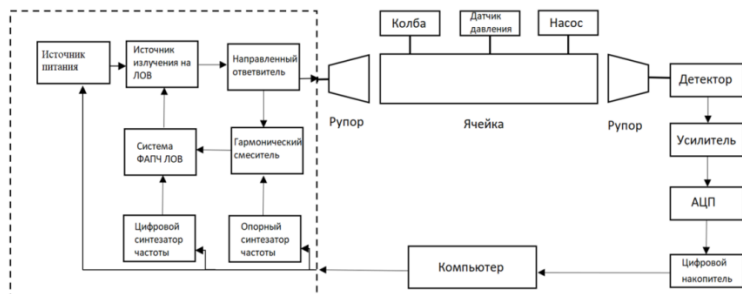


Рис. 1

Применение ТГц нестационарной газовой спектроскопии для исследования многокомпонентной газовой смеси позволяет выявить состав газовой смеси продуктов термического разложения образца по наличию специфических линий поглощения вращательного спектра, являющихся однозначными характеристиками конкретных веществ. Линии поглощения, регистрируемые детектором, в режиме быстрого свипирования, представляют собой биения между двумя сигналами (во временной области): спадающего по экспоненте сигнала от линии и линейно модулированного по частоте сигнала источника, прошедшего через ячейку.

Результаты исследования образца биопленки

В работе исследовался состав продуктов терморазложения образца, представляющего собой выращенную колонию бактерий золотистого стафилококка (*Staphylococcus aureus*). Золотистый стафилококк представляет собой шаровидные грамположительные бактерии из рода стафилококков. Около 25–40 % населения являются постоянными носителями этого вида бактерий, которые могут сохраняться на кожных покровах и слизистых оболочках верхних дыхательных путей [3]. Образцы предоставлены ФБУН «Нижегородский научно-исследовательский институт эпидемиологии и микробиологии им. акад. И.Н. Блохиной» и ГБУЗ НО «ДГКБ №1 Приокского района» (г. Нижний Новгород).

Эксперимент проходил следующим образом. Образец биоупленки, выращенной на агаре, помещался в колбу, и далее происходила его вакуумная сушка. После этого прописывался спектр предварительно вакуумированной до давления 10^{-4} мбар ячейки без напуска исследуемой смеси, чтобы исключить в итоговом спектре «артефакты» и шумы. Далее осуществлялся нагрев образца, и смесь паров напускалась в ячейку до рабочего давления $5 \cdot 10^{-2} - 1 \cdot 10^{-1}$ мбар. Затем записывался спектр излучения, прошедшего через ячейку, содержащую исследуемую многокомпонентную газовую смесь паров, полученных в результате нагрева биоупленки. Данная процедура повторяется несколько раз, для более точного определения состава образца.

В определенном диапазоне частот, выбираемом для проведения измерений, или во всем рабочем диапазоне спектрометра лежат строго фиксированные линии поглощения для конкретных веществ. Коэффициент линии поглощения пропорционален концентрации. И, если проводить измерения при одном и том же рабочем давлении, что обеспечивает одну и ту же ширину линии поглощения, то по «размаху» между минимумом и максимумом характерной линии поглощения, записанной в режиме быстрого свипирования, можно делать качественный вывод об увеличении или уменьшении содержания конкретного соединения в многокомпонентной газовой смеси. Кроме того, если для конкретного вещества в данном спектральном диапазоне присутствуют линии поглощения с разной силой линии, то при увеличении концентрации данного вещества в исследуемой смеси более слабые линии поглощения будут превышать уровень шумов и будут зарегистрированы. Поэтому информативным признаком для качественного анализа состава может служить количество линий, зарегистрированных в измерениях спектра многокомпонентной газовой смеси продуктов терморазложения биоупленки.

Сопоставив полученные в результате эксперимента линии поглощения с данными из каталогов [4], можно сделать вывод о составе паров образцов.

Табл.

Спирты	Пропанол-1 (C_3H_7OH), этиленгликоль, пропиленгликоль
Кислоты	Аланин, муравьиная кислота ($HC(O)NH_2$), уксусная кислота (CH_3COOH)
Нитрилы	Цианбутаны, бутиронитрил (C_3H_7CN), гидроксиацетонитрил ($HOCH_2CN$)
Неорганические соединения	Сероводород (H_2S)
Амины	Этанолламин ($HOCH_2C(O)NH_2$)
Соли	Мочевина

В смеси продуктов терморазложения выявлены вещества разных классов (табл.), являющиеся продуктами термораспада более тяжелых химических соединений. Диаграмма, представляющая количество линий поглощения вращательного спектра для каждого конкретного вещества, появляющегося при нагреве образца, зарегистрированных в рабочем диапазоне спектрометра с быстрым свипированием по частоте, приведена на рис. 2. При проведении предварительных измерений состава продуктов терморазложения агара были выявлены уксусная кислота, гликольальдегид и метанол, поэтому уксусная кислота (на рис. 2 и в табл.) относится к продуктам, терморазложения агара.

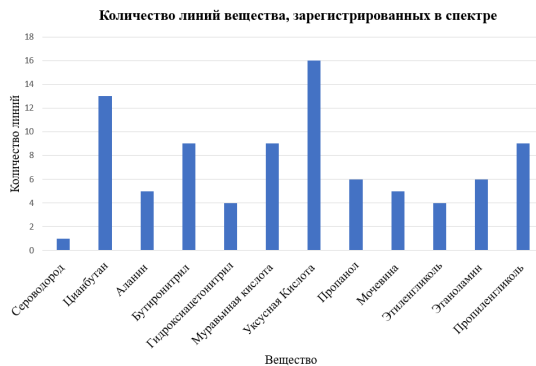


Рис. 2

Заключение

Были проведены измерения ТГц спектра газообразных продуктов терморазложения бактериальной пленки, образованной золотистым стафилококком (*Staphylococcus aureus*). В смеси продуктов терморазложения выявлены вещества разных классов, представляющие продукты терморазложения более тяжелых химических соединений. Исследование бактериальных биопленок в ИФМ РАН продолжается. Полученные в ходе работы результаты войдут в состав данных, которые будут использованы для выявления метаболитов, характерных для пленки, образованной золотистым стафилококком.

- [1] Марданова А.М. и др. // *БИОПЛЕНКИ: Основные принципы организации и методы исследования*. 2016.
- [2] Вакс В.Л. и др. // *О возможности продвижении метода нестационарной газовой спектроскопии, реализованного путем быстрого свипирования частоты, вверх по ТГц диапазону*, в печати.
- [3] Kluytmans J. et al. // *Nasal carriage of Staphylococcus aureus*. 1997.
- [4] Pickett H.M. et al. *Submillimeter*. // California Institute of Technology. <http://spec.jpl.nasa.gov/ftp/pub/catalog/catform.html>

ИССЛЕДОВАНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ТГЦ ККЛ

К.Ю. Седов¹⁾, В.А. Анфертьев^{1,2)}, М.Б. Черняева^{1,2)}

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ ИФМ РАН

Введение

Малые концентрации детектируемых газов, а также сложный состав многокомпонентных газовых смесей (например, атмосферный воздух, выдыхаемый воздух, «запахи» биологических тканей и т.д.) [1] налагают жесткие требования на характеристики ТГц спектроскопической аппаратуры прямого обнаружения микропримесей: чувствительность по концентрации на уровне единиц ррб, высокая разрешающая способность (десятки кГц). Кроме того, прибор, предназначенный для работы в реальных условиях, должен обладать высоким быстродействием и быть прост в эксплуатации.

На сегодняшний день всем вышеперечисленным требованиям удовлетворяет метод нестационарной ТГц газовой спектроскопии, обеспечивающий наилучшее приближение к теоретическому пределу чувствительности, а также частотное разрешение, ограниченное лишь эффектом Доплера. Практически реализуемая чувствительность таких спектрометров составляет в сканирующем режиме порядка 0.2 ррб. Кроме высокой чувствительности и спектрального разрешения, такие приборы имеют время измерения порядка 1–2 с, что позволяет проводить анализ в режиме реального времени. Продвижение этого метода в ТГц частотный диапазон позволяет повысить чувствительность анализа и, следовательно, достоверность метода обнаружения микропримесей, т.к. именно в этом диапазоне находятся наиболее интенсивные линии поглощения многих газов. [2,3] В ТГц диапазоне лежат линии, вращательного спектра, по регистрации которых можно проводить обнаружение веществ в многокомпонентных газовых смесях.

Для реализации методов прецизионной спектроскопии в ТГц-диапазоне необходимы, прежде всего, высокостабильные источники излучения, обеспечивающие плавную перестройку частоты в широком спектральном диапазоне. Кроме того, нужны высокочувствительные детекторы ТГц-излучения с хорошим быстродействием. [3]

К перспективным для спектроскопии источникам излучения ТГц диапазона относятся квантовые каскадные лазеры (ККЛ) [4]. ККЛ представляет собой помещенную в волновод многослойную гетероструктуру, поперек которой пропускается электрический ток, т. е. перпендикулярно слоям. Структура состоит из чередующихся активных областей, в которых происходит излучение фотонов, и инжекционных областей, через которые носители резонансно туннелируют до следующей активной области. Преодолевая каждый каскад, электрон испускает фотон. За проход через ККЛ один электрон испускает множество фотонов одной частоты. Для применения ККЛ в качестве источника излучения необходимо знать его характеристики, чтобы осуществлять контроль частоты лазера и ее перестройку.

Целью работы являлось исследование характеристик ККЛ для дальнейшего использования его в качестве источника ТГц излучения для спектроскопии.

Исследование характеристик ТГц ККЛ

Дизайн, по которому изготовлен исследуемый ККЛ, был разработан в [5], где описан ККЛ, излучающего с частотой вблизи 2 ТГц. В данной работе представлены результаты исследования ККЛ со следующими характеристиками, заявленными изготовителем:

- Частота генерации вблизи 2 ТГц
- Перестройка в непрерывном режиме - сотни МГц (в районе 2.006–2.007 ТГц)
- Рабочая температура - 20К.

Для измерения мощности лазера использовалось 2 схемы:

- Схема с детектором на диоде с барьером Шоттки (ДБШ),
- Схема с ячейкой Голея (ЯГ).

Блок-схема установки для исследования мощностных характеристик ККЛ с детектором на ДБШ представлена на рис. 1а. Напряжение на ККЛ поступает с источника питания через коммутатор, который управляется генератором сигналов. На пути излучения, генерируемого ККЛ, в криостате размещено параболическое зеркало, для создания пучка квазипараллельных лучей. Далее квазипараллельный пучок попадает на второе зеркало, которое собирает пучок на детектор с ДБШ. Полученный сигнал наблюдается на осциллографе.

Лазер может работать в непрерывном (и, следовательно, в импульсном) режиме. Для проверки возможности работы в непрерывном режиме осуществляется импульсное питание ККЛ с постепенным увеличением длительности импульса с сохранением постоянной частоты их следования. На осциллографе наблюдается амплитуда сигнала. При достижении коэффициента заполнения 99%, без существенного понижения амплитуды сигнала с детектора можно считать, что питание лазера от источника тока квазинепрерывно.

Детектор на ДБШ охарактеризован производителем для более низкого частотного диапазона (до 1 ТГц). Если же подавать на детектор на ДБШ сигнал частотой порядка 2 ТГц, чувствительность детектора значительно снижается (составляет единицы-десятки В/Вт), однако для наших целей ее вполне достаточно.

Целью первого эксперимента был выбор оптимального питания ККЛ и положение детектора для достижения максимальной принимаемой мощности. Для количественного измерения мощности использовался стенд с ЯГ.

Блок-схема установки для исследования мощностных характеристик ККЛ с ЯГ представлена на рис.1б. В этой схеме использовали квазинепрерывный режим работы ККЛ. Частота модуляции питания ККЛ составляла 30 Гц при коэффициенте заполнения 50% (меандр). При заданных условиях известна чувствительность ЯГ. В ходе эксперимента было установлено, что ЯГ входит в насыщение, поэтому для ослабления сигнала был установлен аттенуатор, пропускающий 10% излучения.

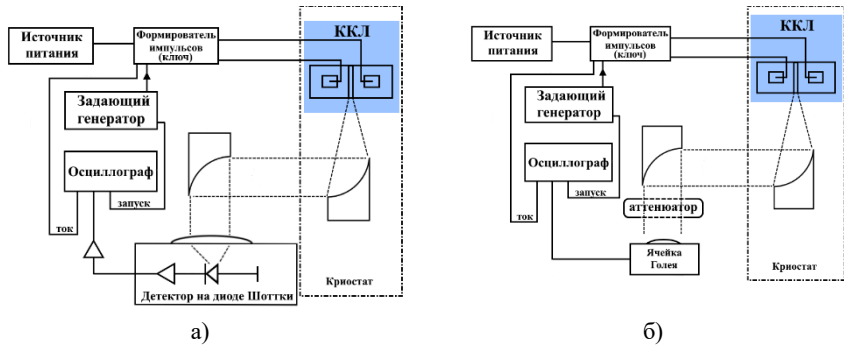


Рис. 1

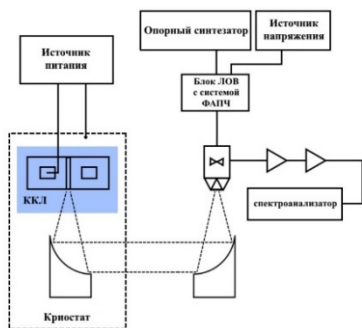


Рис. 2

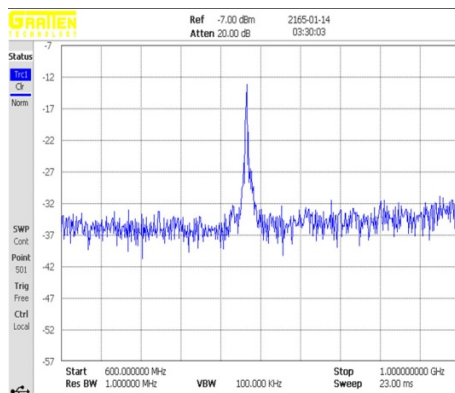
На рис. 2 представлены осциллограммы, тока через ККЛ (фиолетовая кривая), и сигнал, принимаемый с ЯГ (зеленая кривая). Измеренное значение напряжения составило 400 мВ. При этом коэффициент усиления ячейки Голея составил $9000 \frac{\text{В}}{\text{Вт}}$. В измерениях использовался аттенуатор, который пропускает 10% пучка. При данных значениях полученная мощность сигнала ККЛ $P = 0,44 \text{ мВт}$.

Измерение перестройки частоты лазера гетеродинным методом

Блок-схема установки для измерения перестройки частоты ККЛ гетеродинным методом представлена на рис. 3а. На смеситель через рупорную антенну поступает излучение ККЛ, а через волноводный вход смесителя поступает излучение с лампы обратной волны (ЛОВ). На нелинейном элементе происходит смешивание 12-й гармоники излучения ЛОВ и излучения ККЛ, в результате чего на выходе получается сигнал промежуточной частоты (ПЧ), который после усиления поступает на анализатор спектра. На экране последнего наблюдаем появление сигнала ПЧ с частотой $\sim 780 \text{ МГц}$.



а) Блок-схема измерения сигнала ПЧ



б) Спектр сигнала ПЧ

Рис. 3

Для стабилизации работы ЛОВ оснащена системой фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), компенсирующей уход частоты (фазы) ЛОВ. Поэтому нестабильность наблюдаемого в результате спектра ПЧ обусловлена только уходом самого ККЛ. Спектр сигнала ПЧ представлен на рис. 3б.

По измеренной ПЧ была вычислена частота ЛОВ и затем частота ККЛ: $f_{\text{ЛОВ}} \approx 167,304$ ГГц, $f_{\text{ККЛ}} \approx 2008,428$ ГГц. Нужно отметить, что ККЛ в зависимости от условий работы (температура, питающий ток) может переходить на другую моду излучения. В данном эксперименте либо удалось оптимально настроиться на 2008 ГГц моду ККЛ, либо эта мода в течение эксперимента превалировала.

Заключение

В ходе работы был исследован ККЛ, работающий вблизи 2 ТГц. С использованием двух измерительных схем (с детектором на диоде Шоттки и с ячейкой Голея) были изучены мощностные и частотные характеристики ТГц ККЛ.

Измеренная мощность лазера достаточна для создания спектрометра ТГц частотного диапазона.

- [1] Абрамов П.И., Кузнецов Е.В., Скворцов Л.А., Скворцова М.И. // Журнал прикладной спектроскопии. Т. 86, № 1. С. 6.
- [2] Вакс В.Л. и др. // Вестник Нижегородского университета им. Н. И. Лобачевского. 2011. № 6 (1). С. 93.
- [3] Вакс В.Л. и др. // Успехи физических наук. 2020. Т. 190. С. 765.
- [4] Williams B. // Nature Photonics. 2007. Vol. 1. P. 517.
- [5] Barbieri S. et al. // Appl. Phys. Lett. 2004. Vol. 85. P. 1674.

ОЦЕНКА КОГЕРЕНТНЫХ СВОЙСТВ СИСТЕМЫ МЕЖПЕРИОДНОЙ ОБРАБОТКИ ПАЧКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИМПУЛЬСОВ

Е.В. Леговцова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В зависимости от когерентных свойств принимаемой пачки импульсов синтез межпериодной обработки может решаться различными способами. Один из подходов к синтезу межпериодной обработки состоит в ее разбиении на две части: когерентное подавление пассивной помехи с последующим когерентным (полностью когерентная межпериодная обработка) и некогерентным (частично когерентная межпериодная обработка) накоплением пачки импульсов.

В частично когерентной межпериодной обработке происходит когерентное подавление пассивной помехи в системе селекции движущихся целей (СДЦ) с использованием режекторных фильтров n -го порядка (РФ), амплитудное детектирование (АД), некогерентное накопление (НН) пачки импульсов и обнаружение полезного сигнала в пороговом устройстве (ПУ) [1]. Структурная схема обработки в этом случае имеет вид, приведенный на рис. 1.

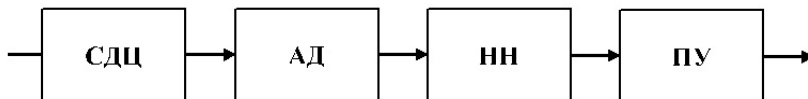


Рис. 1

Такой способ межпериодной фильтрации применяется в том случае, когда интервал временной когерентности принимаемой пачки импульсов значительно меньше её длительности. При этом подавление пассивной помехи эффективно только в пределах интервала когерентности. Весовой вектор режекторного фильтра пассивной помехи (РФ) вектор можно представить в виде [2]:

$$W_{РФ} = R^{-1}Q_n, \quad (1)$$

где R – корреляционная матрица (КМ) вектора пассивной помехи, Q_n – вектор, n -ая компонента которого равна единице, а остальные – нулю.

При условии достаточно высокой степени когерентности всей принимаемой пачки импульсов межпериодная временная обработка сигналов может быть реализована полностью когерентным способом. В данном случае используется когерентный накопитель пачки импульсов (КН), который представляет собой набор доплеровских фильтров, каждый из которых согласован с полезным сигналом с определённой частотой Доплера. Структурная схема полностью когерентной межпериодной временной обработки приведена на рис. 2.

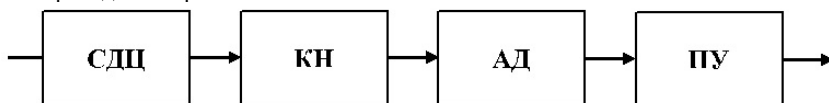


Рис. 2

Частотная характеристика межпериодной обработки имеет в данном случае вид [2]:

$$\mathbf{W} = \mathbf{R}^{-1}\mathbf{S}(\omega_0), \quad (2)$$

где \mathbf{R} – корреляционная матрица суммы векторов пассивной помехи и собственного шума, $\mathbf{S}(\omega_0)$ – вектор полезного сигнала, ω_0 – частота Доплера полезного сигнала.

В работах [3-5] был предложен и реализован квазиоптимальный проекционный метод межпериодной доплеровской фильтрации. Весовой вектор проекционной межпериодной обработки имеет вид:

$$\mathbf{W} = (\mathbf{I} - \mathbf{P})\mathbf{S}(\omega), \quad (3)$$

где \mathbf{I} – единичная матрица, $\mathbf{P} = \mathbf{M}(\mathbf{M}^*\mathbf{M})^{-1}\mathbf{M}^*$ – матрица-проектор на подпространство помехи, * – знак эрмитова сопряжения, $\mathbf{M} = [\mathbf{X}(\omega_1), \mathbf{X}(\omega_2), \dots, \mathbf{X}(\omega_M)]$ – матрица, составленная из вектор-столбцов сигналов, частоты Доплера которых $\omega_1, \dots, \omega_M$ с некоторым шагом перекрывают диапазон частот пассивной помехи.

Очевидно, что полностью когерентная обработка является наиболее затратной в вычислительном плане и её применение может быть обосновано только при условии высокой степени когерентности принимаемой пачки импульсов. Таким образом, необходима оценка степени когерентности обрабатываемой пачки импульсов.

В качестве количественной меры степени когерентности принимаемого сигнала используем энтропию H распределения энергии сигнала по собственным числам его корреляционной матрицы Φ . В соответствии с [6] показатель энтропии равен:

$$H = -\sum_{i=1}^N \lambda_{0i} \ln(\lambda_{0i}), \quad (4)$$

где $\lambda_{0i} = \lambda_i / \text{Sp } \Phi$ – нормированные собственные значения матрицы Φ ; $\text{Sp } \Phi$ – след (сумма диагональных элементов) матрицы Φ .

В случае детерминированного сигнала КМ имеет единичный ранг и её нормированные собственные значения равны $\lambda_{01} = 1$, $\lambda_{02} = \dots = \lambda_{0N} = 0$. При этом энтропия $H \rightarrow 0$, то есть детерминированный сигнал является полностью когерентным. В случае случайного гауссового процесса с равными по мощности и некоррелированными компонентами КМ является диагональной с равными между собой элементами главной диагонали. Нормированные собственные значения $\lambda_{01} = \dots = \lambda_{0N} = \frac{1}{N}$, а энтропия равна $H = \ln(N)$.

Методом численного моделирования была получена зависимость коэффициента подавления пассивной помехи проекционного метода от степени когерентности пачки импульсов (рис. 3). Количество импульсов в пачке $N=20$. Для $N=20$ процесс становится полностью некогерентным при $H = \ln(N) = 3$. Как видно из рис. 3 достаточно высокий коэффициент подавления, соответствующий современным требованиям к радиолокационным системам (больше 50-60 дБ) достигается при высокой степени когерентности принимаемой пачки ($H < 10^{-5}$).

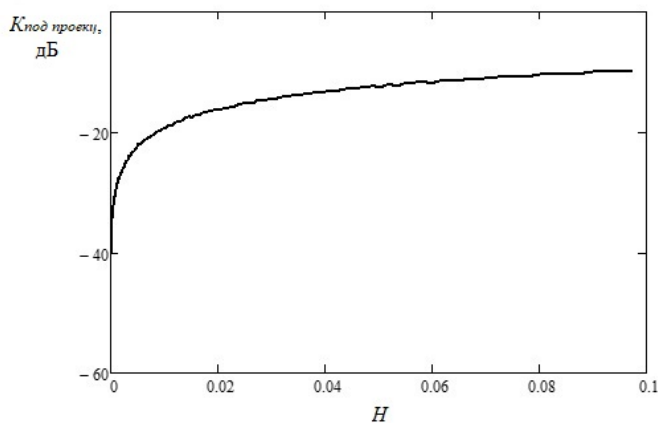


Рис. 3

Также методом численного моделирования была получена зависимость коэффициента подавления пассивной помехи оптимального (пунктирная линия) и проекционного (сплошная линия) методов от флуктуаций нормированной частоты $f/\Delta f$, $\Delta f=1/N$. Количество импульсов в пачке $N = 10, 20, 30, 50$ (рис. 4-7).

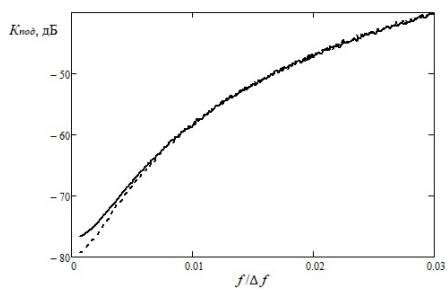


Рис. 4

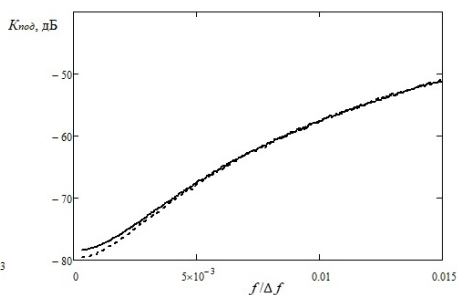


Рис. 5

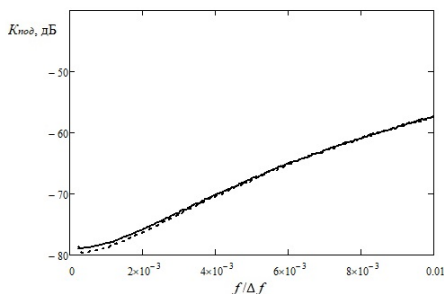


Рис. 6

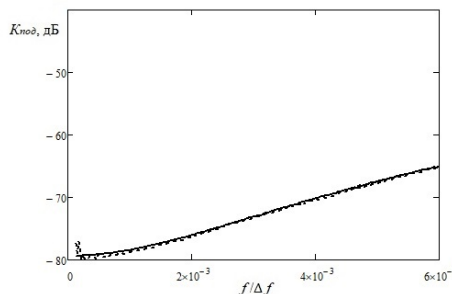


Рис. 7

В работе [4] было показано, при значениях случайной частоты равных $\sigma_f \approx 0.3\Delta f$ процесс при ОСШ $q \rightarrow \infty$ можно считать когерентным. Из рисунков видно, что коэффициент подавления больше 50-60 дБ достигается при данных значениях флуктуаций частоты, т.е. при высокой степени когерентности принимаемого процесса.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] Проскурин В.И. // Радиотехника и электроника. 1992. № 7. С. 1227.
- [2] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981, 416 с.
- [3] Фитасов Е.С., Леговцова Е.В., Пальгуев Д.А., Козлов С.А., Саберов А.Г., Борзов А.Б., Васильев Д.А. // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 4. С. 331.
- [4] Фитасов Е.С., Орлов И.Я., Леговцова Е.В., Насонов В.В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 1. С. 69.
- [5] Фитасов Е.С., Леговцова Е.В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 65, № 7. С. 590.
- [6] Михеев П.В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2006. Т. 49, № 1. С. 82.

ОЦЕНКА ХАРАКТЕРИСТИК ОБНАРУЖЕНИЯ КОГЕРЕНТНОЙ ПАЧКИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ИМПУЛЬСОВ НА ФОНЕ АКТИВНЫХ ШУМОВЫХ ПОМЕХ НА ОСНОВЕ ОБОБЩЕННОГО ОТНОШЕНИЯ МАКСИМАЛЬНОГО ПРАВДОПОДОБИЯ

О.Е. Кудряшова¹⁾, В.В. Насонов^{1, 2)}

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

В настоящее время достаточно хорошо разработаны аналитические методы вычисления пороговых значений решающих статистик в задачах обнаружения сигналов, получаемых на основе обобщенного отношения правдоподобия, в том числе для коротких выборок и малых отношений сигнал/шум [1-3]. В работе [1] было получено аналитическое выражение для GLR-статистики обнаружения пространственно-когерентных и частично-когерентных сигналов на фоне среднееоднородных и сильнонеоднородных шумов. Однако, в данных работах полученные решающие GLR статистики, в основном, рассматривались применительно к пространственной обработке сигналов в антенных решетках. При этом, существует ряд практических задач, в которых представляется интересным рассмотреть применение данного подхода во временной обработке радиолокационных сигналов, например, при обнаружении когерентной пачки радиолокационных импульсов на фоне собственного шума и помех различного происхождения. Например, данная задача возникает при обнаружении радиолокационных сигналов на фоне активных шумовых помех (АШП). На практике в существующих РЛС системы обнаружения сигналов строятся, как правило, по схеме согласованной фильтрации на фоне гауссового шума. Однако, помеха на выходе автокомпенсатора (АК) АШП будет представлять собой неоднородный по времени шум. Таким образом, после подавления АШП обнаружение полезного сигнала будет проводится на фоне неоднородного шума. Таким образом, при неоднородной помехи (шуме) схема согласованной фильтрации не будет являться оптимальной и, соответственно, будут потери в обнаружение полезного сигнала.

Таким образом, представляет интерес провести оценку характеристик обнаружения радиолокационных сигналов на фоне АШП на выходе системы компенсации помех как обнаружение пространственно-когерентных и частично-когерентных сигналов на фоне слабееоднородных, среднееоднородных и сильнонеоднородных шумов.

Пусть на вход приёмника радиолокационной системы поступает пачка из p импульсов, представляющая собой аддитивную смесь полезного сигнала \mathbf{s} и неоднородного шума \mathbf{z} . Считая, что собственный шум, распределенный по гауссовскому закону, существенно мал по сравнению с неоднородным шумом, сигнал, поступающий на вход приёмника, можно записать в следующем виде

$$\mathbf{x} = \mathbf{s} + \mathbf{z}. \quad (1)$$

Комплексная амплитуда отражённого радиолокационного сигнала определяется вектором

$$\mathbf{s} = [e^{-j(fT)}, e^{-j(2fT)}, \dots, e^{-j(pfT)}]^*, \quad (2)$$

где T – период зондирования радиолокационных импульсов; p – количество импульсов в принимаемой пачке сигналов; f – частота Доплера; знак $*$ – эрмитово сопряжение.

Корреляционная матрица принимаемого полезного сигнала будет иметь вид

$$\mathbf{R} = \langle \mathbf{s}\mathbf{s}^* \rangle, \quad (3)$$

где $\langle \rangle$ – знак статистического усреднения.

Корреляционная матрица неоднородного шума \mathbf{A} будет иметь вид

$$\mathbf{A} = \langle \mathbf{z}\mathbf{z}^* \rangle = \sigma_z^2 \mathbf{I} = \begin{pmatrix} \sigma_{11}^2 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_{22}^2 & & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \sigma_{NN}^2 \end{pmatrix},$$

где σ_z^2 – мощность каждой из компонент вектора \mathbf{z} .

С учетом собственного шума единичной мощности $\sigma^2 = 1$ корреляционная матрица сигнала \mathbf{x} будет иметь вид:

$$\mathbf{M} = \mathbf{R} + \mathbf{A}. \quad (4)$$

Максимально правдоподобная оценка корреляционной матрицы \mathbf{M} получается в соответствии с выражением:

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \mathbf{x}(i)\mathbf{x}^*(i), \quad (5)$$

где $\mathbf{x}(i)$ – вектор процесса из N импульсов, получаемый из пачки в соответствии с выражением (1) с использованием «скачущего окна»; L – объём выборки (количество векторов $\mathbf{x}(i)$, $i = 1 \dots L$), используемой для получения оценки корреляционной матрицы сигнала. При этом, очевидно, должно выполняться условие

$$p = L \cdot N, \quad L \geq N. \quad (6)$$

Задачу обнаружения когерентной пачки радиолокационных импульсов можно сформулировать как классическую двухальтернативную задачу различения двух гипотез [1]:

$$H_0: \mathbf{x} = \mathbf{z}, \quad (7)$$

$$H_1: \mathbf{x} = \mathbf{s} + \mathbf{z}.$$

Отношения правдоподобия для гипотезы H_0 имеет вид [1]:

$$l = \frac{[\det(L\hat{\mathbf{M}})]^L}{\prod_{i=1}^N (a_{ij})^L}, \quad a_{ij} = L\hat{\sigma}_{ij}^2 = L \sum_{i=1}^L z_i z_i^* \quad (8)$$

где $\hat{\sigma}_{ij}^2$ – оценка наибольшего правдоподобия для мощности σ_z^2 .

С помощью численного моделирования оценим эффективность статистики (8) при обнаружении полезного сигнала на фоне активных шумовых помех, прошедших через систему компенсации (автокомпенсатор АШП).

Для сравнительного анализа воспользуемся статистикой обнаружения детерминированного сигнала на фоне однородного шума. Оптимальным решением данной задачи является сравнение с некоторым порогом максимального собственного числа λ_{\max} выборочной ковариационной матрицы \mathbf{M} .

Предположим, что канал обнаружения РЛС (рис. 1) содержит автокомпенсатор шумовой активной помехи (АК АШП), согласованный фильтр (СФ) одиночных импульсов, амплитудный детектор (АД) и пороговое устройство (ПУ).



Рис. 1

Пусть работа РЛС осуществляется по следующей временной диаграмме (рис. 2): время между двумя соседними импульсами зондирования (такт зондирования) делится на два этапа: 1 этап – анализ помеховой обстановки и вычисление коэффициентов W автокомпенсатора; 2 этап – излучение полезного сигнала, прием и компенсация помехи. На втором такте работы РЛС будет также реализовано аналогичных два этапа и т.д.

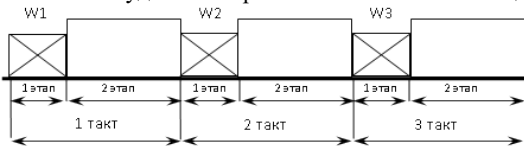


Рис. 2

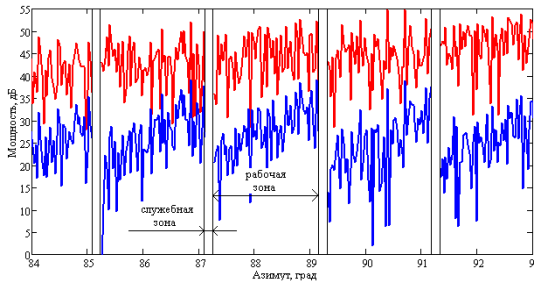


Рис. 3

РЛС, приведенной на рис. 2. Видно, что сигнал на выходе автокомпенсатора представляет собой неоднородный шум.

Было проведено численное моделирование для следующих параметров пачки радиолокационных импульсов: $N = 5$, $L = 5$, что соответствует длине пачки $p = 25$; вероятность ложной тревоги $P_{fr} = 10^{-3}$. Средняя мощность помехи на выходе автокомпенсатора (нескомпенсированная часть помехи) составляла 20 дБ. Для численного моделирования характеристик обнаружения, также без потери общности, огибающую процесса на выходе автокомпенсатора АШП в пределах одной рабочей зоны, соответственно диагональные элементы ковариационной матрицы \mathbf{A} неоднородного шума аппроксимируем выражением:

$$B(t, b) = \exp(-b^2 t^2),$$

где параметр b будет определять степень неоднородности шума. Положим, что при $b = 0.1$ – слабеоднородный шум, при $b = 0.3$ – среднееоднородный шум, при $b = 0.5$ – сильнонеоднородный шум.

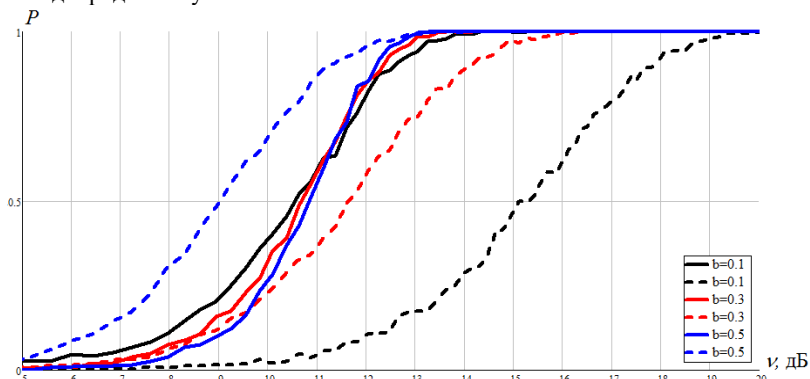


Рис. 4

На рис. 4 приведены характеристики обнаружения сигнала на выходе автокомпенсатора АШП. Прямыми кривыми обозначены статистики обнаружения детерминированного сигнала на фоне однородного шума (максимального собственного числа λ_{\max} выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{M}}$), пунктирными кривыми – статистики обнаружения в соответствии с выражением (8). Видно, что при наличии помехи (нескомпенсированной части помехи на выходе автокомпенсатора АШП), описываемой моделью сильнонеоднородного шума, выигрыш при использовании статистики обнаружения (8) по сравнению со статистикой обнаружения детерминированного сигнала на фоне однородного шума (максимального собственного числа λ_{\max} выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{M}}$) будет составлять до 2 дБ. При модели среднееоднородного шума статистика (8) будет проигрывать статистике λ_{\max} около 1 дБ, а при слабеоднородном шуме – до 4-5 дБ.

Таким образом, при обнаружении полезного сигнала на фоне нескомпенсированной части активной шумовой помехи, описываемой моделью сильнонеоднородного шума, предпочтительнее использовать статистику (8).

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] Болховская О.В., Мальцев А.А. // Известия вузов. Радиофизика. 2002. Т. 45. № 12. С. 1077.
- [2] Болховская О.В., Мальцев А.А., Родюшкин К.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2004. Т. 47, № 8. С. 694.
- [3] Болховская О.В., Мальцев А.А., Родюшкин К.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2005. Т. 48, № 5. С. 446.
- [4] Фитасов Е.С., Кудряшова О.Е., Леговцова Е.В., Насонов В.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2022. Т. 65, № 2. С. 159.
- [5] Козлов С.А., Фитасов Е.С., Василенко Е.В., Насонов В.В. // Вестник Концерна ПВО «Алмаз-Антей». 2014. № 1(9). С. 45.

РАЗРЕШЕНИЕ ГРУППОВЫХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ ЦЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА СОБСТВЕННЫХ ЧИСЕЛ ВЫБОРОЧНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ

О.Е. Кудряшова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Для оценки числа источников сигналов, принимаемых антенной решеткой, известны методы, основанные на анализе собственных векторов и собственных чисел выборочной корреляционной матрицы. В основном, данные методы требуют априорного знания о количестве источников, а также аналитические результаты асимптотически справедливы для больших объемов выборок либо для мощных источников сигналов. Кроме того, выбор порога обнаружения второго сигнала (разрешения) часто затруднен, поскольку неизвестен закон распределения используемой решающей статистики и, как правило, при отсутствии аналитического выражения функции распределения используют результаты численного моделирования. В настоящее время достаточно хорошо разработаны аналитические методы вычисления пороговых значений решающих статистик (GLR статистик), получаемых на основе обобщенного отношения правдоподобия, в том числе для коротких выборок и малых отношений сигнал/шум [1-2].

Существуют практические задачи, в которых требуется разрешение двух и более источников сигналов при малых отношении сигнал/шум. Например, данная задача возникает при обнаружении групповой радиолокационной цели и определении числа целей в группе на дальней границе зоны обнаружения радиолокационной станции, т.е. при пороговых отношениях сигнал/шум.

Нахождение функции распределения максимального шумового собственного числа при наличии слабого источника сигнала (меньше 1–2 дБ) является достаточно сложной задачей. Поэтому, вследствие малых значений сигнальных собственных чисел и их слабого влияния на распределение шумовых собственных чисел, представляет интерес провести исследование по оценке возможности сравнения с порогом второго собственного числа корреляционной матрицы шума, т.е. в случае отсутствия источников сигнала, а также сравнение полученных результатов с асимптотическим выражением.

Интегральные функции распределения собственных чисел выборочной корреляционной матрицы антенной решетки

Рассмотрим задачу разрешения двух источников сигналов с помощью антенной решетки на фоне гауссовского шума как выбор одной из двух гипотез:

$$H_1: \mathbf{x} = \mathbf{n} + \mathbf{s}_1, \quad (1)$$

$$H_2: \mathbf{x} = \mathbf{n} + \mathbf{s}_1 + \mathbf{s}_2.$$

Здесь \mathbf{n} – вектор собственного шума элементов антенной решетки, \mathbf{s}_1 – вектор сигналов, принимаемых антенной решеткой от первого внешнего источника, \mathbf{s}_2 – вектор сигналов, принимаемых антенной решеткой от второго внешнего источника.

Оптимальное решение задачи разрешения источников (т.е. принятие гипотезы H_1 или H_2) основывается на сравнении с некоторым порогом h отношения правдоподобия:

$$l(\mathbf{x}_i) = \frac{\max_{\mathbf{p}_2} P(\mathbf{x}_i | H_2, \mathbf{p}_2)}{\max_{\mathbf{p}_1} P(\mathbf{x}_i | H_1, \mathbf{p}_1)}, \quad (2)$$

где \mathbf{x}_i ($i = 1 \dots L$) – выборка вектора сигнала, $P(\mathbf{x}_i | H_1, \mathbf{p}_1)$ – функция правдоподобия для гипотезы H_1 , $P(\mathbf{x}_i | H_2, \mathbf{p}_2)$ – функция правдоподобия для гипотезы H_2 , \mathbf{p}_1 – вектор неизвестных параметров при гипотезе H_1 , \mathbf{p}_2 – вектор неизвестных параметров при гипотезе H_2 , L – размер выборки.

Если $l(\mathbf{x}_i) > h$, то принимается гипотеза H_2 , т.е. решение о наличии двух сигналов. Если же $l(\mathbf{x}_i) < h$, то принимается гипотеза H_1 , т.е. решение о наличии только одного сигнала.

В этом случае, функции правдоподобия для гипотез H_1 и H_2 записываются в следующем виде [3]:

$$P(\mathbf{x}_i | H_{1,2}, \mathbf{M}_{1,2}) = \pi^{-LN} \cdot \det(\mathbf{M}_{1,2})^{-L} \cdot \exp[-LSp(\mathbf{M}_{1,2}^{-1} \hat{\mathbf{M}})], \quad (3)$$

$$\hat{\mathbf{M}} = \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \mathbf{x}_i \mathbf{x}_i^*. \quad (4)$$

Здесь \mathbf{M}_1 – корреляционная матрица вектора \mathbf{x} при гипотезе H_1 , \mathbf{M}_2 – корреляционная матрица вектора \mathbf{x} при гипотезе H_2 , $\langle * \rangle$ – знак эрмитова сопряжения.

Оптимальное разрешение сигналов с неизвестными волновыми фронтами заключается в сравнении с некоторым порогом λ_r второго собственного числа λ_2 выборочной корреляционной матрицы $\hat{\mathbf{M}}$ [3].

В случае наличия мощного источника внешнего излучения асимптотическое выражение для функции распределения максимального шумового собственного числа (второго собственного числа выборочной корреляционной матрицы) $F_{\lambda_2, H_1}(\lambda_r)$ записывается в виде [4]:

$$F_{\lambda_2, H_1}(\lambda_r) = \det \left[\frac{\gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)}{\Gamma(L - N + i) \cdot \Gamma(j)} \right], \quad i, j = 1 \dots N - 1, \quad (5)$$

$$L \geq N.$$

Интегральная функция распределения $F_m(N, L, \lambda)$ m -го ($m \geq 2$) шумового собственного числа выборочной корреляционной матрицы \mathbf{M} в N -мерном случае в работе [5] получена в следующем виде:

$$F_m(N, L, \lambda) = C(N, L) \cdot \left(\sum_{l=1}^{\binom{N}{k_1, k_2}} \det(\mathbf{B}_l) \right) + F_{m-1}(N, L, \lambda), \quad (6)$$

$$C(N, L) = \frac{N!}{\prod_{i=1}^N (L - i)! i!}.$$

В выражении (6) матрица \mathbf{V}_i образуется из k_1 строк \mathbf{V}_i^Γ , содержащей элементы $B_{lij}^\Gamma = \Gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)$, и k_2 строк \mathbf{V}_i^Y , содержащей элементы $B_{lij}^Y = \gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)$, $i, j = 1, \dots, N$. Каждая из матриц \mathbf{V}_i представляет одну из возможной комбинации строк \mathbf{V}_i^Γ и \mathbf{V}_i^Y .

Характеристики разрешения двух источников сигналов с ортогональными фронтами

Рассмотрим разрешение двух источников сигнала с плоскими волновыми фронтами. Методом статистического моделирования были получены кривые разрешения двух источников, т.е. обнаружения второго источника сигнала по второму собственному числу шумовой выборочной корреляционной матрицы сигнала (рис. 1).

Выбор порога λ_r , согласно критерию Неймана-Пирсона, проводится в соответствии с выражением:

$$P_{fr} = 1 - F_{\lambda_2, H_1}(\lambda_r), \tag{7}$$

где P_{fr} – заданная вероятность ложного обнаружения, $F_{\lambda_2, H_1}(\lambda)$ – интегральная функция распределения второго собственного числа λ_2 матрицы \mathbf{M} при наличии одного источника сигнала (при справедливости гипотезы H_1).

Получим характеристики обнаружения второго источника сигнала, полученных по второму собственному числу шумовой выборочной корреляционной матрицы сигнала в соответствии с выражением (6). Также, проведем их сравнение с характеристиками, полученными в соответствии с выражением (5). Используя формулы (5), (6) и (7) были вычислены пороги λ_r для вероятности ложного разрешения $P_{fr} = 10^{-3}$ для следующих параметров антенной решётки: $N = 5, L = (5, 10, 15)$.

Моделировалось разрешение двух источников сигналов одинаковой мощности с плоскими волновыми фронтами. Кривые разрешения получены для случая ортогональных фронтов.

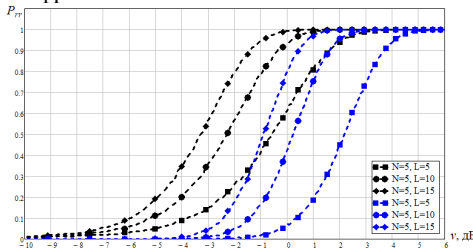


Рис. 1

что при мощности источников сигналов менее 1–2 дБ при вероятности правильного обнаружения $P_{rr} = 0,5$ выигрыш при использовании порога (6), полученного по второму собственному числу шумовой выборочной корреляционной матрицы, составляет 2–2.5 дБ по сравнению с выражением (5) для случая наличия мощного одного источника сигнала.

На рис. 1 представлена зависимость вероятности правильного разрешения двух источников сигналов одинаковой мощности с плоскими волновыми фронтами от суммарной мощности источников сигналов для $N = 5$ и $L = (5, 10, 15)$, полученных в соответствии с выражением (5) (синяя кривая) и (6) (чёрная кривая). Видно,

Характеристики разрешения двух источников сигнала с ортогональными фронтами при наличии мощного источника сигнала-помехи

Рассмотрим случай разрешения двух слабых источников сигнала при наличии одного мощного. На практике данная ситуация может возникнуть, например, при обнаружении групповой радиолокационной цели на фоне мощной помехи. В качестве источника мощной помехи, например, может быть сигнал, отраженный от земной поверхности или местных предметов (горных ландшафтов, сооружений инфраструктуры и т.п.). При моделировании мощность первого источника сигнала-помехи составляла 20 дБ, мощности второго и третьего источников сигнала (сигналов групповой цели) полагались равными ($\nu_1 = \nu_2$).

Получим характеристики обнаружения третьего источника сигнала, полученных по третьему собственному числу шумовой выборочной корреляционной матрицы сигнала в соответствии с выражением (6). Аналогично, проведем их сравнение с характеристиками, полученными в соответствии с выражением (5). Как и в предыдущем случае, используя формулы (5), (6) и (7) были вычислены пороги λ_r для вероятности ложного разрешения $P_{fr} = 10^{-3}$ для следующих параметров антенной решетки: $N = 5$, $L = (5, 10, 15)$.

На рис. 2 представлены зависимости вероятности правильного разрешения двух слабых источников сигнала с ортогональными фронтами при наличии одного мощного от суммарной мощности источников сигналов для $N = 5$ и $L = (5, 10, 15)$, полученных в соответствии с выражением (5) (синяя кривая).

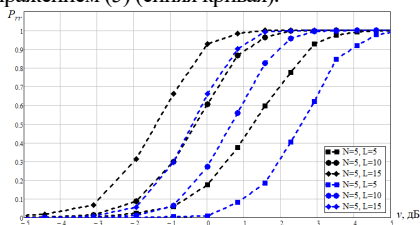


Рис. 2

Как видно из рис. 2, выигрыш при использовании порога, полученного по третьему собственному числу шумовой выборочной корреляционной матрицы в соответствии с выражением (6) по сравнению с асимптотическим выражением (5), составляет 1–1.5 дБ, что аналогично ситуации, представленной на рис. 1.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Первой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] Болховская О.В., Мальцев А.А. // Известия вузов. Радиофизика. 2002. Т. 45, № 12. С. 1077.
- [2] Болховская О.В., Мальцев А.А., Родюшкин К.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2004. Т. 47, № 8. С. 694.
- [3] Родюшкин К.В. Обнаружение, разрешение и оценивание числа источников сигналов антенной решеткой в случае коротких выборок и неизвестных волновых фронтов: дис. канд. физ.-мат. наук. Нижний Новгород, 2002. 129 с.
- [4] Родюшкин К.В. // Известия вузов. Радиофизика. 2001. Т. 44, № 3. С. 285.
- [5] Кудряшова О.Е., Фитасов Е.С. // Известия вузов. Радиофизика. 2022. Т. 65, № 8. С. 687.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДА РАСПОЗНАВАНИЯ ВИНТОВЫХ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА СОБСТВЕННЫХ ЧИСЕЛ ВЫБОРОЧНОЙ КОРРЕЛЯЦИОННОЙ МАТРИЦЫ

С.А. Козлов¹⁾, С.А. Горев^{1,2)}, А.Д. Ильясафов²⁾

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ АО «ФНПЦ «ННИИРТ»

Введение

Большинство современных радиолокационных систем имеют в своем составе устройства распознавания или их элементы [1-4]. Постоянное усложнение воздушно-помеховой обстановки, расширение ассортимента наблюдаемых объектов вызывает необходимость повышения эффективности процесса классификации. Поэтому современные радиолокационные системы предъявляют повышенные требования к обработке принимаемых эхо сигналов. Для синтеза устройства распознавания летательных объектов и их классификации необходима дополнительная информация о наблюдаемом объекте [2].

Наибольший интерес представляет анализ эхосигналов от винтовых летательных аппаратов. Динамика отражающей поверхности аэродинамических объектов, возникающая за счет рассеяния от вращающихся элементов конструкции. Проявление пропеллерного эффекта выражается присутствием в спектре эхосигнала наряду с планерной составляющей дополнительных спектральных составляющих, отраженных от динамических элементов конструкции цели [1].

Метод анализа собственных чисел выборочной корреляционной матрицы

Существует множество методов спектрального анализа для изучения структуры и выявления модуляционных признаков в принимаемом сигнале. Одним из таких методов является метод анализа собственных чисел (СЧ) выборочной корреляционной матрицы сигнала (КМ) и построение интегральной функции распределения максимального шумового СЧ [5].

При данном подходе к оценке числа сигналов представляет интерес статистическая характеристика максимального шумового СЧ. Функция распределения вероятности максимального шумового СЧ позволяет определить порог, задавшись заданной вероятностью ложной тревоги.

В работе [5] получено аналитическое выражение (1) для интегральной функции распределения максимального шумового СЧ выборочной КМ как детерминант матрицы, элементы которой представляют собой отношение гамма-функций:

$$F_{K+1}(N, L, \lambda) = \det \left[\frac{\gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)}{\Gamma(L - N + i)\Gamma(j)} \right], \quad (1)$$

$$i, j = 1 \dots N - K,$$

где K – число источников, N – размерность оценочной КМ, L – число выборок, i – номер строки, j – номер столбца. Полная гамма-функция определяется, как

$$\Gamma(L) = \int_0^{+\infty} t^{L-1} \cdot e^{-t} dt, \quad (2)$$

$\alpha \Gamma(L - N + i + j - 1, L\lambda)$ – неполная верхняя гамма-функция, общий вид которой задается, как

$$\Gamma(L, \alpha) = \int_{\alpha}^{+\infty} t^{L-1} \cdot e^{-t} dt. \quad (3)$$

Будем считать, что СЧ расположены по убыванию. Процедуру оценки числа внешних источников сигналов можно представить, как пошаговый процесс, на i -ом шаге которого производится сравнение i -го СЧ с порогом, который будет определяться с заданной вероятностью «ложной тревоги» F . При этом порог от шага к шагу может меняться. Если СЧ больше порога, то принимается решение о том, что число сигналов больше, чем $i-1$, и с порогом сравнивается следующее СЧ. В противном случае цепочка сравнений обрывается и принимается решение о том, что в системе присутствуют $i-1$ источников сигналов [3].

Используя аналитические выражения для интегральной функции распределения максимального шумового СЧ выборочной КМ в программной среде математического моделирования были численно произведены расчеты значений порогов в зависимости от величины размерности оценочной КМ N и объема выборки L . В случае выбора $L \sim 2N$ КМ является невырожденной т.к. число выборок превышает размерность N . В таблице представлены некоторые значения порогов для 3-го, 4-го и 5-го максимальных шумовых СЧ при $F = 0.001$, $N = 85$, $L = 170$.

Таблица

Номер СЧ	Значение порога
3	2.97
4	2.92
5	2.91

Экспериментальная часть

В рамках экспериментального исследования были получены эхо-сигналы от различных типов целей. В качестве воздушных целей выступали винтовой двухлопастной спортивно-тренировочный самолёт Як-52, лёгкий многоцелевой коммерческий вертолёт Robinson R 44 с композитным двухлопастным несущим винтом, а также реактивный истребитель МиГ-29 и среднескоростная воздушная мишень (БПЛА) с пульсирующим воздушно-реактивным двигателем Banshee, не имеющие в конструкции винтовых элементов. В качестве локатора использовалась малогабаритная когерентно-импульсная РЛС дециметрового диапазона длин волн 1Л122-1Е. Эхо-сигналы от целей получены от РЛС различного исполнения и разных годов выпуска. Размер азимутальной пачки от целей составлял 256 отсчетов.

Прием сигналов осуществлялся на фоне шума эфира. При этом шум эфира подвергался нормировке за счет вычисления значения мощности шума в служебной зоне диаграммы работы РЛС, когда РЛС не излучает, а работает только на прием. Энтропия данного шума была близка к значению $\ln(N)$ [6], поэтому шум эфира считали белым гауссовым с нулевым средним и единичной дисперсией. Процедура селекции движущихся целей при обработке была отключена, и пассивная помеха типа «Местный предмет» рассматривалась здесь как полезный сигнал с соответствующим ему СЧ в сигнальном подпространстве.

Проведена обработка натуральных экспериментов, включающая в себя регистрации эхо-сигналов от порядка 200 обзоров вертолета Robinson R 44 в направлении от РЛС, 100 обзоров самолета Як-52 в направлении на РЛС, 20 обзоров от самолета МиГ-29 и 30 обзоров от БПЛА Banshee в различных проекциях.

По результатам обработки была получены спектры эхо-сигналов через преобразование Фурье и распределения СЧ для $N = 85$, $L = 170$, усредненные по всей азимутальной пачке. Анализ спектров от винтового самолета Як-52 в большинстве случаев выявляет «вспышки» от лопастей по обе стороны относительно центральной планерной составляющей (рис. 1). Деревянный винт на Як-52 имеет по периметру стальную оковку, играющую роль переизлучающей антенны, что обуславливает появление «вспышек» в спектрах. Анализ СЧ выявляет до 15 сигнальных составляющих, отраженных от винта помимо эхо-сигнала от планера и «Местного предмета» (рис. 2).

Интересен случай анализ отраженного сигнала от вертолета Robinson R 44: Фурье-анализ в 95% случаев не позволяет обнаруживать характерные «вспышки» от лопатей, т.к. композитные винты обладают низкой отражательной способностью (рис. 3). Однако анализ распределения СЧ выявляет до 50 СЧ, отраженных от лопастей и принадлежащих сигнальным подпространств (рис. 4).

В спектрах эхо-сигналов от реактивных целей МиГ-29 (рис. 5) и БПЛА Banshee (рис. 7) заметны лишь спектральные компоненты, отраженные от самой цели и «Местного предмета». Анализ распределений СЧ оценочной КМ (рис. 6 и 8) от этих целей подтверждает наличие лишь двух сигнальных подпространств.

Амплитудный спектр самолета Як-52

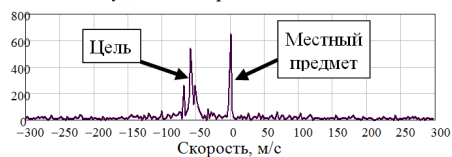


Рис. 1

Распределение СЧ для Як-52

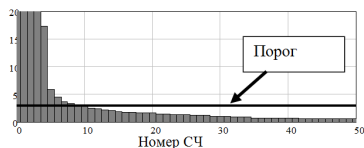


Рис. 2

Амплитудный спектр вертолета Robinson R 44

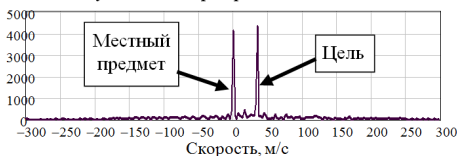


Рис. 3

Распределение СЧ для вертолета Robinson R 44

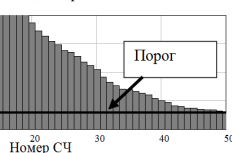


Рис. 4

Амплитудный спектр БПЛА Banshee

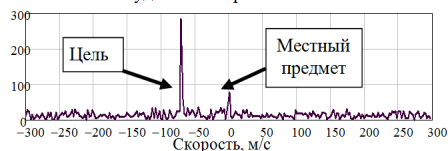


Рис. 5

Распределение СЧ для БПЛА

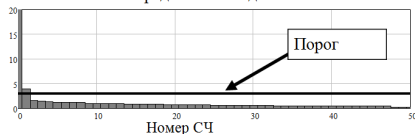


Рис. 6



Рис. 7

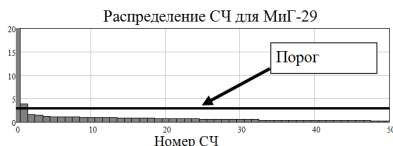


Рис. 8

Заключение

Анализ СЧ КМ сигналов, отраженных от винтовых ЛА позволяет выявить «тонкую структуру» сигнала, обусловленную отражением от динамических элементов конструкции цели.

В ходе экспериментальной обработки показано, что спектр КМ эхосигналов от вертолета Robinson R 44 и от самолета Як-52 содержит большее количество сигнальных СЧ, в отличие от самолета МиГ-29 и БПЛА Banshee.

Метод разложения КМ сигналов с использованием интегрального распределения максимального шумового СЧ позволяет оценить число внешних источников излучения при заданном уровне ложных тревог. Оценка числа источников излучения значения может быть использована в системах распознавания, а также в качестве входных значений параметров моделей для методов сверхразрешения.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник / Я.Д. Ширман и др.; под ред. Я.Д. Ширмана. – М.: Радиотехника, 2007, 512 с.
- [2] Горелик А.Л., Гуревич И.Б., Скрипкин В.А. Современное состояние проблемы распознавания. – М.: Радио и связь, 1985, 160 с.
- [3] Фитасов Е.С., Козлов С.А., Алексеев Д.Ю., Пугин Д.С. // Известия Российской академии ракетных и артиллерийских наук. 2016. № 3(93). С. 66.
- [4] Устройство распознавания винтовых летательных аппаратов: а.с. 157396 РФ / Фитасов Е.С., Козлов С.А.; заявл. 19.08.2015; опубл. 10.12.2015, Бюл. № 34.
- [5] Родюшкин К.В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2001. Т. 44, № 3. С. 285.
- [6] Фитасов Е.С., Орлов И.Я., Леговцова Е.В., Насонов В.В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 1. С. 69.

РАЗРАБОТКА НИЗКОЧАСТОТНЫХ ГИДРОАКУСТИЧЕСКИХ ИЗЛУЧАЮЩИХ СИСТЕМ ВЫСОКОЙ УДЕЛЬНОЙ МОЩНОСТИ

А.К. Бритенков^{1, 2, 3)}, М.С. Норкин^{1, 2)}, Р.В. Травин^{1, 2)}

¹⁾ ННГУ им. Н.И. Лобачевского

²⁾ ИПФ РАН

³⁾ ООО НТЦ «Мониторинг»

Введение

Низкочастотные гидроакустические излучающие системы применяются в широком спектре направлений: от освещения подводной обстановки и связи до сейсморазведки. Для проведения разнообразных океанологических исследований необходимы низкочастотные гидроакустические поля высокой удельной мощности.

Среди компонентов низкочастотной гидроакустической излучающей системы (рис. 1) высокой удельной мощности ключевым звеном является преобразователь – низкочастотный гидроакустический излучатель (НЧИ).

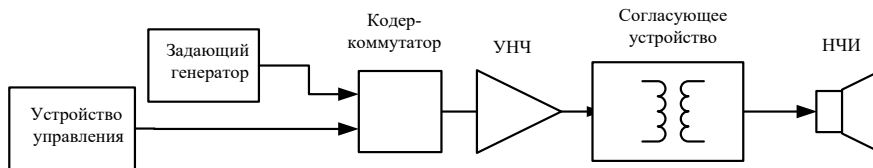


Рис. 1

Как правило, мощные НЧИ имеют большие размеры и массу, что затрудняет их использование в компактных или мобильных гидроакустических системах. В связи с этим большое значение имеет разработка компактных НЧИ высокой удельной мощности, удовлетворяющих тенденциям миниатюризации. В данной работе рассматриваются два компактных НЧИ продольно-изгибного типа со сложной формой корпуса, незначительно отличающихся друг от друга размерами и формой излучающей оболочки. Разработка таких излучателей имеет множество аспектов, основным из которых является определение резонансных частот.

Компактные 3D НЧИ продольно-изгибного типа

Компактными в низкочастотной гидроакустике считают излучатели, для которых

$$\frac{2\pi D}{\lambda} < 1, \quad (1)$$

где D – характерный размер излучателя, λ – длина звуковой волны, и работающие в диапазоне частот до 2 кГц. Преобразователь с корпусом относительно малого размера может излучать в низкочастотном диапазоне, но из-за обратной зависимости между излучаемой акустической мощностью и размерами излучающей поверхности эффективность и чувствительность такого излучателя недостаточны для создания высокого

уровня звукового давления. Ограничения на максимальный уровень излучаемой акустической мощности связаны с кавитацией, падением коэффициента использования присоединённой массы воды, возможными при больших мощностях нелинейными эффектами, при которых происходит перекачивание энергии из основного в другие частотные диапазоны, а также на максимальный (до наступления электрического пробоя) уровень подаваемого на активный элемент напряжения.

Увеличение площади излучающей поверхности НЧИ продольно-изгибного типа, имеющих наивысшие показатели по использованию присоединённой массы воды, без изменения максимальных габаритных размеров достигается гофрированием корпуса [1]. Удельная акустическая мощность подобных компактных излучателей (3D НЧИ) значительно выше, чем у аналогов с более простой формой корпуса [2].

Постановка задачи

В данной работе проведено сравнение вибромеханических и электроакустических характеристик двух компактных 3D НЧИ (рис. 2): $\varnothing 86 \times 90$ мм – корпус № 1 и $\varnothing 102 \times 92$ мм – корпус № 2. Оба излучателя собраны с идентичными активными элементами (размерами $\varnothing 34.5 \times 75.5$ мм), каждый из которых состоит из 8 пьезо-керамических колец ЦТБС-3, соединённых параллельно, и пары изоляторов. Измерения характеристик обоих 3D НЧИ проведены как в воздухе, так и в воде.

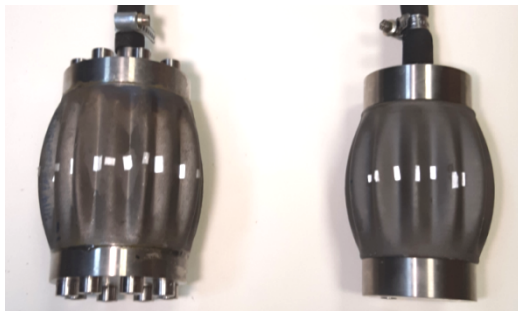


Рис. 2

Измерения в воздухе

Возбуждение колебаний 3D НЧИ, закреплённых на виброразвязывающем подвесе, осуществлялось розовым шумом в полосе до 1 МГц и ЛЧМ сигналами длительностью 20-60 с, в которых частота нарастала от 100 Гц до 30 кГц. Оба способа в рамках инструментальной точности измерений показали различное распределение спектральных компонент. Для сходных размеров преобразователей и различных вариантов гофрирования излучающей поверхности (14 гребней одинаковой высоты для корпуса № 1 и 16 гребней с чередованием высоты волны для корпуса № 2) основные резонансы изделий различаются более чем на 300 Гц: частота основного резонанса 3D НЧИ» № 1 в воздухе составляет 4,0 кГц (рис. 3), а основной резонанс 3D НЧИ» № 2 в воздухе несколько ниже – 3,7 кГц (рис. 4). Диссипация и различия связанных колебательных систем: оболочка-торцевые фланцы и оболочка-активный элемент, вызывает расхождение АЧХ аксиальных и радиальных колебаний корпуса. Спектры излучателей содержат комбинационные частоты, обусловленные взаимодействием нескольких осцилляторов, которые находятся в диапазоне частот от 3,7 до 19,3 кГц.

Сравнение двух 3D НЧИ: № 1 и № 2 по максимумам амплитуды колебаний на резонансных частотах показало, что незначительное увеличение размеров излучающего элемента (корпус 3D НЧИ № 2 имеет несколько большие размеры, чем 3D НЧИ № 1) и ожидаемо повлекло понижение частоты основного резонанса.

Отличие диаметра корпуса 3D НЧИ № 2 на 14 мм и 2 мм по длине от 3D НЧИ № 1 существенно увеличивает объём используемой присоединённой массы, которая в значительной мере определяет частоту основного резонанса в воде. С учётом квадратичной зависимости присоединённой массы воды от механического коэффициента трансформации, вносимая поправка для частоты основного резонанса 3D НЧИ № 2 в воде должна быть более весомой (в предположении одинаковой конструктивной жёсткости обоих излучателей):

$$f_{рез} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{k}{m_{кс} + n^2 M_{пр}}}, \quad (2)$$

где k – модуль упругости, определяемый жёсткостью колебательной системы, $m_{кс}$ – масса колебательной системы НЧИ, зависящая от его конструктивного устройства, n – механический коэффициент трансформации, $M_{пр}$ – присоединённая масса воды.

Электроакустические измерения в воде

Электроакустические измерения на открытой воде 3D НЧИ, проведённые на глубинах от 12 до 16 м показали, что показатели чувствительности по напряжению обоих преобразователей имеют сходный вид и резонансные (рабочие) полосы частот (рис. 5), не уступая аналогичным излучателям, собранных на базе активных элементов с большим количеством пьезокерамических колец [2].

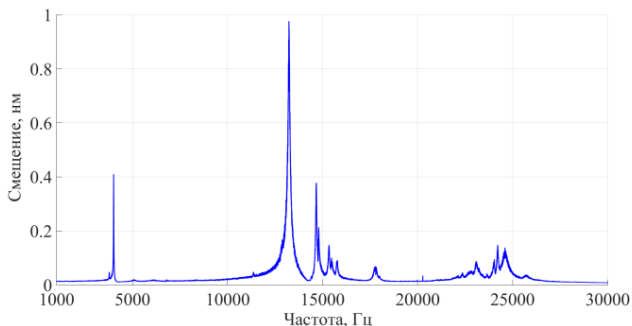


Рис. 3

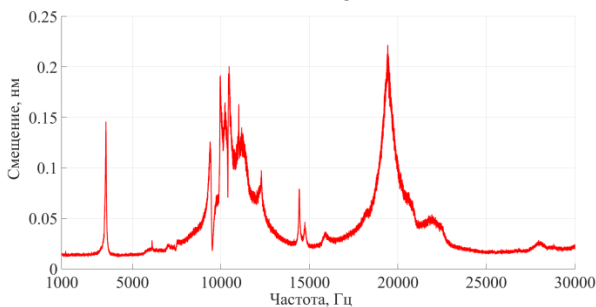


Рис. 4

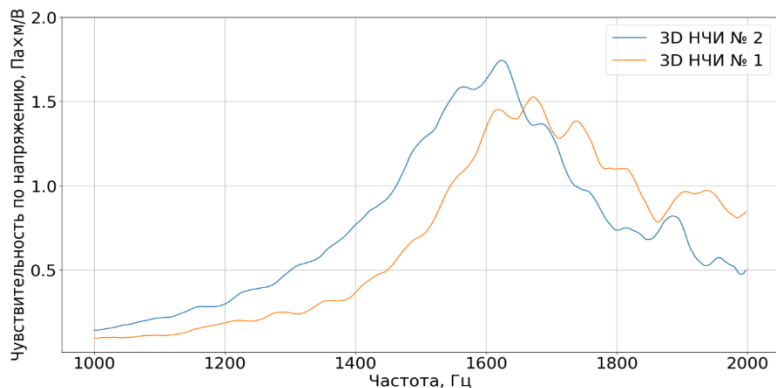


Рис. 5

Характеристики излучателей в воде отличаются по частоте почти так же, как и в воздухе: чувствительность по напряжению 3D НЧИ № 1 имеет максимум на 1,7 кГц на уровне 1,5 Па×м/В, КПД – около 85 % при относительной ширине основной полосы частот 15 %, а максимальное значение чувствительности 3D НЧИ № 2 достигает значения 1,75 Па×м/В, КПД – более 95 % при аналогичной ширине полосы частот. В этом диапазоне частот электромеханический резонанс излучателей обусловлен собственными колебаниями механических осцилляторов и активных элементов, и практически не связан с электрическим резонансом.

Локальные максимумы на частотах 1,94 кГц (3D НЧИ № 1) и 1,88 кГц (3D НЧИ № 2) вызваны особенностями колебаний излучающих оболочек, что подтверждают измерения виброакустических характеристик корпусов [1].

Заключение

Отсутствие выраженных резонансов 3D НЧИ № 2 за пределами основной полосы частот позволяет сделать вывод о его большей эффективности. Увеличение размеров 3D НЧИ на 12-18 % показало повышение его чувствительности на 16 %, а КПД – до 12 %. Незначительные различия в основной полосе частот и сходный характер АЧХ излучателей, с одной стороны, указывают на повторяемость параметров при серийном изготовлении компактных 3D НЧИ, а с другой – на перспективы разработки 3D НЧИ с заданными характеристиками для излучающих систем высокой мощности.

- [1] Britenkov A.K., Bogolybov B.N., Norkin M.S., Travin R.V., Zakharov S.B. // IEEE Xplore Digital Library. 2022. 08, November. P. 1.
- [2] Андреев М.Я., Боголюбов Б.Н., Ключин В.В., Рубанов И.Л. // Датчики и системы. 2010. № 12. С. 51.

МЕТОД СЕЛЕКЦИИ ВОЗДУШНЫХ ОБЪЕКТОВ ТИПА "ПТИЦЫ" И БПЛА ПО ТРАЕКТОРНЫМ ПРИЗНАКАМ

К.Н. Пиунов, Д.В. Савельев

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В ряде публикаций были предложены алгоритмы селекции беспилотных летательных аппаратов (БПЛА) и птиц по траекторным признакам [1-3]. По набору статистических данных можно судить о том, что в общем случае траекторию воздушного объекта (ВО) типа «Птица» можно представить в виде аддитивной смеси некоторого детерминированного процесса и белого гауссовского шума. При этом, для птиц характерны участки траектории, где она движется полностью хаотично. Такие участки на рис. 1 отмечены красными стрелками. На данных участках существенно возрастают флуктуации курса, увеличиваются флуктуации угловых скоростей.

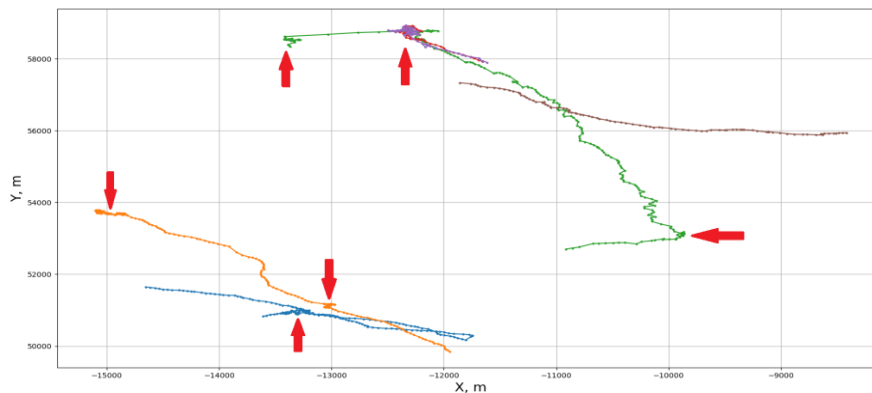
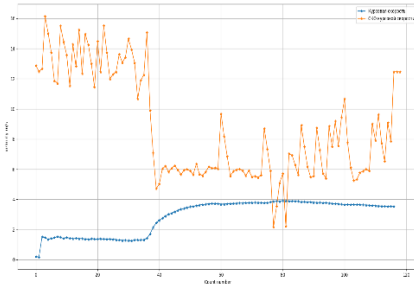
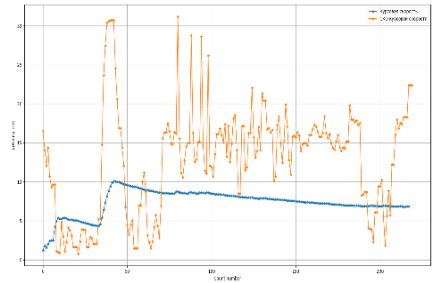


Рис. 1

Также, если рассмотреть зависимость векторов движения ВО типа «Птица» и БПЛА, то можно убедиться, что в большинстве случаев флуктуации векторов движения первых существенно больше. То есть, движение птицы в общем случае является более хаотичным. В качестве меры оценки хаотичности можно использовать расчет энтропии векторов движения по собственным подпространствам их корреляционной матрицы [4, 5]. При этом, можно предположить, что значения энтропии для малоразмерных ВО данных типов будут существенно различаться.



а) Зависимость скорости от времени для ВО типа БПЛА



б) Зависимость скорости от времени для ВО типа «Птица»

Рис. 2

Пусть на этапе вторичной обработки радиолокационной информации имеется отождествленный набор измерений его пространственных координат и параметров движения.

$$\mathbf{X}_{k+1} = \mathbf{F}_k \mathbf{X}_k + \mathbf{G}_k \mathbf{u}_k + \mathbf{F}_k \mathbf{w}_k, \quad (1)$$

где \mathbf{F} – переходная матрица, \mathbf{G} – матрица интенсивности управления, \mathbf{u} – вектор детерминированных управляющих воздействий, \mathbf{w} – вектор шума процесса. \mathbf{X} –вектор состояния цели в различные моменты времени:

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} V \\ \omega \\ \phi \end{pmatrix},$$

где V, ϕ, ω – курсовая скорость, курс и угловая скорость соответственно.

В качестве меры оценки различия параметров движения БВС и птиц было предложено использовать энтропию распределения векторов параметров движения воздушного объекта по собственным числам корреляционной матрицы Φ . Показатель энтропии равен:

$$H = \frac{1}{\text{Sp } \Phi} - \sum_0^N \lambda_i \ln \lambda_i, \quad (2)$$

где $\text{Sp } \Phi$ – сумма диагональных элементов матрицы Φ .

В случае детерминированного сигнала КМ имеет единичный ранг и её нормированные собственные значения равны $\lambda_{01} = 1, \lambda_{02} = \dots = \lambda_{0N} = 0$. При этом энтропия стремится к нулю, то есть детерминированный процесс является полностью когерентным. В случае случайного гауссовского процесса КМ является диагональной с равными между собой элементами главной диагонали. Нормированные собственные значения:

$$\lambda_{01} = \dots = \lambda_{0N} = \frac{1}{N},$$

а энтропия процесса равна

$$H = \ln N.$$

В случае, когда рассматривается движение птицы можно полагать, что к процессу помимо гауссовского шума также добавляется некоторый, в общем случае негауссовский случайный процесс, характеризующий траекторию птицы. На рис. 3 представлена зависимость энтропии для моделируемой трассы БПЛА и для трассы ВО типа «Птица».

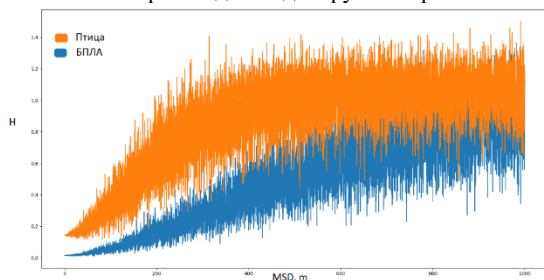


Рис. 3.

«Птица» и БПЛА практически совпадают при одинаковых СКО измерения координат. Это обусловлено тем, что мощность гауссовского шума во много раз превышает мощность случайного процесса, характерного для движения птиц. Таким образом, можно говорить о том, что при достаточно низкой мощности шума измерений видна существенная разница в энтропии параметров движения БПЛА и ВО типа «Птица».

По полученным результатам можно сделать вывод о том, что данный подход может быть рассмотрен при разработке алгоритма селекции малоразмерных ВО. Для этого необходимо оценить энтропию векторов движения ВО на различных участках траектории. На рис. 4 показана энтропия векторов движения ВО типа «Птица» и БПЛА, рассчитанная по реальным данным.

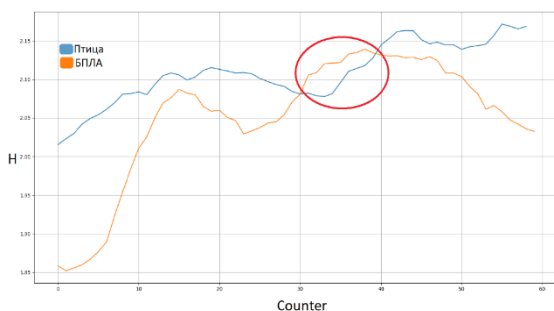


Рис. 4.

Дана оценка степени когерентности векторов движения малоразмерных ВО в зависимости от типа объекта. Проведена апробация на реальных и моделируемых данных. По результатам исследований был предложен алгоритм селекции малоразмерных

Как видно из рис. 3 при одинаковых СКО измерения координат энтропия параметров движения ВО типа «Птица» существенно отличается от энтропии параметров движения БПЛА. Однако, когда шум измерений становится достаточно большим энтропия параметров движения ВО типа

Как видно из рис. 4, практически на всем интервале движения энтропия векторов движения БПЛА ниже энтропии векторов движения ВО типа «Птица».

Таким образом, в работе был проведен анализ траекторных особенностей малоразмерных ВО. Выделены особенности движения ВО различных

ВО на основе оценки энтропии в виде распределения собственных чисел корреляционной матрицы векторов движения (траектории) воздушного объекта.

- [1] Пальгуйев Д.А., Пархачев В.В., Пиунов К.Н., Васильев Д.А., Кудряшова О.Е. // Радиотехнические и телекоммуникационные системы. 2022. № 4. С. 39.
- [2] Фитасов, Е.С., Пальгуйев Д.А., Борзов А.Б., Васильев Д.А., Носкова О.С., Пиунов К.Н. // Труды XXV научной конференции по радиофизике. Материалы докладов. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ, 2021. С. 235.
- [3] Пальгуйев Д.А., Фитасов Е.С., Ильясафов А.Д. // Датчики и системы. 2023. Т. 266, № 1. С. 16.
- [4] Фитасов Е.С., Орлов И.Я., Леговцова Е.В., Насонов В.В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 1. С. 69.
- [5] Фитасов Е.С., Леговцова Е.В., Кудряшова О.Е., Козлов С.А., Насонов В.В. // Изв. вузов. Радиофизика. 2021. Т. 64, № 11. С. 917.

ОБОСНОВАНИЕ НЕОБХОДИМОСТИ ПРИМЕНЕНИЯ АЛГОРИТМОВ ПЕЛЕНГОВАНИЯ СО СВЕРХРАЗРЕШЕНИЕМ ДЛЯ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТРЕБУЕМОЙ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЙ С ФАЗИРОВАННЫМИ АНТЕННЫМИ РЕШЕТКАМИ ПРОХОДНОГО ТИПА

Е.А. Бабушкин, Р.В. Калашников, А.М. Лаврентьев

Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

Непрерывное усложнение электромагнитной обстановки, не позволяет существующим системам защиты от активных маскирующих помех обеспечить требуемую помехоустойчивость радиолокационных станций (РЛС). В литературе [1] отмечается низкая эффективность способов защиты, основанных на пространственных отличиях сигнала и помех, при условии превышения числа источников маскирующих помех (ИМП) над числом каналов автокомпенсатора помех. В работах [2, 3] приводится способ формирования дополнительных узконаправленных (сопоставимых с шириной основного луча) компенсационных каналов с помощью части элементов фазированной антенной решетки (ФАР) проходного типа при условии незначительной программно-аппаратной доработки образца РЛС, заключающейся в применении дополнительных облучателей с цифровым выходом. Недостатком данного способа является требовательность к наличию априорной информации о пеленгах ИМП для правильной ориентации лучей компенсационных каналов в направлении помех и обеспечения требуемой помехоустойчивости [2]. Таким образом, целью работы является повышение помехоустойчивости РЛС с ФАР проходного типа.

Для количественной оценки помехоустойчивости удобно использовать коэффициент сжатия зоны обнаружения (КСЗО), который в условиях работы системы защиты от помех определяется выражением [2]:

$$K_{сж} = \frac{D_{п}}{D_0} = \sqrt[4]{\frac{K_{п}}{K_{п} + \frac{Y_{0п}^2}{N_0}}}, \quad (1)$$

где $D_{п}$ – дальность обнаружения целей в условиях воздействия помех; D_0 – дальность обнаружения в беспомеховой обстановке; $K_{п} = \frac{Y_{0п}^2}{Y_{\Sigma п}^2}$ – коэффициент подавления помехи; $\overline{Y_{0п}^2}$ – спектральная плотность мощности помехи на входе основного приемного канала; $Y_{\Sigma п}^2$ – спектральная плотность мощности помехи на выходе компенсатора помех; N_0 – спектральная плотность мощности внутреннего шума.

В работе [1] приводится зависимость коэффициента подавления адаптивного компенсатора помех от углового рассогласования двух равномоощных источников помехового излучения при наличии одного компенсационного канала. Подставляя данную зависимость в выражение (1) можно получить зависимость КСЗО от углового рассогласования двух ПАП при наличии одного компенсационного канала и различных отношениях мощностей помехи и собственного шума в основном канале (рис. 1).

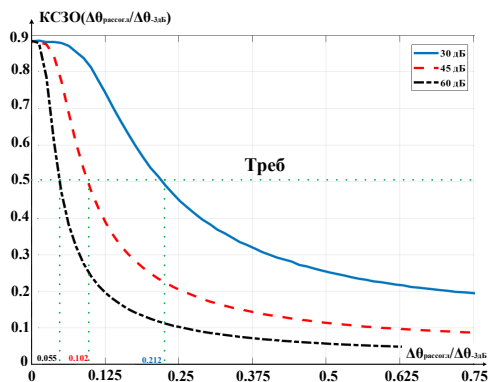
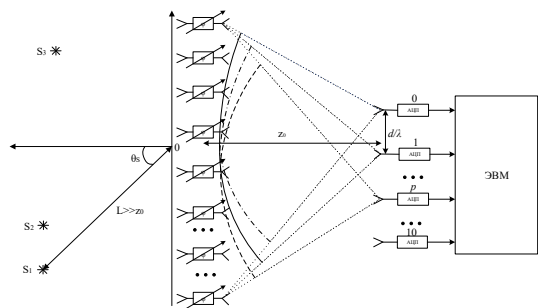


Рис. 5

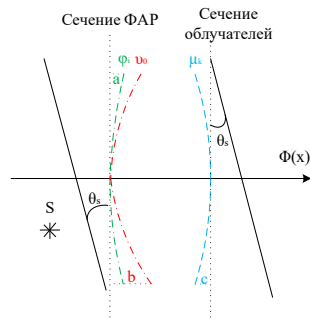
применение известных алгоритмов пеленгования, обладающих потенциально высокой разрешающей способностью обеспечить требуемый показатель КСЗО. Исследование будем проводить на цифровой модели ФАР проходного типа с 10-и элементной решеткой облучателей с цифровыми выходами и межэлементным расстоянием $d/\lambda=1$ (рис. 2), при воздействии 3-х ИМП и пеленгации по одной угловой координате, реализованной в пакете прикладных программ Matlab.

В работе [2] показано, что для успешного функционирования РЛС необходимо обеспечивать $КСЗО \geq 0.5$. Исходя из зависимости, можно сделать вывод, что для достижения требуемого КСЗО необходимо получать пеленги ИМП, находящихся даже на близких угловых направлениях. Таким образом, для правильной оценки числа компенсационных каналов необходимо иметь высокую разрешающую способность пеленгатора.

Рассмотрим, позволит ли



а) ФАР проходного типа с решеткой облучателей с цифровым выходом



б) пояснение фазовых составляющих в системе «ФАР проходного типа – решетка облучателей»

Рис. 2

Модель сигналов, принимаемых решеткой облучателей, может быть представлена в виде:

$$Y = \sum_{s=1}^S F(\theta_s) X_s + n, \tag{2}$$

где $F(\theta_s) = |F_0(\theta_s), F_1(\theta_s), \dots, F_p(\theta_s), \dots, F_N(\theta_s)|^T$ – вектор-столбец значений амплитудно-фазового распределения (АФР) на решетке облучателей формируемое s -м ИМП,

$\mathbf{X}_s = |x_{s0}, x_{s1}, \dots, x_{sK}|$ – вектор-строка дискретных отсчетов комплексной амплитуды сигнала, создаваемого s -м ИМП, K – число отсчетов сигнала, \mathbf{n} – матрица $10 \times K$ собственного шума в каналах.

Модель предполагает, что комплексные амплитуды разных помеховых сигналов и шуму некоррелированы, а их дисперсии $\overline{\mathbf{X}_s \mathbf{X}_s^H} = \sigma_s^2$, $\overline{\mathbf{nn}^H} = \begin{cases} \sigma_0^2 (p = k) \\ 0 (p \neq k) \end{cases}$. В таком случае при достаточно большом K выборочная оценка корреляционной матрицы (КМ) \mathbf{M} стремится к значению истинной КМ \mathbf{M} и может быть представлена в виде:

$$\mathbf{M} = \sum_{s=1}^S \sigma_s^2 \frac{\mathbf{F}(\theta_s) \mathbf{F}(\theta_s)^H}{|\mathbf{F}(\theta_s)^H \mathbf{F}(\theta_s)|} + \sigma_0^2 \mathbf{E}. \quad (3)$$

Известно, что КМ является эрмитовой и положительно определенной, соответственно ее можно представить в виде:

$$\mathbf{M} = \sum_{s=1}^S \mu_s \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H + \sum_{n=1}^{10-S} \mu_n \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H, \quad (4)$$

где μ_s , μ_n – сигнальные и шумовые собственные числа (СЧ) КМ, являющиеся корнями характеристического уравнения $\det|\mathbf{M} - \mu_{s,n} \mathbf{E}|=0$, \mathbf{U}_s , \mathbf{U}_n – собственные вектора (СВ) КМ, соответствующие сигнальным и шумовым СЧ соответственно и определяемые из соотношения $\mathbf{M} \mathbf{U}_{s,n} - \mu_{s,n} \mathbf{U}_{s,n} = 0$. В [4] показано, что если угловое рассогласование между ПАП θ_s равно половине ширины диаграммы направленности антенной решетки, то величины СЧ равны мощности генерируемой помехи ($\mu_s = \sigma_s^2$), а нормированные АФР формируемые этими ИМП равны соответствующим им сигнальным СВ ($\frac{\mathbf{F}(\theta_s)}{|\mathbf{F}(\theta_s)|} = \mathbf{U}_s$), иначе значения сигнальных СВ и СЧ имеют более сложные параметры и для размерности КМ > 3 не выражаются в общем виде.

При наличии КМ или ее оценки, можем воспользоваться алгоритмом пеленгования MUSIC, обладающим высоким угловым разрешением [4] вида:

$$Q(\beta) = \frac{1}{\mathbf{V}(\beta) \mathbf{P}_n \mathbf{V}(\beta)^H}, \quad (5)$$

где $Q(\beta)$ – элементы пространственного спектра (значения эрмитовых форм), $\mathbf{V}(\beta) = [V_1(\beta), V_2(\beta), \dots, V_p(\beta), \dots, V_{10}(\beta)]$ – вектор-гипотеза, $\mathbf{P}_n = \mathbf{E} - \sum_{s=1}^S \mu_s \mathbf{U}_s \mathbf{U}_s^H = \sum_{n=1}^{10-S} \mu_n \mathbf{U}_n \mathbf{U}_n^H$ – матрица проектор (МП) на шумовое подпространство, образованное шумовыми СВ.

Предположим, что КМ (3) задана при условии $S=3$, $\theta = [-5.1^\circ, 5.1^\circ, 5.28^\circ]$, равных между собой мощностей помех $\sigma_s^2 / \sigma_0^2 = 30$ дБ, а АФР задается выражением $F_p(\theta_s) = \exp(-j \cdot [k \cdot p \cdot \sin(\theta_s)])$, что формирует диаграмму направленности антенной решетки с шириной главного максимума $\Delta\theta_{гл} = 5.1^\circ$. Построим пространственный спектр для 3-х ИМП в соответствии с (5) (рис. 3).

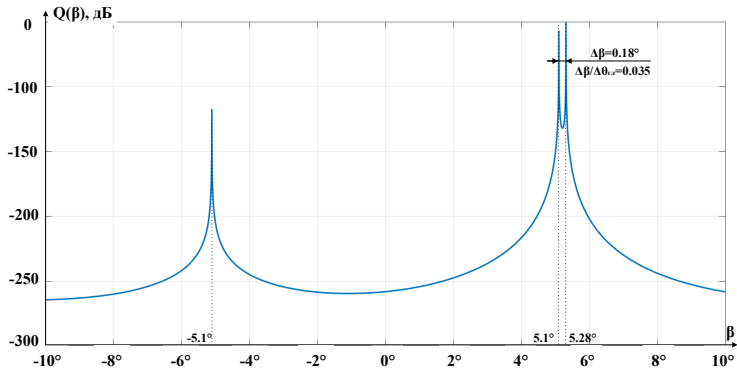


Рис. 3

Таким образом, показано, что алгоритм MUSIC дает безошибочные пеленги ИМП с разрешением, обеспечивающим требуемый КСЗО.

- [1] Лосев Ю.И. Адаптивная компенсация помех в каналах связи. – М: Радио и связь, 1988, 208 с.
- [2] Бабушкин Е.А., Калашников Р.В., Лаврентьев А.М. // Сборник XLI Всероссийской научно-технической конференции, Филиал ВА РВСН (г. Серпухов). Часть 4. 2022. С. 95.
- [3] Калашников Р.В. // Материалы международной конференции «Радиоэлектронные устройства и системы для инфокоммуникационных технологий – РЭУС-2018». (Москва 11-12 мая 2018 г.). – Москва, доклады. С 65.
- [4] Ратынский, М.В. Адаптация и сверхразрешение в антенных решетках. – М.: Радио и связь, 2003, 200 с.

ПРИМЕНЕНИЕ АНСАМБЛЯ ОРТОГОНАЛЬНЫХ ЧАСТОТНО-ФАЗОМАНИПУЛИРОВАННЫХ СИГНАЛОВ В ЦЕЛЯХ ПОВЫШЕНИЯ СКРЫТНОСТИ ИЗЛУЧЕНИЯ РЛС

А.В. Пискунов, Е.С. Колупаев, А.И. Энверов

Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

В условиях развития технологий и способов применения противником активных сигналоподобных помех радиоэлектронным средствам (РЭС) системы противовоздушной обороны (ПВО) приобретает высокую актуальность вопрос повышения помехозащищенности.

Широкополосный сигнал, который предлагается использовать, представляет собой совмещение двух видов сигнально-кодовых конструкций: фазовой кодовой манипуляции и псевдослучайного ДЧ сигнала. Его математическая модель имеет вид:

$$s(t) = \sum_{i=1}^N U(t - (i-1)\tau_d) \cos \left(2\pi \left(f_0 + \frac{kodf(i-1)}{\tau_d N} \right) t + \varphi_i \right), \quad (1)$$

где N – число дискрет в радиоимпульсе, τ_d – длительность дискрета, φ_i – начальная фаза i -го дискрета, принимающая значения $[0, \pi]$ по закону манипулирующей кодовой последовательности, $kodf = rnd(1 \div N)$ – неповторяющаяся случайная выборка из N чисел, равномерно распределенная в диапазоне от 1 до N .

Пример псевдослучайного ДЧ сигнала с манипуляцией фазы 13 разрядным кодом Баркера и его АЧС приведен на рис. 1.

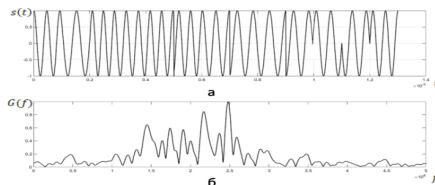
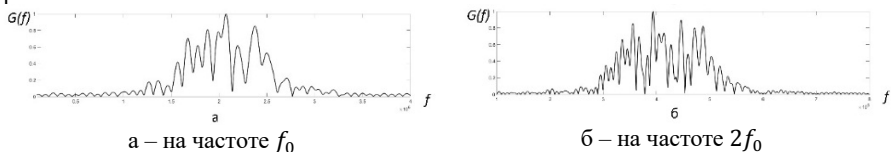


Рис. 1

В литературе в качестве эффективных методов определения вида модуляции зондирующих сигналов средствами РТР приводятся метод умножения полной фазы (удвоения частоты) и автокорреляционный метод, обладающие высокой помехоустойчивостью (работают в условиях отношения сигнал/помеха близких к единице).

нице).

На рис. 2 и рис. 3 приведены результаты моделирования возможностей по вскрытию структуры предлагаемого сигнала методом удвоения частоты, а на рис. 4 автокорреляционным методом. На рис. 2 представлен АЧС РИ с псевдослучайной перестройкой несущей частоты без фазовой манипуляции, а на рис. 3 – АЧС РИ с псевдослучайной перестройкой несущей частоты с фазовой манипуляцией 13-разрядным кодом Баркера.



а – на частоте f_0

б – на частоте $2f_0$

Проанализируем возможность расширения ансамбля ЗС сигналов с одновременным снижением корреляционных связей между ними путем дополнительной манипуляции ФМ сигналов по другому параметру – частоте.

Чаще всего частотные коды оптимальных ДЧ сигналов, обеспечивающие не более одного совпадения на частотно-временной плоскости, синтезируют на основе матриц Костаса. Все известные аналитические конструкции сигналов Костаса строятся в соответствии с теорией конечных числовых полей Гаула. Алгоритмы построения М-последовательностей, являющихся двоичными полями Гаула, позволяют формировать минимальные последовательности с любой комбинацией символов на длине N , встречающейся не более одного раза. Схожесть свойств кодов, используемых для формирования фазовых и частотных последовательностей, предполагает возможность использования методики построения М-последовательностей для синтеза кодов ДЧ сигналов. Символы частотной кодовой последовательности размерности $N = 2^n - 1$, синтезированной на основе порождающего многочлена М-последовательности, будут отличаться от фазовой последовательности, так как будет производиться суммирование не по модулю 2, а по модулю n .

Применение одновременной манипуляции по двум параметрам – частоте и фазе с использованием описанных выше ортогональных кодов приводит к разрушению корреляционных связей между сигналами ансамбля, обеспечивающему уровень пиков взаимной функции неопределенности (ВФН) ЧФМ сигналов сравнимый с уровнями боковых лепестков их автокорреляционной функции (АКФ). На рис. 5 представлены Вертикальные сечения ВФН в главных плоскостях ЧФМ радиоимпульсов с одинаковыми пятиричными кодами манипуляции частоты, и разными бинарными кодами фазы. При этом размер ансамбля ортогональных ЧФМ радиосигналов, полученных с помощью кодовых последовательностей, сгенерированных на основе порождающего многочлена, возрастает до 36 по сравнению с 6-ю размерными ансамблями ДЧ и ФМ радиосигналов, используемых для его формирования.

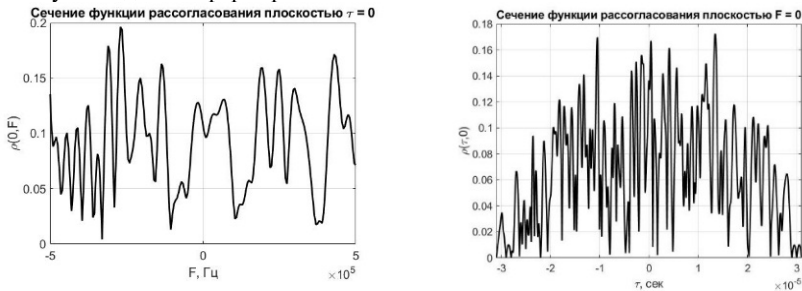


Рис. 5.

Выводы

- В качестве имитостойких ЗС можно использовать ЧФМ радиоимпульсы, устойчивость которых к сигналподобным помехам обеспечивается за счет использования ортогональных частотных и фазовых кодовых последовательностей в соседних

зондированиях. Уровень пиков ВФН ортогональных ЧФМ радиоимпульсов, в отличие от пиков ВФН ДЧ и ФМ радиоимпульсов, проманипулированных теми же кодовыми последовательностями, соизмерим с уровнем пиков боковых лепестков их АКФ.

- Количество кодовых комбинаций в ЧФМ сигналах определяется произведением числа частотных на число фазовых кодовых последовательностей, используемых для их формирования, что позволяет значительно увеличить размер ансамбля ортогональных ЧФМ сигналов по сравнению с величинами ансамблей ДЧ и ФМ сигналов, проманипулированных теми же кодовыми последовательностями.
- Недостатком метода является то, что боковые лепестки АКФ некоторых полученных частотных кодов, превышают в несколько раз боковые лепестки АКФ аналогичных бинарных М-последовательностей. Исключение их из ансамбля кодов приводит к сокращению его размерности. Для устранения этого недостатка необходим поиск новых образующих многочленов, обеспечивающих не более одного совпадения кодов на частотно-временной плоскости.

- [1] Лаврентьев А.М., Мурзак В.В. // Информационный бюллетень Смоленского регионального отделения Академии военных наук. – Смоленск: ВА ВПВО ВС РФ, 2016. № 37. С. 172.
- [2] Каневский З.М., Литвиненко В.П., Макаров Г.В. Теория скрытности: в 2 ч. Ч. 1. Основы теории скрытности: учеб. пособие. – Воронеж: Воронеж. гос. техн. ун-т, 2003, 92 с.
- [3] Варакин Л.Е. Теория систем сигналов. – М.: Советское радио, 1978, 304 с.

НАПРАВЛЕНИЕ ПОВЫШЕНИЯ ДАЛЬНОСТИ ОБНАРУЖЕНИЯ-ИЗМЕРЕНИЯ МАЛОЗАМЕТНЫХ ЦЕЛЕЙ В ИМПУЛЬСНО-ДОПЛЕРОВСКИХ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СТАНЦИЯХ

А.В. Волков

Ярославское высшее военное училище противовоздушной обороны

В настоящее время остро стоит проблема противодействия малоразмерным беспилотным летательным аппаратам (БПЛА), которые обладают низкой заметностью в радиолокационном диапазоне и осуществляют полет на предельно малой высоте с малой скоростью. Для обнаружения таких летательных аппаратов могут применяться импульсно-доплеровские (ИД) радиолокационные станции (РЛС) со средней частотой повторения импульсов (ЧПИ), применяющие в качестве зондирующего сигнала (ЗС) когерентные регулярные импульсные последовательности (РИП). Однако ввиду малой эффективной площади рассеивания (ЭПР) $\sigma_{ц} = 0,01 \dots 0,003\text{ м}^2$ [1], дальность действия таких РЛС по малозаметным целям может оказаться недостаточной по причине низкого отношения «сигнал-шум» (ОСШ).

Одним из путей увеличения ОСШ является увеличение энергии зондирующего сигнала (ЗС) путем увеличения его длительности, что не всегда может быть реализовано ввиду некоторых особенностей функционирования РЛС. Как известно, ИД РЛС со средней ЧПИ обладают неоднозначностью измерений дальности и скорости, что сказывается на программе работы средства в целом. На основании типовой программы работы РЛС со временным разделением каналов (рисунок 1) [2], зондирование пространства, обнаружение эхо-сигнала (ЭС) цели и измерение ее координат включены в один этап, функционирование которого описывается процедурой обнаружения-измерения.



Рис. 1

При наличии неоднозначности измерений процедура обнаружения-измерения (рис. 2) включает в себя совокупность операций, предполагающую многократное зондирование углового направления и направленную на получение массива неоднозначных оценок дальности и скорости с дальнейшим определением однозначных оценок в соответствии с решающим правилом. Очевидно, что для устранения неоднозначности выделен большой запас ограниченного временного ресурса, который расходуется неэффективно, так как не направлен на повышение энергии сигнала. Стоит отметить, что увеличение длительности сигнала приведет к $m-1$ -кратному росту временных затрат на устранение неоднозначности, что приведет к перерасходу допустимого временного ресурса, выделенного на обнаружение-измерение.

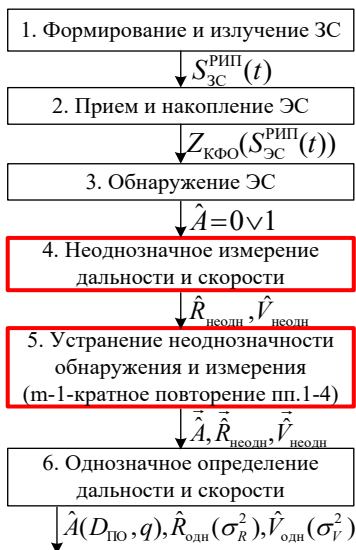


Рис. 2

таем дальность обнаружения искоемых малозаметных целей в ИД РЛС со следующими параметрами: средняя мощность передатчика $P_{cp} = 300$ Вт, несущая частота $f_0 = 3$ ГГц, коэффициент усиления антенны $G_{пер} = 25$ дБ, длительность импульса последовательности $\tau_{и} = 15 \dots 30$ мкс, количество импульсов, $N_{и} = 16$, скважность посылки $Q = 10$. Выражение для оценки дальности имеет вид (1) [4]:

$$R_{расч} = \sqrt[4]{\frac{P_{cp} N_{и} \tau_{и} G_{пер} G_{пр} \sigma_{ц} \lambda^2 F_{пер}^2 F_{пр}^2}{(4\pi)^3 q_{min} k T \Pi_{ш} L}}$$

где P_{cp} – средняя мощность передатчика, $N_{и}$ – количество импульсов в последовательности, $\tau_{и}$ – длительность импульсов, $G_{пер} = G_{пр}$ – коэффициент усиления антенны, $\sigma_{ц}$ – ЭПР цели, $\lambda = \frac{3 \cdot 10^8}{f_0}$ – длина волны, $F_{пер}, F_{пр}$ – множители влияния земли и тропосферы на участке антенна – цель на передачу и прием, q_{min} – минимальное отношение «сигнал-шум», $k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/К – постоянная Больцмана, $T = 290^\circ$ К – шумовая температура антенны, $\Pi_{ш} = \frac{1}{\tau_{и}}$ – полоса пропускания приемного устройства, L – обобщенный коэффициент потерь. Для удобства коэффициенты $F_{пер}, F_{пр}, L$ приравнены к единице и не учитываются при определении дальности, а $q_{min} = 8,5$ дБ определено из зависимости отношения «сигнал-шум» от числа проинтегрированных импульсов ($N_{и} = 16$) для требуемых значений условной вероятности правильного обнаружения $D_{по} = 0,9$ и ложной тревоги $F_{лт} = 10^{-6}$ [4]. Семейство кривых выбрано из предположения медленных нерелеевских флуктуаций сигнала, свойственных малоразмерным БПЛА.

В случае отсутствия необходимости устранения неоднозначности измерений, высвободившийся ресурс времени может быть направлен на увеличение энергии сигнала путем увеличения его длительности. Применимо к обнаружению-измерению, отсутствие необходимости устранения неоднозначности является признаком регулярного обнаружения-измерения [3].

Таким образом, наличие неоднозначности измерений ограничивает возможности ИД РЛС по увеличению дальности обнаружения, а обеспечение регулярного обнаружения-измерения приведет к высвобождению ресурса времени с устранения неоднозначности, перераспределению его на увеличение длительности сигнала с дальнейшим ростом энергии сигнала и ОСШ.

Для оценивания выигрыша в дальности обнаружения от применения процедуры регулярного обнаружения-измерения, рассчита-

Полученная расчетная максимальная дальность обнаружения целей в диапазоне $\sigma_{ц} \approx 0,01 \dots 0,003 \text{ м}^2$ составляет $R_{\text{расч}} = 9 \dots 12 \text{ км}$. При обеспечении регулярного обнаружения-измерения длительность сигнала может быть увеличена в 3 и более раз, так как большинство методов устранения неоднозначности в ИД РЛС со средней ЧПИ требуют результатов неоднозначных измерений в 3 и более зондированиях [5]. В таком случае изменяются некоторые переменные в (1) : $N_{и} = 48$, $q_{\text{min}} = 6,2 \text{ дБ}$, а новая расчетная дальность составит $R_{\text{расч}} = 12 \dots 16 \text{ км}$, что обеспечивает прирост не менее 33%. Стоит отметить, что q_{min} , меньшее во втором случае, вовсе не означает снижение ОСШ, а лишь определяет более низкое его минимальное значение, обеспечивающее те же показатели качества обнаружения $D_{\text{по}}$ и $F_{\text{лт}}$.

Регулярное обнаружение-измерение подразумевает под собой параметрическую оптимизацию структуры импульсной последовательности с целью минимизации уровня функции неопределенности сигнала в рабочей области время-частотных рассогласований. В работе [6] предложена нерегулярная импульсная последовательность,

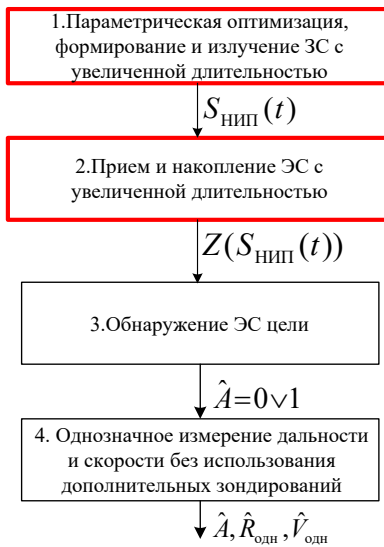


Рис. 3

обладающая близким к минимально возможному уровню боковых локальных максимумов автокорреляционной функции, применение которой в ИД РЛС может способствовать обеспечению регулярности обнаружения-измерения. Структурно процедура регулярного обнаружения-измерения имеет вид, представленный на рис. 3, и включает в себя следующие операции:

- параметрическая оптимизация, формирование и излучение сигнала увеличенной длительности – решение об увеличении длительности сигнала принимается на основании минимизации уровня функции неопределенности применяемой импульсной последовательности в рабочей области рассогласований;

- прием и накопление ЭС увеличенной длительности – на этом этапе обеспечивается выигрыш в ОСШ за счет накопления большего количества импульсов, чем при использовании стандартных процедур;

- обнаружение ЭС цели – проводится классическим способом, к примеру, путем сравнения решающей статистики Z с порогом, выбранным по критерию Неймана-Пирсона;
- однозначное измерение дальности и скорости методом максимального правдоподобия без использования дополнительных измерений и решающих правил.

Выходным эффектом предлагаемой процедуры является решение о наличии или отсутствии цели одновременно с однозначным оцениванием дальности и скорости.

Применение процедуры регулярного обнаружения-измерения в ИД РЛС не требует выделения дополнительного временного ресурса и позволяет повысить дальность обнаружения не менее, чем на 33%, но требует видоизменения приемного тракта в соответствии с оптимизированным сигналом и большей вычислительной мощности для обработки сигнала кратно увеличенной длительности.

Таким образом, в статье предложено направление повышения дальности обнаружения малозаметных целей в ИД РЛС со средней ЧПИ за счет использования процедуры регулярного обнаружения-измерения, обеспечивающей кратный рост длительности и энергии зондирующего сигнала.

- [1] Макаренко С.И. Противодействие беспилотным летательным аппаратам. Монография. – СПб.: Научное издание, 2020, 204 с.
- [2] Шишов Ю.А., Ворошилов В.А. Многоканальная радиолокация с временным разделением каналов. – М.: Радио и связь, 1987, 144 с.
- [3] Ширман Я.Д., Манжос В.Н. Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. – М.: Радио и связь, 1981, 416 с.
- [4] Скольник М. Справочник по радиолокации: в 4 ч. Ч 1. – М.: Сов. радио, 1976, 456 с.
- [5] Меркулов В.И., Канащенков А.И., Перов А.И. и др. Оценивание дальности и скорости в радиолокационных системах Часть 1. – М.: «Радиотехника», 2004, 312 с.
- [6] Волков А.В., Лаврентьев А.М. // Труды XXVI научной конференции по радиофизике, посвященной 120-летию М.Т. Греховой. – Нижний Новгород: ННГУ, 2022. С. 249.

ПРИМЕНЕНИЕ ПОВЕРХНОСТНО-СФЕРИЧЕСКОГО АНСАМБЛЯ СИГНАЛОВ ПРИ ПОСТРОЕНИИ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

В.В. Пархачёв, Р.О. Тумаков

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

В данной работе рассматривается построение шумоподобного сигнала на основе поверхностно-сферического ансамбля сигналов и определяется его помехоустойчивость для некоторых частных случаев.

Общие положения

Как известно, сигнал можно представить [1] в виде точки в N -мерном пространстве. Набор сигналов, соответствующих набору точек в сигнальном пространстве, называется ансамблем сигналов. Точки можно расположить на поверхности N -мерной сферы. Ансамбль сигналов, состоящий из точек, находящихся на поверхности N -мерной сферы, называется поверхностно-сферическим ансамблем сигналов.

Любой сигнал, принадлежащий к поверхностно-сферическому ансамблю сигналов, можно представить в виде:

$$s(t) = \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right) P_S} \left[\sum_{i=1}^N x_i V_i(t) \right], \quad (1)$$

где N – размерность сигнального пространства, P_S – средняя мощность сигналов, $V_i(t)$ – элементарные ортогональные сигналы, x_i – координаты точки в сигнальном пространстве, соответствующие конкретному сигналу

В случае использования тригонометрического базиса сигнал примет следующий вид:

$$s(t) = \sqrt{\left(\frac{N}{2}\right) P_S} \left[\sum_{i=1}^{\frac{N}{2}} x_{2i-1}^m \sin(\omega_i t) + x_{2i}^m \cos(\omega_i t) \right]. \quad (2)$$

А при использовании базиса Котельникова, сигнал будет выглядеть следующим образом:

$$s(t) = \sqrt{(N/2) P_S} \sum_{k=-\infty}^{\infty} x_k^m \frac{\sin[(\pi/T)(t - kT)]}{[(\pi/T)(t - kT)]}. \quad (3)$$

Как уже было сказано, сигнал может определяться [2] координатами точки в N -мерном сигнальном пространстве. Исходя из Полярного метода Марсальи [3], следует, что при достаточно большой размерности N -мерной сферы, координаты точек, расположенных на ее поверхности, становятся распределены по Гауссу. То есть, координаты точек чисел x , в случае распределения точек по поверхности сферы достаточно большой размерности, становятся гауссовой величиной.

Как следует из свойств гауссовых величин, суперпозиция детерминированной и гауссовой величины становится гауссовой величиной. В таком случае, набор координат

точек x , расположенных на поверхности N -мерной сферы достаточно большой размерности, позволяет получить гауссов сигнал. Другими словами, сигнал по своим свойствам приближается к свойствам гауссового шума, а, значит, и к шенноновскому теоретическому пределу пропускной способности [4]. Сигнал, приближенный по своим свойствам к шуму, называют шумоподобным.

Выбор способа расположения точек на поверхности сферы

Ниже приведены примеры распределения 5000 точек по поверхности трёхмерной сферы двумя способами – слоями [2] (рис. 1) и спиралью Фибоначчи [5] (рис. 2).

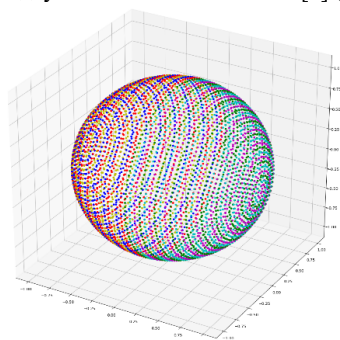


Рис. 1

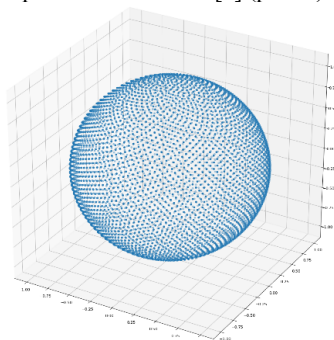


Рис. 2

Точки на поверхности сферы следует распределять равномерно, чтобы вероятность символической ошибки была одинаковой для всех символов.

Для выбора наиболее подходящего способа размещения точек на поверхности сферы были рассчитаны расстояния между ближайшими точками при разном числе точек в ансамбле сигналов в случаях расположения точек спиралью и расположения точек слоями по трёхмерной сфере единичного радиуса.

Далее приведено сравнение двух распределений (а именно, слоями и спиралью) сигнальных точек по сфере на основе полученных значений расстояний.

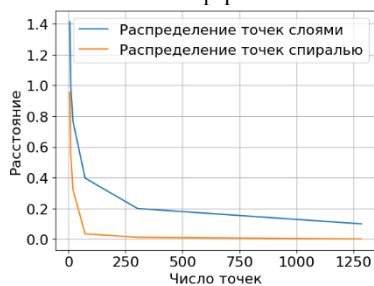


Рис. 3

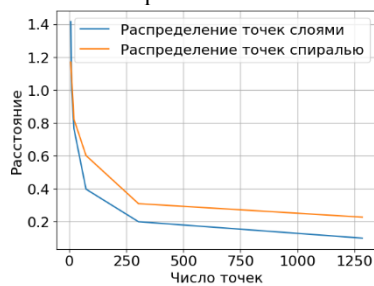


Рис. 4

На рис. 3-6 изображены зависимости минимального, максимального из ближайших расстояний между точками для двух способов, а также их средние значения и дисперсии соответственно.

В случае спирального покрытия сферы, расстояния между точками распределены в более широком диапазоне, чем в случае покрытия слоями. Для дальнейшего исследования будем использовать слойный способ размещения точек на сфере.

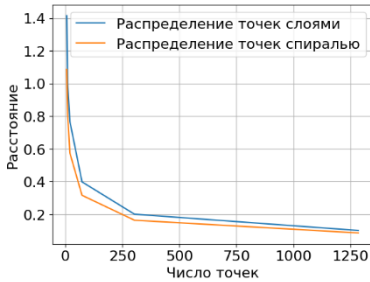


Рис. 5

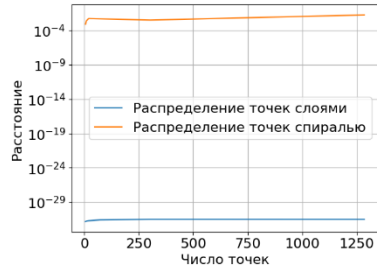


Рис. 6

Вероятность символьной ошибки

Была рассчитана теоретическая вероятность символьной ошибки для случая трехмерного поверхностно-сферического ансамбля сигналов, состоящего из 6 сигнальных точек. Ниже на графиках приведено сравнение с примерами традиционных ансамблей сигналов, а именно – QPSK (рис. 7) и 6PSK (рис. 8). Для краткости, в легендах графиков, сигнал, основанный на трехмерном поверхностно-сферическом ансамбле сигналов, будем называть 6ПСАС.

Сравнение QPSK и 6ПСАС проводилось исходя из того, что в обоих случаях минимальные расстояния между ближайшими точками равны. Как видим из рис.7, вероятность символьной ошибки в случае 6ПСАС выше, чем в случае QPSK. Но не стоит забывать, что в одном символе 6ПСАС передается больше информации, чем в символе QPSK. Сравнение 6ПСАС и 6PSK проводилось исходя из того, что оба ансамбля сигналов состоят из одинакового числа точек. Из рис. 8 следует, что вероятность символьной ошибки в случае 6ПСАС ниже, чем в случае 6PSK. Другими словами, при одинаковом числе сигнальных точек, сигнал, основанный на поверхностно-сферическом ансамбле сигналов, дает выигрыш перед двумерным ансамблем сигналов. Однако, передача сигнала из трёхмерного ансамбля требует больше частотно-временного ресурса.

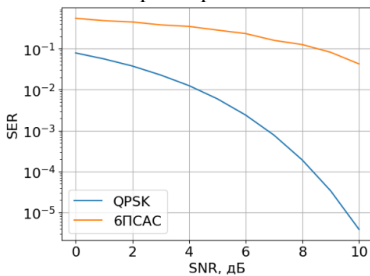


Рис. 7

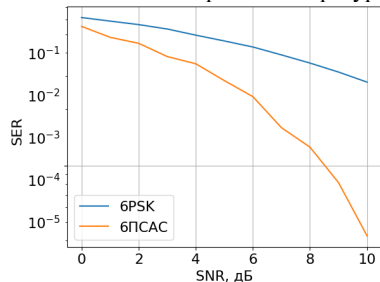


Рис. 8

Выводы

В ходе работы был проведен сравнительный анализ двух способов расположения сигнальных точек. Наиболее подходящим оказался слоевой метод формирования поверхностно-сферического ансамбля сигналов. Был проведен анализ помехоустойчивости поверхностно-сферического ансамбля сигналов, сформированного на основе выбранного метода расположения сигнальных точек. Был проведен расчет символьной ошибки сигнала, основанного на поверхностно-сферическом ансамбле из шести сигналов. Было проведено сравнение с традиционными ансамблями сигналов (QPSK, 6PSK). Символьная ошибка выбранного ансамбля сигналов оказалась несколько больше, чем в случае QPSK, но меньше, чем у 6PSK. При этом один сигнал из поверхностно-сферического ансамбля несёт больше информации, чем сигнал QPSK. А при равном количестве сигнальных точек, поверхностно-сферический ансамбль сигналов показал более высокую, по сравнению с традиционным 6PSK, помехоустойчивость.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи: Монография. – Нижний Новгород: Изд-во ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011, 368 с.
- [2] Быховский М.А. Гиперфазовая модуляция – оптимальный метод передачи сообщений в гауссовских каналах связи. 2018, 310с. ISBN 978-5-94836-478-0
- [3] Marsaglia G. // Ann. Math. Statist. 1972. No 43 (2). P. 645.
- [4] Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. – М.: Издательство иностранной литературы, 1963, 830 с.
- [5] Аракелян Г.Б. Математика и история золотого сечения. – М.: Логос, 2014, 404 с.

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИСКУССТВЕННОГО ШУМА НА СКРЫТНОСТЬ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В МИМО-СИСТЕМЕ

В.В. Пархачёв, Е.А. Рыжкова

ННГУ им. Н.И. Лобачевского

Введение

В данной работе рассмотрен способ увеличения скрытности передачи информации беспроводной системы связи с помощью искусственного шума. А также предложен алгоритм поиска оптимальных параметров искусственного шума.

Искусственный шум – это нормально распределённые сигналы, генерируемые передатчиком для ухудшения отношения сигнал/шум (ОСШ) на стороне перехватчика [1]. Скрытность передаваемой информации в данной работе характеризуется секретной ёмкостью (SC). Секретная ёмкость системы – это количество скрытно переданной информации, оно определяется как разность спектральных эффективностей (СЭ) каналов передатчик-легитимный приёмник и передатчик-нелегитимный приёмник (перехватчик) [2]:

$$SC = C_B - C_E, \quad (1)$$

где C_B и C_E – СЭ каналов передатчик-легитимный приёмник и передатчик-перехватчик соответственно.

Описание системы

В работе рассмотрена беспроводная система связи, состоящая из трёх пользователей: передатчика (Алисы) с M антеннами, приёмника (Боба) с N антеннами и пассивного перехватчика (Евы) с N' антеннами (рис. 1).

Для передачи информации в рэлевском канале связи Алиса и Боб используют МИМО-систему с обратной связью и пространственным кодированием. Вместе с полезным сигналом Алиса передаёт искусственный шум, который она формирует, используя часть доступной ей мощности. Таким образом происходит распределение полезного и шумового сигнала по K пространственным подканалам системы.

Для такой системы, используя СЭ МИМО-системы [3-4], была получена формула расчёта SC для системы с искусственным шумом:

$$SC = \log_2 \left(\det \left(I_K + \frac{P_s \Lambda}{P_n \Lambda + \sigma_B^2 I_K} \right) \right) - \quad (2)$$

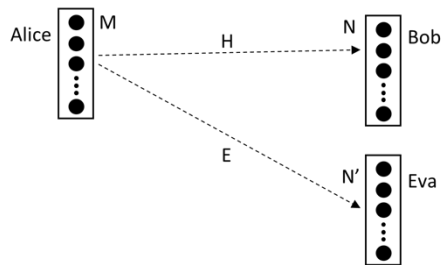


Рис. 1

$$-\log_2 \left(\det \left(I_{N'} + \frac{E A P_S A^H E^H}{E A_n P_n A_n^H E^H + \sigma_E^2 I_{N'}} \right) \right),$$

где A и A_n – $(M \times K)$ -мерная и $(M \times M)$ -мерная матрицы, состоящие из весовых векторов кодеров полезного и шумового сигналов соответственно;

P_S и P_n – $(K \times K)$ -мерные диагональные матрицы, состоящие из мощностей полезного и шумового сигналов, распределённых по пространственным подканалам;

Λ – $(K \times K)$ -мерная диагональная матрица, состоящая из собственных чисел матрицы HH^H или $H^H H$;

E и H – каналные матрицы Алиса-Ева и Алиса-Боб соответственно;

σ_B^2 и σ_E^2 – средние мощности шума в каналах Алиса-Боб и Алиса-Ева соответственно;

I_K и $I_{N'}$ – единичные матрицы размером $K \times K$ и $N' \times N'$ соответственно;

$()^H$ – эрмитово сопряжение.

Формула (2) получена в общем виде: для произвольного количества антенн Алисы, Боба и Евы, а также произвольной кодирующей матрицы искусственного шума A_n .

Увеличение скрытности передачи информации

Максимального значения SC можно достичь при оптимальном распределении полезного и шумового сигнала по подканалам. Для этого были разработаны алгоритмы поиска оптимальных распределений мощностей полезного и шумового сигналов для двух случаев системы: с известной (рис. 2) и неизвестной (рис. 3) канальной матрицей перехватчика на стороне передатчика. Данные алгоритмы представлены ниже в виде блок-схем. Они позволяют построить зависимости SC системы от отношения сигнал/шум (аддитивный белый гауссовский шум).

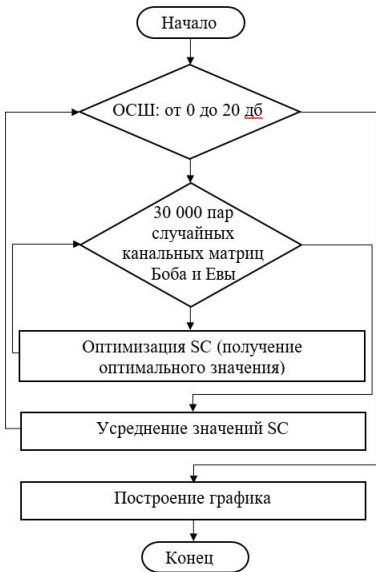


Рис. 2

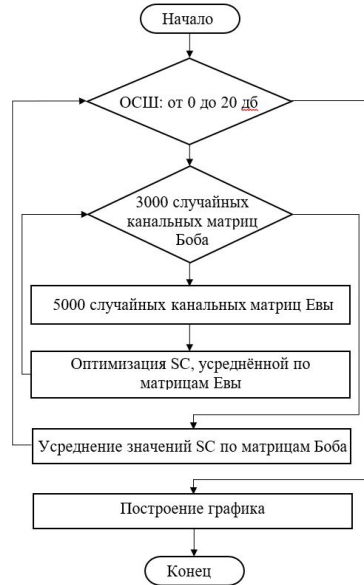


Рис. 3

В качестве целевой функции использована формула (2), где параметрами оптимизации являются мощности полезного $p_{s1}, p_{s2}, \dots, p_{sK}$ и шумового $p_{n1}, p_{n2}, \dots, p_{nK}$ сигналов по подканалам, которые формируют матрицы P_s и P_n .

Моделирование работы системы

Данная задача оптимизации была решена для частного случая системы, где Алиса, Боб и Ева имеют по две антенны. Для поиска максимума были заданы следующие ограничения на мощности сигналов: $0 \leq p_{s1}, p_{s2}, p_{n1}, p_{n2} \leq 1$ и $p_{s1} + p_{s2} + p_{n1} + p_{n2} = 1$.

Результаты представлены в виде зависимостей SC системы от ОСШ для случаев с известной (рис. 4) и неизвестной (рис. 5) канальной матрицей перехватчика. Здесь синий (сплошной) график – SC системы с искусственным шумом, красный (пунктирный) – без искусственного шума.

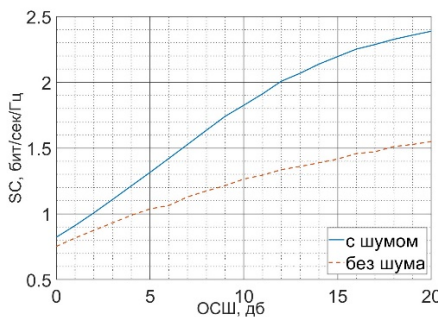


Рис. 4

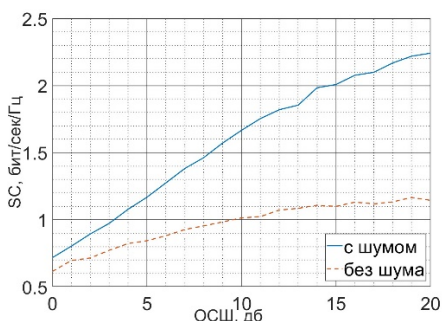


Рис. 5

Из данных результатов видно, что использование искусственного шума существенно увеличивает SC системы.

Для удобства сравнения на рис. 6 представлены вместе графики SC систем с известной и неизвестной канальной матрицей перехватчика при наличии искусственного шума. Сравнение показало, что знание канальной матрицы перехватчика на стороне передатчика значительно увеличивает SC системы.

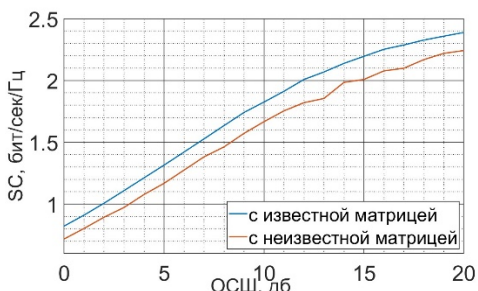


Рис. 6

Отдельно были рассмотрены оптимальные распределения мощностей полезного и шумового сигнала по подканалам для ОСШ 0-20 дБ. Результаты показали, что оптимальная доля шума в передаваемом сигнале растёт с увеличением ОСШ, таким образом при ОСШ = 0 дБ оптимальная доля шума в передаваемом сигнале составляет 15-20%, при ОСШ = 5 дБ она лежит в интервале 30-35%, при ОСШ = 10 дБ – в интервале 40-42%, при ОСШ = 20 дБ – в интервале 45-47%. Также было отмечено, что в большинстве случаев оптимальным является разделение полезного и шумового сигнала по разным подканалам.

Полученные результаты

В ходе данных исследований было рассмотрено увеличение скрытности передачи информации в ММО-системе с помощью искусственного шума. Получена зависимость SC системы от ОСШ. Предложен алгоритм поиска оптимальных параметров искусственного шума. Решена задача оптимизации с ограничениями для частного случая системы при известной и неизвестной канальной матрице перехватчика. Основные полученные результаты:

- использование искусственного шума значительно увеличивает среднее значение SC системы в обоих случаях;

- знание канальной матрицы перехватчика существенно повышает SC системы;
- оптимальная доля искусственного шума в передаваемом сигнале увеличивается с ростом ОСШ: при ОСШ = 0 дБ оптимальная доля шума составляет 15-20%, при ОСШ = 5 дБ она лежит в интервале 30-35%, при ОСШ 10 дБ – в интервале 40-42%, при ОСШ 20 дБ – в интервале 45-47%.
- в большинстве случаев оптимальным является разделение полезного и шумового сигнала по разным подканалам.

Работа выполнена в рамках научного проекта «Интеллектуальные системы контроля воздушного пространства» Передовой инженерной школы ННГУ им. Н.И. Лобачевского.

- [1] Ruoheng L., Wide T. Securing Wireless Communications at the Physical Layer – New York: Springer Science+Business Media, 2010, p. 19.
- [2] Marco B., Stefano T., Physical and Data-Link Security Techniques for Future Communication Systems – New York: Springer International Publishing Switzerland, 2016, p. 1.
- [3] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Теоретические основы обработки сигналов в беспроводных системах связи. – Нижний Новгород: Издательство ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2011. С. 368.
- [4] Ермолаев В.Т., Флакман А.Г. Адаптивная пространственная обработка сигналов в системах беспроводной связи. – Нижний Новгород: Издательство ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2006. С. 99.

Секция «Радиофизические методы измерения
и их компьютерное обеспечение»

Заседание секции проводилось 16 мая 2023 г.
Председатель – Е.С. Фитасов, секретарь – В.Н. Бугров.
Нижегородский государственный университет им. Н.И. Лобачевского.